

N° d'ordre :

**Université de Saida– Dr. Moulay Tahar**

**Faculté de Technologie**

**Thèse**

Présentée pour obtenir le diplôme de

**Doctorat 3<sup>ième</sup> Cycle**

**Spécialité : Gestion et Contrôle des systèmes électriques**

**Filière : Electrotechnique**

Par :

**AOUADJ Norediene**

Thème :

**Contribution au développement des techniques de  
contrôle pour un véhicule électrique à traction intégrale**



Thèse soutenue le 12/03/2020 devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
01	BOUMEDIENE Larbi	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Président
02	HARTANI Kada	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Rapporteur
03	MEKRI Fatiha	MCA	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Co-rapporteur
04	MILOUD Yahia	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Examineur
05	BENOUZA Noureddine	Prof.	Univ. des Sciences et de la Technologie d'Oran	Examineur
06	BENDJEBAR Mokhtar	Prof.	Univ. des Sciences et de la Technologie d'Oran	Examineur

*A ma mère*

.....

# Remerciement

## ▪ *A mes directeurs de thèse*

Je remercie Monsieur [Kada HARTANI](#), professeur à l'université Dr Tahar Moulay de Saida, d'avoir assuré le bon déroulement de ce travail doctoral, de confiance qu'il m'a accordée, l'autonomie qu'il m'a laissée, et pour le temps qu'il a passé pour assurer la qualité scientifique de ce travail et la qualité linguistique de mon mémoire. Son professionnalisme restera une référence que j'espère atteindre un jour, de m'avoir apporté l'aide à la gestion des différents aspects administratifs, et pour la pertinence de ses remarques et de ses conseils. Je le remercie infiniment de m'avoir soutenu dans toutes mes démarches.

Je remercie Madame [Fatiha MEKRI](#), Maître de conférences à l'université Dr Tahar Moulay de Saida, pour sa participation à l'encadrement.

## ▪ *Aux membres du jury*

Je remercie tous les membres du jury pour l'attention avec laquelle ils ont relu mon mémoire, et pour l'échange constructif qu'on avait eu le jour de la soutenance.

Je remercie également professeur [Larbi BOUMEDIENE](#) pour avoir accepté de présider mon jury de thèse.

Je remercie Monsieur [Yahia MILOUD](#) professeur à l'université Docteur Tahar Molay Saida, qui m'a fait l'honneur de juger mon travail de thèse.

Je remercie également les autres membres du jury pour leurs commentaires et leurs remarques pertinentes, et pour l'échange constructif qu'on avait eu le jour de la soutenance. Monsieur [Mokhtar BENDJEBAR](#) professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran et Monsieur [Nouredine BENOUSA](#) professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran.

## ▪ *A mes enseignants*

Je remercie [Abdelkader MERAH](#), maître de conférences de l'université Dr Tahar Moulay de Saida, [Tarik MOHAMMED CHIKHOUCHE](#), maître de conférences de l'université Dr Tahar Moulay de Saida, [Mohamed MANKOUR](#), maître de conférences de l'université Dr Tahar Moulay de Saida, [Kheira BELGACEM](#), maître de conférences de l'université Dr Tahar Moulay de Saida, pour leur collaboration et leur soutien.

Je remercie [Mohamed KHALFAOUI](#), mon co-bureau de LGE, pour les différents échanges que nous avons pu avoir, et pour l'esprit amical que nous avons partagé.

A tous les personnes que j'ai côtoyées au sein du laboratoire de Génie Electrotechnique (LGE)

## ▪ *A ma famille*

Une pensée toute particulière à mes parents, mes frères et mes amis qui placeront ce manuscrit fièrement dans la bibliothèque familiale.

Une pensée toute particulière à ma mère (allah yerhameha incha'allah), et j'espère que vous êtes fier de moi.

## "المساهمة في تطوير تقنيات التحكم للمركبة الكهربائية ذات الدفع الرباعي"

الملخص:

أصبح البحث في التحكم المتكامل لديناميكية للدريك الكهربائية مجاً متطوراً. سفمة المركبات الكهربائية تتطلب تحسين استقرارها وذلك من خلال التحكم الفعال. الفكرة الأساسية هي جعل مسار السيارة يقترب من الخصائص الخطية للمركبة المنوطة به، لذلك اسمى للمركبة) وتجذب قراً مكان التأثير الديناميكي الجانبي للمركبة حتى تكون قيادتها مستقرة والسيطرة عليها اثناء قيادة خشنة أو حالة حرجة. يعتبر مخراف انحراف وزاوية انحراف المركبة نظامان من أنظمة التحكم في استقرار السيارة وهما مقدران أساسيان للتحكم في ديناميكية السيارة الكهربائية وإجبارهما على اتباع القيم المرغوبة أمر ضروري لتحسين التصرف الديناميكي الجانبي للمركبة، ما فيما يتعلق بالسلوك الجانبي، فقد تم النظر في عدة تركيبات مختلفة للمحركات وذلك باستخدام توزيع عزم الدوران للفرملة والتوجيه الأمامي / الخلفي (الفرامل الأمامية / الخلفية ، التفاضلية). الهدف من هذا العمل هو تطوير نظام فعال ومتطور جديد للتحكم في المركبات الكهربائية يعمل بنظام الدفع الرباعي والذي يجمع بين نظام توجيه فعال ونظام فرامل تفاضلي فعال ونظام تفاضلي كهربائي. يتحكم نظام التوجيه الفعال في زوايا توجيه العجلات مع تأثير كبير على السلوك الجانبي للسيارة. يعمل نظام الكبح الفعال ، مثل التحكم المباشر في عزم الدوران (DYC) ، على تحسين الأداء الجانبي للمركبة الكهربائية من خلال توليد عزم انحراف تصحيحي ناتج عن القوة الطولية والتي يمكن الحصول عليها من نظام فرملة تفاضلي فعال . يسمح المفرق التفاضلي الكهربائي من جهة بالتحكم بدقة عالية وبشكل مستقل في عزم الدوران المطبق على كل عجلة ، طبقاً لأوامر التوجيه أو التسارع أو المكابح الخاصة بالسائق ، ومن ناحية أخرى يسمح بتحسين الثبات الجانبي من السيارة الكهربائية عند المنعطفات. أخيراً ، من أجل تحليل والتحقق من التحكم المتطور المطور ، يتم استخدام طريقة خطة طور زوايا انحراف ومشتقتها الزمنية لمراقبة السلوك الديناميكي للمركبة الكهربائية.

**كلمات مفتاحية:** سيارة كهربائية ، نمذجة ديناميكية، استقرار ديناميكي ، التحكم المباشر في عزم الدوران ، التحكم الخلفي، نظم متعدد الموترات متعددة المحركات، التحكم الجانبي ، نظام التوجيه النشط ، نظام الكبح التفاضلي النشط، مفرق تفاضلي كهربائي.

## **« Contribution au développement des techniques de contrôle pour un véhicule électrique à traction intégrale »**

### **Résumé :**

La recherche sur le contrôle intégré de la dynamique du véhicule électrique est un domaine très actif ces dernières années. La sécurité des véhicules électriques nécessite l'amélioration de la stabilité par un contrôle actif. L'idée de base est d'aider la conduite du véhicule à se rapprocher à des caractéristiques linéaires du véhicule (comportement nominal du véhicule) et de limiter la dynamique latérale du véhicule pour être dans une région de manœuvrabilité stable dans le cas des manœuvres agressives et des situations critiques. Pour les systèmes de contrôle de stabilité des véhicules, le taux de lacet et l'angle de dérive du véhicule sont deux grandeurs essentielles pour contrôler la dynamique du véhicule électrique. Forcer ces deux grandeurs à suivre leurs valeurs désirées est essentiel pour améliorer le comportement de la dynamique latérale du véhicule. Concernant le comportement latéral, différentes configurations d'actionneurs ont été considérées en utilisant la répartition du couple de freinage et de direction avant / arrière (freinage avant / arrière, différentiel). Le présent travail porte sur le développement d'un nouveau système avancé de contrôle du véhicule électrique à traction intégrale qui combine un système de direction active, un système de freinage différentiel actif et un système différentiel électrique. Le système de direction active contrôle les angles de direction des roues avec une grande influence sur le comportement latéral du véhicule. Le système de freinage actif, comme le contrôle direct du moment de lacet (DYC), améliore les performances latérales du véhicule électrique en générant le moment de lacet correctif produit par la force longitudinale qui peut être obtenue à partir d'un système de freinage différentiel actif. Le différentiel électrique permet d'une part de contrôler avec haute précision et indépendamment le couple appliqué à chaque roue, selon les commandes de direction, d'accélération ou de freinage du conducteur, et d'autre part permet d'améliorer la stabilité latérale du véhicule électrique dans les virages. Enfin, pour l'analyse et la validation du contrôle intégré développé, la méthode du plan de phase de l'angle de dérive et son dérivé temporel est utilisée pour surveiller le comportement dynamique du véhicule électrique.

**Mots clés :** Véhicule électrique, modélisation dynamique, stabilité dynamique, commande direct du couple, commande Backstepping, système multi-machine multi-convertisseur, control latéral, système AFS, système DYC, différentiel électrique.

## « Contribution to the development of control techniques for an electric vehicle with all-wheel drive »

### **Abstract :**

Research on the integrated control of the dynamics of the electrical vehicle is a very active domain these last years. The security of electric vehicles requires improvement of stability by an active control. The basic idea is to help the driving of the vehicle to get closer to linear characteristics of the vehicle (nominal behavior of the vehicle) and to restrict the lateral dynamics of the vehicle to be in a stable manoeuvrability region in the case of aggressive maneuvers and critical situations. For vehicle stability control systems, the yaw rate and the vehicle side slip angle are two essential magnitudes to control the dynamics of the electrical vehicle. Forcing these two graders to follow their desired values is essential to improve the behavior of the vehicle's lateral dynamics. Regarding lateral behavior, different actuator configurations have been considered using the distribution of braking torque and front / rear steering (front / rear braking, differential). This work focuses on the development of a new advanced system of control of all-wheel drive electric vehicle that combines an active steering system, an active differential braking system and an electric differential system. The active steering system controls the steering angles of the wheels with a great influence on the lateral behavior of the vehicle. The active braking system, like direct yaw moment control (DYC), improves the lateral performance of the electric vehicle by generating the corrective yaw moment produced by the longitudinal force which can be obtained from an active differential braking system. The electric differential allows, on one hand, to control with high precision and independently the torque applied to each wheel, according to the steering, acceleration or braking commands of the driver, and on the other hand, it allows to improve lateral stability of the electric vehicle when cornering. Finally, for the analysis and validation of the developed integrated control, the phase plan method based on the vehicle side slip angle and its time derivative, is used to watch the dynamic behavior of the electric vehicle.

**Key words:** Electric vehicle, dynamic modeling, dynamic stability, direct torque control, backsteeping control, multi-machine multi-converter system, lateral control, active front steering system (AFS), direct yaw control system, electric differential.

# Table des matières

Liste des symboles.....	01
Liste des figures .....	05
Liste des tableaux .....	07
Introduction générale.....	08
<b>Chapitre 1 : Présentation et modélisation dynamique d'un véhicule électrique</b>	
1.1 Introduction .....	13
1.2 Bref historique sur les véhicules électriques .....	14
1.3 Configurations des véhicules électriques .....	14
1.3.1 Technologie de moteur intégré .....	16
1.3.2 Intérêt des moteurs-roues .....	17
1.3.3 Différentes structures du point de vue d'ensemble convertisseurs/moteurs .....	18
1.3.3.1 Structure Multi-onduleur/Multi-machine .....	18
1.3.3.2 Structure Mono-convertisseur/Multi-machine .....	19
1.3.4 Configuration étudiée de VE à quatre roues motrices .....	20
1.3.5 Intérêt de la traction intégrale .....	21
1.4 Différentes techniques de contrôle avancé du véhicule électrique .....	22
1.4.1 Contrôle longitudinale .....	22
1.4.1.1 Système ABS .....	23
1.4.1.2 Système ESP.....	23
1.4.2 Contrôle latérale .....	23
1.4.2.1 Moment direct de lacet (DYC) .....	24
1.4.2.2 Direction active (AFS) .....	24
1.5 Modèle dynamique du véhicule (VE) à quatre roues motrices .....	25
1.5.1 Bilan des efforts appliqués sur le véhicule .....	25
1.5.1.1 Couple d'auto-alignement .....	25
1.5.1.2 Forces aux roues .....	26
1.5.2 Modélisation dynamique du véhicule .....	27
1.5.3 Modélisation le contacte avec la sole .....	30
1.5.3.1 Angle de glissement .....	30
1.5.3.2 Le glissement .....	30
1.5.3.3 Adhérence .....	31
1.5.4 Modèle mécanique en vue de la simulation du véhicule .....	32
1.5.4.1 Couplage entre le modèle mécanique et celui de la motorisation .....	33
1.6 Conclusion .....	34

## **Chapitre 2 : Etude de la commande Backstepping-DTC en vue de son extension à un système mono-onduleur bi-motopropulseurs synchrones**

2.1	Introduction .....	37
2.2	Modélisation de la chaîne de traction .....	38
2.2.1	Modélisation du moteur de traction .....	38
2.2.2	Modélisation du convertisseur statique.....	42
2.2.3	Modélisation de la source d'énergie .....	43
2.3	Commande Backstepping-DTC du moteur de traction .....	43
2.3.1	Principe de la commande Backstepping DTC.....	44
2.3.2	Contrôleur mode glissant (SMC).....	45
2.3.2.1	Loi de convergence exponentielle .....	46
2.3.2.2	Conception de contrôleur .....	46
2.3.3	Le contrôleur Backstepping DTC .....	47
2.3.3.1	Analyse de stabilité .....	48
2.3.4	La conception de l'observateur du couple de charge basée sur ESO .....	49
2.3.5	Stratégie de limitation .....	51
2.3.6	Commande MLI vectorielle .....	51
2.3.7	Simulation de la méthode de commande proposée .....	55
2.3.7.1	Essai 1 : Réponse à un échelon de vitesse .....	56
2.3.7.2	Essai 2 : Deuxième essai de simulation .....	60
2.4	Extension de la commande Backstepping DTC pour un système de traction bi-machine .....	64
2.4.1	Modélisation de l'onduleur à cinq bras.....	65
2.4.2	Commande Backstepping-DTC pour la structure bi-machine mono –onduleur .....	67
2.5	Simulation de la commande Backstepping-DTC de la structure parallèle .....	68
2.6	Conclusion .....	71

## **Chapitre 3 : Techniques de contrôle latéral pour l'amélioration de la contrôlabilité et la stabilité du véhicule électrique**

3.1	Introduction .....	73
3.2	Système différentiel électrique .....	74
3.2.1	Modélisation du système différentiel électrique .....	74
3.2.2	Résultats de simulation .....	76
3.3	Système de direction active (AFS) .....	78
3.3.1	Le principe de base de la direction active .....	78
3.3.2	Modélisation des dynamiques latérales d'un véhicule électrique .....	79
3.3.3	Modèle de référence .....	81
3.3.4	Modèle de la colonne de direction assistée électrique .....	82
3.4	Conception des contrôleurs .....	83

3.4.1 Le contrôleur PID .....	84
3.4.2 Commande par mode glissant (SMC) .....	84
3.4.3 Commande par logique floue .....	85
3.5 Résultats de simulation du système de direction active (AFS) .....	86
3.6 Contrôle direct de moment de lacet (DYC) .....	89
3.6.1 Principe de fonctionnement de DYC .....	89
3.6.2 Les variables de contrôle.....	90
3.6.3 Calcul des variables désirées .....	91
3.6.4 Modèle de véhicule .....	91
3.7 Conception du contrôleur .....	92
3.7.1 Commande par mode glissant .....	92
3.7.2 Contrôleur floue de moment de lacet .....	93
3.8 Résultats de simulation .....	95
3.9 Conclusion .....	97

**Chapitre 4 : Développement d'un système avancé de contrôle pour l'amélioration de la tenue de route, la stabilité et le confort d'un véhicule électrique à traction intégrale, basé sur la combinaison des systèmes différentiel électrique, sécurité active et contrôle du moment de lacet**

4.1. Introduction .....	100
4.2 Principe et Conception du système avancé de contrôle proposé .....	101
4.2.1 Modèle de référence .....	104
4.2.2 Contrôleur intégré AFS et DYC .....	104
4.2.3 Coordination AFS et DYC .....	105
4.2.4 Contrôleur de conversion .....	106
4.2.5 Modèle dynamique du véhicule .....	106
4.2.6 Conception du système de différentiel électrique .....	108
4.2.6.1 Configuration double-MSAP mono onduleur cinq bras .....	109
4.2.6.2 La commande SMB-DTC pour l'ensemble bi-MSAP mono onduleur d'un VE.....	110
4.3 Résultats de simulation.....	112
4.4 Conclusion .....	118
Conclusion générale .....	120
Perspectives .....	121
Annexe A.....	122
Bibliographie .....	123

# Liste des symboles

## Variables :

$v_a, v_b, v_c$  : Tensions de phase

$v_{dq}, v_{dq}$  : Tensions statoriques dans le repère  $(d, q)$

$v_\alpha, v_\beta$  : Tensions statoriques dans le repère  $(\alpha, \beta)$

$v_{ao}, v_{bo}, v_{co}$  : Tensions de branche

$v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$  : Tensions de phase

$i_a, i_b, i_c$  : Courants de phase

$i_d, i_q$  : Courants statoriques dans le repère  $(d, q)$

$i_\alpha, i_\beta$  : Courants statoriques dans le repère  $(\alpha, \beta)$

$\Phi_d, \Phi_q$  : Flux statoriques dans le repère  $(d, q)$

$\Phi_\alpha, \Phi_\beta$  : Flux statoriques dans le repère  $(\alpha, \beta)$

$v_s$  : Vecteur tension

$S_a, S_b, S_c$  : Etats des interrupteurs de l'onduleur

$\theta$  : Position électrique de la machine

$C_{em}$  : Couple électromagnétique

$C_r$  : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine

$E$  : Tension continue de la batterie

$T_s$  : Valeur de la période d'échantillonnage

$C_{em}^*$  : Valeur de référence du couple électromagnétique

$\Phi^*$  : Valeur de référence du flux statorique

$\varepsilon_\Phi$  : Erreur du flux statorique

$\varepsilon_c$  : Erreur du couple électromagnétique

$\alpha_p$  : Angle de la pente

$F_{aero}$  : Force de résistance aérodynamique

$F_{roul}$  : Force de résistance au roulement

$F_{acc}$  : Force due à l'accélération

$F_{t1}$  : Force de traction de la roue motrice 1

$F_{t2}$  : Force de traction de la roue motrice 2

$F_{t3}$  : Force de traction de la roue motrice 3  
 $F_{t4}$  : Force de traction de la roue motrice 4  
 $C_{m1}$  : Couple du moteur 1  
 $C_{m2}$  : Couple du moteur 2  
 $C_{m3}$  : Couple du moteur 3  
 $C_{m4}$  : Couple du moteur 4  
 $C_c$  : Couple de conducteur  
 $C_a$  : Couple de l'assistance  
 $C_{at}$  : Couple auto alignement  
 $V_{veh}$  : Vitesse du véhicule  
 $v_x$  : Vitesse longitudinale du véhicule  
 $v_y$  : Vitesse latérale véhicule  
 $r$  : Vitesse de lacet du véhicule  
 $\psi$  : Angle de Cap du véhicule  
 $\beta$  : Angle de dérive du véhicule  
 $R_c$  : Rayon de courbure de la route  
 $v_i$  : Vitesse linéaires du véhicule ramenées aux centres des roues  
 $\omega_v$  : Vitesse angulaire du véhicule  
 $\omega_{m_r}$  : Vitesse angulaire de la roue motrice droite (Right)  
 $\omega_{m_l}$  : Vitesse angulaire de la roue motrice gauche (left)  
 $\Delta\omega$  : Variation de la vitesse angulaire des roues motrices  
 $V_{vent}$  : Vitesse du vent  
 $\delta^*$  : Angle de braquage référence  
 $F_{zi}$  : Charge verticale  
 $\lambda$  : Glissement d'une roue  
 $\mu$  : Coefficient de frottement entre la roue et la route  
 $C_r$  : Couple résistant ramené sur l'arbre de la roue  
 $J_v$  : Inertie du véhicule  
 $J_\omega$  : Inertie de la roue  
 $J_m$  : Inertie du moteur  
 $J_\Omega$  : Inertie des éléments en rotation ramenés et totalisés sur l'axe moteur

## Paramètres :

- $R_s$  : Résistance statorique par phase  
 $L_s$  : Inductance statorique par phase  
 $L_d$  : Inductance directe  
 $L_q$  : Inductance en quadrature  
 $\Phi_f$  : Flux dû à l'aimant permanent  
 $p$  : Nombre de paires de pôles  
 $J$  : Moment d'inertie totale de la machine  
 $f$  : Coefficient de frottement visqueux  
 $R$  : Rayon du virage  
 $R_\omega$  : Rayon d'une roue  
 $M_v$  : Masse totale du véhicule  
 $\rho$  : Masse volumique de l'air  
 $S_f$  : Section de projection frontale  
 $C_{px}$  : Coefficient de pénétration dans l'air  
 $g$  : Accélération du pesanteur

## Indices :

- $a, b, c$  : Axes du repère triphasé  
 $d, q$  : Axes du repère tournant de Park  
 $\alpha, \beta$  : Axes du repère diphasé lié au stator  
 $X_{abc}$  : Composante du vecteur  $X$  dans les trois phases de la machine  
 $X_{dq}$  : Composante du vecteur  $X$  dans le repère tournant ( $d, q$ )  
 $X_{\alpha\beta}$  : Composante du vecteur  $X$  dans le repère lié au stator de la machine ( $\alpha, \beta$ )  
 $m_1, m_2, m_3, m_4$  : Indique une variable associée au moteur 1, 2, 3, 4 respectivement  
 $r_1, r_2, r_3, r_4$  : Indique une variable associée à la roue 1, 2, 3, 4 respectivement  
 $\hat{X}$  : Valeur estimée de la variable  $X$   
 $X^*$  : Valeur de référence de la variable  $X$

## Opérateurs :

- $P$  : Matrice de transformation de Park  
 $C$  : Matrice de transformation de Concordia

$s$  : Variable de Laplace

### **Abréviations :**

VE : Véhicule Electrique

VPC : Véhicules à Pile à Combustible

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents

TCS : Traction Control System

ESP : Electronic Stability Program

ABS : Anti lock Braking System

EBD : système de distribution de force de freinage électronique

DYC : Direct Yaw moment Control

AFS : Active Front Steering

CG : Centre de Gravité

DTC : Direct torque control

SVM : Space Vector Modulation

SMM : Système multimachine multiconvertisseur

B-DTC : Backstepping -Direct torque control

IGBT : Isolated Gate Transistor bipolaire

MLI : Modulation de largeur d'impulsion

IP : Intégral –Proportionnel

CSV : Commande à Structure Variable

ESO : Extend State Observer

SMC : Sliding Mode Control

FLI : Five leg Inverter

VGR: Rapport de vitesse variable

ICE : Internal Combustion Engine

4WID : 4 Wheel Independent Drive

PID : Proportionnel – Intégral – Dérivé contrôleur

LQR : Linear Quadratic Regulator

QFT : Théorie quantitative de rétroaction

UCC : Système de contrôle du châssis unifié

FLC : Fuzzy logic controller

VSC : Vehicle Stability Control

AS : Active Steering

ARS : Active Rear Steering

IVDC : Integrated Vehicle Dynamics Control

DE : Electrique Differentia

## Liste des Figures

<b>Figure 1.1</b> : (a) Architecture conventionnelle et (b) chaîne de traction électrique d'un VE .....	15
<b>Figure 1.2</b> : Différentes configurations de propulsion des véhicules électriques .....	16
<b>Figure 1.3</b> : Différents arrangements des systèmes motopropulseurs proposés. ....	18
<b>Figure 1.4</b> : Structure Multi-convertisseur/Multi-machine .....	19
<b>Figure 1.5</b> : Structure Mono-onduleur/Multi-machine .....	20
<b>Figure 1.6</b> : Configuration étudiée de VE à quatre roues motrices .....	20
<b>Figure 1.7</b> : Déformation du pneu sous l'action d'une sollicitation latérale [réf] .....	26
<b>Figure 1.8</b> : Mouvement du véhicule dans le système d'axes (X, Y) .....	28
<b>Figure 1.9</b> : Forces au niveau des roues du véhicule, dans le plan (x, y) .....	29
<b>Figure 1.10</b> : Glissement latérale de la roue .....	31
<b>Figure 1.11</b> : Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route .....	32
<b>Figure 1.12</b> : Couplage entre mécanique et motorisation .....	33
<b>Figure 1.13</b> : Forces agissant sur un véhicule dans un cas général de mouvement .....	34
<b>Figure 2.1</b> : Représentation de la MSAP dans le repère électrique ( $a, b, c$ ) .....	39
<b>Figure 2.2</b> : Circuit équivalent d'un MSAP .....	41
<b>Figure 2.3</b> : Schéma de l'onduleur de tension.....	42
<b>Figure 2.4</b> : Schéma bloc de la commande directe du couple d'une MSAP avec régulation de vitesse ....	44
<b>Figure 2.5</b> : Schéma bloc de la commande Backstepping-DTC d'une MSAP avec l'observation .....	45
<b>Figure 2.6</b> : Configuration des différentes possibilités d'interrupteurs de l'onduleur .....	52
<b>Figure 2.7</b> : Polygone de commutation .....	53
<b>Figure 2.8</b> : Calcul des temps de commutation $t_1$ et $t_2$ du premier secteur .....	54
<b>Figure 2.9</b> : Description des séquences de conduction des interrupteurs .....	55
<b>Figure 2.10</b> : Résultats de simulation pour Essai 1 .....	59
<b>Figure 2.11</b> : Résultats de simulation pour Essai 2 .....	64
<b>Figure 2.12</b> : Configuration du VE à traction intégrale .....	64
<b>Figure 2.13</b> : Structure parallèle : Onduleur de tension triphasé à cinq bras alimentant deux MSAP .....	65
<b>Figure 2.14</b> : Représentation vectorielle de l'onduleur à cinq bras .....	65
<b>Figure 2.15</b> : Schéma bloc de la commande backstepping-DTC de 2 MSAP alimenté par onduleur .....	67
<b>Figure 2.16</b> : Résultats de simulation de la commande Backstepping-DTC de la structure proposée .....	70
<b>Figure 3.1</b> : Géométrie de véhicule en virage .....	74
<b>Figure 3.2</b> : Mécanisme différentiel électrique .....	75

<b>Figure 3.3</b> : Simulation du comportement du système de traction en virages .....	78
<b>Figure 3.4</b> : Force latérale d'un pneu avant en fonction de l'angle de glissement .....	80
<b>Figure 3.5</b> : Modèle réduit de la colonne de direction .....	82
<b>Figure 3.6</b> : Modèle de la colonne de direction pour la synthèse des lois de commande.....	83
<b>Figure 3.7</b> : Schéma de principe de l'AFS avec commande PID .....	84
<b>Figure 3.8</b> : Schéma de principe de l'AFS avec commande par mode glissant .....	85
<b>Figure 3.9</b> : Schéma de principe de avec commande par logique floue .....	85
<b>Figure 3.10</b> : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou .....	86
<b>Figure 3.11</b> : Résultats de simulation du système AFS .....	89
<b>Figure 3.12</b> : Schématique d'un système de DYC typique pour un véhicule thermique .....	90
<b>Figure 3.13</b> : Schéma de principe de DYC avec commande par mode glissant .....	93
<b>Figure 3.14</b> : Schéma de principe de DYC avec commande par logique floue .....	94
<b>Figure 3.15</b> : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou .....	94
<b>Figure 3.16</b> : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou .....	97
<b>Figure 4.1</b> Schéma block du control intégré de la dynamique du véhicule .....	104
<b>Figure 4.2</b> : (a) Modèle de dynamique du véhicule, (b) Modèle de bicyclette .....	108
<b>Figure 4.3</b> Configuration du VE avec quatre roues motrices indépendantes .....	109
<b>Figure 4.4</b> Structure parallèle étudiée – système bi-machine mono-onduleur .....	109
<b>Figure 4.5</b> Schéma bloc de la commande Backstepping-DTC pour l'ensemble bi-machine.....	110
<b>Figure 4.6</b> Les résultats de simulation du contrôleur proposé .....	118

## Liste des tableaux

<b>Tableau 2.1</b> : Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs .....	52
<b>Tableau 2.2</b> : Vecteurs de commutation et cycles de fonctionnement de la modulation vectorielle .....	55
<b>Tableau 3.1</b> : Règles de logique floue .....	86
<b>Tableau 3.2</b> : Règles de logique floue .....	95

# Introduction Générale

La configuration classique d'une chaîne de traction électrique repose sur la commande d'une machine à courant continu ou à courant alternatif. Parmi les actionneurs électriques utilisés dans la traction électrique, la machine synchrone à aimants permanents est attractive. Son choix est motivé par la puissance massique élevée, ce qui est important pour les systèmes embarqués, son rendement élevé, sa maintenance est simple et elle possède de bonnes performances dynamiques bien meilleures que les machines asynchrones.

Actuellement, différents modèles du groupe motopropulseurs intégrant les représentations de la machine électrique et de son convertisseur d'alimentation associé à la commande sont développées et utilisées pour des applications à vitesse variable tel que la traction électrique. La stratégie de contrôle DTC est actuellement reconnue comme étant la technique la plus répandue dans le domaine du contrôle des machines synchrones à aimants permanents, plus particulièrement pour les systèmes embarqués. De nombreuses recherches ont été menées ces dernières décennies pour résoudre les problèmes posés par de la DTC classique, parmi lesquels la méthode DTC basée sur la modulation vectorielle (SVM). Actuellement, une méthode de contrôle Backstepping basée sur une conception systématique pour les systèmes non linéaires est proposée pour concevoir le système d'entraînement MSAP utilisé en traction électrique.

Le contrôle de l'effort de traction transmis par chaque roue est à la base des stratégies de commande visant à améliorer la stabilité du véhicule. Le contrôle indépendant de chaque roue est rendu possible par l'utilisation d'une motorisation tout électrique. On impose donc un contrôle indépendant sur chaque moteur-roue à l'aide d'une commande Backstepping-DTC conférant au véhicule un comportement dynamique similaire à celui imposé par un différentiel mécanique. Un moteur électrique intégré dans chaque roue est l'une des configurations les plus courantes en véhicules électriques qui est connu comme entraînement indépendant à quatre roues (4WID). Il permet la traction longitudinale par chaque roue qui peut être contrôlée indépendamment. Le contrôle indépendant de la force de traction est bénéfique pour optimiser l'efficacité de conduite et améliorer la stabilité du véhicule.

L'utilisation de plusieurs actionneurs dans les systèmes embarqués implique des systèmes multi-machines multi-convertisseurs (SMM) dont il peut être intéressant de chercher à réduire le volume et le poids. De nombreuses études ont été réalisées afin de diminuer le nombre de composants électroniques pour des systèmes comprenant plusieurs machines électriques en traction ferroviaire/traction électrique. Cette réduction peut s'effectuer en mutualisant l'électronique de puissance utilisée, d'où l'idée de connecter plusieurs machines en parallèle. Notre exemple SMM concerne un véhicule électrique possédant quatre moteurs synchrones à aimants permanents, alimentées par deux onduleurs de tensions triphasés à cinq bras et entraînant chacun deux roues motrices avant/arrière dont la contribution à l'avancement du véhicule est représentées par un couplage mécanique. On cherche ici à adapter le contrôle Backstepping-

DTC sur les deux moteurs synchrones à aimants permanents alimentés par un onduleur triphasé à cinq bras.

Une variété de systèmes conçus pour le contrôle de mouvement de la direction du véhicule a attiré une attention soutenue à la recherche du monde universitaire et industriel. Des systèmes de sécurité active ont été développés pour améliorer les caractéristiques des véhicules électriques au cours de ces trois dernières décennies et visant à réduire considérablement les accidents causés par les mauvaises manœuvres. Les caractéristiques de conduite d'un véhicule électrique sont vu comme la réponse du véhicule aux commandes de direction et aussi aux facteurs environnementaux, telles que les perturbations de la route et les rafales de vent, qui ont un effet sur le mouvement de direction du véhicule électrique.

La sécurité des véhicules électriques nécessite l'amélioration de la stabilité par un contrôle actif. L'idée de base est d'aider la conduite du véhicule à se rapprocher à des caractéristiques linéaires du véhicule (comportement nominal du véhicule) et de limiter la dynamique latérale du véhicule pour être dans une région de manœuvrabilité stable dans le cas des manœuvres agressives et des situations critiques. Pour les systèmes de contrôle de la stabilité du véhicule (VSC-Vehicle Stability Control), le contrôle de la dynamique latérale du véhicule joue un rôle important lorsqu'il vient à stabiliser le mouvement latéral du véhicule dans les virages sévères. Pratiquement, de nos jours le contrôle intégré peut être possible en raison des capacités améliorées de la commande du véhicule qui permettent de mettre en œuvre des algorithmes de contrôle qui intègrent plusieurs actionneurs. En outre, plusieurs actionneurs, tels que la direction active, le freinage actif et le différentiel électrique pourraient être utilisés pour contrôler la vitesse de lacet. Un système de direction active (AFS) aide le conducteur à améliorer la dynamique latérale du véhicule grâce à la correction des angles des roues avant avec une grande influence sur le comportement latéral du véhicule. Cependant, l'AFS est efficace pour contrôler le véhicule dans les manœuvres de virage en basse et grande vitesses. Un système de freinage actif comme le control direct du moment de lacet (DYC), en utilisant un freinage différentiel, est très efficace pour la stabilité latérale du véhicule. Un différentiel électrique pour l'amélioration de la stabilité latérale d'un véhicule électrique dans les virages est indispensable.

La recherche sur le contrôle intégré de la dynamique du véhicule et le contrôle global du véhicule est un domaine très actif ces dernières années. Concernant le comportement latéral, différentes configurations d'actionneurs ont été considérées en utilisant la répartition du couple de freinage et de direction avant / arrière (freinage avant / arrière, différentiel). Ce travail de thèse porte sur la conception d'un nouveau système avancé de contrôle du véhicule électrique à quatre roues motrices (à traction intégrale) qui intègre le système de freinage et le système de direction active. Le système de contrôle est conçu sur la base d'un modèle linéaire de véhicule à 3-DOF (Degrée-de liberté). L'objectif de contrôle est de rétablir la vitesse de lacet du véhicule dès que possible à la vitesse de lacet désirée attendu par le conducteur, et de limiter l'utilisation de l'actionneur de freinage seulement lorsque le véhicule va vers l'instabilité.

Pour les systèmes de contrôle de stabilité des véhicules (VSC), le taux de lacet et l'angle de dérive du véhicule, qui est l'angle entre la vitesse longitudinale du véhicule et sa direction de mouvement, sont deux grandeurs essentielles pour contrôler la dynamique du véhicule. Le contrôle du taux de lacet aide le véhicule à maintenir la vitesse et son sens de rotation désiré autour de son axe vertical. Par conséquent, forcer le taux de lacet et l'angle de dérive à suivre leurs valeurs désirées est essentiel pour améliorer le comportement de la dynamique latérale du véhicule. La méthode du plan de phase est l'une des plus courantes stratégies pour l'analyse d'un système non linéaire et la détermination d'une région stable qui doit être choisie comme référence pour la conception du contrôleur.

Les apports scientifiques de la thèse sont développés dans les chapitres suivants :

- Le chapitre 1 est consacré à *présentation et modélisation dynamique d'un véhicule électrique*

Dans ce chapitre, après avoir rappelé les différentes techniques de contrôle des véhicules électriques (contrôle longitudinale et latérale) ainsi que les différentes technologies disponibles des éléments constituant la chaîne de traction et ces différentes configurations, la modélisation de la partie mécanique qui traite les aspects dynamiques du véhicule est présentée. En suite, un modèle dynamique à trois degré de liberté traduisant la dynamique du véhicule dans son environnement.

- Le chapitre 2 intitulé *Etude de la commande Backstepping-DTC en vue de son extension à un système mono-onduleur bi-motopropulseurs synchrones*

Dans ce chapitre, nous imposons un contrôle indépendant sur chaque moteur-roue à l'aide d'une commande que nous qualifions « Backstepping-DTC » conférant au véhicule un comportement dynamique similaire à celui imposé par un différentiel mécanique. Dans une première partie, nous allons commencer la modélisation de la commande Backstepping-DTC de la machine synchrone à aimants permanents à travers le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique ; en suite, on développera l'estimation des deux grandeurs de commande (couple-flux). Afin d'apprécier les performances de cette approche, nous avons mené des simulations pour analyser les performances dynamiques et les erreurs statiques éventuelles. La commande Backstepping-DTC telle qu'elle est décrite dans la première partie de ce chapitre sert à commander une seule machine synchrone à aimants permanents.

Nous présentons dans la suite du présent chapitre, une extension de la commande Backstepping-DTC aux SMM. Le SMM faisant l'objet de cette thèse est un véhicule électrique possédant quatre moteurs synchrones à aimants permanents, alimentées par deux onduleurs de tension triphasés à cinq bras et entraînant chacun deux roues motrices avants/arrières dont la contribution à l'avancement du véhicule est représentées par un couplage mécanique. Des séries de simulation numérique sont réalisées pour montrer que le contrôle indépendant développé sur la base d'un onduleur triphasé à cinq bras est efficace et

permet de fournir une simple configuration avec des performances élevées en termes de vitesse et réponse en couple, ce qui est important pour les systèmes embarqués.

- Le chapitre 3 intitulé *Techniques de contrôle latéral pour l'amélioration de la contrôlabilité et la stabilité du véhicule électrique*

Ce chapitre porte sur le développement de différentes techniques de contrôle latérale pour l'amélioration de la stabilité et de la sécurité de notre véhicule électrique à traction intégrale lors des situations critiques (dérapage, survirage ou sous virage). Dans la première partie, nous présentons un système différentiel électrique qui permet d'assurer la répartition de puissance sur chaque roue d'une part et de contrôler les vitesses de rotation des roues motrices d'autre part avec haute précision afin de passer les virages le plus efficacement possible. Ensuite, une étude qui porte principalement sur le système de direction active avant (AFS), le plus couramment utilisé, est présentée. Nous présentons à la fin du présent chapitre une autre technique de contrôle du moment de lacet (DYC), qui utilise des forces de freinage différentiel entre les roues gauches et droites du véhicule pour produire le moment de lacet correctif requis. Elle exploite l'interaction entre les forces des pneus longitudinales et latérales pour influencer la manœuvrabilité du véhicule. Des simulations numériques sous Matlab/Simulink représentant différentes situations de conduite avec différents tests ont été effectués mettent en évidence la robustesse des techniques de contrôle développées.

- Le chapitre 4 intitulé *Développement d'un système avancé de contrôle pour l'amélioration de la tenue de route, la stabilité et le confort d'un véhicule électrique à traction intégrale, basé sur la combinaison des systèmes différentiel électrique, sécurité active et contrôle du moment de lacet*

Pour améliorer la tenue de route, la stabilité et le confort de notre véhicule électrique à traction intégrale, nous optons pour un choix pertinent de contrôle intégré d'une commande de direction avant et de freinage différentiel des quatre roues motrices. L'objectif principal de contrôle proposé est de faire forcer la vitesse de lacet réelle de suivre la vitesse de lacet désirée. En d'autres termes, le contrôleur doit suivre la vitesse de lacet de référence prévu par le conducteur en conduisant l'erreur de suivi entre la vitesse réelle de lacet et celle désirée à zéro. La vitesse de lacet du modèle de référence choisi est adoptée pour garder le véhicule dans la région linéaire. Un autre but du contrôleur est de limiter l'angle de dérive latéral du véhicule dans les limites acceptables de la région de stabilité pour empêcher le dérapage du véhicule. Le contrôleur répond à l'erreur de vitesse de lacet, et ses sorties sont l'angle de direction actif et le moment de freinage. Pour l'analyse et la validation du contrôle intégré développé, la méthode du plan de phase de l'angle de dérive et son dérivé temporel est utilisée pour surveiller le comportement dynamique du véhicule électrique.

En dernier lieu, le manuscrit s'achèvera par une conclusion générale sur l'ensemble des travaux et résultats développés au cours de ces années de thèse. Les perspectives seront aussi abordées pour assurer une continuité logique des travaux de recherche.

---

---

# Chapitre 1

Présentation et modélisation dynamique d'un véhicule électrique

---

---

## 1.1 Introduction

A l'heure actuelle, l'ensemble des véhicules électriques proposés par les constructeurs disposent d'une autonomie comprise entre 70 km et 250 km. Tous ces véhicules étant équipés de batteries [1]. De nouvelles perspectives apparaissent toutefois avec l'utilisation de la pile à combustible. Cette dernière 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 [2]. La gamme de puissance s'étale d'environ 15 kW jusqu'à environ 100 kW. Cependant, les choix sont guidés par l'utilisation de ces véhicules ; généralement, 20 à 30 kW suffisent pour un véhicule urbain alors que 40 à 50 kW sont préférables pour une voiture routière [3].

Depuis les premiers modèles de véhicules électriques, les éléments de base constituant la chaîne de traction n'ont guère changés. Le véhicule est toujours constitué d'accumulateurs pour le stockage d'énergie électrique, d'un moteur pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique et d'un convertisseur électrique pour transférer et contrôler la puissance des batteries au moteur. Ces convertisseurs font appel à des structures d'électronique de puissance largement développées par ailleurs, en particulier dans la variation de vitesse. En ce qui concerne la motorisation, les moteurs à courant continu sont toujours aussi répandus, à cause de la simplicité de leur commande en vitesse variable. Cependant, on entrevoit de plus une utilisation massive des moteurs alternatifs en raison de leurs plus faibles coûts. En effet, jusqu'à quelques années, la commande en vitesse variable des machines alternatives était difficile à mettre en œuvre. Celle-ci demandait une puissance de calcul que les processeurs de l'époque ne pouvaient fournir ou seulement à des coûts prohibitifs. Avec les progrès de la technologie, les coûts ont diminué et la puissance de calcul n'a cessé d'augmenter, favorisant ainsi l'émergence de ces machines jusque-là réservées à des applications de plus fortes puissances [3].

On situera nos travaux de recherche par rapport à l'ensemble des travaux similaires entrepris dans le domaine des véhicules électriques. Une recherche bibliographique sera donc effectuée relativement aux différentes techniques de contrôle longitudinal et latéral d'un véhicule électrique à traction intégrale.

Dans le cadre du véhicule électrique, de nombreux travaux de recherche ont été et sont conduits sur les différentes parties de la chaîne de traction [4]. La chaîne de traction d'un véhicule électrique prend plusieurs types de configuration. Nous avons choisi dans notre étude, un système de traction à quatre roues motrices qui participent à l'avancement du véhicule, les roues du train avant et arrière du véhicule sont des roues motrices [1, 5, 6].

Dans ce chapitre, nous présentons une introduction générale sur les véhicules électriques, les différents éléments constituent un véhicule électrique, les configurations et les différentes techniques de contrôle des véhicules électriques (contrôle longitudinal et latéral). Ensuite, nous présentons dans la deuxième partie de ce chapitre la modélisation de la partie mécanique qui traite les aspects dynamiques du véhicule.

## 1.2 Bref historique sur les véhicules électriques

Au début, les trois technologies de traction qui dominaient le secteur automobile étaient : les véhicules à combustion interne, les véhicules à vapeur et les véhicules électriques [7]. Parmi les inconvénients des véhicules à combustion interne, on peut citer :

- La difficulté de démarrage ;
- Une distance parcourue courte ;
- Une faible vitesse.

Les inconvénients des véhicules électriques se résume par:

- Des faibles performances des batteries ;
- Une incapacité à surmonter des pentes ;
- Une distance parcourue courte ;
- Une faible vitesse.

En 1834, le premier véhicule alimenté par une batterie non rechargeable est utilisé pour les courts trajets. En 1900, 4200 automobiles furent vendues dont 40 % à vapeur, 38 % électriques et 22 % à carburant fossile.

Entre 1910 et 1920, des progrès remarquables ont été réalisés sur les véhicules électriques au niveau de la capacité de stockage de la batterie, de sa durée de vie, de la distance parcourue et des coûts de maintenance. Par contre, l'évolution de la technologie des moteurs à combustion interne était bien plus rapide en termes de trajet, de vitesse, de démarrage... En 1920, les véhicules à combustion interne deviennent prédominants grâce à l'invention du démarreur (1911) et aux améliorations dans la production de masse du véhicule Henry Ford Model T vendu à 260 \$ en comparaison à 850 \$ en 1909. Les véhicules électriques disparaissent, pour réapparaître en 1960 [8]. La voiture de Lohner-Porsche montrée à l'Exposition de Paris en 1900 est la première voiture hybride. Elle est aussi la première voiture à être entraînée par deux moteur-roues avant. Le coût de la production de l'automobile hybride n'était pas rentable, Porsche s'en est alors retourné aux véhicules propulsés par du carburant.

## 1.3 Configurations des véhicules électriques

Le concept du véhicule électrique conventionnel est essentiellement simple comme montré dans la Figure 1.1. Le véhicule se compose d'une batterie, un moteur électrique et un contrôleur. Le contrôleur contrôle le moteur pour avancer ou reculer le véhicule. Pour le système d'entraînement du véhicule électrique, le moteur électrique est connecté par une transmission mécanique pour conduire les roues.

Le véhicule électrique conventionnel a un seul moteur électrique au lieu d'un moteur à combustion interne. Les moteurs électriques sont efficaces en termes de consommation d'énergie par rapport aux moteurs thermiques qui est une des raisons importantes de l'utilisation.

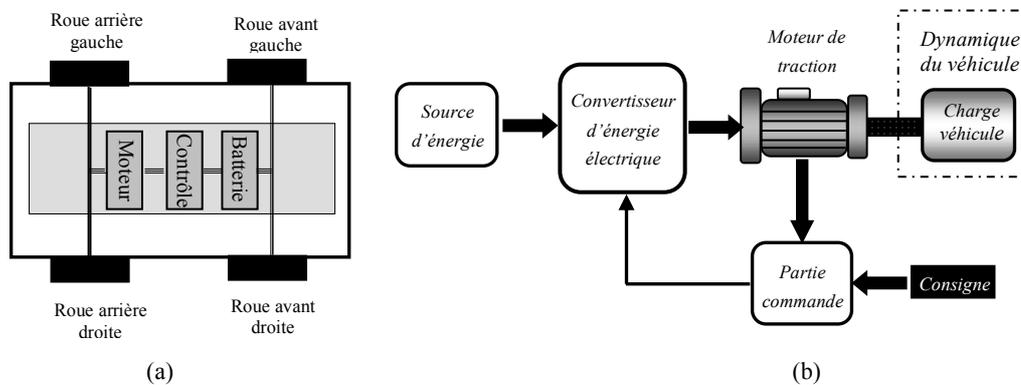
La chaîne de traction se compose d'un réseau d'alimentation alternatif, d'un chargeur de batterie, de une source d'énergie électrique embarquée, d'un ensemble convertisseur statique du moteur électrique et d'un contrôleur et, enfin, une transmission mécanique dont la fonction est d'adapter la caractéristique mécanique de la charge à celle du moteur de traction [2, 9-12].

**Source d'énergie :** La source d'énergie étudiée est une batterie d'accumulateur, qui a pour but de fournir l'énergie électrique (éventuellement de récupérer en cas de freinage). La nature de la source d'énergie est de type continu.

**Convertisseur d'énergie électrique :** Suivant l'utilisation du moteur à courant continu ou à courant alternatif, les convertisseurs d'énergie devront être différents. Les onduleurs sont utilisés dans la chaîne de traction pour gérer les échanges énergétiques entre la source d'énergie et le moteur de traction de type alternatif.

**Moteur de traction :** Le choix du moteur s'est porté sur un moteur de type synchrone triphasé à aimants permanents. L'intérêt de ce type de moteur est sa grande fiabilité, son rendement plus élevé, sa puissance massique élevée, ce qui est important pour les systèmes embarqués.

**Partie commande :** La traction électrique pour les véhicules électriques est réalisée par un élément contrôlant l'énergie transférée de la source d'énergie vers le moteur de traction. La partie commande reçoit sur son entrée des consignes telles que : le couple demandé par le conducteur et la vitesse de rotation de la machine.



**Figure 1.1 :** (a) Architecture conventionnelle et (b) chaîne de traction électrique d'un VE.

Un véhicule électrique a une transmission plus flexible par rapport à un véhicule thermique conventionnel. La flexibilité augmentée est surtout en raison de l'écoulement d'énergie via les fils électriques plutôt que les arbres mécaniques. Ces fils souples permettent de répartir plus librement les sous-systèmes du groupe motopropulseur. La flexibilité est augmentée en raison des nombreuses options dans les deux sous-systèmes principaux de la chaîne de traction, le système de source d'énergie et le système de propulsion électrique. Cette augmentation dans la flexibilité se mène aux systèmes de propulsion multiples qui peuvent être utilisés pour un VE. Basé sur ces configurations de propulsions électriques, le VE peut être classifié dans six groupes typiques [13]:

La configuration de la Figure 1.2 (a) est une conversion directe de l'ICE, elle se compose d'un moteur électrique, d'un embrayage, d'une boîte de vitesses et d'un différentiel mécanique.

Dans la configuration de la Figure 1.2 (b), on trouve un moteur électrique, un différentiel et un engrenage fixe est utilisé au lieu d'une boîte de vitesses et embrayage.

La configuration de la Figure 1.2 (c), un électrique moteur, un pignon fixe et un différentiel intégré et placé sur l'essieu avant, il fonctionne comme un véhicule conventionnel à roues motrices avant.

Deux moteurs électriques de la Figure 1.1 (d) sont raccordés avec engrenages fixes séparés dans cette configuration. Cette propulsion a la flexibilité pour entraîner les deux moteurs à différentes vitesses pour les virages et autres opérations.

Un moteur électrique à rotor interne à grande vitesse avec engrenage fixe est placé (Figure 1.2 (e)). C'est ce qu'on appelle le moteur à roue. Deux de ces moteurs dont les roues sont utilisés dans cette configuration de propulsion.

Une modification supplémentaire (Figure 1.2 (f)) est effectuée dans les systèmes intégrés aux roues en plaçant le moteur électrique du rotor extérieur à vitesse inférieure par le noyau d'une roue sans engrenage fixe. Cette configuration a deux moteurs à roue pour la propulsion.

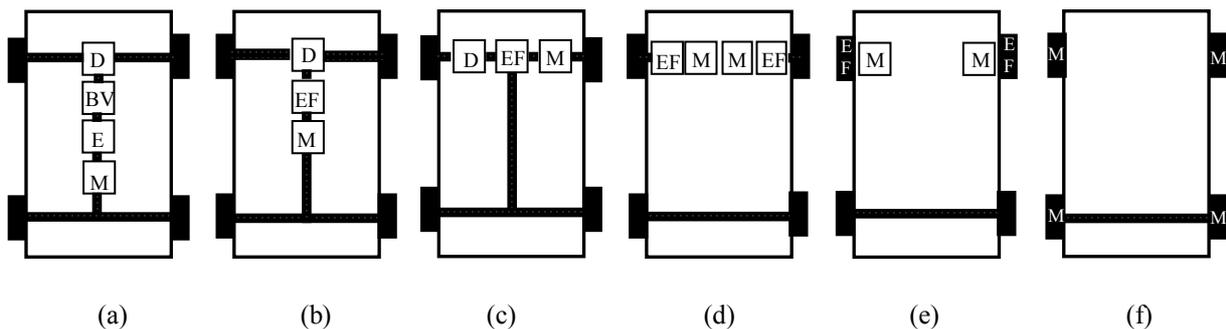


Figure 1.2 : Différentes configurations de propulsion des véhicules électriques.

Un moteur électrique dans un véhicule électrique présente plusieurs avantages, notamment un meilleur contrôle du véhicule. Dans un VE conventionnel, les différentielles de vitesse sont reliées au moteur d'entraînement et aux réducteurs, puis aux roues motrices. Bien que les deux roues soient reliées au même moteur, leur vitesse serait différente [14]. Pour contrôler le VE, donc pour contrôler la vitesse de deux roues, il est nécessaire de calculer la relation entre le moteur et la vitesse des roues en considérant les rapports de réduction.

Dans certains véhicules électriques, deux moteurs électriques sont connectés aux roues pour la propulsion. La synchronisation de ces moteurs est nécessaire pour une meilleure manipulation, mais la présence d'engrenages mécaniques peut rendre un calcul très complexe.

### 1.3.1 Technologie de moteur intégré

Malgré l'utilisation d'un moteur électrique et de batterie au lieu de combustibles fossiles, la plupart des véhicules sont basés sur la même conception de base que les voitures à combustibles fossiles qui est venu

avant eux. Leur transmission est toujours basée sur un seul moteur centralisé, avec transmission à deux ou quatre roues. Cette approche de conception a ses avantages et ses inconvénients. Une conception de moteur unique centralisée permet une méthode de commande du véhicule. Il permet également un emplacement unique pour le service et entretien du moteur. Cependant, il souffre encore de nombreux problèmes qui assaillent les voitures à carburant fossile. Avec un seul moteur électrique centralisé, la transmission de puissance aux roues entraînera toujours une perte d'énergie en raison de la friction dans la transmission. En outre, un différentiel sera toujours nécessaire pour garantir les roues tournent à une vitesse appropriée dans les virages. Cela ajoute du poids au véhicule, ce qui à son tour réduit l'autonomie et la puissance du véhicule [15].

Une alternative à un seul moteur centralisé est d'avoir des moteurs dans la roue. Dans les moteurs à roues, il faut réduire le besoin du système de transmission car la puissance du moteur est déjà à la roue. En tant que tels, les moteurs intégrés peuvent être très efficaces, certains moteurs transmettant jusqu'à 98% de l'énergie électrique exigée pour diriger sur la route [16].

Les moteurs roues permettent également au véhicule d'être plus léger, car la majeure partie du poids du moteur et de la transmission peut être enlevé.

Avec certains contrôles supplémentaires de haut niveau, les moteurs roues peuvent être utilisés pour améliorer le contrôle, la stabilité et les performances d'un véhicule dans diverses situations. La possibilité de contrôler individuellement la vitesse des quatre moteurs différents permet des scénarios avancés tels que le contrôle du lancement, le contrôle de la stabilité et la vectorisation du couple [15].

Les moteurs-roues ont gagné en popularité pour leurs fonctionnalités avancées et leurs performances. Un système de moteur-roue à un moteur électrique, un capteur, un frein et une roue. Ce système intégré est placé dans la roue. En outre, ce système d'entraînement électrique modulaire peut être intégré dans une large gamme d'applications pour les véhicules. Ils peuvent être intégrés dans de nombreuses plateformes différentes comme les véhicules électriques (VE), les hybrides et les véhicules à pile à combustible (VPC). Actuellement, les véhicules électriques à moteur-roue présentent un grand intérêt pour la technologie des véhicules électriques pour les chercheurs et l'industrie [15].

### **1.3.2 Intérêt des moteurs-roues**

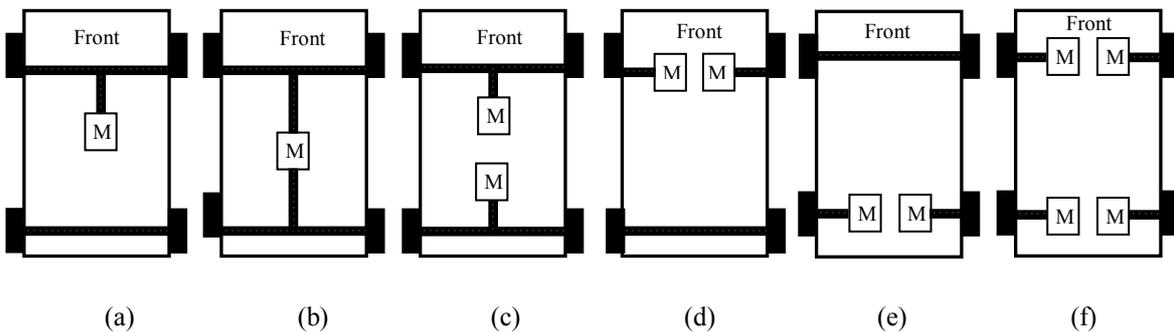
Afin de répondre à des états imprévisibles de dysfonctionnements dans les systèmes motopropulseurs, des méthodes de diagnostic des défauts [17, 18] et des méthodes de contrôle en mode dégradé [19] ont été étudiées et proposées.

Cependant, ces approches ne peuvent pas faire face à des arrêts soudains et imprévisibles des véhicules dus à des échecs totaux des éléments. Il sera donc impossible pour le système de propulsion de générer une force de traction. Pour éviter ces situations, il faut aussi travailler sur l'arrangement des moteurs tout en assurant des performances de traction et de freinage sous différentes conditions de conduite [20].

L'utilisation de la puissance électrique permet d'avoir plusieurs configurations de transmission de puissance, comme les véhicules à traction avant, à traction arrière ou bien les véhicules à traction avant et

arrière. Comme le montre la Figure 1.3, chaque topologie possède ses propres avantages et inconvénients en termes de performance, sécurité, fiabilité et coût. Le convertisseur associé à la machine et la batterie peut aussi avoir plusieurs structures. On peut travailler sur une structure centralisée ou bien chaque moteur peut avoir sa propre structure modulaire [21].

En prenant en compte la sécurité, la configuration multi-moteurs peut assurer une certaine redondance pour la fiabilité du véhicule. Cette solution permettra aussi le partage de la puissance entre les différents moteurs, réduisant ainsi les contraintes en puissance de chaque moteur et de son convertisseur associé ce qui peut être préférable en termes d'intégration et de modularité [22].



**Figure 1.3 :** Différents arrangements des systèmes motopropulseurs proposés. (a) Traction avant ou arrière entraînée par un moteur (b) Quatre roues entraînées par un moteur (c) Traction avant et traction arrière entraînée chacune par un moteur (d) Traction avant par deux moteurs-roues (e) Traction arrière par deux moteurs-roues (f) Véhicule propulsé par 4 moteur-roues.

Concernant notre sujet de recherche, nos efforts concernent le contrôle longitudinal et latéral d'un véhicule électrique entraîné par quatre moteur-roues. Nos analyses comportent les grandeurs de puissance, les grandeurs électriques, mécaniques, cinématiques et dynamiques de l'ensemble des modules physiques impliquées dans la chaîne de propulsion du véhicule électrique.

### 1.3.3 Différentes structures du point de vue d'ensemble convertisseurs/moteurs

Nous allons présenter les différentes architectures possibles du point de vue de l'alimentation et de la commande des moteurs.

#### 1.3.3.1 Structure Multi-machine/Multi-convertisseur

Dans la chaîne de puissance de traction électrique classique, chaque machine est alimentée par son propre onduleur comme présenté sur la Figure 1.4. On observe une mise en parallèle des onduleurs sur le bus continu. Cette structure est largement utilisée dans le cas de la traction centralisée vues les puissances des moteurs utilisés mais aussi elle est indispensable dans le cas de la traction à base de moteurs MSAP. Mais des études récentes [23, 24] ont été menées sur la commande de plusieurs MSAP avec un seul onduleur tout en assurant la stabilité des moteurs et en respectant le synchronisme des moteurs. En ce qui concerne la commande, chaque ensemble onduleur/moteur peut disposer de sa propre loi de contrôle et de sa commande rapprochée individuelle.

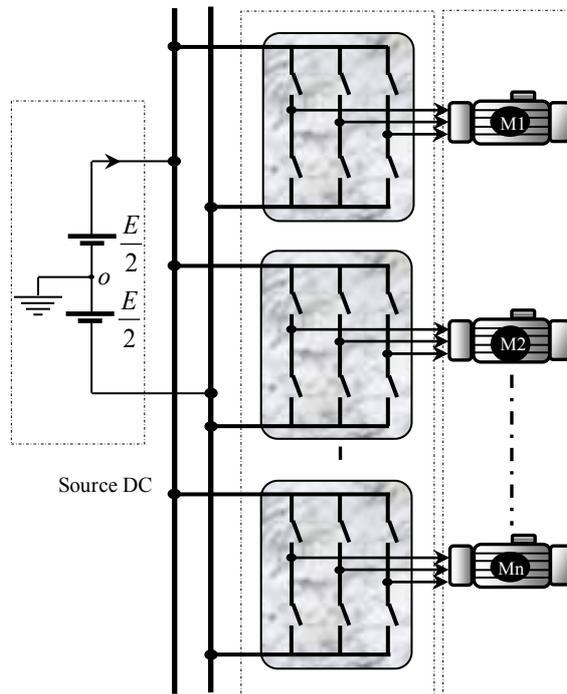


Figure 1.4 : Structure Multi-convertisseur/Multi-machine.

### 1.3.3.2 Structure Multi-machine/ Mono-convertisseur

Dans le cas de la structure présentée sur la Figure 1.5, plusieurs moteurs sont alimentés par un seul onduleur. On a ici une mise en parallèle des machines sur un seul onduleur. Très répandue dans la traction répartie où la puissance d'un moteur est d'environ 1/4 de la puissance d'un moteur en traction centralisée. Plusieurs études ont été menées sur de tels systèmes multi-machines pour développer des lois de commande adaptées aux applications ciblées [25, 26]. Dans ce cas, l'ensemble de moteurs disposera d'une seule loi de commande mais plusieurs structures sont possibles et dépendront de la participation de chaque moteur dans les lois de commande. L'inconvénient principal de cette structure est que la défaillance d'un élément du convertisseur entraînera l'arrêt de plusieurs moteurs.

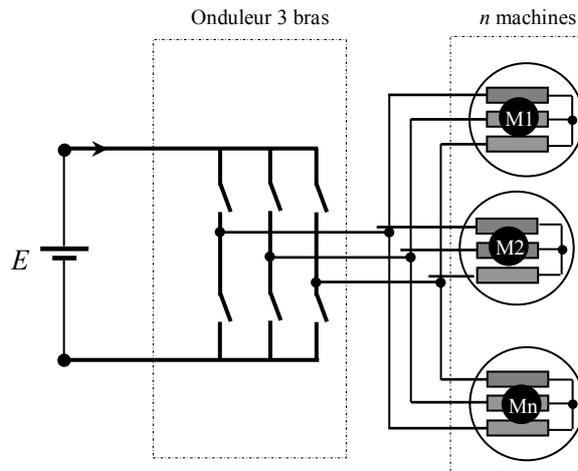


Figure 1.5 : Structure Mono-onduleur/Multi-machine.

### 1.3.4 Configuration étudiée du véhicule électrique

Dans l'architecture contemporaine, les arbres de transmission, les engrenages et les différentiels mécaniques deviennent inutiles, ce qui entraîne une diminution globale de la taille, du poids et des pertes de transmission. La disposition des véhicules facilite l'augmentation du nombre de batteries et d'échange de batteries. Récemment, des chercheurs et des fabricants se concentrent sur une configuration VE avancée avec quatre moteurs-roues. Ces moteurs sont entièrement intégrés dans les roues et sont connectés en tant que système d'entraînement électrique modulaire. La plupart de ces roues ont un onduleur intégré et une électronique de contrôle. Cela conduit à une transmission simplifiée. La Figure 1.6 montre l'architecture étudiée du véhicule électrique à 4 roues motrices.

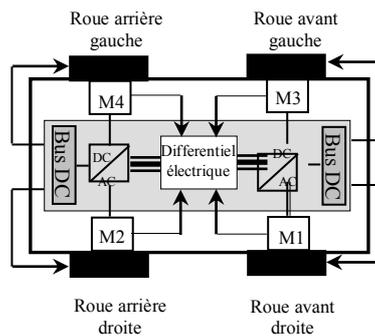


Figure 1.6 : Configuration étudiée du VE.

Dans la configuration choisie, le couple développé par chaque moteur est transmis directement à la roue correspondante qui assure un entraînement direct. Ce concept a gagné en popularité auprès des chercheurs car il améliore le contrôle du véhicule de manière intelligente [15].

Le contrôle simultané et en temps réel de quatre moteurs individuels dans un véhicule est quelque chose qui implique un certain degré de complexité car la vitesse de chaque moteur doit être contrôlée avec un

haut degré de précision. Il est donc important que la commande du véhicule soit très précise pour permettre à un contrôleur de niveau supérieur pour avoir la flexibilité qu'il a besoin pour le contrôle sûr d'un véhicule en mouvement. Une autre considération importante dans la conception du contrôleur du moteur est son temps de réponse [15].

La vitesse des quatre moteurs-roues peut être différente, indépendamment de l'utilisation des moteurs et des contrôleurs identiques. La synchronisation de quatre moteurs doit être réalisée pour un groupe motopropulseur à quatre roues. Les opérations normales comme les mouvements longitudinaux nécessitent une vitesse similaire sur les quatre roues. Dans ce cas, le contrôleur central contrôle ces moteurs pour réaliser la synchronisation. Dans d'autres scénarios, comme dans les virages lorsque le véhicule survire ou sous-braqué, le véhicule électrique à quatre roues motrices doit contrôler ses moteurs avec une rotation différentielle pour obtenir le bon cap. Le contrôleur devrait être responsable de la stabilité du véhicule. Pour conduire le véhicule avec une propulsion à quatre roues motrices un contrôleur central est nécessaire pour synchroniser les quatre moteurs [15].

### **1.3.5 Intérêt de la traction intégrale**

Un véhicule électrique à traction intégrale est un véhicule qui possède quatre roues motrices au lieu de deux. Cela signifie, de manière simple, que les quatre roues reçoivent la puissance du moteur et sont actives (envoie la puissance des moteurs aux quatre roues et non seulement aux roues avant.): nous gagnons en motricité et en adhérence. En d'autres termes, un véhicule doté d'une traction intégrale est muni d'une boîte de transmission qui transmet le couple du moteur à chaque roue. De plus, lorsque le véhicule monte une pente par exemple, tous les quatre roues partagent l'effort pour faire avancer le véhicule au lieu d'utiliser seulement les roues avant dans le cas d'un modèle à traction avant [15, 21].

Avoir la traction intégrale sur notre véhicule électrique, c'est posséder quatre roues motrices. Oui, mais pas seulement : la technologie ne cesse d'évoluer et les automobiles deviennent de plus en plus intelligentes et automatisées.

Parmi les avantages de la transmission intégrale, on peut citer :

- Posséder une traction intégrale, c'est s'assurer plus de motricité et donc plus de **sécurité** sur des voies risquées ou accidentées.
- L'adhérence est bien meilleure ! en cas de forte pluie, vous ressentirez mieux la chaussée et aurez moins de risque de perdre le contrôle de votre véhicule.

Par exemple, sur une route enneigée (revêtement glissant), le véhicule se trouve dans une situation difficile, qui peut être associée au phénomène de patinage. Alors que la perte d'adhérence d'une des roues produit une dégradation importante dans le comportement global du système qui permet de déstabiliser le véhicule. Une solution à ce problème particulier est obtenue en utilisant une structure multi moteur et mettre en évidence une technique de contrôle adapté qui permet de définir de manière très implicite les références de couple pour chaque moteur afin d'éviter le phénomène de patinage et d'obtenir un meilleur comportement routier et d'assurer la fonction d'anti-patinage [2].

Un VE à quatre-roues motrices a une architecture très simple et le potentiel de contrôler le couple de chaque roue. Cela crée des options de contrôle avancé telles que le contrôle de stabilité du véhicule. Ce VE à quatre-roues motrices est utilisé comme un banc d'essai pour plusieurs domaines de recherche. Ces exemples incluent le contrôle du moteur pour les transmissions avancées, une meilleure maniabilité en répartissant correctement la charge et le contrôle de la stabilité par la vitesse différentielle des roues [15, 21].

## **1.4 Différentes techniques de contrôle avancé du véhicule électrique**

La perte de contrôle du véhicule est une cause majeure des accidents routiers graves. Dans des conditions critiques de conduite comme un déplacement brusque ou un virage rapide, le conducteur n'arrive pas souvent à stabiliser sa voiture. Face à telles situations, il réagit soit incorrectement, soit avec un temps de réponse lent conduisant à des conséquences néfastes. La plupart des véhicules modernes sont équipées par des systèmes de sécurité active. Le contrôle de sécurité est lié directement au contrôle de la dynamique longitudinale, latérale des véhicules et surtout la dynamique du lacet. Le contrôle d'un véhicule est un vaste sujet qui se décompose en plusieurs domaines d'activités. Dans le cas de la commande des dynamiques du véhicule, deux tâches se distinguent : le contrôle latéral et le contrôle longitudinal [4].

Le contrôle longitudinal consiste à adapter l'allure du véhicule en agissant sur l'accélération et le freinage, il est également possible de tenir compte des paramètres de conduite tels que l'état de contact roue/sol [4]. Alors que, le contrôle latéral est responsable du maintien du véhicule sur la voie et agit sur les organes de direction tels que la colonne pour le braquage des roues, et les freins dans le cadre d'une sécurité active de type ESP [4].

Le contrôle longitudinal et latéral est les deux principaux aspects de la commande automatisée de véhicules. Le système de contrôle longitudinal doit relever plusieurs défis, tels que la sécurité, la stabilité et le confort du véhicule électrique. Le contrôle longitudinal détermine l'accélération souhaitée du véhicule contrôlé, afin d'imposer des opérations des actionneurs d'accélération et de freinage pour poursuivre l'accélération souhaitée [27]. Le contrôle latéral est également un problème difficile à approfondir pour améliorer la sécurité routière, la mobilité et l'efficacité. Le maintien de voie et le changement de voie sont les fonctions de base du système de contrôle latéral.

### **1.4.1 Contrôle longitudinale**

En termes de sécurité active, le contrôle longitudinal d'un véhicule est d'importance majeure. C'est une tâche complexe qui exige la connaissance de certains paramètres instantanés comme le couple du moteur ou le couple transmis à la roue, l'accélération du châssis, l'accélération angulaire de la roue ou l'adhérence de la route sur laquelle le véhicule se déplace. L'estimation de ces paramètres est donc déterminante dans la construction d'un contrôleur qui garantit un comportement latéral et longitudinal stable du véhicule. Parmi les systèmes de sécurité active les plus importants en phase d'accélération, le

système de contrôle de traction (TCS) rétablit la traction si les roues commencent à patiner et le programme de stabilité électronique (ESP) intervient pour prévenir une perte menaçante du contrôle latéral du véhicule. Dans le cas du freinage, le système décisif est le système d'antiblocage (ou ABS), qui empêche le blocage des roues. On peut trouver d'autres systèmes embarqués, comme le système de distribution de force de freinage électronique (EBD), qui assure une distribution optimale de la force de freinage transmise aux roues, pour éviter le dérapage et assure un ralentissement stable du véhicule. Tous ces systèmes contribuent à une meilleure contrôlabilité du véhicule dans des situations critiques comme le freinage d'urgence ou l'accélération sur des revêtements glissants. L'environnement dans lequel le véhicule fonctionne est dynamique, les caractéristiques d'adhérence peuvent varier en fonction de l'état de la route et de la météo. Ainsi, on ne peut prévoir les réactions du conducteur pouvant influencer la réponse globale du véhicule dans des situations d'urgence. Le contrôleur devrait prendre en compte tous ces aspects pour préserver un comportement stable du véhicule [4].

#### **1.4.1.1 Système ABS**

L'acronyme « ABS » connu sous le nom anglais « anti-lock braking system » ou encore en français « système de freinage antiblocage ». Ce système d'assistance au freinage empêche les roues de se bloquer lors de périodes de freinage intense. Il a été conçu à l'origine pour aider le conducteur à garder la maîtrise de son véhicule tout en donnant une puissance maximale de freinage sur chaque roue sans les bloquer.

En effet, lors d'une tentative d'évitement ou lors de mauvaises conditions routières, le véhicule est plus facile à contrôler. Toutefois, il est prouvé qu'un conducteur d'expérience et/ou en cas de conduite sportive, ce conducteur freinera mieux sans le système ABS, car le principe du système réside dans la diminution du freinage. Mais, sachant qu'une grande partie des conducteurs ne sont pas très expérimentés, avec des conditions changeantes comme on retrouve sur les routes et/ou encore lorsque le conducteur est pris de surprise, le système « ABS » se voit plus efficace au final et plus sécuritaire pour une grande majorité de personnes.

#### **1.4.1.2 Système ESP**

L'acronyme « ESP » vient du terme allemand « Elektronisches Stabilitätsprogramm » connu sous le nom anglais « Electronic Stability Program ». Ce système « ESP » intervient seulement lorsque qu'il détecte que le véhicule est en perte de contrôle. Lorsqu'une perte de contrôle est interceptée, le « ESP » tentera de rectifier la direction du véhicule pour l'aligner avec la direction du volant contrôlé par le conducteur. Pour ce, le système doit calculer ou estimer la direction dans laquelle le véhicule se dirige et rediriger le véhicule [4].

### **1.4.2 Contrôle latérale**

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. 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) [28].

Dans un contrôle latéral, les automates d'assistance agissent souvent sur le volant via un moteur électrique monté sur la colonne de direction. Ce moteur est chargé de produire une commande visant le contrôle du couple (DYC) ou de l'angle de braquage (AFS). 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 [29].

#### **1.4.2.1 Moment direct de lacet (DYC)**

Dans le contrôle latéral, on trouve des systèmes de sécurité active tels que la direction assistée et le freinage différentiel. Ces systèmes responsables contribuent à maîtriser totalement une situation dangereuse et donc à éviter un accident. Le composant primordial d'une assistance active au contrôle latéral est l'actionneur utilisé pour agir sur la dynamique latérale. On trouve deux principes d'assistance: par freinage différentiel des roues ou par intervention sur une colonne de direction avec lien mécanique [30].

Le freinage différentiel des roues induit un moment de lacet du véhicule qui modifie sa direction de déplacement [27]. Cet effet est généralement utilisé pour contrecarrer un mouvement de lacet du véhicule pouvant engendrer une instabilité dynamique. 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, noté DYC.

#### **1.4.2.2 Direction active (AFS)**

Une direction active est capable de faire varier autant le niveau d'assistance que la démultiplication. Ce dernier paramètre est le rapport entre les angles de rotation du volant et des roues directrices. L'assistance variable permet de réduire l'effort au volant à basse vitesse sans perdre le ressenti à haute vitesse. Une direction active offre donc une assistance élevée et une direction plus directe à basse vitesse, l'inverse à haute vitesse [31, 32].

Le principe de base de la direction active est d'apporter une correction de braquage par rapport à l'angle de rotation du volant. Ce décalage est créé par un moteur électrique interposé entre le volant et la crémaillère. Suivant son sens de rotation, le moteur électrique accroît ou réduit l'angle de braquage.

Dans notre sujet de thèse, nous développons des techniques de contrôle latéral sur un modèle du véhicule constitué de la dynamique longitudinale, latérale et de lacet. Ces techniques de contrôle du véhicule auraient le but de renforcer la stabilité du véhicule et éviter les risques dans les situations critiques.

## 1.5 Modèle dynamique du véhicule (VE) à quatre roues motrices

L'objectif de la transmission de puissance mécanique est de relier la source d'énergie, les moteurs électriques, aux roues motrices de véhicules, il s'agit d'adapter la vitesse de rotation et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule, c'est -à-dire le couple résistant à la roue.

La chaîne de traction d'un véhicule électrique prend plusieurs types de configuration. Nous avons choisi dans notre étude, un système de traction à quatre roues motrices qui participent à l'avancement du véhicule, les roues du train avant et arrière du véhicule sont des roues motrices [1, 2, 5, 6].

Nous avons donc retenu comme système d'étude un véhicule électrique à traction intégrale constitué : d'un châssis, de quatre moteurs de type synchrones à aimant permanents, d'une batterie d'accumulateurs et d'un onduleur triphasé pour chaque deux moteurs, Figure 1.6 [4, 33]. Nous considérons que ce véhicule est propulsé par ses deux roues motrices du train avant (M1 et M3) et celles du train arrière (M2 et M4). Chaque roue intègre dans sa jante un moteur de type synchrone à aimants permanents. L'utilisation des moteurs-roues permet la suppression de toutes les parties mécaniques liées à la transmission (différentiel, boîte de vitesse, embrayage, etc...), de commander indépendamment les roues et en même temps, de libérer de l'espace dans le véhicule, notamment utilisable par la batterie. L'objectif de la structure étudiée est de reproduire au moins la fonction d'un mécanisme différentiel en y ajoutant une fonction de sécurité dans les virages [6, 33].

### 1.5.1 Bilan des efforts appliqués sur le véhicule

#### 1.5.1.1 Couple d'auto-alignement

Lors de l'application d'une force latérale  $F_y$  sur la roue (due à un virage par exemple). Le pneu présente une déformation au niveau de la surface de contact (Figure 1.7). Face à cette action, le sol réagit au même endroit, par la force  $Y_{ai}$  dans le sens contraire que celui de  $F_y$ . Le moment  $Y_{ai}$  par rapport à l'axe de la roue, définit le couple d'auto-alignement  $M_{ai}$ .

En définissant un coefficient de raideur au couple d'auto-alignement  $C_{ai}$ , prenant en compte l'influence de la charge, de la pression et la structure du pneu peut s'exprimer comme suit :

$$M_{ai} = C_{ai} \alpha_i d_p \quad (1.1)$$

Avec  $d_p$  est la distance entre le centre de la surface de contact et le point où  $Y_{ai}$  s'applique.  $\alpha_i$  est l'angle de dérive de la roue.

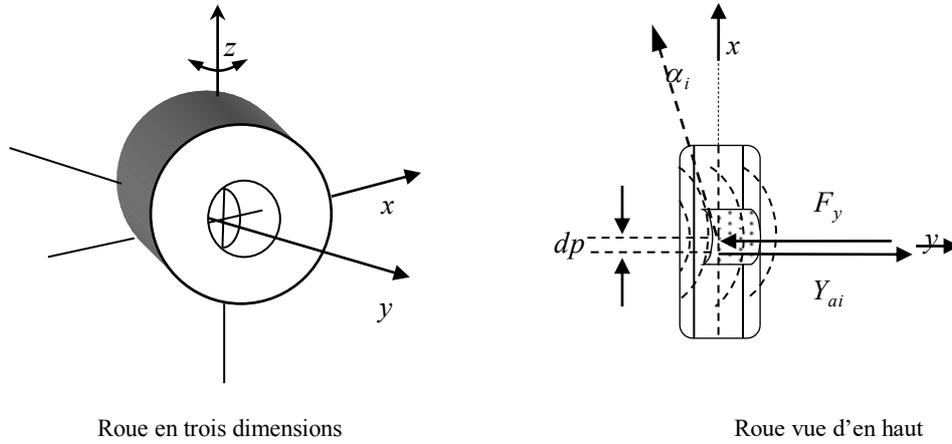


Figure 1.7 : Déformation du pneu sous l'action d'une sollicitation latérale [4].

### 1.5.1.2 Forces aux roues

L'effort total  $F_{tot}$  nécessaire à l'avancement du véhicule est la somme des différentes composantes issues du bilan des forces mécaniques appliquées au véhicule [12, 34, 35] :

$$F_{tot} = F_{aero} + F_{roul} + F_{pent} + F_{acc} \quad (1.2)$$

#### ▪ Force de résistance aérodynamique $F_{aero}$ :

La force de résistance aérodynamique  $F_{aero}$  est donnée par la relation suivante :

$$F_{aero} = \frac{1}{2} \rho S_f C_{px} (V_{veh} - V_{vent})^2 \quad (1.3)$$

Elle est proportionnelle à la masse volumique de l'air, au carré de la vitesse relative (compte tenu celle du vent) par rapport à l'air, à la section frontale du véhicule et son pénétration dans l'air qui prend des valeurs  $C_{px} \in [0.25 \div 0.5]$  selon les formes de carrosserie.

#### ▪ Force de résistance au roulement $F_{roul}$ :

La force de résistance au  $F_{roul}$  est liée au coefficient de roulement des roues, qui dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier. Si les pneus avant sont différents des pneus arrière, ou simplement si leurs pressions de gonflage sont différentes, l'effort de résistance au roulement vaut :

$$F_{roul} = [C_{rr_{av}} m_{av} + C_{rr_{ar}} m_{ar}] g \approx g M_v C_{rr} \quad (1.4)$$

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

#### ▪ Force de résistance dûe à la $F_{pent}$ :

La force  $F_{pent}$  est la force de résistance due à la pente à gravir. Dans le cas où le véhicule devrait gravir une pente d'angle  $\alpha_p$ , il y a une force supplémentaire proportionnelle à la masse totale du véhicule qui s'oppose à son avancement. Cette force est donnée par [4] :

$$F_{pente} = g M_v \sin(\alpha_p) \quad (1.5)$$

▪ **Force due à l'accélération  $F_{acc}$  :**

La force due à l'accélération assure le comportement dynamique souhaité par le conducteur. Cette force est obtenue par produit entre la masse de voiture et l'accélération imposée par le conducteur.

$$F_{acc} = M_v \frac{dV_{veh}}{dt} = M_v \gamma \quad (1.6)$$

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

$$F_{tot} = \frac{1}{2} \rho S_f C_{px} (V_{veh} - V_{vent})^2 + gM_v C_r + gM_v \sin \alpha_p + M_v \gamma \quad (1.7)$$

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

$$P = F_{tot} V_{veh} \quad (1.8)$$

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

$$C_r = F_{tot} R_\omega \quad (1.9)$$

Où  $R_\omega$  est le rayon de la roue ( $m$ ).

La vitesse angulaire  $\Omega_r$  est liée à la vitesse du véhicule  $V_{veh}$  par la relation :

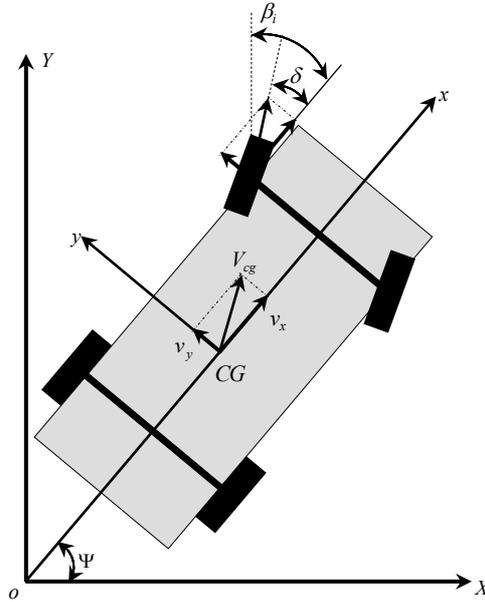
$$\Omega_r = \frac{V_{veh}}{R_\omega} \quad (1.10)$$

### 1.5.2 Modélisation dynamique du véhicule

Le but de la modélisation est de décrire le mouvement du véhicule électrique dans le repère spatial tridimensionnel (déplacement bidimensionnel dans le plan de la route et rotation de la direction verticale) [2, 33].

Pour faciliter le développement de la modélisation du véhicule en considérant le véhicule comme un corps solide qui déplace le long des axes  $(x, y)$ , et fait une rotation autour de l'axe verticale  $Z$  et les contacts des pneus au sol à des points.

Le repère cartésien  $(XOY)$  est utilisé pour étudier le déplacement du centre de gravité  $CG$  du véhicule au quel on associe un système d'axes  $(x, y)$ . On définit aussi l'angle de lacet  $(\psi)$  entre les repères  $\overrightarrow{ox}$  et  $\overrightarrow{oX}$ , Figure 1.8.



**Figure 1.8 :** Mouvement du véhicule dans le système d'axes (X, Y).

L'énergie cinétique du véhicule, en négligeant celle des roues, s'exprime par :

$$E_c = 0.5M_v (\dot{X}^2 + \dot{Y}^2) + 0.5J_v \dot{\psi}^2 \quad (1.11)$$

La théorie de Lagrange permet alors de définir l'équation de mouvement du véhicule comme suit :

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial E_c}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial E_c}{\partial q_i} = Q_i \quad (1.12)$$

Avec  $q_i$  les coordonnées du CG du véhicule dans le repère inertiel (X, Y,  $\psi$ ) et  $Q_i$  sont les forces généralisées  $F_x, F_y$  et le moment de rotation total autour de l'axe Z,  $M_z$

D'où les équations :

$$\begin{aligned} M_v \ddot{X} &= F_x \\ M_v \ddot{Y} &= F_y \\ J_v \ddot{\psi} &= M_z \end{aligned} \quad (1.13)$$

A l'aide d'une simple rotation d'un angle  $\psi$  autour de l'axe  $\overline{oZ}$ , on peut évaluer le vecteur vitesse associé au centre de gravité (CG) du véhicule :

$$\begin{pmatrix} \dot{X} \\ \dot{Y} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 0 \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_x \\ v_y \\ r \end{pmatrix} \quad (1.14)$$

Où  $v_x, v_y$  sont les vitesses du véhicule dans le plan (x, y), et  $r = \dot{\psi}$  est sa vitesse de lacet.

En dérivant l'équation (1.14) par rapport au temps, on obtient les accélérations :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}(\dot{X}) &= \dot{v}_x \cos(\psi) - v_x \dot{\psi} \sin(\psi) - \dot{v}_y \sin(\psi) - v_y \dot{\psi} \cos(\psi) \\
\frac{d}{dt}(\dot{Y}) &= \dot{v}_x \sin(\psi) + v_x \dot{\psi} \cos(\psi) + \dot{v}_y \cos(\psi) - v_y \dot{\psi} \sin(\psi) \\
\frac{d}{dt}(\dot{\psi}) &= r
\end{aligned} \tag{1.15}$$

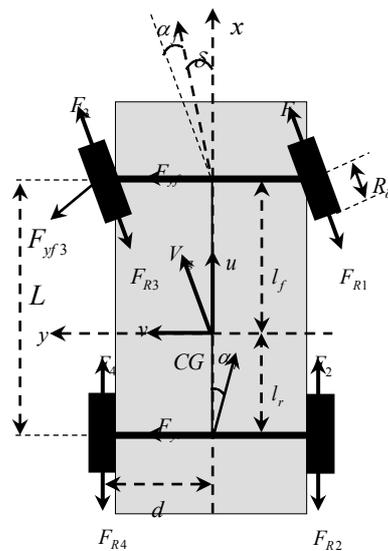
En tenant compte des équations (1.13) dans les équations (1.15), on obtient :

$$\begin{aligned}
\frac{F_x}{M_v} &= (\dot{v}_x - \dot{\psi} r) \cos(\psi) - (\dot{v}_y + \dot{\psi} v_x) \sin(\psi) \\
\frac{F_y}{M_v} &= (\dot{v}_x - \dot{\psi} v_y) \sin(\psi) + (\dot{v}_y + \dot{\psi} v_x) \cos(\psi) \\
\frac{M_z}{J_v} &= \dot{r}
\end{aligned} \tag{1.16}$$

En substituant l'équation (1.14) dans (1.16), on obtient les expressions des accélérations au centre de gravité du véhicule comme suit :

$$\begin{aligned}
\frac{F_x}{M_v} &= (\dot{v}_x + r v_y) \\
\frac{F_y}{M_v} &= (\dot{v}_x - r v_x) \\
\frac{M_z}{J_v} &= \dot{r}
\end{aligned} \tag{1.17}$$

Pour établir les forces qui agissent sur le véhicule, on considère le repère  $(x, y)$  avec un braquage d'un angle  $\delta$  des roues avant. Les forces qui agissent à l'interface roue-sol sont montrées sur la Figure 1.9.



**Figure 1.9 :** Forces au niveau des roues du véhicule, dans le plan  $(x, y)$ .

La résultante des forces  $F_x$  dans la direction ( $x$ ), incluant la force aérodynamique et la résistance due à la pente est :

$$F_x = \sum_{i=1}^4 F_{xi} \cos \delta_i - \sum_{i=1}^4 F_{yi} \sin \delta_i - 0.5 \rho S_f C_{px} v_x^2 - M_v g \sin \alpha_p \quad (1.18)$$

Les forces de traction et celles de freinage sont incluses dans  $F_{xi}$ . La force aérodynamique est opposée au sens du déplacement relatif du véhicule et de l'air. On considère qu'elle est appliquée au centre de véhicule.

Comme les forces de l'axe ( $x$ ), on obtient la résultante des forces selon la direction ( $y$ ) :

$$F_y = \sum_{i=1}^4 F_{xi} \sin \delta_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \cos \delta_i + 0.5 \rho S_f C_{py} v_y^2 + M_v g \sin \alpha_p \quad (1.19)$$

Le moment des forces agissant sur l'axe ( $z$ ) est alors donné par la relation suivante :

$$M_z = \sum_{i=1}^4 F_{xi} \sin(\delta_i) x_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \cos(\delta_i) x_i - \sum_{i=1}^4 F_{xi} \cos(\delta_i) y_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \sin(\delta_i) y_i + \sum_{i=1}^4 M_{ai} + 0.5 \rho S_f C_{Mz} v_y^2 \quad (1.20)$$

$x_i$  et  $y_i$  estimant les coordonnées des centres des surfaces de contacts des roues avec le sol et les  $M_{ai}$  sont les couples d'auto-alignement.

En substituant (1.18), (1.19) et (1.20) dans (1.17), on obtient les expressions finales des équations de mouvement :

$$\begin{aligned} M_v (\dot{v}_x - r v_y) &= \sum_{i=1}^4 F_{xi} \cos \delta_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \sin \delta_i - 0.5 \rho S_f C_{px} v_x^2 - M_v g \sin \alpha_p \\ M_v (\dot{v}_y + r v_x) &= \sum_{i=1}^4 F_{xi} \sin \delta_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \cos \delta_i - 0.5 \rho S_f C_{py} v_y^2 + M_v g \sin \alpha_p \\ J_v \dot{r} &= \sum_{i=1}^4 F_{xi} \sin(\delta_i) x_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \cos(\delta_i) x_i - \sum_{i=1}^4 F_{xi} \cos(\delta_i) y_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \sin(\delta_i) y_i + \sum_{i=1}^4 M_{ai} + 0.5 \rho S_f C_{Mz} v_y^2 \end{aligned} \quad (1.21)$$

### 1.5.3 Modélisation du contact avec le sole

#### 1.5.3.1 Angle de glissement

L'angle de glissement  $\alpha_i$  s'exprime, pour un angle de braquage  $\delta_i$  comme suit :

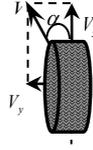
$$\alpha_i = \beta_i - \delta_i \quad (1.22)$$

Avec  $\beta_i$ , angle de direction de la roue  $i$ , et donné par la relation suivante :

$$\beta_i = \arctan \left( \frac{v_{yi}}{v_{xi}} \right) = \arctan \left( \frac{v_y + \dot{\psi} x_i}{v_x - \dot{\psi} y_i} \right) \quad (1.23)$$

#### 1.5.3.2 Le glissement

Concernant le glissement latérale (par rapport au plan de rotation de la roue), il est évalué à travers l'angle de glissement (ou de drive)  $\alpha$ , explicité par la Figure 1.10.



**Figure 1.10** : Glissement latérale de la roue.

On a,

$$\alpha = \arctan \left( \frac{v_y}{v_x} \right) \quad (1.24)$$

En se basant sur le vecteur vitesse du centre de gravité du  $[v_x, v_y, r]^t$  et de ses paramètres géométriques, on peut définir le glissement latéral pour les deux trains avant et arrière comme suit :

$$\begin{aligned} \alpha_{fr} &= \arctan \left( \frac{1}{v_x + d} (v_y + rL_f) \right) - \delta \quad ; \quad \alpha_{fl} = \arctan \left( \frac{1}{v_x - d} (v_y + rL_f) \right) - \delta \\ \alpha_{rr} &= \arctan \left( \frac{1}{v_x + d} (v_y + rL_f) \right) \quad ; \quad \alpha_{rl} = \arctan \left( \frac{1}{v_x - d} (v_y + rL_f) \right) \end{aligned} \quad (1.25)$$

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 ;

$\delta$  : Angle de braquage des roues avant ;

$d$  : Distance entre le centre de la roue et le centre de gravité.

### 1.5.3.3 Adhérence

Le facteur d'adhérence longitudinale d'une roue  $\mu_a$  est défini comme le rapport de la force  $F_x$  et de la charge verticale  $F_z$  dont cette roue est le siège :

$$\mu_a = \frac{F_x}{F_z} \quad (1.26)$$

La Figure 1.11 montre les courbes tracées par la fonction de KACHROO, on a remarqué que la nature du revêtement de la route influe fortement le coefficient d'adhérence  $\mu$  qui varie de façon non linéaire en fonction du glissement  $s$  de la roue, qu'elle soit motrice ou freinée.

$$\mu = \frac{2\mu_p S_p \lambda}{S_p^2 + \lambda^2} \quad (1.27)$$

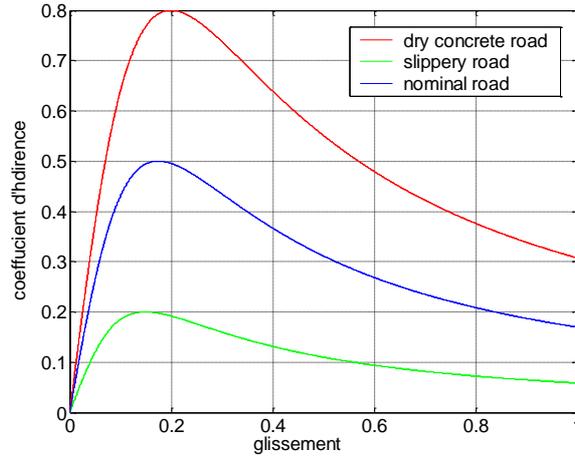


Figure 1.11 : Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route.

### 1.5.4 Modèle mécanique en vue de la simulation du véhicule

Nous considérons le cas d'un véhicule à quatre roues motrices tel qu'il est présenté sur la Figure 1.9.

En partant du système décrit par l'équation (1.21) et en se basant sur les hypothèses suivantes : Roues directrices à l'avant du véhicule ; Angle d'inclinaison transversale de la route  $\alpha_{pt} = 0$  ; Repère associé au CG du véhicule.

On aboutit aux équations dynamiques du véhicule ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 F_x &= M_v (\dot{v}_x - r v_y) = (F_{t1} + F_{t3}) \cos \delta + F_{t2} + F_{t4} - (F_{R1} + F_{R3}) \cos \delta - F_{R2} - F_{R4} - F_{yf} \sin \delta \\
 F_y &= M_v (\dot{v}_y + r v_x) = (F_{t1} + F_{t3}) \sin \delta + F_{t2} + F_{t4} - (F_{R1} + F_{R3}) \sin \delta - F_{R2} - F_{R4} - F_{yf} \sin \delta \quad (1.28) \\
 M_z &= J_v \dot{r} = l_f F_{yf} - l_r F_{yr} + d [(F_{t1} + F_{t3}) \cos \delta + F_{t2} - F_{t4} + (F_{R1} + F_{R3}) \cos \delta - F_{R2} + F_{R4}]
 \end{aligned}$$

Où  $F_{ti}$  sont les forces de tractions et  $F_{yf}$  et  $F_{yr}$  sont les forces latérales qui sont données par :

$$\begin{aligned}
 F_{yf} &= -C_{yf} \alpha_f \\
 F_{yr} &= -C_{yr} \alpha_r
 \end{aligned} \quad (1.29)$$

Avec  $C_{yf}$  et  $C_{yr}$  les rigidités au glissement latéral des pneus avant et arrière.

Le modèle (1.21) pourra être simplifié un peu plus, si on prend des nouvelles hypothèses suivantes :

- Les efforts sont régulièrement répartis sur les quatre roues ;
- l'angle de braquage est de faible valeur ;
- Le centre de gravité du véhicule est localisé de façon stable sur l'axe longitudinal.

Donc le modèle simplifié sera comme suit :

$$\begin{cases} \dot{v}_x = v_y r + \frac{F_{t1} + F_{t2} + F_{t3} + F_{t4} - F_{res}}{M_v} + \frac{C_{yf} \delta}{M_v} \left( \frac{v_y + rl_r}{v_x} - \delta \right) \\ \dot{v}_y = \left( -\frac{C_{yr} + C_{yf}}{M_v v_x} \right) v_y + \left( \frac{C_{yr} l_r - C_{yf} l_f}{M_v v_x} - v_x \right) + \frac{C_{yf}}{M_v} \delta \\ \dot{r} = \left( \frac{C_{yr} l_r - C_{yf} l_f}{J_v v_x} \right) v_y - \left( \frac{C_{yr} l_r^2 - C_{yf} l_f^2}{J_v v_x} \right) r + \frac{C_{yf} l_f}{J_v} \delta + \frac{d}{J} (F_{t1} + F_{t2} - F_{t3} - F_{t4}) \end{cases} \quad (1.30)$$

Au niveau de chaque roue  $i$  ( $i \in [1,2,3,4]$ ), le coefficient de glissement longitudinal se calcule comme suit :

$$\lambda_i = \frac{R_\omega \omega_i - v_i}{\max(R_\omega \omega_i, v_i)} \quad (1.31)$$

Avec  $v_i$  sont les vitesses linéaires du véhicule ramenées aux centres des roues et données par :

$$\begin{aligned} v_{fl} &= (v_x + rl_s) \cos \delta_{fl} + (v_y + rl_f) \sin \delta_{fl} \\ v_{fr} &= (v_x - rl_s) \cos \delta_{fr} + (v_y + rl_f) \sin \delta_{fr} \\ v_{rl} &= v_x + rl_s \\ v_{rr} &= v_x - rl_s \end{aligned} \quad (1.32)$$

Enfin, en supposant une répartition uniforme de la charge sur chaque roue, la force de traction pour chaque roue est donnée par :

$$F_{ti} = \frac{gM_v}{4} \mu_i \cos \alpha_p \quad (1.33)$$

#### 1.5.4.1 Couplage entre le modèle mécanique et celui de la motorisation

Faisons référence à la Figure 1.12, le couplage entre la partie dynamique et celle de la motorisation, se donne par la fameuse équation :

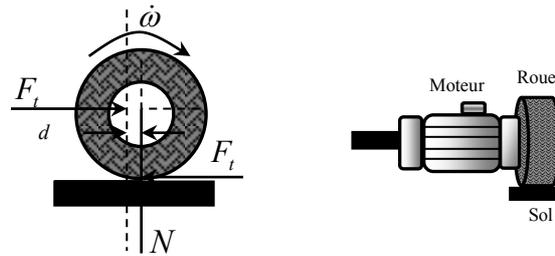


Figure 1.12 : Couplage entre mécanique et motorisation.

$$(J_\omega + J_m) \dot{\omega}_i = C_{mi} - C_{ri} \quad (1.34)$$

$J_\omega$  : Moment d'inertie de la roue ;

$J_m$  : Moment d'inertie du moteur ;

$C_{mi}$  : Couple moteur de la roue  $i \in [1 \div 4]$  ;

$C_{ri}$  : Couple résistant de la roue  $i$

Les expressions des couples résistants qui agissent sur chaque roue sont données par :

$$\begin{cases} C_{ri} = R_{\omega} F_{ii} - d_z F_{zi} & (si : i \in [1,3]) \\ C_{ri} = R_{\omega} F_{ii} - d_z F_{zi} & (si : i \in [2,4]) \end{cases} \quad (1.35)$$

Les valeurs de la distance  $d_z$  sont tout à fait petites. En s'appuyant sur la Figure 1.13, les charges sur les essieux avant et arrière qui agissent sur les points de contact des roues peuvent se simplifier comme suit :

$$\begin{aligned} F_{z,fr} &= \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_x) + \frac{h_{cg} M_v}{2L_{\omega}} (\dot{v}_y + r v_x) \\ F_{z,rr} &= \frac{L_f g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) + \frac{h_{cg} M_v}{2L_{\omega}} (\dot{v}_y + r v_x) \\ F_{z,fl} &= \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) - \frac{h_{cg} M_v}{2L_{\omega}} (\dot{v}_y + r v_x) \\ F_{z,rl} &= \frac{L_f g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) - \frac{h_{cg} M_v}{2L_{\omega}} (\dot{v}_y + r v_x) \end{aligned} \quad (1.36)$$

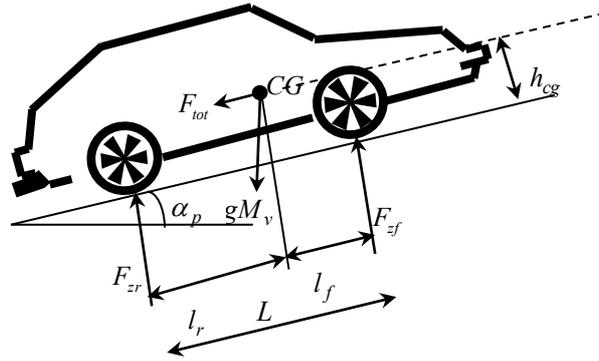


Figure 1.13 : Forces agissant sur un véhicule dans un cas général de mouvement.

## 1.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présente les différentes techniques de contrôle du véhicule électrique. Nous avons mis en évidence le contrôle longitudinal, latéral et de lacet. Ensuite, nous avons présenté les éléments de base de la chaîne de traction des véhicules électriques et de sa gestion en insistant sur les différentes technologies disponibles. Pour cela nous nous sommes basés sur les travaux rencontrés dans la littérature et qui peuvent être considérés comme le contexte général de notre travail. Cela nous à permis d'effectuer nos choix concernant l'architecture, le moteur, les convertisseurs et la source d'énergie. Nous avons choisis le moteur synchrone à aimants permanents, qui est le candidat le plus adapté au véhicule électrique. Il est alimenté par une batterie à traves des convertisseurs de type onduleur. Enfin, nous avons présenté la modélisation de la partie mécanique qui traite les aspects dynamiques du véhicule : un modèle dynamique à trois degré de liberté traduisant la dynamique du véhicule dans son environnement.

La modélisation dynamique du véhicule présentée nous permettra de mettre en œuvre certaines techniques de contrôle du véhicule qui fera l'objet des chapitres suivants.

---

# Chapitre 2

Etude de la commande Backstepping-DTC en vue de son extension à un système mono-onduleur bi- motopropulseurs synchrones

---

## 2.1 Introduction

Depuis plusieurs années, la traction électrique devient un thème de recherche d'actualité. Ce concept englobe un large domaine à caractère pluridisciplinaire. Il fait appel à des connaissances en électrotechnique, électronique, mécanique, automatique, chimie, et informatique.

La configuration classique d'une chaîne de traction électrique repose sur la commande d'une machine à courant continu ou à courant alternatif [2]. Actuellement, différents modèles du groupe motopropulseurs intégrant les représentations de la machine électrique et de son convertisseur d'alimentation associé à la commande sont développées et utilisées pour des applications à vitesse variable tel que la traction électrique [36-38]. Cependant, la relation est étroite entre l'augmentation des performances des moteurs et la réalisation de hautes performances des véhicules électriques en exploitation. Parmi les actionneurs électriques utilisés dans la traction électrique, la machine synchrone à aimants permanents est attractive car elle est entre autre légère, son rendement élevé, sa maintenance est simple (pas de balais), elle possède de bonnes performances et elle est flexible. Son choix est motivé par la puissance massique élevée, ce qui est important pour les systèmes embarqués, et ses performances dynamiques bien meilleurs que les machines asynchrones [32, 39-44].

La stratégie de contrôle DTC est actuellement reconnue comme étant la technique la plus répandue dans le domaine du contrôle des machines synchrones à aimants permanents, plus particulièrement pour les systèmes embarqués [45-48]. De nombreuses recherches ont été menées ces dernières décennies pour résoudre les problèmes posés par de la DTC classique [49-51], parmi lesquels la méthode DTC basée sur la modulation vectorielle (SVM) [1, 52]. Dans [1, 51, 53] plusieurs méthodes de DTC basées sur le SVM qui pourraient réduire les ondulations de couple et de flux tout en acquérant fixe la fréquence de commutation. Actuellement, une méthode de contrôle Backstepping basée sur une conception systématique pour les systèmes non linéaires a été développée [54]. Elle génère les signaux de contrôle à travers un certain nombre d'étapes récursives et adopte la fonction de Lyapunov pour assurer la stabilité du système. Dans certaines littératures [50, 55, 56], la méthode de backstepping adaptatif est proposée pour concevoir le système d'entraînement MSAP [32], [41-44].

De nombreuses études ont été réalisées afin de diminuer le nombre de composants électroniques pour des systèmes comprenant plusieurs machines électriques en traction ferroviaire/traction électrique. L'utilisation de plusieurs actionneurs dans les systèmes embarqués implique des systèmes multi-machines multi-convertisseurs (SMM) dont il peut être intéressant de chercher à réduire le volume et le poids. Cette réduction peut s'effectuer en mutualisant l'électronique de puissance utilisée, d'où l'idée de connecter plusieurs machines en parallèle.

Le contrôle de l'effort de traction transmis par chaque roue est à la base des stratégies de commande visant à améliorer la stabilité du véhicule. Le contrôle indépendant de chaque roue est rendu possible par l'utilisation d'une motorisation tout électrique. On impose donc un contrôle indépendant sur chaque moteur-roue à l'aide d'une commande Backstepping-DTC conférant au véhicule un comportement dynamique similaire à celui imposé par un différentiel mécanique [57, 58]. Notre exemple SMM concerne un véhicule électrique possédant quatre moteurs synchrones à aimants permanents, alimentées

par deux onduleurs de tensions triphasés à cinq bras et entraînant chacun deux roues motrices avant/arrière dont la contribution à l'avancement du véhicule est représentées par un couplage mécanique. La commande Backstepping directe du couple (B-DTC) telle qu'elle est décrite dans la première partie de ce chapitre sert à commander une seule machine synchrone à aimants permanent. Ensuite, son adaptation est envisageable de façon directe pour commander deux MSAPs reliées en parallèle avec un onduleur de tension triphasé à cinq bras [44].

On présente, dans la première partie de ce chapitre, le principe d'une nouvelle méthode de contrôle que nous qualifions backstepping directe de couple (Backstepping-Direct Torque Control), qui permet de conduire le flux et le couple vers leurs références d'une manière optimale dans une machine synchrone à aimants permanents triphasée alimentée par un onduleur de tension. Cette approche est basée sur le modèle de la machine et une fonction de coût appropriée afin de contrôler directement le couple et le flux statorique de la machine. La deuxième partie décrit l'adaptation du contrôle Backstepping-DTC de deux moteurs synchrones à aimants permanents alimentés par un onduleur à cinq bras. Des séries de simulation numérique sont réalisées pour montrer que le contrôle indépendant développé sur la base d'un onduleur triphasé à cinq bras est efficace et permet de fournir une simple configuration avec des performances élevées en termes de vitesse et réponse en couple, ce qui est important pour les systèmes embarqués.

## 2.2 Modélisation de la chaîne de traction

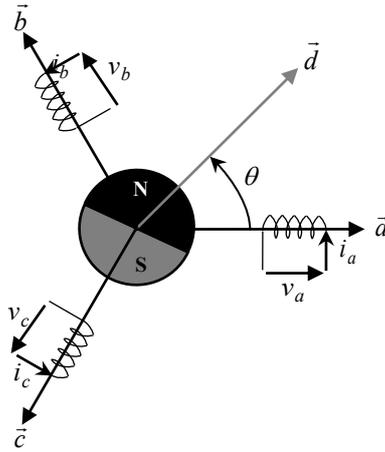
### 2.2.1 Modélisation du moteur de traction

Le choix du motopropulseur s'est porté sur un moteur triphasé de type synchrone à aimants permanents. On peut citer quatre types de machine synchrone :

- Machine synchrone à rotor bobiné et entrefer lisse ( $L_d = L_q$ ) ;
- Machine synchrone à rotor bobiné et pôles saillants ( $L_d > L_q$ ) (effet de la saillance : augmentation du couple max) ;
- Machine synchrone à aimants permanents enterrés au rotor, ( $L_d < L_q$ ) (possibilité de vitesse de rotation élevées, augmentation du couple maximal) ;
- Machine synchrone à aimants permanents montés en surface du rotor sans pièce polaires ( $L_d = L_q$ ).

Dans notre cas d'étude, on s'intéresse à la modélisation et la commande de la dernière variante des machines synchrones citées ci-dessus. Un modèle basé sur les équations de circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande.

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes ( $a, b, c$ ) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de  $120^\circ$  électrique, et au rotor des aimants permanents assurant son excitation [2], Figure 2.1.



**Figure 2.1** : Représentation de la MSAP dans le repère électrique ( $a, b, c$ ).

En termes de variables de phase, les équations des circuits électriques des MSAPs, basées sur la loi de Faraday, peuvent s'écrire comme suit:

$$v_a = R_s i_a + \frac{d\Phi_a}{dt} \quad (2.1)$$

$$v_b = R_s i_b + \frac{d\Phi_b}{dt} \quad (2.2)$$

$$v_c = R_s i_c + \frac{d\Phi_c}{dt} \quad (2.3)$$

Où  $v_a, v_b, v_c, i_a, i_b, i_c$  et  $R_s$  sont respectivement les tensions de phase, les courants de phase et la résistance par phase.

Les équations des flux des phases ( $a, b, c$ ) sont [59] :

$$\Phi_a = L_{aa} i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c + \Phi_{fa} \quad (2.4)$$

$$\Phi_b = L_{ab} i_a + L_{bb} i_b + L_{bc} i_c + \Phi_{fb} \quad (2.5)$$

$$\Phi_c = L_{ca} i_a + L_{cb} i_b + L_{cc} i_c + \Phi_{fc} \quad (2.6)$$

Où  $(L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}), (L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}, L_{cb})$  représentent les diverses inductances propres et mutuelles de phase et de phase à phase, respectivement. Les  $\Phi_{fa}, \Phi_{fb}$  et  $\Phi_{fc}$  font référence aux composants des flux de phase induites par les aimants permanents.

Dans les équations ci-dessus, les inductances sont en fonction de la position du rotor. Ici, l'angle de position du rotor  $\theta$  est défini en fonction de l'angle entre l'axe magnétique de la phase  $\vec{a}$  et l'axe  $\vec{d}$  du rotor comme indiqué sur la Figure 2.1. Pendant ce temps, les flux des enroulements de phase du stator dû aux aimants permanents peuvent donc être exprimés comme suit:

$$\Phi_{fa} = \Phi_f \cos \theta \quad (2.7)$$

$$\Phi_{fb} = \Phi_f \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) = \Phi_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.8)$$

$$\Phi_{fc} = \Phi_f \cos\left(\frac{4\pi}{3} - \theta\right) = \Phi_f \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.9)$$

Où  $\Phi_f$  est l'amplitude du flux produit par les aimants permanents et l'angle  $\theta$  est une fonction variable dans le temps de la position du rotor, qui peut être représentée comme suit:

$$\theta = \int \omega_e dt + \theta_0 \quad (2.10)$$

Où  $\omega_e$  est la vitesse électrique du champ magnétique du rotor et  $\theta_0$  est l'angle initial de position du rotor.

Fondamentalement, une machine MSAP peut être considérée comme un transformateur avec un secondaire mobile, où les coefficients de couplage entre les phases du stator et du rotor changent continuellement avec le changement de la position du rotor [60]. Comme présenté ci-dessus, le modèle de la machine peut être décrit par des équations différentielles avec des inductances variant dans le temps qui sont fonction de la position du rotor. Cependant, un tel modèle a tendance à être très complexe en raison des coefficients d'inductance variant dans le temps et de la matrice d'inductance associée. Dans les années 1920, R. H. Park [61] a présenté une nouvelle théorie pour une telle analyse de machine électrique à courant alternatif afin d'éliminer la difficulté de variance des inductances dans le temps, qui est généralement appelée la transformation de Park. Grâce à cette méthode, les variables du référentiel stationnaire triphasé seront transformées en constantes dans le référentiel tournant en synchronisme, également appelé référentiel  $d-q$ . Où l'axe  $\vec{d}$  est orienté selon un angle  $\theta$  en avance sur l'axe  $\vec{a}$ , comme le montre la Figure 2.1.

La matrice de transformation de Park  $P$  est donnée par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Dont la matrice inverse a pour forme :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

En appliquant la transformation de Park (2.11) au système (2.1), (2.2), et (2.3) les tensions statoriques dans le repère  $d-q$  sont [62] :

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_e \Phi_q \quad (2.13)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_e \Phi_d \quad (2.14)$$

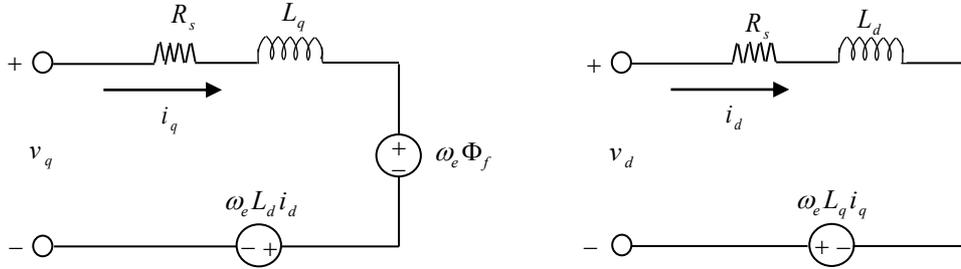
Où,  $\Phi_d$  et  $\Phi_q$  sont les flux statoriques sur l'axe  $\vec{d}$  et  $\vec{q}$  respectivement, qui peuvent être exprimés comme suit:

$$\Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \quad (2.15)$$

$$\Phi_q = L_q i_q \quad (2.16)$$

Où,  $L_d$  est l'inductance de l'axe  $\vec{d}$ ,  $L_q$  est l'inductance de l'axe  $\vec{q}$  et  $\Phi_f$  est l'amplitude de flux due à l'aimant permanent.

Selon (2.13) et (2.14), un circuit équivalent dynamique d'un PMSM dans le repère  $d-q$  peut être tracé comme le montre la Figure 2.2.



**Figure 2.2:** Circuit équivalent d'un MSAP.

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad (2.17)$$

L'équation électromécanique est exprimée par :

$$J \frac{d\omega_e}{dt} + f \omega_e = C_{em} - C_r \quad (2.18)$$

Avec :

$$\omega_e = p \omega_m \quad (2.19)$$

Où :

$\omega_m$  : vitesse de rotation mécanique de la MSAP ;

$J$  : moment d'inertie totale de la machine ;

$f$  : coefficient de frottement visqueux ;

$C_r$  : couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine ;

$p$  : nombre de paire de pôles.

La transformation de Concordia est définie comme suit :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{avec } [T]^{-1} = [T]^T \quad (2.20)$$

En appliquant la transformation (2.20) au système (2.1), (2.2) et (2.3) on aura :

- *Equations de tension*

$$\begin{aligned} v_\alpha &= R_s i_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_m \Phi_f \sin \theta \\ v_\beta &= R_s i_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} + \omega_m \Phi_f \cos \theta \end{aligned} \quad (2.21)$$

- Equations de flux

$$\begin{aligned}\Phi_\alpha &= L_s i_\alpha + \Phi_f \cos \theta \\ \Phi_\beta &= L_s i_\beta + \Phi_f \sin \theta\end{aligned}\quad (2.22)$$

- Equation du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_\alpha i_\beta + \Phi_\beta i_\alpha) \quad (2.23)$$

## 2.2.2 Modélisation du convertisseur statique

Le schéma de principe du circuit de puissance, l'onduleur de tension, est représenté à la Figure 2.3. Chaque bras se compose de deux IGBT et de ses diodes antiparallèles. Comme l'explique [63], les deux IGBT dans chaque bras sont commandés de telle manière que quand l'un d'eux est bloqué, l'autre est passant. Par conséquent, les deux IGBT ne sont jamais bloqués simultanément.

Pour la modélisation de l'onduleur, on a opté pour une méthode de modélisation à topologie variable, celle-ci consiste à considérer les semi-conducteurs comme des interrupteurs idéaux, possédant deux états possibles : fermé et ouvert [33, 52].

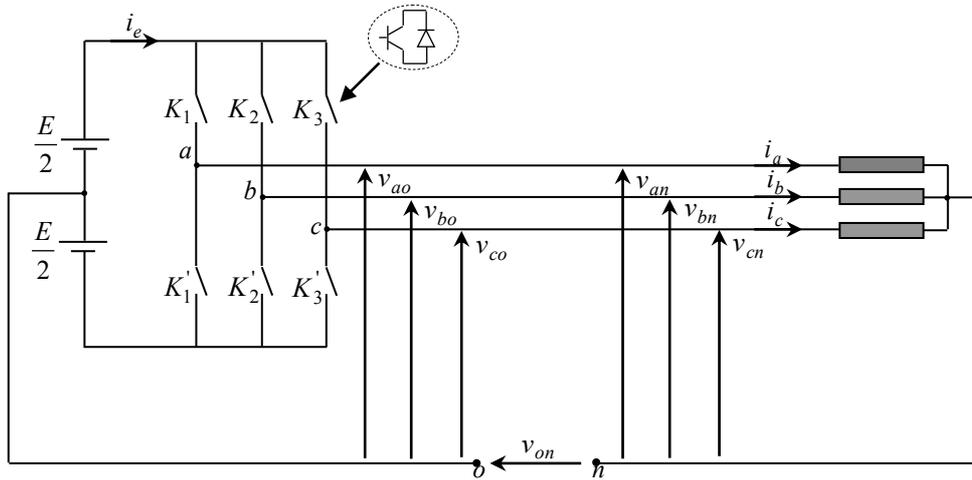


Figure 2.3 : Schéma de principe du circuit de puissance-onduleur triphasé de tension.

Les tensions aux bornes des trois phases du moteur sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Les tensions fournies par les demi-ponts sont données par :

$$v_i - v_o = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{si } K_i : \text{fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } K'_i : \text{fermé} \end{cases} \quad \text{avec: } i = a, b, c \quad (2.25)$$

Les tensions aux bornes de la machine en fonction des états des interrupteurs sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Avec  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ) est l'état de l'interrupteur  $K_i$ , où:

$S_i = 1$  si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert ;

$S_i = 0$  si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé ;

### 2.2.3 Modélisation de la source d'énergie

Dans notre étude, la source d'énergie du véhicule est une batterie d'accumulateurs. Elle est constituée de l'association série et/ou parallèle de cellules élémentaires. On rencontre dans les littératures [64, 65] plusieurs modèles de complexités différentes où les éléments du circuit électrique équivalent dépendent de l'état de charge de la batterie et de la température de fonctionnement. Afin de simplifier le système de traction, la batterie d'accumulateurs sera modélisée par une simple source de tension continue.

## 2.3 Commande Backstepping-DTC du moteur de traction

La Figure 2.4 montre le schéma bloc de la commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. Le principe de la commande directe du couple est de sélectionner l'un des huit vecteurs tensions générés par les différentes configurations possibles des interrupteurs de l'onduleur afin de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis. Une application adéquate de ce principe permet un découplage du contrôle entre le flux et le couple sans besoin à une modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour la génération des impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur [2, 32, 33] [42-44].

La valeur estimée du flux statorique est comparée à sa valeur désirée et la valeur estimée du couple électromagnétique est comparée au couple de commande généré par le régulateur de vitesse. Les erreurs du flux et du couple obtenues sont utilisées par deux comparateurs à hystérésis. Les valeurs de sorties correspondantes ainsi que le numéro du secteur de position du flux statorique sont utilisées pour sélectionner le vecteur tension approprié à partir d'une table de sélection afin de générer les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur, Figure 2.4.

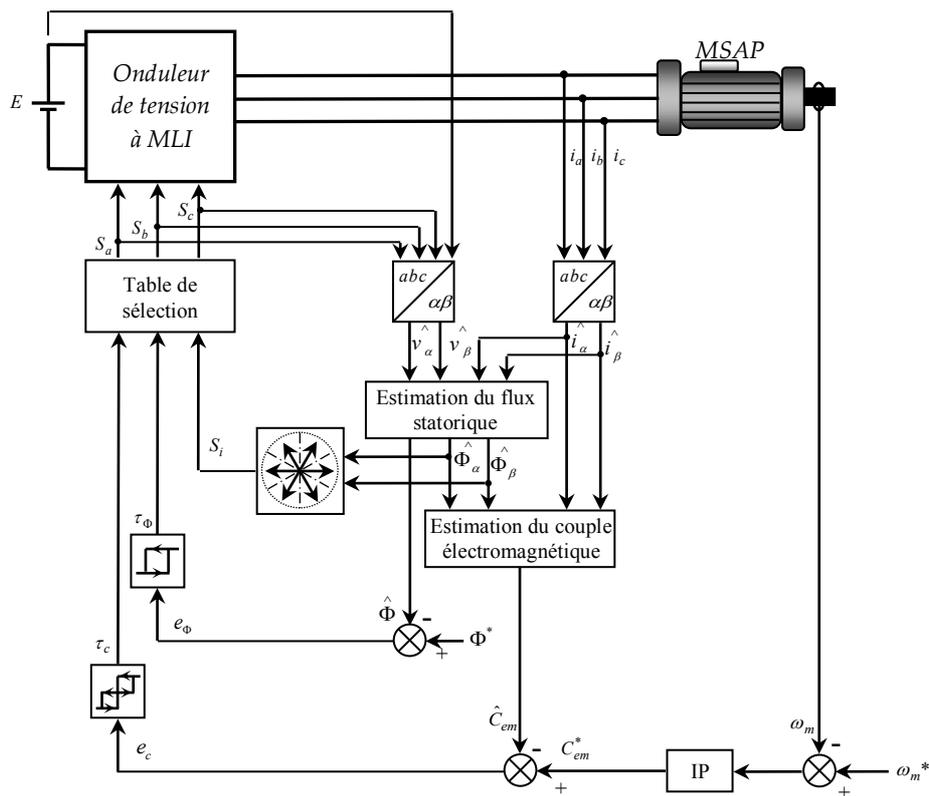
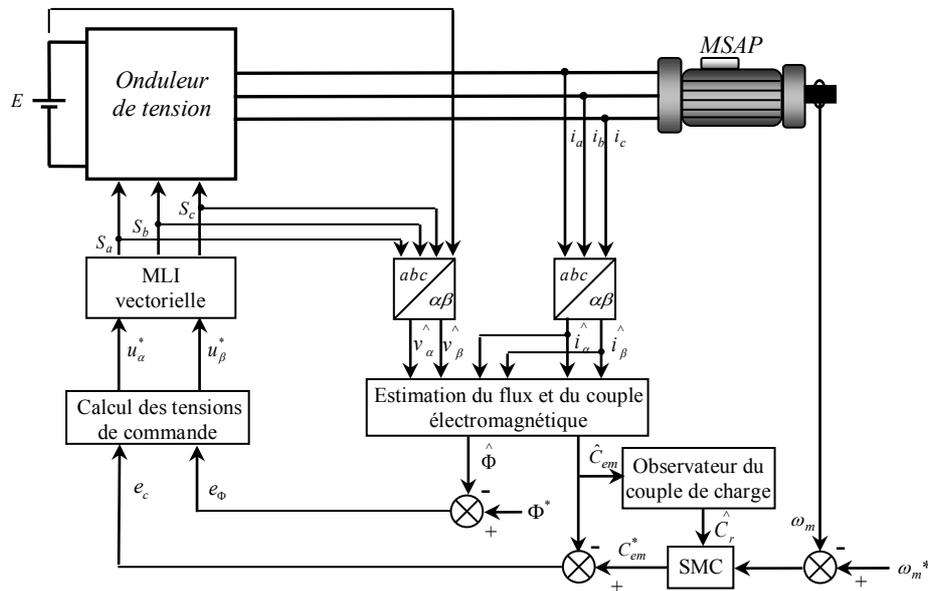


Figure 2.4 : Schéma bloc de la commande directe du couple d'une MSAP.

### 2.3.1 Principe de la commande Backstepping DTC

Une nouvelle approche, plus prospective, pose les principes d'une nouvelle méthode de contrôle que nous qualifions Backstepping-DTC, (Backstepping Direct Torque Control), qui permet de conduire le flux et le couple vers leurs références d'une manière optimale, Figure 2.5. Un régulateur de vitesse de type mode glissant basé sur la loi de convergence exponentielle (exponential reaching law) est proposé afin d'améliorer la robustesse de l'entraînement. Afin d'apprécier les performances de cette nouvelle approche, la stabilité sera discutée en utilisant les critères de stabilité de Lyapunov.



**Figure 2.5 :** Schéma bloc de la commande Backstepping-DTC d'une MSAP avec l'observation du couple de charge.

### 2.3.2 Contrôleur mode glissant (SMC)

Pour les systèmes linéaires à paramètres constants, le régulateur classique IP dans la commande DTC donne de bons résultats. Par contre, pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et les caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Dans cette partie, on va faire une proposition pour améliorer les performances dynamiques de la vitesse de la MSAP [32, 42-44].

La commande par mode glissant a connu un essor considérable durant ces dernières décennies [66-68]. Ceci est dû principalement à la propriété de convergence rapide et en temps fini des erreurs, ainsi, que la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et certains types de perturbations extérieures.

La commande par mode glissant présente les concepts de base, qui se synthétise en deux étapes : on détermine une sortie fictive appelée surface de glissement sur laquelle les objectifs des contrôles sont réalisés, ensuite on calcule la loi de commande afin de ramener la trajectoire des états à cette sortie et de la maintenir sur cette surface tout le temps jusqu'à l'équilibre. La suite est consacrée au problème majeur de la commande par mode glissant [69].

Pour la régulation de vitesse, on utilise le réglage par mode de glissement car c'est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV). Il est très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes [41].

### 2.3.2.1 Loi de convergence exponentielle

Afin d'améliorer les performances dynamiques du contrôleur mode glissement, le concept de parvenir à la loi est de proposer et de développer l'expression de la loi de convergence exponentielle qui est donnée par l'équation (2.27), où  $\text{sgn}(s)$  est la fonction de signe [32, 41-44, 67, 70, 71].

$$\dot{s} = -\varepsilon \text{sgn}(s) - ks \quad \varepsilon > 0, \quad k > 0 \quad (2.27)$$

Lorsque  $s > 0$ , l'équation (2.27) peut être réécrite comme suit

$$\dot{s} = -\varepsilon - ks \quad (2.28)$$

La solution pour (2.28) est donnée par (2.29).

$$s(t) = -\frac{\varepsilon}{k} + \left( s_0 + \frac{\varepsilon}{k} \right) e^{-kt}, \quad s_0 = s(0) \quad (2.29)$$

Lorsque  $t$  est suffisamment grand, la vitesse atteinte sera plus rapide que la loi exponentielle.

Lorsque  $s(t) = 0$ , l'expression suivante est obtenue.

$$\frac{\varepsilon}{k} = \left( s_0 + \frac{\varepsilon}{k} \right) e^{-kt} \quad (2.30)$$

Le temps nécessaire pour atteindre la surface de glissement peut être obtenu en résolvant l'équation (2.30), est donné par (2.31).

$$t = \frac{1}{k} \left[ \ln \left( s_0 + \frac{\varepsilon}{k} \right) - \ln \frac{\varepsilon}{k} \right] \quad (2.31)$$

En d'autres termes, on peut déduire de l'équation (2.31) que système peut atteindre la surface de glissement de l'état initial dans un temps fini. En outre, la vitesse atteinte peut être réglée en ajustant directement les paramètres  $\varepsilon$  et  $k$ . Le système a une vitesse rapide quand il est loin de la glisser la surface, et il ralentit à l'approche de la surface de glissement. Atteindre la méthode du droit peut assurer les performances dynamiques pour le contrôle du mode glissant et atténuer l'effet de broutement [32, 41-44] [71].

### 2.3.2.2 Conception de contrôleur

Le contrôleur de vitesse en mode glissant pour la MSAP est conçu pour suivre précisément la vitesse de référence même avec perturbation de charge. Pour atteindre cet objectif de contrôle, les éléments suivants sont définis en tant que variables d'état [32, 42-44, 70, 71] :

$$\begin{aligned} x_1 &= \omega^* - \omega \\ x_2 &= \dot{x}_1 = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Où  $\omega^*$  est la vitesse de référence du moteur, et  $\omega = \omega_e / p$  est la vitesse réelle du rotor du moteur.

Dérivons l'équation (2.32) et substituant dans (2.27), l'équation suivante peut être obtenue :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \dot{\omega}^* - \frac{1}{J} [-f \omega + (C_{em} - C_r)], \\ \dot{x}_2 &= \ddot{x}_1 = \ddot{\omega}^* - \frac{1}{J} (-f \dot{\omega} + \dot{C}_{em}) \end{aligned} \quad (2.33)$$

La surface de glissement est conçue comme suit :

$$s = cx_1 + x_2, \quad c > 0 \quad (2.34)$$

En prenant la dérivée temporelle de (2.34)

$$\dot{s} = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = 2 + \dot{\omega}^* + \frac{f}{J}\dot{\omega} - \frac{\dot{C}_{em}}{J} \quad (2.35)$$

De l'équation (2.27) et l'équation (2.35), l'expression du couple de référence requis est donné comme suit :

$$C_{em}^* = J \int \left( cx_2 + \ddot{\omega}^* + \frac{f}{J}\dot{\omega} + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks \right) dt \quad (2.36)$$

On peut déduire de cette équation que le terme intégral peut agir comme un filtre et atténuer l'effet de broutement dans le contrôle du mode glissant. La fonction de Lyapunov est choisie  $V_1 = \frac{1}{2}s^2$ , sa dérivée temporelle est donnée comme suit :

$$\dot{V}_1 = s\dot{s} = s(-\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks) \quad (2.37)$$

Par conséquent, le semi-défini négatif de la fonction  $\dot{V}_1$  peut être garanti par un choix approprié des paramètres  $\varepsilon > 0$  et  $k > 0$ , ce qui aboutit aux signes contraires pour  $s$  et  $\dot{s}$ . L'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse réelle convergera vers zéro, afin que la vitesse suive asymptotique sa référence [32, 42-44, 70, 71].

### 2.3.3 Le contrôleur Backstepping DTC

Le contrôleur Backstepping de couple et de flux est conçu pour atteindre le couple et le flux de références [32, 42-44, 70, 71]. À ce point, les erreurs du couple et du flux sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} e_T &= C_{em}^* - C_{em} \\ e_\Phi &= \Phi^* - \Phi \end{aligned} \quad (2.38)$$

Où  $\Phi^*$  désigne le flux statorique de référence. Maintenant, l'erreur de couple  $e_T$  et l'erreur de flux  $e_\Phi$  constitue un nouveau système, et l'erreur dynamique du couple peut être obtenue comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{e}_T &= J \left( cx_2 + \ddot{\omega}^* + \frac{f}{J}\dot{\omega} + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks \right) - \frac{3}{2} p \left\{ \Phi_\alpha \left( -\frac{R_s}{L} i_\beta - \frac{E_\beta}{L} \right) + \Phi_\beta \left( \frac{R_s}{L} i_\alpha + \frac{E_\alpha}{L} \right) \right. \\ &\quad \left. + \left( i_\beta - \frac{\Phi_\beta}{L} \right) u_\alpha + \left( \frac{\Phi_\alpha}{L} - i_\alpha \right) u_\beta \right\} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Pour stabiliser les composantes du flux, l'erreur dynamique du flux peut être définie comme :

$$\dot{e}_\Phi = 2\Phi_\alpha i_\alpha R_s + 2\Phi_\beta i_\beta R_s - 2\Phi_\alpha u_\alpha - 2\Phi_\beta u_\beta \quad (2.40)$$

La fonction de Lyapunov  $V_2$  pour l'ensemble de système est définie par :

$$V_2 = \frac{1}{2} (V_1^2 + e_T^2 + e_\Phi^2) \quad (2.41)$$

La dérivée temporelle de la fonction  $V_2$  est :

$$\dot{V}_2 = V_1 \dot{V}_1 + e_T \dot{e}_T + e_\Phi \dot{e}_\Phi \quad (2.42)$$

Les dérivées temporelles de la fonction de Lyapunov devraient être une valeur non positive, donc  $\dot{e}_T$  et  $\dot{e}_\Phi$  peuvent être sélectionnés comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{e}_T &= -k_T e_T \\ \dot{e}_\Phi &= -k_\Phi e_\Phi\end{aligned}\quad (2.43)$$

Où  $k_T$  et  $k_\Phi$  sont des constantes positives.

Enfin, les erreurs de couple et de flux peuvent être stabilisées par la conception du control des tensions de sorties  $u_\alpha$  et  $u_\beta$  comme suit :

$$\begin{aligned}u_\alpha &= \frac{1}{i_\alpha \Phi_\alpha + i_\beta \Phi_\beta - \Phi/L} \times \{ \Phi_\beta [(J(cx_2 + \ddot{\omega}^* + \frac{f}{J} \dot{\omega} + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks) + k_T e_T) \\ &\times \frac{2}{3p} + \Phi_\alpha (\frac{R_s}{L} i_\beta + \frac{E_\beta}{L}) - \Phi_\beta (\frac{R_s}{L} i_\alpha + \frac{E_\alpha}{L})] - (\frac{\Phi_\alpha}{L} - i_\alpha) \times \frac{2\Phi_\alpha i_\alpha R_s + 2\Phi_\beta i_\beta R_s + k_\Phi e_\Phi}{2} \}\end{aligned}\quad (2.44)$$

$$\begin{aligned}u_\beta &= \frac{1}{\Phi/L - i_\beta \Phi_\beta - i_\alpha \Phi_\alpha} \times \{ \Phi_\alpha [(J(cx_2 + \ddot{\omega}^* + \frac{f}{J} \dot{\omega} + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks) + k_T e_T) \\ &\times \frac{2}{3p} + \Phi_\alpha (\frac{R_s}{L} i_\beta + \frac{E_\beta}{L}) - \Phi_\beta (\frac{R_s}{L} i_\alpha + \frac{E_\alpha}{L})] - (i_\beta - \frac{\Phi_\beta}{L}) \times \frac{2\Phi_\alpha i_\alpha R_s + 2\Phi_\beta i_\beta R_s + k_\Phi e_\Phi}{2} \}\end{aligned}\quad (2.45)$$

Substituer le control des tensions de sorties dans la fonction  $\dot{V}_2$ , la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov est décrit comme :

$$\dot{V}_2 = s(-\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks) - k_T e_T^2 - k_\Phi e_\Phi^2 \leq 0 \quad (2.46)$$

Par conséquent, avec le contrôle des tensions  $u_\alpha$  et  $u_\beta$ , les asymptotiques de la vitesse, du couple et du flux peuvent être garantis et le système dynamique du MSAP présente une réponse très satisfaisante.

### 2.3.3.1 Analyse de stabilité

#### Théorème 1 :

Les tensions de commande données en (2.44) et (2.45) peuvent assurer les erreurs de poursuite de la vitesse, du couple et du flux sont asymptotiquement stables.

#### Démonstration :

Selon (2.46), la dérivée temporelle de la fonction Lyapunov  $V_2$  est négative ou nulle signifie que la fonction  $V_2$  est semi-définie négative; c'est-à-dire que  $V_2$  n'augmente pas. Par conséquent,  $V_2$  est borné  $0 \leq V_2(\infty) \leq V_2(0) < \infty$ , et l'expression suivante est satisfaisante.

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &\leq s(-\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks) \\ \dot{V}_2 &\leq -k_T e_T^2 \\ \dot{V}_2 &\leq -k_\Phi e_\Phi^2\end{aligned}\quad (2.47)$$

En intégrant (2.47) de 0 à  $\infty$  on obtient,

$$\begin{aligned}V_2(0) - V_2(\infty) &\geq \int_0^\infty s(\varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks) dt \\ V_2(0) - V_2(\infty) &\geq \int_0^\infty k_T e_T^2 dt \\ V_2(0) - V_2(\infty) &\geq \int_0^\infty k_\Phi e_\Phi^2 dt\end{aligned}\quad (2.48)$$

Depuis  $0 \leq V_2(0) - V_2(\infty) < \infty$ , le terme droit de l'équation (2.48) existe à l'intérieur de la bonde. En outre, les signaux  $S$ ,  $e_T$ ,  $e_\Phi$  sont uniformément continus, selon [66], on peut déduire que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} S = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} e_T = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} e_\Phi = 0 \quad (2.49)$$

Cela signifie que le système MSAP est asymptotique stable et les erreurs de suivi des signaux seront convergées asymptotiquement à zéro.

### 2.3.4 La conception de l'observateur du couple de charge basée sur ESO

Le contrôle par mode glissant supprime les effets des variations de paramètres et des perturbations externes en utilisant la valeur discontinue de commutation. Si la discontinuité en valeur de commutation peut être diminuée en observant les perturbations et la compensation, la vibration peut être réduite effectivement. Dans ce paragraphe, la perturbation de charge est observée par ESO et puis utilisée dans la conception de contrôle comme compensation de réaction. Par conséquent, le contrôleur de vitesse de glissement peut réduire la vibration avec un meilleur rejet de perturbation [72].

L'ESO est introduit comme une sorte de perturbation favorable par la technique d'observation. Les principes de l'ESO sont présentés dans [70-73]. Ça peut non seulement obtenir l'état du système de contrôle, mais estimer également les incertitudes internes et externes de perturbations considérées comme «étendues États!». Pour les systèmes non linéaires incertains de la forme donnée en (2.50):

$$y^{(n)} = f(y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}, t) + w(t) + bu \quad (2.50)$$

Où  $f(y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}, t)$  est une fonction inconnue,  $u$  est l'entrée de contrôle du système,  $w(t)$  est une perturbation inconnue,  $y$  est la sortie du système. L'état des équations du système peuvent être obtenues en réécrivant les équations du système d'origine :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \dot{x}_2 = x_3, \dots, \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n &= f(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n, t) + w(t) + bu \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (2.51)$$

Ensuite, l'ESO d'ordre  $n$  peut être développé comme suit :

$$\begin{aligned} e &= z_1 - y \\ \dot{z}_1 &= z_2 - \beta_{01} \text{fal}(e, \alpha_1, \delta) \\ \dot{z}_2 &= z_3 - \beta_{02} \text{fal}(e, \alpha_2, \delta) \\ &\vdots \\ &\vdots \\ \dot{z}_n &= z_{n+1} - \beta_{0n} \text{fal}(e, \alpha_n, \delta) + b_0 u \\ \dot{z}_{n+1} &= -\beta_{0(n+1)} \text{fal}(e, \alpha_{n+1}, \delta) \end{aligned} \quad (2.52)$$

Où  $\text{fal}(e, \alpha_i, \delta)$  est une fonction non linéaire donnée par :

$$\begin{aligned} \text{fal}(e, \alpha_i, \delta) &= |e|^{\alpha_i} \text{sgn}(e) & |e| > \delta \\ e/\delta^{1-\alpha_i} & & |e| \leq \delta \end{aligned} \quad (2.53)$$

Considérant l'équation cinématique de la MSAP, son ESO du second ordre est décrit comme :

$$\begin{aligned}
e &= z_1 - \omega, \\
\dot{z}_1 &= z_2 - \beta_{01} \text{fal}(e, \alpha_1, \delta) + (-Bz_1/J) + T_e/J, \\
\dot{z}_2 &= -\beta_{02} \text{fal}(e, \alpha_2, \delta)
\end{aligned} \tag{2.54}$$

Où  $\beta_{01}$ ,  $\beta_{02}$  sont des constantes d'observateur,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  sont des facteurs non linéaires,  $\delta$  est un facteur de filtre,  $z_1$  peut observer le signal de vitesse  $\omega$ , et  $z_2$  peut observer le couple de charge  $Cr$ . L'ESO du second ordre donné par (2.54) inclut la fonction non-linéaire, qui nécessite la conception de plusieurs paramètres et de plus, la structure est également complexe. Cela le rend difficile d'ajuster les paramètres en simulation ou l'application pratique. Si la perturbation du système est observée par une fonction linéaire, la structure de l'ESO peut être simplifiée de manière efficace [41, 72, 74, 75]. L'expression ESO linéaire simplifiée est donnée comme suit :

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= z_2 - \beta_1(z_1 - \omega) + (-Bz_1/J) + T_e/J \\
\dot{z}_2 &= -\beta_2(z_1 - \omega)
\end{aligned} \tag{2.55}$$

Maintenant, il n'y a que deux paramètres  $\beta_1$  et  $\beta_2$ , qui simplifier la conception de l'ESO efficacement. Par conséquent, les paramètres peuvent être ajustés facilement. Définissant  $e_1 = z_1 - \omega$ ,  $e_2 = z_2 - (-T_e/J)$ , l'expression suivante peut être obtenue [41].

$$\begin{aligned}
\dot{e}_1 &= \dot{z}_1 - \dot{\omega} = -(\beta_1 + B/J)e_1 + e_2 \\
\dot{e}_2 &= \dot{z}_2 = -\beta_2 e_1
\end{aligned} \tag{2.56}$$

L'équation caractéristique de (2.56) peut être obtenue

$$g(s) = s^2 + (\beta_1 + B/J)s + \beta_2 \tag{2.57}$$

La condition nécessaire et suffisante pour la stabilité du système, par rapport au système continu de (2.46), est que les racines de l'équation caractéristique doivent être négatives. Cela signifie que  $(\beta_1 + B/J) > 0, \beta_2 > 0$ , d'où les pôles d'observateurs sont conçus de manière appropriée pour obtenir les performances souhaitées. En assignant la valeur désirée des pôles, disons  $s_1 = s_2 = -p (p > 0)$ , l'expression suivante peut être obtenue.

$$g(s) = s^2 + (\beta_1 + B/J)s + \beta_2 = s^2 + 2ps + p^2 \tag{2.58}$$

On peut observer à partir de (2.58) que les valeurs de paramètre  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  peuvent être conçues en configurant seulement la valeur de  $p$ . Cela signifie que le nombre des paramètres qui doit être ajusté est encore diminué.

Le couple de charge estimé baser sur l'ESO est considéré comme une entrée de compensation feed-forward. Il est introduit dans  $C_{em}^*$

$$C_{em}^* = J \int (cx_2 + \ddot{\omega}^* + \frac{B}{J} \dot{\omega} + \varepsilon \text{sgn}(s) + ks) dt + k_{it} \hat{C}_r \tag{2.59}$$

Où  $k_{it} > 0$  est le coefficient de compensation d'anticipation du couple de charge.

Puisque la fréquence d'échantillonnage est élevée, le couple de charge peut être considéré comme constant dans un cycle de contrôle. Ainsi, la variation du couple est considérée comme  $\dot{C}_r = 0$ , la stabilité du système n'est pas affectée en raison du terme de compensation du couple de charge supplémentaire. De

plus, lorsque le couple de charge est modifié, le contrôleur répondra rapidement à cause du signal d'avance. Dans le même temps, on peut voir que le contrôleur de mode glissant peut acquérir une meilleure réflexion de perturbation de charge sans l'utilisation de valeurs plus grandes pour atteindre les paramètres de loi  $\varepsilon$  et  $k$ , donc le claquement est atténué en réduisant le gain du contrôleur de mode glissant. Le schéma de principe du système de contrôle Backstepping-DTC-MSAP proposé est illustré sur la Figure 2.5.

### 2.3.5 Stratégie de limitation

Dans une implantation pratique de la commande backstepping-DTC, il faut prévoir un algorithme de limitation de la sortie de la commande. Sans une telle limitation on peut « imposer » par la commande de grandeurs (des courants, par exemple) qui sont très grandes et, par conséquent, pouvant endommager physiquement le processus. En pratique, le courant doit être limité ; en effet, chaque machine a un courant maximal qui ne doit pas être dépassé, sinon elle est physiquement détériorée. Limiter ce courant dans une machine électrique revient à limiter le couple [41].

Dans une commande classique le couple est limité en saturant la sortie du correcteur de vitesse, à condition que les asservissements soient performants. Une stratégie antiwindup consiste à limiter la sortie du contrôleur mode glissant qui va définir la référence de couple.

Dans notre cas, le terme intégral dans l'équation (2.59) peut être limité en utilisant l'algorithme suivant :

$$\begin{aligned}
 Er &= \left( cx_2 + \ddot{\omega}^* + \frac{B}{J} \dot{\omega} + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks \right) \\
 T \operatorname{int} \operatorname{egrale}(n+1) &= T \operatorname{int} \operatorname{egrale}(n) + JErT \\
 C_{ref} &= T \operatorname{int} \operatorname{egrale}(n+1) + k_{il} \hat{C}_r \\
 \text{if } |C_{ref}| &> |C_{\max}| \\
 C_{ref} &= \operatorname{sign}(C_{ref}) \times C_{\max} \\
 T \operatorname{int} \operatorname{egrale}(n+1) &= C_{ref} - k_{il} \hat{C}_r \\
 \text{end}
 \end{aligned}$$

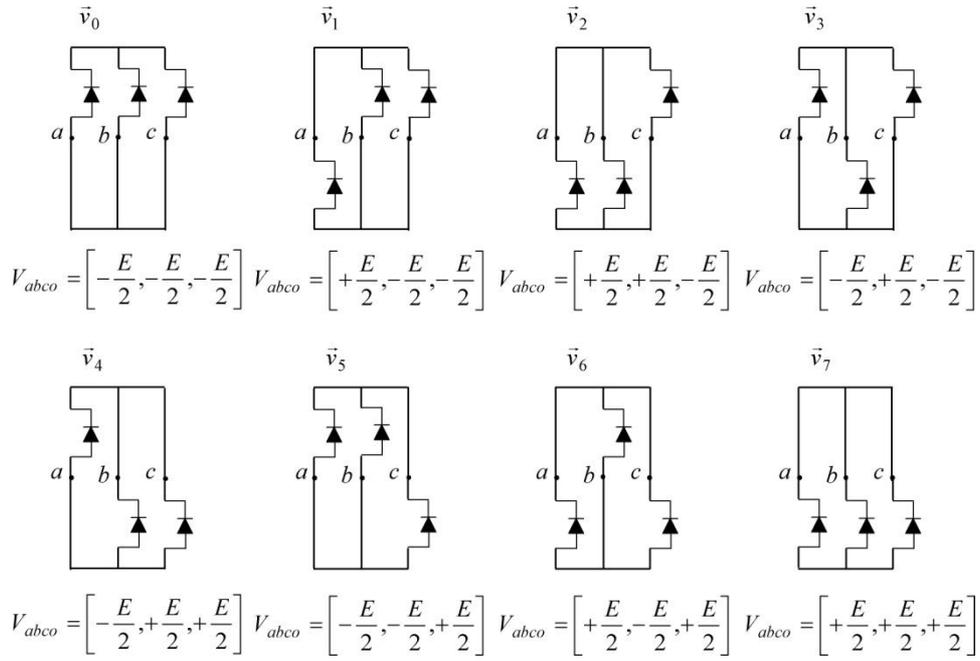
Cet algorithme de limitation est utilisé dans nos simulations numériques.

### 2.3.6 Commande MLI vectorielle

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle (MLI vectorielle), utilise un algorithme numérique. Elle a été déjà présentée dans des thèses et des travaux de recherche précédents comme [2, 33, 76-78]. Mais on cherche ici à l'appliquer dans la commande Backstepping-DTC afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possibles du vecteur tension de référence. Les principes de cette technique ont été présentés en détail dans [2, 32, 41-44, 78].

La Figure 2.6 montre qu'il existe seulement huit différentes combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur, c-à-d huit différents vecteurs de tension en fonction de la commande des trois bras de l'onduleur.

Le Tableau 2.1 indique les huit états possibles des interrupteurs de l'onduleur utilisé [2].

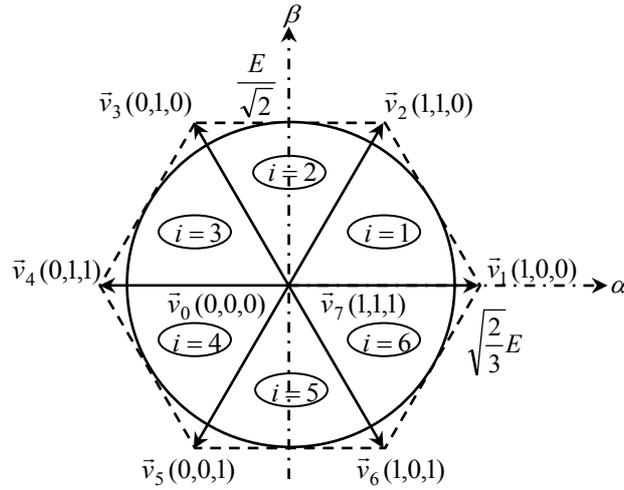


**Figure 2.6 :** Configuration des différentes possibilités d'interrupteurs de l'onduleur.

**Tableau 2.1 :** Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs.

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$v_{ao}$	$v_{bo}$	$v_{co}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_{s\alpha}$	$v_{s\beta}$	$\vec{v}_s$
0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$\vec{v}_0$
1	0	0	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{v}_1$
1	1	0	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$+\frac{E}{\sqrt{6}}$	$+\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{v}_2$
0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$+\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{v}_3$
0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{v}_4$
0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{v}_5$
1	0	1	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{v}_6$
1	1	1	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$\vec{v}_7$

La Figure 2.7 montre que chacun des couples de vecteurs  $\vec{v}_i$  et  $\vec{v}_{i+1}$  ( $i=1,..6$ ) définissent les limites d'un des six secteurs de l'hexagone. (à noter que dans deux vecteurs successifs font entre eux un angle de  $\pi/3$  ).



**Figure 2.7 :** Polygone de commutation.

Le vecteur tension  $\bar{v}_s$  désiré à la sortie de l'onduleur est donné par :

$$\bar{v}_s = \begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} \quad (2.60)$$

Ces composantes biphasées dans le référentiel stationnaire  $(\alpha, \beta)$  sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

- *Vecteur tension de référence*

On peut définir un vecteur  $\bar{v}_s$  tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation  $\omega$  des tensions désirées et d'amplitude égale à  $r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2}$ . Ces coordonnées sont les composantes

de Concordia  $v_\alpha, v_\beta$  du système triphasé de tensions  $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$  qu'on désire obtenir en sortie :

$$\begin{cases} v_a = r \frac{E}{2} \cos \omega t \\ v_b = r \frac{E}{2} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ v_c = r \frac{E}{2} \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.62)$$

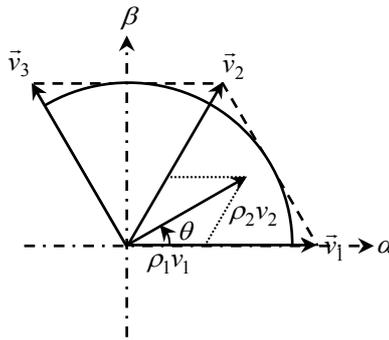
Alors :

$$\begin{cases} v_\alpha = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \cos \omega t \\ v_\beta = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \sin \omega t \end{cases} \quad (2.63)$$

Ce vecteur  $\vec{v}_s$  peut être exprimé, à chaque instant, comme une combinaison linéaire des deux vecteurs  $\vec{v}_i$  et  $\vec{v}_{i+1}$  ( $i = 1, \dots, 6$ ) qui lui sont adjacents, Figure 2.8. De ce fait, une approximation de  $\vec{v}_s$  peut être générée en utilisant une combinaison dans un temps très bref de deux des états des interrupteurs correspondants aux vecteurs  $\vec{v}_i$  et  $\vec{v}_{i+1}$ . Par exemple, lorsque le vecteur  $\vec{v}_s$  se trouve dans le secteur  $i$ , il peut être exprimé en fonction des vecteurs  $\vec{v}_i$  et  $\vec{v}_{i+1}$  de la manière suivante [32, 41-44]:

$$\vec{v}_s = \rho_i \vec{v}_i + \rho_{i+1} \vec{v}_{i+1} \quad (2.64)$$

Où  $\rho_i$  et  $\rho_{i+1}$  sont des coefficients à déterminer et qui ont une somme inférieure à l'unité.



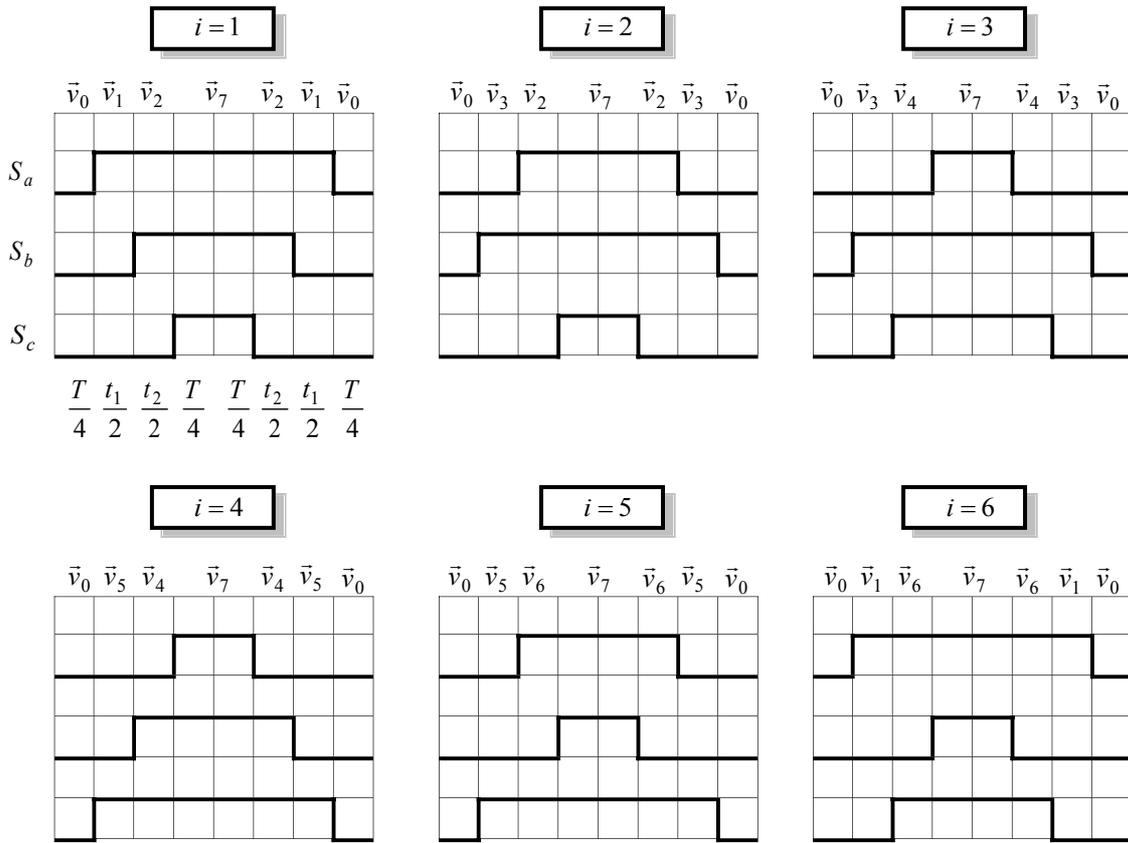
**Figure 2.8 :** Calcul des temps de commutation  $t_1$  et  $t_2$  du premier secteur.

▫ *Approximation du vecteur tension de référence*

Dans la technique MLI vectorielle, le vecteur tension de référence  $\vec{v}_s$  est échantillonné avec un intervalle d'échantillonnage égal à la période de modulation. On peut reconstituer la valeur moyenne du vecteur  $\vec{v}_s$  à l'aide des vecteurs  $\vec{v}_i$  et  $\vec{v}_{i+1}$  et du vecteur  $\vec{v}_0$  ou  $\vec{v}_7$ . Donc, on impose aux interrupteurs de se trouver dans la configuration correspondant à [32, 41-44, 79]:

- $\vec{v}_i$  pendant une fraction  $\rho_i$  de l'intervalle  $T$
- $\vec{v}_{i+1}$  pendant une fraction  $\rho_{i+1}$  de l'intervalle  $T$
- $\vec{v}_0$  ou  $\vec{v}_7$  pendant le reste de l'intervalle  $T$

L'ordre dans lequel on fait se succéder les configurations correspondant aux vecteurs  $\vec{v}_i$  et  $\vec{v}_{i+1}$  et du vecteur  $\vec{v}_0$  ou  $\vec{v}_7$  durant la période de modulation est choisi de manière à ce que d'une part, tous les interrupteurs d'un même demi-pont aient un état identique au centre et aux deux extrémités de la période et d'autre part, l'état des interrupteurs soient symétriques par rapport au milieu de la période de modulation, Figure 2.9.



**Figure 2.9 :** Description des séquences de conduction des interrupteurs de l'onduleur triphasé à 2 niveaux.

Le Tableau 2.2 définit les temps de commutation des interrupteurs dans chacun des six secteurs.

**Tableau 2.2 :** Vecteurs de commutation et cycles de fonctionnement de la modulation vectorielle.

Secteur $i = 1$	Secteur $i = 2$	Secteur $i = 3$
$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} \sqrt{6} & -\sqrt{2} \\ 0 & 2\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} -\sqrt{6} & \sqrt{2} \\ \sqrt{6} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} 0 & 2\sqrt{2} \\ -\sqrt{6} & -\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$
$SV_1 = V_1 = (1 \ 0 \ 0)$ $SV_2 = V_2 = (1 \ 1 \ 0)$	$SV_1 = V_3 = (0 \ 1 \ 0)$ $SV_2 = V_2 = (1 \ 1 \ 0)$	$SV_1 = V_3 = (0 \ 1 \ 0)$ $SV_2 = V_4 = (0 \ 1 \ 1)$
Secteur $i = 4$	Secteur $i = 5$	Secteur $i = 6$
$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} 0 & -2\sqrt{2} \\ -\sqrt{6} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} -\sqrt{6} & -\sqrt{2} \\ \sqrt{6} & -\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} \sqrt{6} & \sqrt{2} \\ 0 & -2\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$
$SV_1 = V_5 = (0 \ 0 \ 1)$ $SV_2 = V_4 = (0 \ 1 \ 1)$	$SV_1 = V_5 = (0 \ 0 \ 1)$ $SV_2 = V_6 = (1 \ 0 \ 1)$	$SV_1 = V_1 = (1 \ 0 \ 0)$ $SV_2 = V_6 = (1 \ 0 \ 1)$

### 2.3.7 Simulation de la méthode de commande proposée

La nouvelle approche « Backstepping-DTC », basé sur les relations précédentes et la commande directe du couple (DTC) classique ont été implantées sur le logiciel MATLAB/Simulink. La simulation a été exécutée sous les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres que pour la commande DTC classique. La différence entre les deux vient de la robustesse, la capacité de garder ces trajectoires idéales en présence des perturbations externes et des variations paramétriques.

On appelle une trajectoire idéale la réponse d'un système obtenue dans les conditions idéales. Mais généralement un système n'est pas parfait et peut être affecté par des perturbations internes (variations paramétriques) ou externes. Ainsi, toute réponse obtenue lorsque les conditions ne sont plus idéales, est désignée par trajectoire réelle.

Pour pouvoir comparer l'effet de la même perturbation sur les deux commandes, on se sert de l'écart normalisé produit par la perturbation sur les deux commandes. On définit l'écart normalisé, l'écart entre les deux trajectoires qui est décrit comme suit :

$$E_N (\%) = \frac{\text{Trajectoire idéale-Trajectoire réelle}}{|\text{référence}|} \times 100 \quad (2.65)$$

Les paramètres de la machine électrique sont définis dans le tableau A.1 de l'annexe A et les résultats de simulation sont donnés dans les Figures 2.10 et 2.11.

### 2.3.7.1 Essai 1 : Réponse à un échelon de vitesse

L'influence du couple résistant sur le réglage de la boucle de vitesse est illustrée par la Figure 2.10 (a). Le couple résistant perturbateur est considéré comme un échelon de valeur 60 N.m agissant à l'instant 0,3 s. La Figure 2.10 (a)-*droite* montre que le contrôleur mode glissant a permis de gagner plus en dynamique sans affecter sa sensibilité par rapport aux perturbations. On remarque, sur la Figure 2.10 (b)-*droite*, que l'écart est plus petit pour la commande Backstepping-DTC. Cela montre que le contrôleur mode glissant est plus robuste qu'un contrôleur classique. En effet, la commande Backstepping-DTC apporte des moyens supplémentaires pour maîtriser cette erreur transitoire.

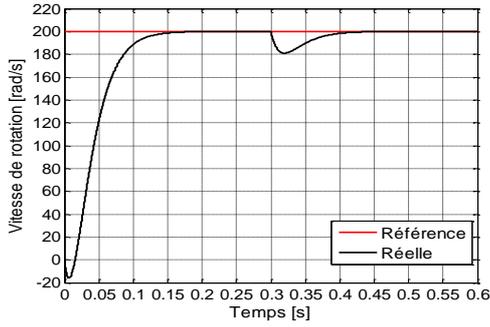
La réponse en vitesse présentée dans la Figure 2.10 (a)-*droite* ne subit aucun dépassement et ceci grâce à l'utilisation du régulateur de vitesse, de type SMC. On remarque une erreur statique nulle donc un fonctionnement satisfaisant en régime permanent. On constate une chute de l'ordre de 18 rad/s pendant une durée de 0,16s lors de l'application d'un couple de charge de 60 N.m dans la commande DTC classique, Figure 2.10 (b)-*gauche*. Les Figures 2.10 (d) illustre l'évolution du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents. On constate un accroissement oscillatoire en régime transitoire (au démarrage et lors de l'introduction du couple de charge) avec une atténuation importante d'ondulation en régime établi, et ceci avec la commande Backstepping-DTC, Figure 2.10 (e)-*droite*.

Les Figures 2.10 (f)-(i) représentent les composantes des courants statoriques dans les repères  $(a, b, c)$  et  $(\alpha, \beta)$  correspondant au fonctionnement considéré. Le courant statorique fait apparaître un transitoire au démarrage et lors de l'application de la charge.

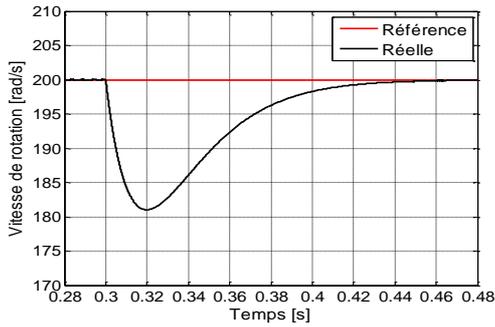
Les Figures 2.10 (j)-(l) montrent que le flux statorique suit convenablement sa référence (0.08Wb) et n'est pas perturbé lors d'une application d'un couple de charge, ce qui montre le bon découplage entre le flux et le couple. On peut observer une allure proche de la forme sinusoïdale pour les composantes du flux statoriques et que la trajectoire de l'extrémité du flux statorique suit une forme presque circulaire d'un rayon égale à 0,08Wb, Figure 2.10 (k).

### Commande DTC classique

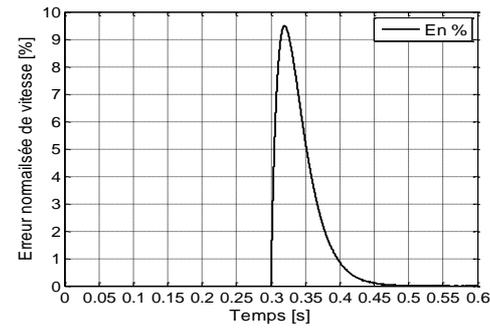
(a) Vitesse de rotation



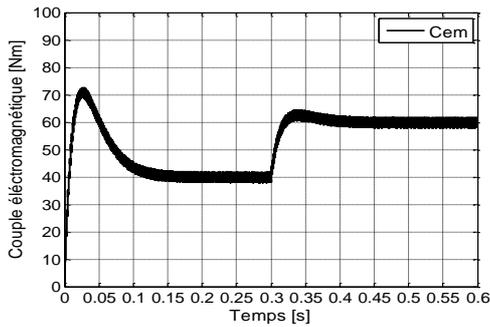
(b) Zoom sur la vitesse de rotation



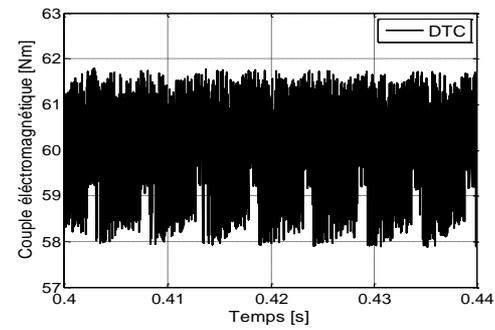
(c) Ecart normalisé



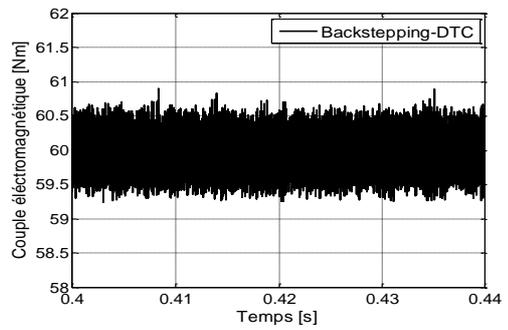
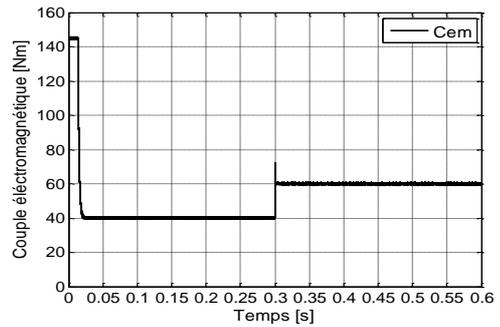
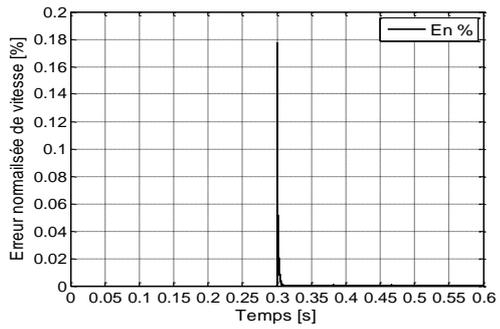
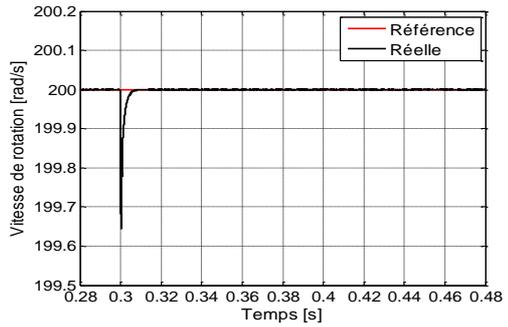
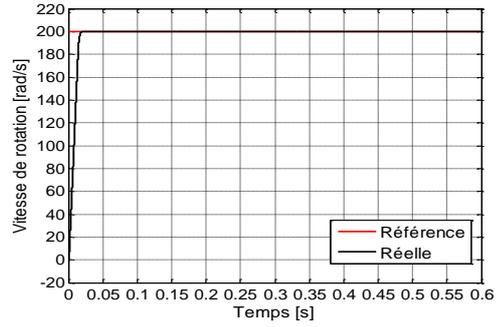
(d) Couple électromagnétique



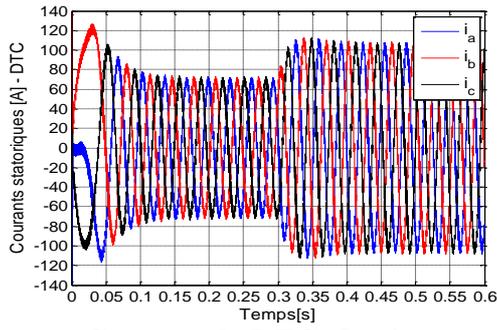
(e) Couple en regime établi



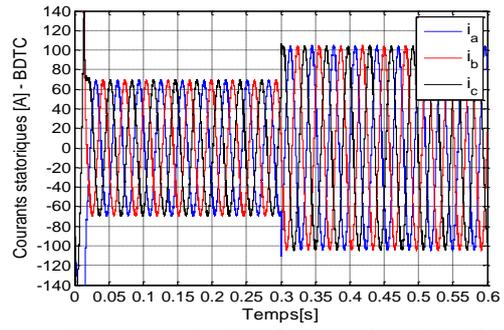
### Commande Backstepping-DTC



(f) Courant de phase

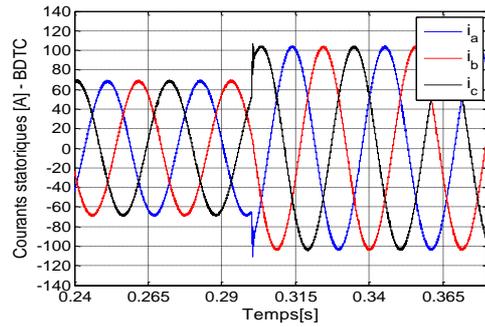
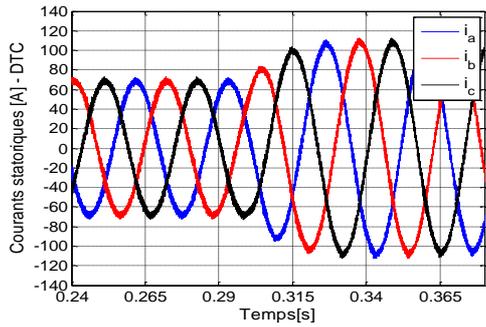


**Commande DTC classique**

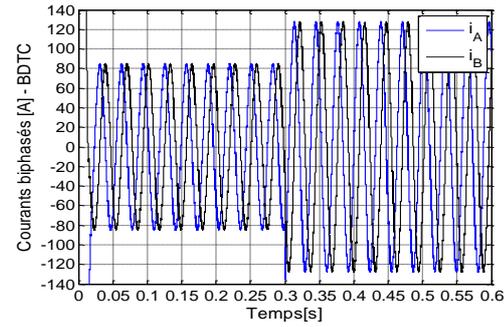
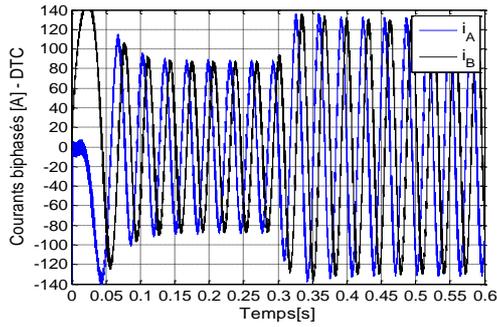


**Commande Backstepping-DTC**

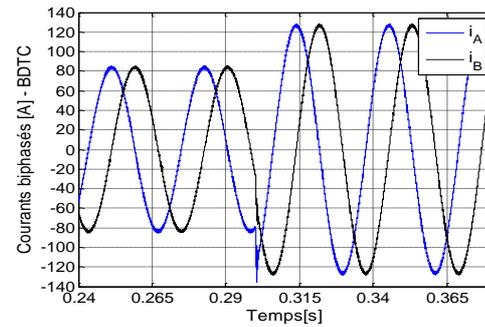
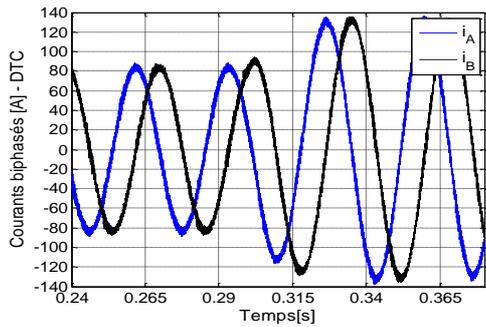
(g) Zoom des courant de phase



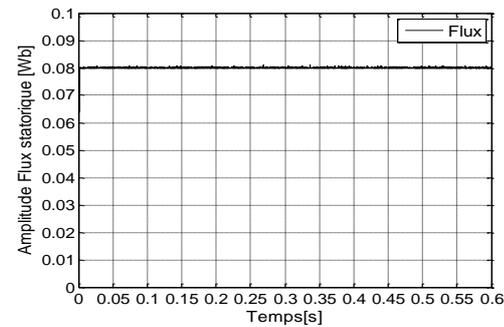
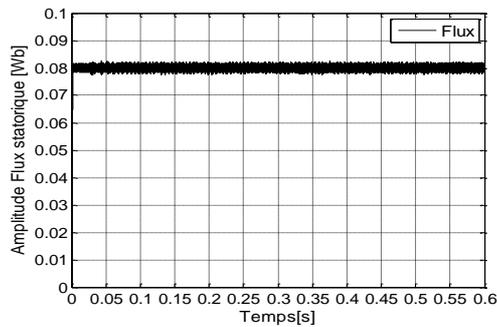
(h) Courants statoriques  $\alpha$ - $\beta$



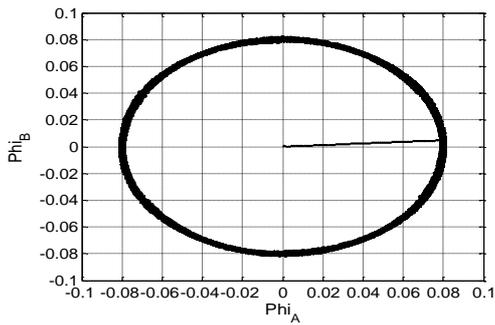
(i) Zoom des courants statoriques  $\alpha$ - $\beta$



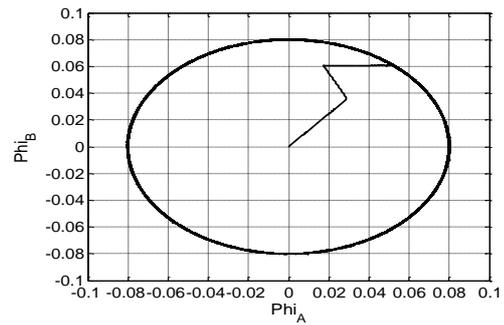
(j) Flux statoriques



(k) Trajectoire circulaire du flux

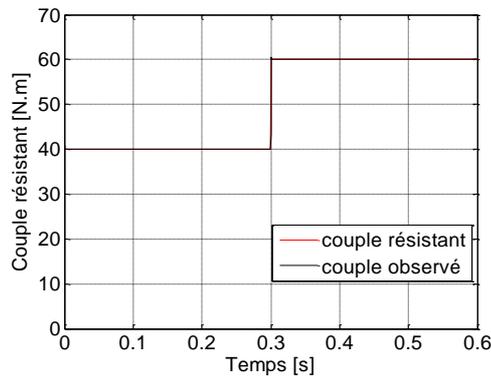
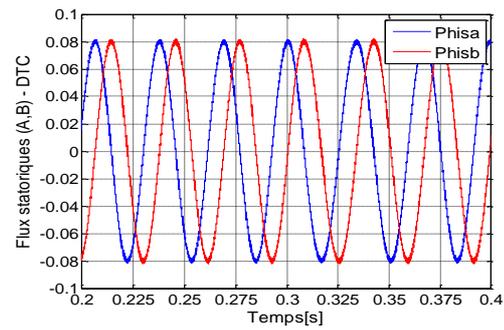
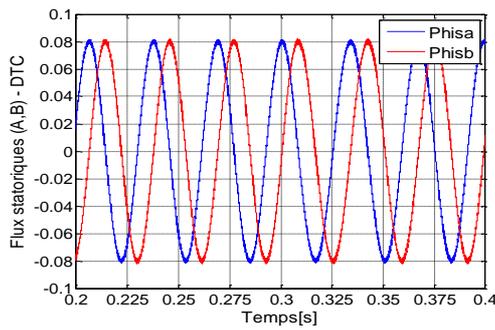


Commande DTC classique

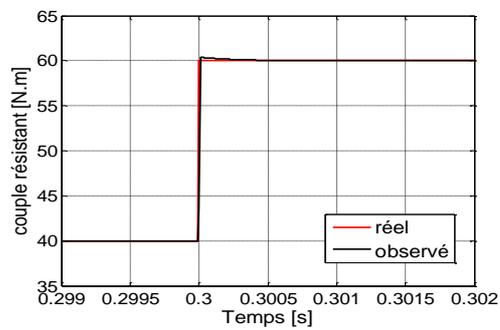
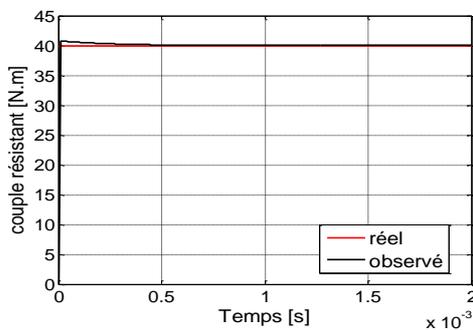


Commande Backstepping-DTC

(l) Flux statoriques  $\alpha$ - $\beta$



(m) Couple résistant réel et observé



(n) Couple résistant réel et observé (Zoom)

Figure 2.10 : Résultats de simulation pour Essai 1.

### 2.3.7.2 Essai 2 : Démarrage suivi d'une application d'une charge puis une augmentation de vitesse

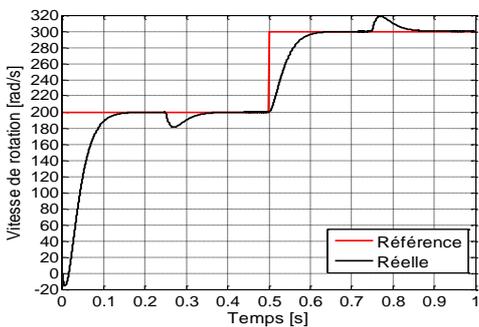
Dans cet essai, nous allons effectuer la simulation du comportement de la machine, lors d'un démarrage en charge ( $40N.m$ ) avec une application d'un échelon de consigne de la vitesse de  $200rd/s$ . Puis le système est soumis à des variations de la charge en appliquant une augmentation de la charge de  $20N.m$  à l'instant  $t = 0.25s$ . Ensuite, nous procédons à un changement de la consigne de la vitesse vers  $300rd/s$  à l'instant  $t = 0,5s$ .

Nous remarquons d'après la réponse montrée par la Figure 2.11 (a) que la vitesse est obtenue sans dépassement et suit parfaitement sa référence. Un bon rejet de perturbation du couple résistant (zoom de la Figure 2.11 (b)-droite). Ce qui montre que la structure du régulateur SMC a permis d'avoir des performances satisfaisantes.

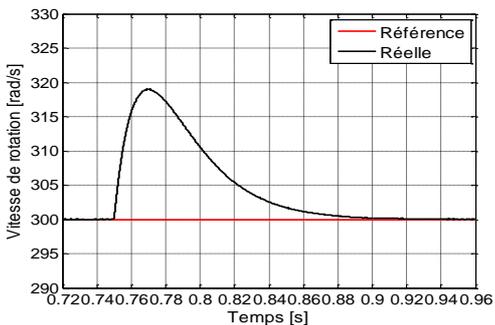
Lors du changement de la charge, le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence (Figure 2.11 (d)) avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence, Figure 2.11 (a-b). On constate que le système répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple est vérifié. Le flux statorique n'est pas perturbé lors de de la charge, Figure 2.11 (j)-(l).

### Commande DTC classique

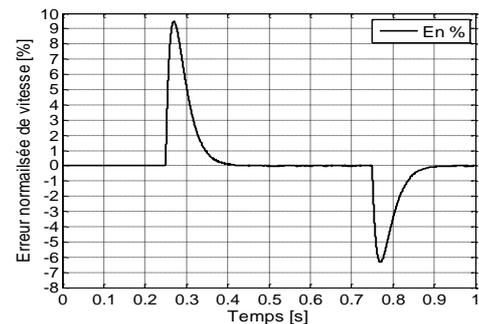
(a) Vitesse de rotation



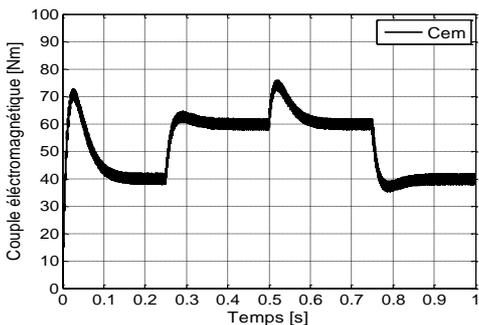
(b) Zoom sur la vitesse de rotation



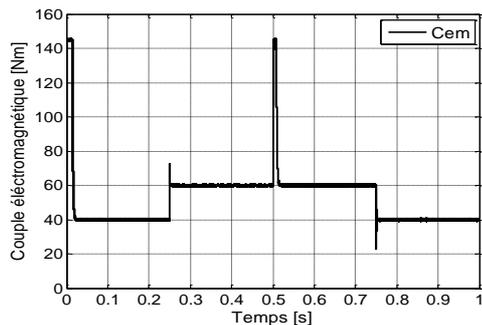
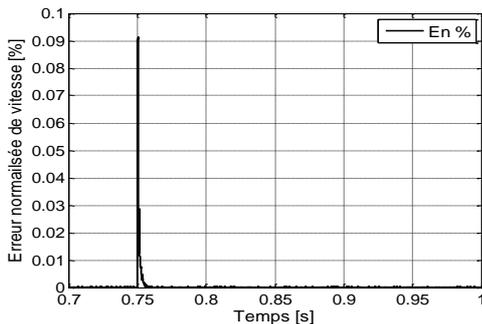
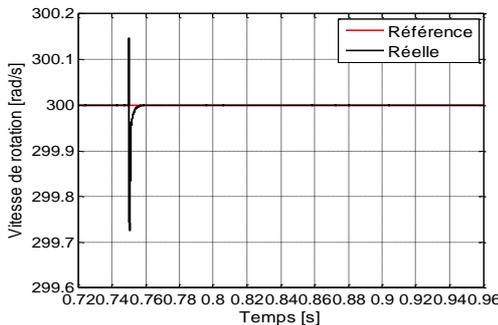
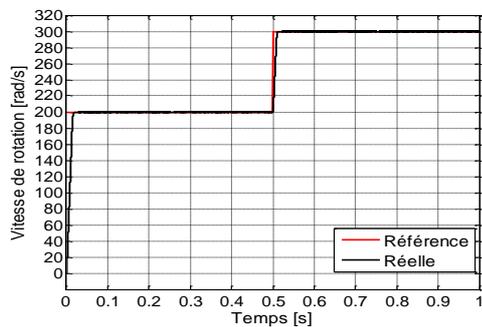
(c) Ecart normalisé



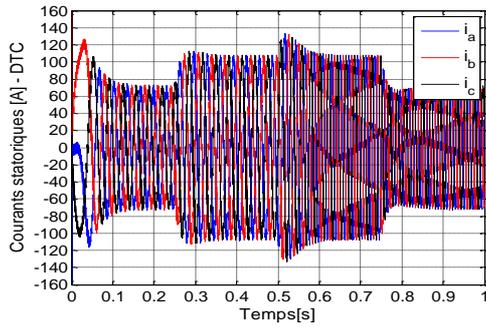
(d) Couple électromagnétique



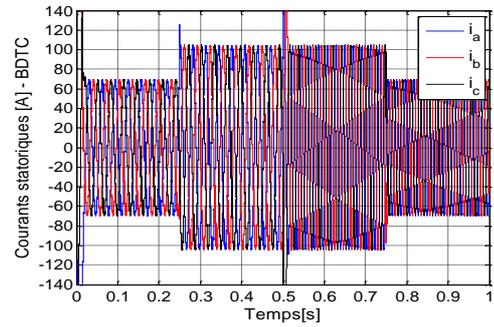
### Commande Backstepping-DTC



(e) Courant de phase

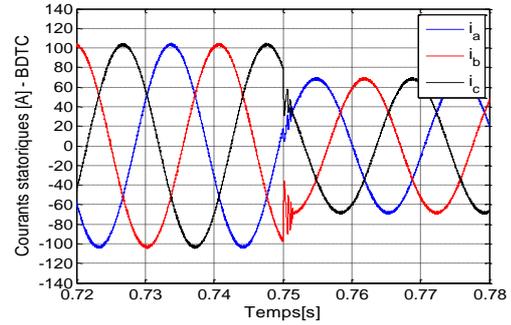
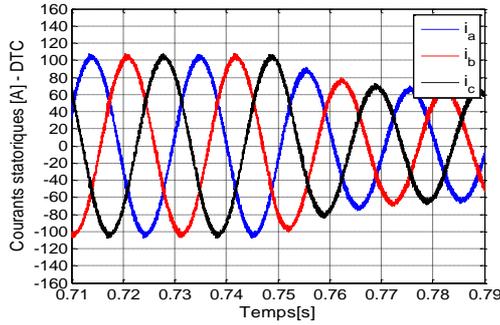


**Commande DTC classique**

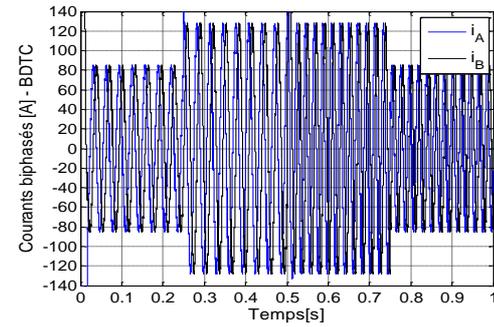
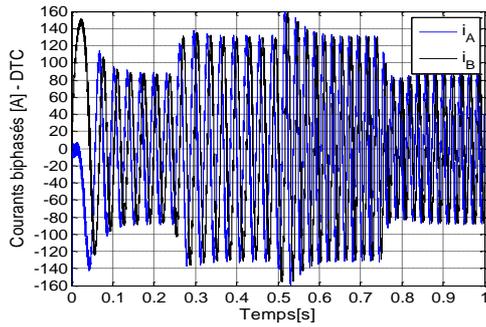


**Commande Backstepping-DTC**

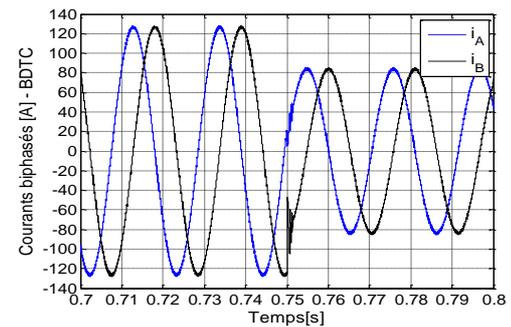
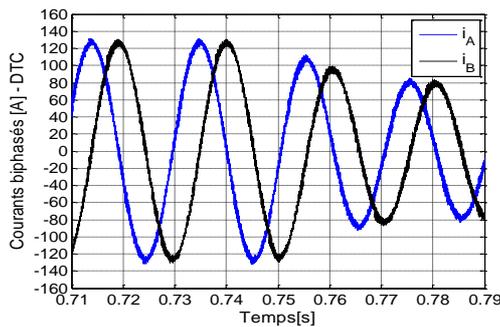
(f) Zoom des courant de phase



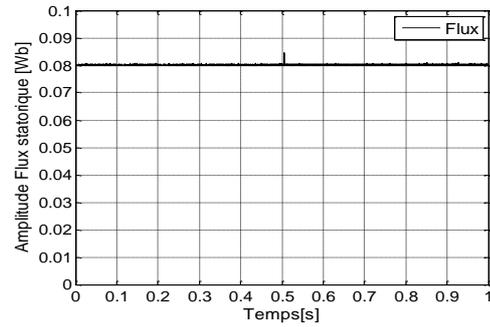
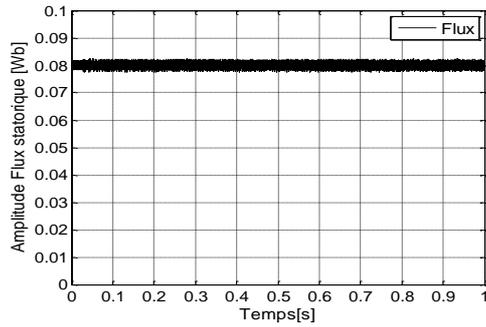
(g) Courants statoriques  $\alpha$ - $\beta$



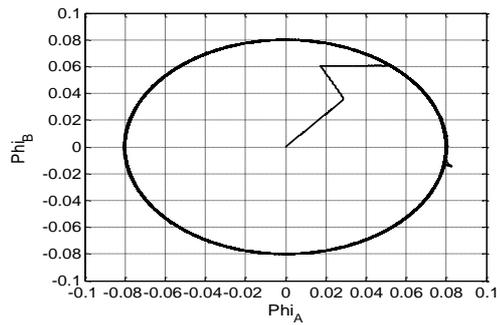
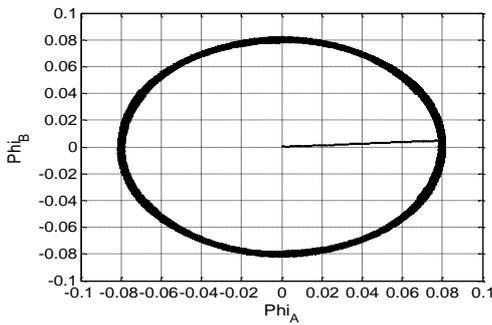
(h) Zoom des courants statoriques  $\alpha$ - $\beta$



(i) Flux statoriques



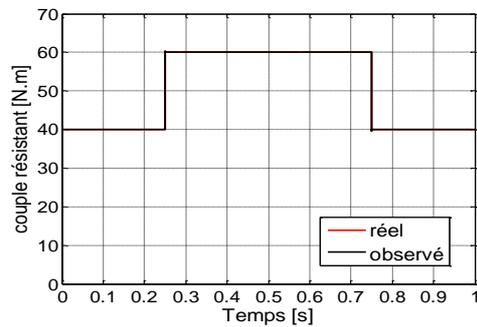
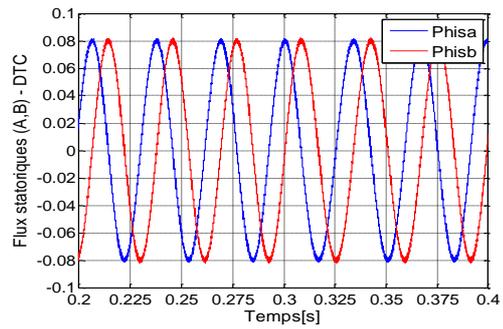
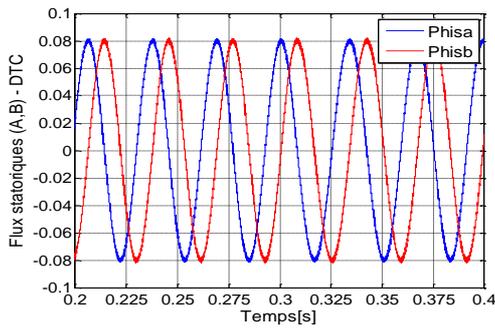
(j) Trajectoire circulaire du flux



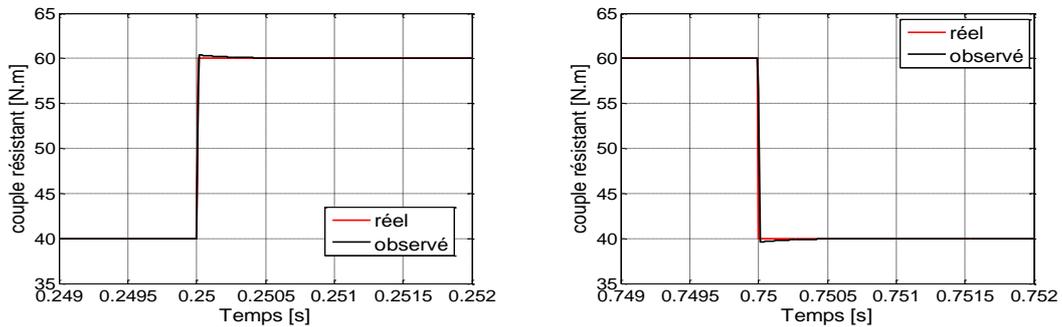
**Commande DTC classique**

**Commande Backstepping-DTC**

(k) Flux statoriques  $\alpha$ - $\beta$



(l) Couple résistant réel et observé



(m) Couple résistant réel et observé (Zoom)

Figure 2.11 : Résultats de simulation pour Essai 2.

## 2.4 Extension de la commande Backstepping DTC pour un système de traction bi-machine mono-onduleur

Notre système SMM proposé concerne un véhicule électrique possédant quatre moteurs synchrones à aimants permanents alimentés par deux onduleurs de tension ce qui pose des problèmes de gestion énergétique et les problèmes induits par les divers couplages impliqués dans la chaîne de traction. Dans cette deuxième partie, on va faire l'extension de la commande Backstepping-DTC présentée précédemment au notre système de traction étudié composé de deux ensembles bi-machine mono-onduleur, Figure 2.12 [44].

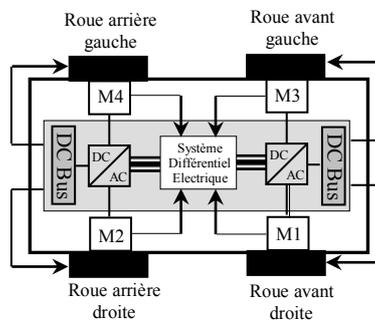


Figure 2.12 : Configuration du VE à traction intégrale.

Nous nous sommes intéressés plus particulièrement à la commande Backstepping-DTC de deux machines synchrones alimentées en parallèle par un onduleur de tension triphasé à cinq bras. Ces machines ont des caractéristiques identiques et doivent suivre des profils de vitesse différents avec des couples de charge différents et en tous cas indépendants [44]. En général, deux moteurs synchrones à aimants permanents sont alimentés par deux onduleurs triphasés classiques. Ce système nécessite douze (12) interrupteurs de puissance contrôlables (IGBT-Isolated Gate Transistor bipolaire) pour fonctionner avec une vitesse variable indépendante des deux moteurs. En cas de panne du commutateur d'alimentation, le bras correspondant doit être isolé. Dans ce cas, les deux trois phases classiques forment un onduleur composé de cinq bras. Cet onduleur utilisé également dans l'application spécifiée afin de réduire les interrupteurs

de puissance par rapport aux deux onduleurs classiques [44]. La Figure 2.13 montre l'onduleur à cinq bras alimente en parallèle deux moteurs synchrones à aimant permanents. Cette structure utilise un bras commun pour alimenter en même temps les deux phases des deux moteurs synchrones à aimants permanents [44, 80].

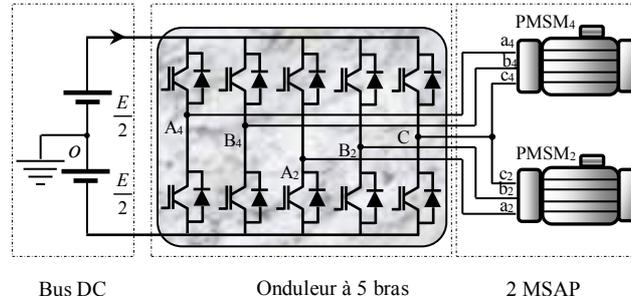


Figure 2.13: Structure parallèle : Onduleur de tension triphasé à cinq bras alimentant deux MSAP.

### 2.4.1 Modélisation de l'onduleur à cinq bras

Le vecteur tension appliqué aux deux MSAPs dans le repère de Concordia ( $\alpha, \beta$ ) de l'onduleur à cinq bras est défini par l'équation suivante :

$$\vec{v}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}E \left( v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + v_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + v_d e^{j\frac{6\pi}{5}} + v_e e^{j\frac{8\pi}{5}} \right) \quad (2.66)$$

Avec  $v_a, v_b, v_c, v_d$  et  $v_e$  sont les tensions de l'onduleur [81].

L'onduleur à cinq bras possède  $2^5$ , soit 32 vecteurs de tension différents que chaque commutateur n'a que deux états possibles (ouvert ou fermé), Figure 2.14 [82].

En comparant la topologie conventionnelle (onduleur triphasé 3 bras) avec celle de l'onduleur triphasé à cinq bras (FLI), on peut constater une réduction du nombre d'interrupteurs de puissance (10 contre 12) avec une réduction attendue du volume et des pertes.

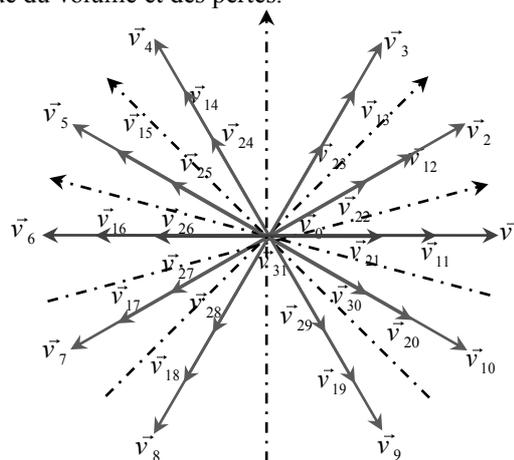


Figure 2.14: Représentation vectorielle de l'onduleur à cinq bras.

Les variables de contrôle booléennes sont notées  $S_{ij}$  avec  $i = 1, 2, 3, 4, 5$  et  $j = 1, 2$ , et les interrupteurs de puissance sont supposés idéaux. À partir de la Figure 2.14, les équations suivantes peuvent être déterminées [44, 80] :

$$\begin{cases} v_{AN4} = v_{AO4} + v_{ON4} \\ v_{BN4} = v_{BO4} + v_{ON4} \\ v_{CN} = v_{CO} + v_{ON4} \\ v_{AN2} = v_{AO2} + v_{ON2} \\ v_{BN2} = v_{BO2} + v_{ON2} \end{cases} \quad (2.67)$$

Avec l'hypothèse où les charges sont équilibrées, on résulte :

$$\begin{cases} v_{AN4} + v_{BN4} + v_{CN} = 0 \\ v_{AN2} + v_{BN2} + v_{CN} = 0 \end{cases} \quad (2.68)$$

D'où

$$\begin{cases} v_{ON4} = -\frac{1}{3}(v_{AO4} + v_{BO4} + v_{CO}) \\ v_{ON2} = -\frac{1}{3}(v_{AO2} + v_{BO2} + v_{CO}) \end{cases} \quad (2.69)$$

La substitution de (2.69) dans (2.68) conduit à :

$$\begin{cases} v_{AN4} = +\frac{2}{3}v_{AO4} - \frac{1}{3}v_{BO4} - \frac{1}{3}v_{CO} \\ v_{BN4} = -\frac{1}{3}v_{AO4} + \frac{2}{3}v_{BO4} - \frac{1}{3}v_{CO} \\ v_{CN} = -\frac{1}{3}v_{AO4} - \frac{1}{3}v_{BO4} + \frac{2}{3}v_{CO} \\ v_{AN2} = +\frac{2}{3}v_{AO2} - \frac{1}{3}v_{BO2} - \frac{1}{3}v_{CO} \\ v_{BN2} = -\frac{1}{3}v_{AO2} + \frac{2}{3}v_{BO2} - \frac{1}{3}v_{CO} \end{cases} \quad (2.70)$$

Compte tenu des variables de contrôle, les tensions de sortie de l'onduleur peuvent être :

$$\begin{cases} v_{AO4} = 2(S_{11} - 1)\frac{E}{2} \\ v_{BO4} = 2(S_{21} - 1)\frac{E}{2} \\ v_{CO} = 2(S_{31} - 1)\frac{E}{2} \\ v_{AO2} = 2(S_{41} - 1)\frac{E}{2} \\ v_{BO2} = 2(S_{51} - 1)\frac{E}{2} \end{cases} \quad (2.71)$$

La substitution (2.71) dans (2.70) donne :

$$\begin{bmatrix} V_{AN4} \\ V_{BN4} \\ V_{CN} \\ V_{AN2} \\ V_{BN2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 2 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} \\ S_{21} \\ S_{31} \\ S_{41} \\ S_{51} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

## 2.4.2 Commande Backstepping-DTC pour la structure bi-machine mono - onduleur

Le schéma de la commande Backstepping-DTC des deux MSAP alimentés en parallèle par l'onduleur à cinq bras est présenté à la Figure 2.15. La structure du contrôle doit assurer la commande séparée des deux MSAPs en termes de flux, de couple et de vitesse. Cette structure parallèle, bi-roues motrices mono-onduleur à cinq bras, permet d'imposer une référence de vitesse différente ( $\omega_{2ref} \neq \omega_{4ref}$ ) aux deux moteurs roues, contrôlés indépendamment, en utilisant la structure de l'onduleur. Il ne génère pas de couplage via la commande, et rejette les perturbations de la même manière qu'une commande d'un seul moteur. De plus, le contrôle de la vitesse des roues motrices permet de réaliser un système de différentiel électrique [44].

La configuration proposée Backstepping-DTC d'un système d'entraînement MSAP comprend un contrôle de vitesse en mode glissant et un contrôle du flux et du couple, Figure 2.15. Le modèle dynamique d'un MSAP dans le référentiel stationnaire  $\alpha\beta$  a été présenté dans la section §2.2.1 [44, 79]. Le schéma proposé SMB-DTC utilise l'erreur de flux statorique et l'erreur entre le couple électromagnétique de référence requis (la sortie du contrôleur mode glissant) et le couple électromagnétique estimé pour générer les tensions de référence  $u_\alpha^*$  et  $u_\beta^*$  qui sont utilisées par une commande MLI vectorielle (SVM) qui va fournir les états de commutation de notre onduleur triphasé à cinq bras [44].

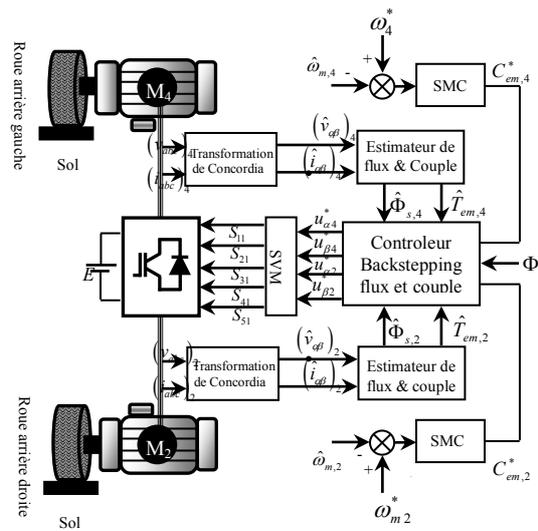


Figure 2.15 : Schéma bloc de la commande backstepping-DTC de 2 MSAP alimenté par un onduleur à 5 bras.

## 2.5 Simulation de la commande Backstepping-DTC de la structure parallèle

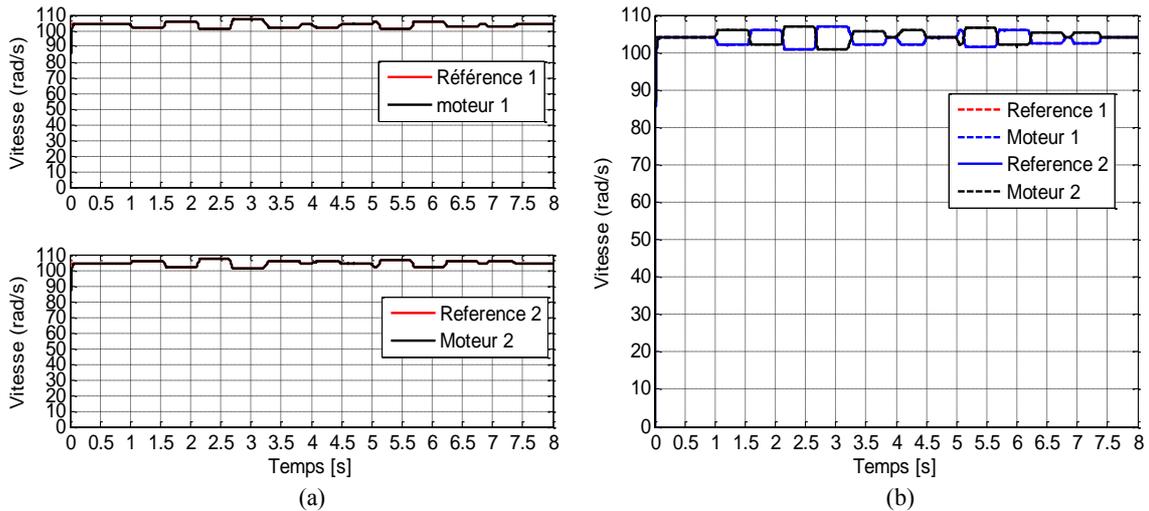
Dans cet essai de simulation, on impose des références de vitesse différentes sur les deux moteurs alimentés en parallèle avec un seul onduleur, suivi d'un changement de charge sur les deux moteurs. En effet, comme les sorties des régulateurs (SMC) sont différentes, le couple à appliquer sur chaque moteur est différent ( $C_{em\_4}^* \neq C_{em\_2}^*$ ).

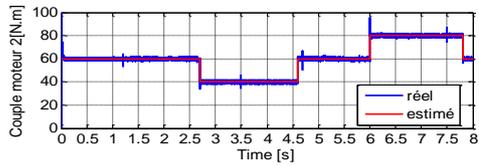
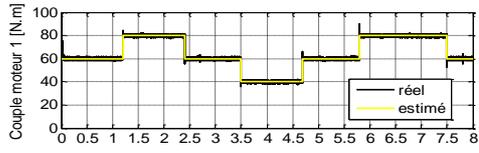
Selon les Figures 2.16 (a) et (b), les réponses de vitesse des deux machines sont présentées et comparées à leurs références. On constate que les vitesses des deux machines suivent leurs valeurs de référence. La réponse dynamique du système est assez rapide. Le temps transitoire lorsqu'il y a un changement dans le point de consigne est très court.

Les réponses en couple pour les deux moteurs sont montrées sur les Figure 2.16 (c) et (d). On remarque des réactions très souhaitables des deux moteurs lors du changement des charges sur les deux moteurs, ce qui confirme la bonne gestion du phénomène transitoire. Cependant, le régime permanent est immédiatement établi et le système est également stable.

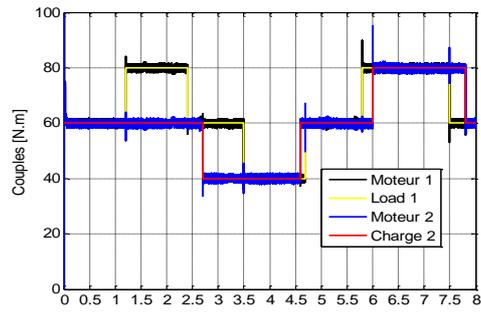
En ce qui concerne les courants dans les circuits des deux moteurs, ils présentent de bonnes formes et confirment les images et les réactions des moteurs tout en ayant des formes sinusoïdales, Figure 2.16 (l)-(q).

Les Figures 2.16 (f)-(k) représentant les trajectoires des flux indiquent une bonne stabilité magnétique des deux moteurs ce qui assure un bon comportement qu'impose la commande aux deux moteurs face à toutes perturbations.

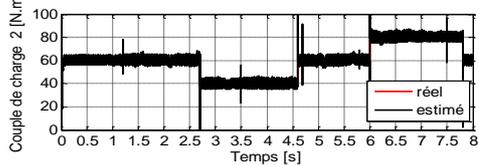
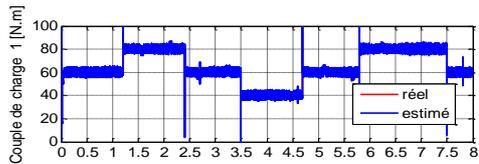




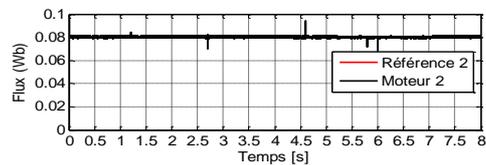
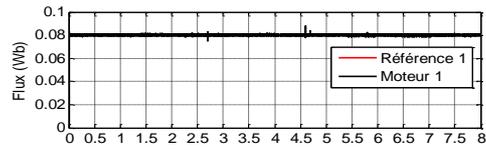
(c)



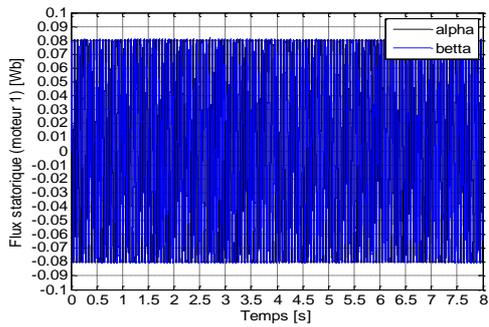
(d)



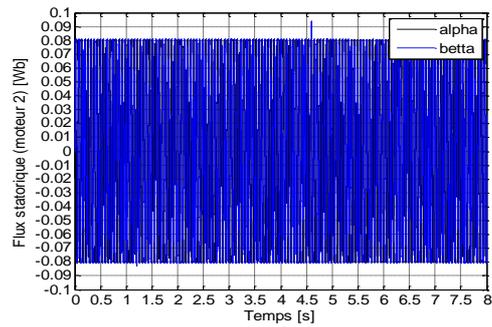
(e)



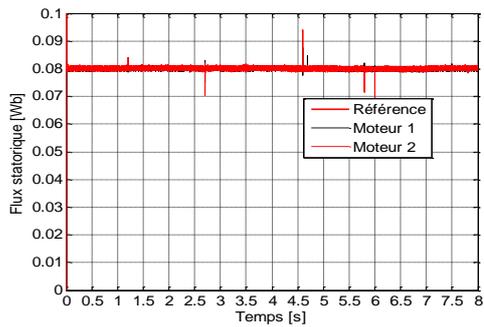
(f)



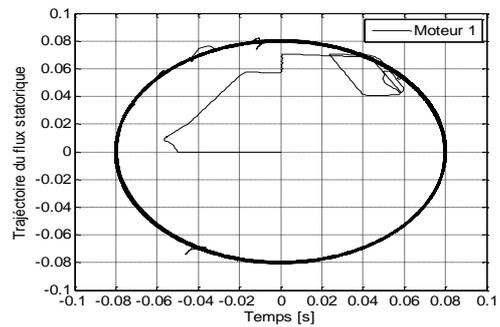
(g)



(h)



(i)



(j)

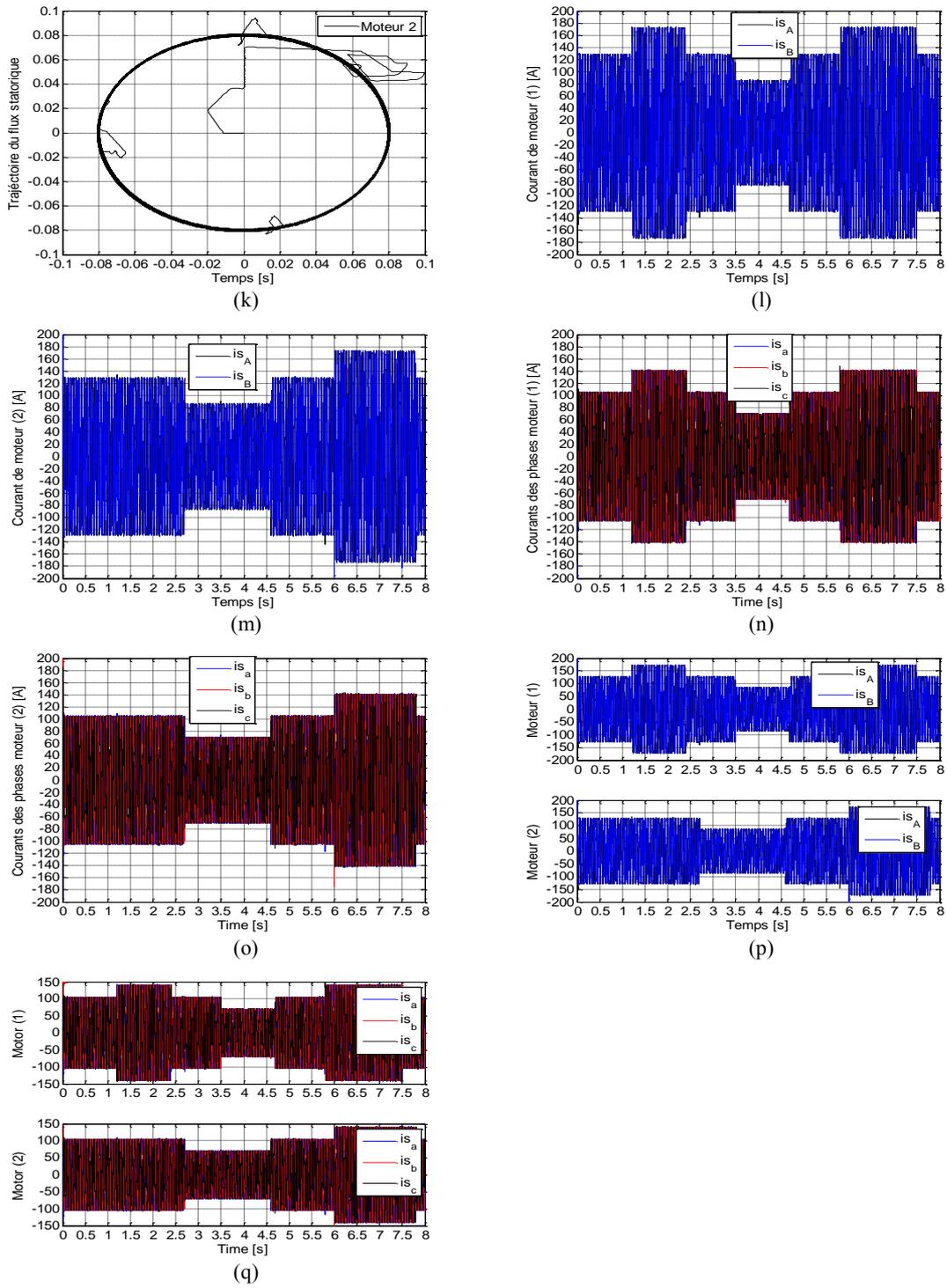


Figure 2.16 : Résultats de simulation de la commande Backstepping-DTC de la structure proposée.

## 2.6 Conclusion

Le travail envisagé, dans ce chapitre, porte sur la commande Backstepping directe de couple d'une machine synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de vitesse. Nous nous attacherons ici à améliorer la commande DTC classique afin, de réduire les oscillations de couple. Pour accomplir cet objectif nous avons développé la méthode Backstepping–DTC basée sur la MLI vectorielle. On suggère le remplacement des régulateurs à hystérésis et la table de commutation par un contrôleur Backstepping qui génère les deux composantes du vecteur tension de référence dans le but d'amener le flux statorique et le couple électromagnétique vers leurs références d'une façon optimale. Les variables de sortie ainsi obtenues sont utilisées par une modulation vectorielle pour obtenir les états de commutation de l'onduleur. Un régulateur de vitesse de type mode glissant basé sur une nouvelle loi de convergence exponentielle est proposé afin d'améliorer la robustesse de l'entraînement. La stabilité a été discutée en utilisant les critères de stabilité de Lyapunov. Afin d'améliorer les performances du système et le rendre insensible aux perturbations de charge, un observateur linéaire (*Extend State Observer* (ESO)) a été utilisé pour observer les variations de couple de charge. Ensuite, pour apprécier les performances de cette nouvelle approche, nous avons conduit des simulations nombreuses pour analyser son efficacité et sa robustesse. Les résultats de simulation, comparés avec ceux de la commande DTC classique, montrent que la commande Backstepping–DTC diminue d'une manière appréciable les ondulations du couple électromagnétique, ainsi qu'une importante atténuation des ondulations du courant qui paraît sinusoïdal sans presque aucune ondulation en régime permanent. Ce qui montre que l'approche analytique proposée pour la conception du contrôleur mode glissant est assez rigoureuse et que la commande Backstepping-DTC proposée est plus robuste vis-à-vis des variations de charge.

Le système de traction proposé dans ce travail est composé de quatre moteurs synchrones à aimants permanents montés dans chaque roue dont deux ensembles bi-moteurs-roues sont connectés en parallèle et alimentés par un seul onduleur à cinq bras, l'un sur l'essieu avant et l'autre sur l'essieu arrière. Une structure de commande Backstepping, basée sur la commande DTC, qui permet d'assurer la stabilité d'un système composé de deux MSAP identiques connectées en parallèles sur le même onduleur a été développée dans la deuxième partie du présent chapitre. L'objectif de l'application de cette technique de commande est de reproduire au moins le comportement d'un différentiel mécanique en y ajoutant éventuellement des fonctions de sécurité supplémentaires comme le système de direction active (AFS), le contrôle du moment de lacet (DYC), qui fera l'objet des chapitres suivants.

---

---

# Chapitre 3

Techniques de contrôle latéral pour l'amélioration de la contrôlabilité et la stabilité du véhicule électrique

---

---

### 3.1 Introduction

Actuellement, la technologie de direction active est une technologie clé pour que les véhicules à conduite automatique puissent suivre leur itinéraire, éviter les obstacles et éviter les risques, et ses performances affecteront la sécurité active et les performances de conduite. Par conséquent, de nombreux chercheurs ont mis en œuvre des recherches sur les technologies de direction active [83-87].

Le système de direction du véhicule joue un rôle important dans les performances du véhicule telles que la réalisation de l'intention du conducteur et la stabilisé du véhicule par la direction active. Le système de direction avant actif est un système de direction nouvellement développé avec la technologie de rapport de vitesse variable (VGR). Ceci est réalisé en utilisant une superposition électriquement contrôlée d'un angle à l'angle du volant prescrit par l'intention du conducteur.

Un système de direction active (AFS) corrige activement l'angle de braquage des roues directrices et répondre aux exigences de braquage du véhicule à basse vitesse, à grande vitesse et dans des conditions critiques et améliore la stabilité de fonctionnement du véhicule. Ceci fournit un angle de braquage additif indépendant du conducteur. Ces systèmes de direction active n'affectant pas la dynamique longitudinale du véhicule et ont la capacité à assurer la stabilité du véhicule dans des conditions extrêmes avec une réponse rapide. Bien qu'il existe de nombreux avantages à utiliser l'AFS dans la direction du véhicule, les effets de l'application de l'AFS sur la performance du système de direction devrait être concentré. L'évaluation du système de direction du véhicule peut être classée en sensibilité de direction, stabilité, précision et confort.

Malgré les recherches sur l'amélioration de la stabilité des véhicules basant sur l'AFS, les performances de l'AFS ne sont pas analysées en détail. La motivation de cette partie se concentre sur deux points. : L'étude de la dynamique du système de direction (AFS) basé sur un modèle dynamique proposé. L'autre est l'illustration de l'effet de l'AFS sur la sensation de conduite.

Le contrôle direct du moment de lacet (DYC) est l'un des plus techniques communes pour améliorer la contrôlabilité et la stabilité du véhicule. Dans la dernière technologie sur les véhicules classiques (à moteur à combustion interne (ICE)), le moment de lacet requis pour stabiliser un véhicule est généré par un contrôle individuel de la force de freinage de la roue par des disques de frein, connue sous le nom freinage différentiel [88-90]. Au cours des dernières décennies, les véhicules électriques sont devenus populaires. Il est rapporté qu'une meilleure réponse des véhicules électriques par un moteur électrique peut générer des forces de traction ou de freinage plus précisément. Un moteur électrique intégré dans chaque roue est l'une des configurations les plus courantes en véhicules électriques qui est connu comme entraînement indépendant à quatre roues (4WID). Il permet la traction longitudinale par chaque roue qui peut être contrôlée indépendamment. Le contrôle indépendant de la force de traction est bénéfique pour optimiser l'efficacité de conduite [91] et améliorer la stabilité du véhicule [92-94]. Sur la base de ces avantages structurels, le véhicule 4WID peut générer un moment de lacet précisément par la méthode d'entraînement différentiel. Cette méthode est largement utilisée dans la littérature telle que [95-98].

Ce chapitre porte sur le développement de différentes techniques de contrôle latéral pour l'amélioration de la stabilité et la sécurité de notre véhicule électrique à traction intégrale lors des situations critiques (dérapage, survirage ou sous virage) : système différentiel électrique et système de sécurité active. Des simulations numériques représentant différentes situations de conduite avec différents tests ont été effectuées, qui mettent en évidence la robustesse des techniques de contrôle développées.

### 3.2 Système différentiel électrique

Le système différentiel électrique permet d'une part d'assurer la répartition de puissance sur chaque roue et contrôler les vitesses de rotation des roues motrices avec haute précision afin de passer les virages le plus efficacement possible. En virage, Figure 3.1, le parcours de la roue intérieure est réduit par rapport à celui de la roue extérieure ; ces deux distances doivent être effectuées dans le même intervalle de temps, il faut donc que la vitesse angulaire des deux roues soit différente. Si les roues ne sont pas motrices, aucun problème, sinon, il est nécessaire d'interposer un mécanisme différentiel permettant aux roues de tourner à des vitesses différentes. Il existe un système dans les véhicules classiques appelé différentiel mécanique qui assure la différence de vitesse tout en assurant un couple indépendant pour les deux roues motrices [1, 33, 99, 100].

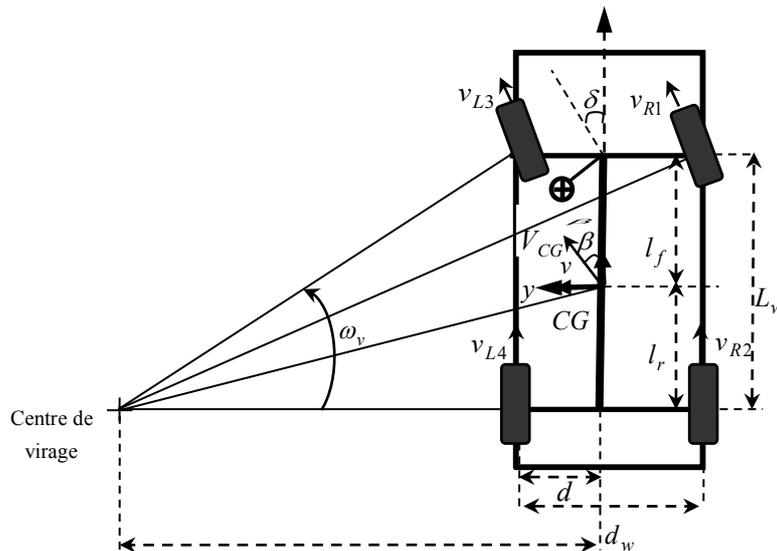
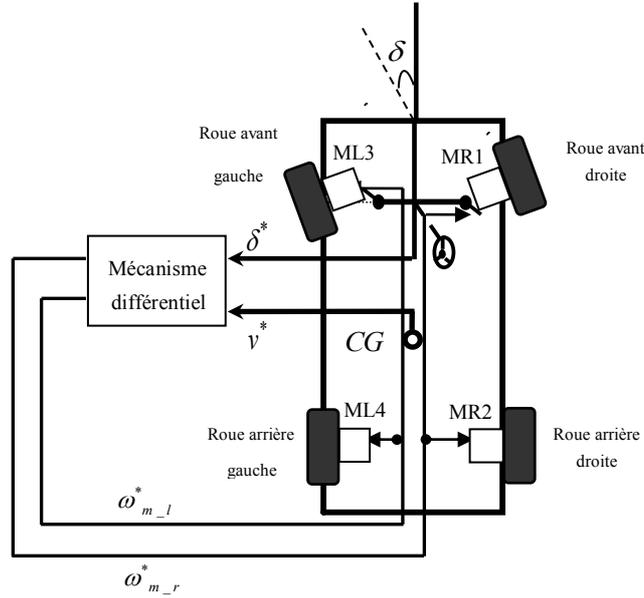


Figure 3.1 : Géométrie de véhicule en virage.

#### 3.2.1 Modélisation du système différentiel électrique

Le bloc mécanisme différentiel doit fournir les références de vitesse de chaque moteur, il doit prendre en compte un certain nombre d'information en provenance des capteurs : de vitesse de déplacement du véhicule ( $v^*$ ) et des mesures de l'angle de braquage du volant ( $\delta^*$ ). Après une étude de la géométrie du

véhicule dans un virage, nous avons élaboré le modèle du différentiel électrique représenté par la Figure 3.2 [100].



**Figure 3.2 :** Mécanisme différentiel électrique.

Les vitesses de rotations des roues motrices sont exprimées par [2, 100]:

$$\begin{aligned} \omega_{m\_l} &= \frac{L_\omega + d_\omega / 2 \cdot \tan \delta}{L_\omega} \omega_v \\ \omega_{m\_r} &= \frac{L_\omega - d_\omega / 2 \cdot \tan \delta}{L_\omega} \omega_v \end{aligned} \quad (3.1)$$

Où

$L_\omega$  : Distance perpendiculaire entre le train avant et le train arrière ;

$d_\omega$  : Longueur du train arrière.

La différence de vitesse entre les roues motrices droite et gauche s'écrit :

$$\Delta\omega = \omega_{m\_l} - \omega_{m\_r} = \frac{d_\omega \tan \delta}{L_\omega} \omega_v \quad (3.2)$$

Avec

$$\begin{cases} \delta > 0 \Rightarrow \text{Virage à droite} \\ \delta = 0 \Rightarrow \text{Ligne droite} \\ \delta < 0 \Rightarrow \text{Virage à gauche} \end{cases} \quad (3.3)$$

Où les vitesses angulaires des roues motrices s'expriment par :

$$\omega_{m\_l}^* = \omega_v + \frac{\Delta\omega}{2} \quad (3.4)$$

$$\omega_{m\_r}^* = \omega_v - \frac{\Delta\omega}{2} \quad (3.5)$$

### 3.2.2 Résultats de simulation

Le modèle dynamique du véhicule électrique décrit par les équations précédentes a été implanté sur le logiciel Matlab/Simulink pour mettre en évidence le mécanisme différentiel électrique étudié. Les résultats de simulation sont donnés dans la Figure 3.3 [100].

Le véhicule démarre de l'arrêt jusqu'à la vitesse de référence, soit 10 m/s (36 km/h). En ce point de fonctionnement, deux virages seront appliqués, l'un vers la droite et l'autre vers la gauche sont imposés au véhicule par la consigne de braquage. La Figure 3.3 (a) présente l'angle de braquage dont la valeur est de ( $5^\circ$ ). Le véhicule tourne vers la droite à partir de l'instant  $t = 6s$  et quand la consigne de braquage atteint sa valeur maximale à l'instant  $t = 7s$ , elle est maintenue pendant 2 seconds puis elle est ramenée à zéro à l'instant  $t = 10s$ . Ensuite, le véhicule est braqué vers la gauche à partir de l'instant  $t = 12s$  pendant 2 seconds puis elle est remise de nouveau à sa trajectoire à l'instant  $t = 16s$ .

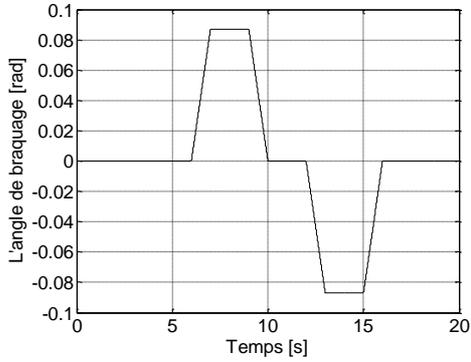
Il est montré sur la Figure 3.3 (b) la vitesse longitudinale du véhicule  $v_x$ . On constate une légère diminution lorsque le conducteur applique le braquage. Une constatation immédiate s'impose à la vitesse latérale  $v_y$  et celle de lacet  $r$ , quand le véhicule prend les virages, Figure 3.3 (c) et 3.3 (d). Il est intéressant de signaler que la vitesse latérale et celle de lacet du véhicule gardent la même allure que celle de l'angle de braquage, seule l'amplitude varie.

Il est montré sur la Figure 3.3 (e) les vitesses de rotation des moteurs. On remarque qu'ils ont les mêmes variations de vitesses de l'arrêt jusqu'aux vitesses de rotation stabilisées, il en est de même tant que le véhicule roule sur chemin droit. Nous considérons que les virages sont effectués avec une vitesse constante, lorsque le conducteur donne un angle de braquage le mécanisme différentiel agit immédiatement sur les quatre moteurs, en abaissant les vitesses de rotations des roues qui se trouvent à l'intérieure du virage, et contrairement à celle qui se trouve à l'extérieur du virage. Dans le premier braquage les moteurs (M3 et M4) qui se trouvent à l'extérieur de la courbure de virage, tournent à des vitesses supérieures à celles des moteurs (M1 et M2). Comme on peut remarquer aussi que les moteurs (M1 et M2) tournent à des vitesses supérieures à celles des moteurs (M3 et M4) dans le deuxième braquage, Figure 3.3 (e).

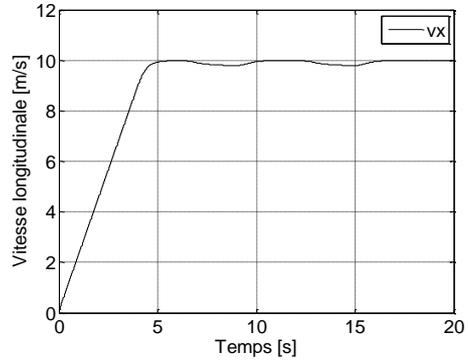
Les Figures 3.3 (g)-(i) illustrent la variation des couples électromagnétiques des moteurs. On constate que les couples électromagnétiques développés par les moteurs (M3 et M4) sont supérieures à ceux des moteurs (M1 et M2) au premier virage et inversement au deuxième virage.

Sur la Figure 3.3 (f), nous illustrons les forces de traction fournies par les moteurs de l'essieu avant (M1 et M3) et les deux moteurs de l'essieu arrière (M2 et M4). Nous constatons au premier lieu, de fortes forces de traction fournies par les moteurs pour faire mouvoir le véhicule au démarrage. Cela nous semble logique car ces forces doivent vaincre les forces de résistance à l'avancement du véhicule. Nous pouvons également constater en deuxième lieu, une divergence entre les forces de traction pendant le passage dans les virages. En effet, les moteurs, qui se trouvent à l'intérieur de la courbure de virage, fournissent des

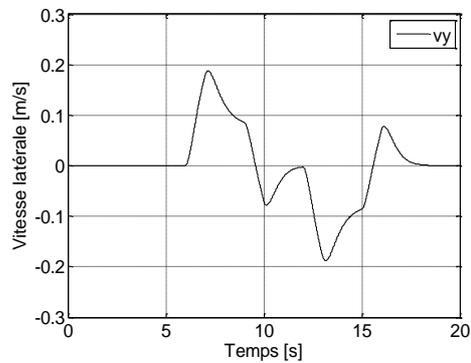
forces de traction inférieures à celles des moteurs qui se trouvent à l'extérieur de la courbure. Il en est de même en ce qui concerne les couples résistants imposés sur les moteurs, Figure 3.3 (j).



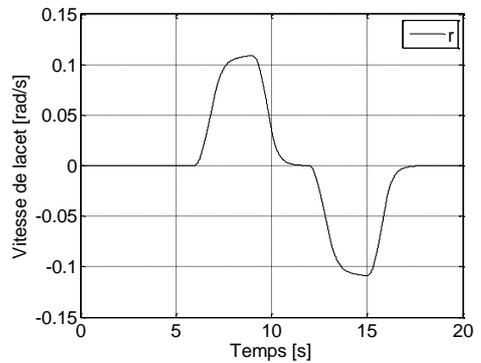
(a) Angle de braquage



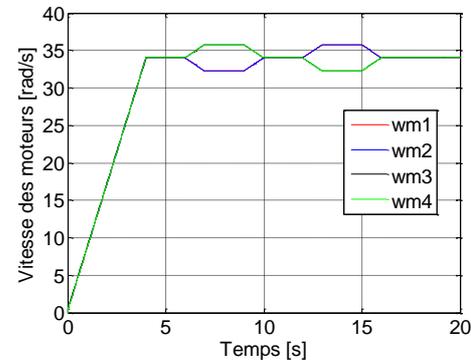
(b) Vitesse longitudinale



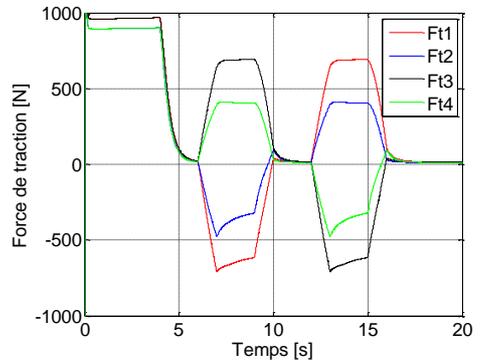
(c) Vitesse latérale



(d) Vitesse de lacet



(e) Vitesse des moteurs



(f) Forces de traction

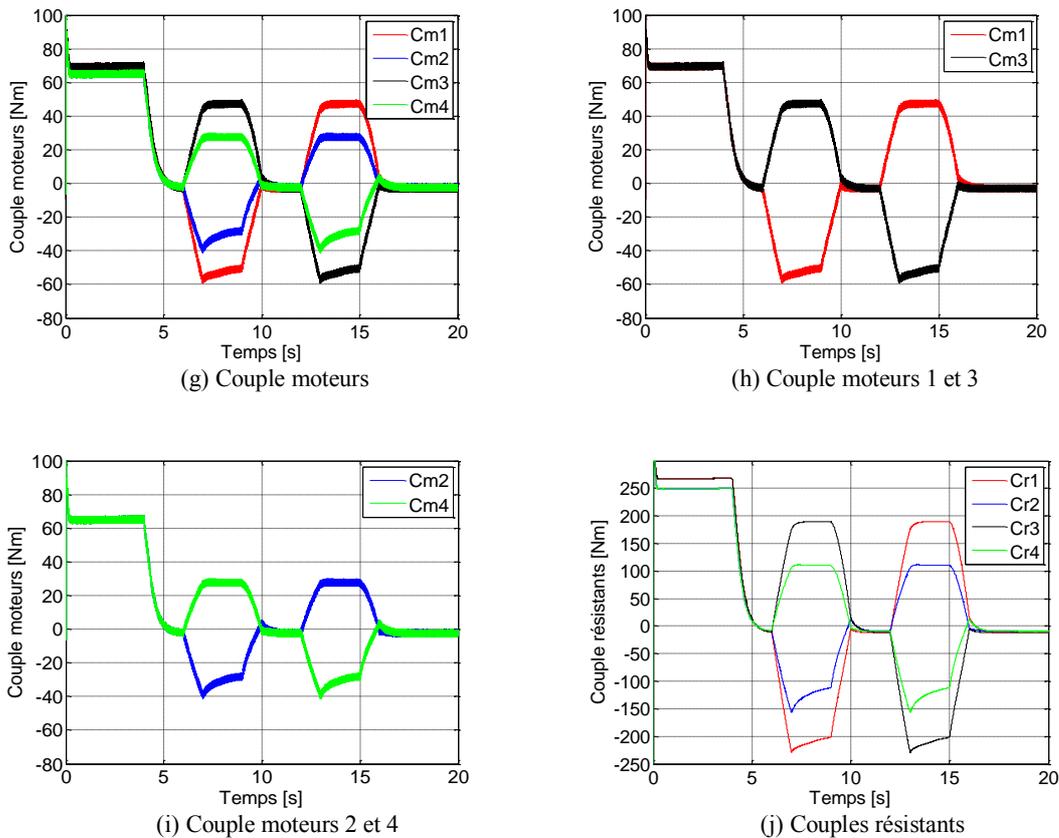


Figure 3.3 : Simulation du comportement du système de traction en virages.

### 3.3 Système de direction active (AFS)

#### 3.3.1 Le principe de base de la direction active

Le principe de base de la direction active est d'apporter une correction de braquage par rapport à l'angle de rotation du volant. Ce décalage est créé par un moteur électrique interposé entre le volant et la crémaillère. Suivant son sens de rotation, le moteur électrique accroît ou réduit l'angle de braquage. Si ce moteur n'est pas activé, ou s'il est en panne, l'angle de rotation du volant n'est plus corrigé mais la direction est toujours opérationnelle. Il faut noter que le lien mécanique perdure, ce qui est loin d'être un détail pour la sécurité. Ce n'est donc pas une direction électrique de type «By-Wire» (sans lien mécanique) vue certains prototypes. Alors que le rapport de démultiplication d'une direction conventionnelle est d'environ de 16, celle de la direction active peut varier entre 10 et 20. À basse vitesse, un braquage d'une butée à l'autre nécessite environ 2 tours de volants contre habituellement 3 à 4. Cette variation demande à certains conducteurs un temps d'adaptation car ils doivent s'accoutumer à des angles de braquage différents selon la vitesse [31, 32, 105, 106].

Cette direction est totalement programmable. Par exemple, il est possible d'avoir un rapport plus direct, quoique toujours variable, en mode «sport» qu'en mode «confort» afin de réaliser des braquages plus prompts. Elle est également utilisée pour corriger une trajectoire en combinaison avec le travail du système de contrôle de stabilité (ESC), que ce soit en virage ou lors d'un freinage sur un côté plus glissant que l'autre.

### 3.3.2 Modélisation des dynamiques latérales d'un véhicule électrique

Cette partie décrit le modèle linéaire du véhicule utilisé pour l'analyse du contrôleur et le modèle non linéaire utilisé pour les simulations. Les équations du modèle dynamique qui décrivent le mouvement du véhicule sont données soit par la méthode de Lagrange, soit par les lois de Newton. Dans notre étude, nous avons opté pour la dernière.

La somme des forces extérieures appliquées à un corps solide en mouvement dans une direction donnée, est égale au produit de la masse par l'accélération dans cette direction :

$$\sum F_{x,y} = M_v a_{x,y} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} M_v (\dot{v}_x - v_y r) &= F_{xf} \cdot \cos(\delta_f) + F_{xr} - F_{yf} \cdot \sin(\delta_f) - K_x v_x \cdot |v_x| \\ M_v (\dot{v}_y + v_x r) &= F_{xf} \cdot \sin(\delta_f) + F_{yr} + F_{yf} \cdot \cos(\delta_f) - K_y v_y \cdot |v_y| + F_\omega \end{aligned} \quad (3.7)$$

La somme des moments de torsion sur un axe donné est égale au produit d'inertie et de l'accélération de rotation suivant cet axe :

$$J_v \dot{r} = L_f (F_{xf} \cdot \sin(\delta_f) + F_{yf} \cdot \cos(\delta_f)) - L_r F_{yr} + \frac{D}{2} (\Delta F_x - \Delta F_y \cdot \sin(\delta_f)) + L_\omega F_\omega \quad (3.8)$$

Avec :

$$\begin{aligned} F_{xr} &= F_{fl} + F_{xrr} & F_{yf} &= F_{yfl} + F_{yfr} & F_{yr} &= F_{yrl} + F_{yrr} & F_{xf} &= F_{xfl} + F_{xfr} \\ \Delta F_y &= F_{yfr} - F_{yfl} & \Delta F_x &= (F_{xrr} - F_{xrl}) + (F_{xfr} - F_{xfl}) - \cos(\delta_f) \end{aligned}$$

Afin d'étudier la commande latérale de notre véhicule, nous avons besoin d'un modèle qui représente fidèlement la dynamique latérale. En supposant que la vitesse  $v_x$  est constante et que les efforts longitudinaux sont nuls, on obtient le modèle suivant :

$$M_v (\dot{v}_y + v_x r) = F_{yr} + F_{yf} - K_y v_y \cdot |v_y| + F_\omega \quad (3.9)$$

$$J_v \dot{r} = L_f F_{yf} - L_r F_{yr} + L_\omega F_\omega \quad (3.10)$$

$F_\omega$  est un coup de vent considéré appliqué sur une distance  $L_\omega$  (on néglige les autres forces résistantes aérodynamiques).

Pour les efforts latéraux [4] :

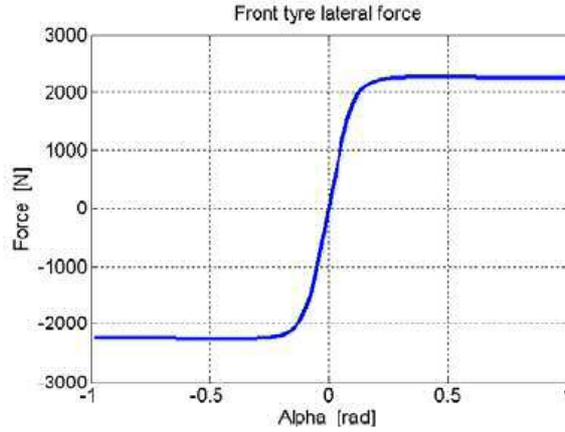
$$F_{yi}(\alpha_i) = F_z D_i \cdot \sin \left[ C_i \cdot \arctan \left( B_i \cdot \alpha_i - E_i \cdot (B_i \cdot \alpha_i - \arctan(B_i \cdot \alpha_i)) \right) \right] \quad (3.11)$$

Avec les paramètres du modèle de Pacejka [107] :  $B = 5$  ;  $C = 2$  ;  $D = 0.3$  ;  $E = 1$

Pour être en mesure de simuler le système pour différents coefficients d'adhérence de la route, les paramètres de Pacejka doivent être incorporés. Si  $\mu$  est considéré comme une variable dans la plage [0 1], où  $\mu = 0.2$ , est considéré comme une route glacée  $\mu = 1$  est considéré comme une route sèche, alors il est possible de modifier les paramètres de pacejka comme suit :

$$B_i = B_i \cdot (2 - \mu) \quad C_i = C_i \cdot \left( \frac{5 - \mu}{4} \right) \quad D_i = D_i \cdot \mu \quad (3.12)$$

La Figure 3.4 représente la force latérale de la roue avant en fonction de l'angle de glissement  $\alpha$



**Figure 3.4 :** Force latérale d'un pneu avant en fonction de l'angle de glissement.

La linéarisation de la force latérale se fait autour  $\alpha_i = 0$ , de l'équation (3.11) :

$$F_{yi} \approx F_{yi}(0) + \frac{\partial F_{yi}(0)}{\partial \alpha_i} \cdot (\alpha_i - 0) \dots \dots \quad (3.13)$$

$$F_{yi} \approx \alpha_i \cdot \left( D_i C_i \left( \left( B_i (1 - E_i) + E_i \frac{B_i}{1 + (B_i \cdot \alpha_i)^2} \right) \cos \left( C_i \arctan(B_i (1 - E_i) \alpha_i + E_i \arctan(B_i \alpha_i)) \right) \right) \right)_{\alpha_i=0} \quad (3.14)$$

Alors, l'expression simplifiée des forces latérales résultant  $F_{yi}$  pour les petites  $\alpha_i$  est donné par l'équation suivante :

$$F_{yf} = 2C_{yf} \alpha_f \quad F_{yr} = 2C_{yr} \alpha_r \quad (3.15)$$

Ainsi, les coefficients de raideur des pneus avant et arrière respectivement  $C_{yf}, C_{yr}$  peuvent être exprimés par :

$$C_{yi} = D_i C_i B_i \quad (3.16)$$

Sous l'hypothèse de petits angles, les forces de l'interaction entre les pneus et la route peuvent être décrites par un modèle linéaire.

$$\begin{aligned}\alpha_f &= \delta_f - \arctan\left(\frac{v_y + L_f r}{v_x}\right) \approx \delta_f - \frac{v_y + L_f r}{v_x} \\ \alpha_r &= -\arctan\left(\frac{v_y + L_r r}{v_x}\right) \approx -\frac{v_y + L_r r}{v_x}\end{aligned}\quad (3.17)$$

D'où le modèle dynamique latéral :

$$\dot{v}_y = -2\frac{C_{yf} + C_{yr}}{M_v v_x} v_y + \left(2\frac{-C_{yf} L_f + C_{yr} L_r}{M_v v_x} - v_x\right) r + \frac{2C_{yf}}{M_v} \delta_f + \frac{1}{M_v} F_\omega \quad (3.18)$$

$$\dot{r} = \left(2\frac{-C_{yf} L_f + C_{yr} L_r}{J_v v_x}\right) v_y - \left(2\frac{C_{yf} L_f^2 + C_{yr} L_r^2}{J_v v_x}\right) r + \frac{2C_{yf} L_f}{J_v} \delta_f + \frac{L_w}{J_v} F_\omega \quad (3.19)$$

En choisissant  $v_y$  et  $r$  comme variables d'état, le modèle bicyclette peut être écrit :

$$\dot{x} = Ax + bu \quad x = [v_y \ r]^T \quad u = \delta_f$$

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$a_{11} = -2\frac{C_{yf} + C_{yr}}{M_v v_x} ; \quad a_{12} = 2\frac{C_{yf} L_f^2 + C_{yr} L_r^2}{J_v v_x} ; \quad a_{21} = 2\frac{-C_{yf} L_f + C_{yr} L_r}{J_v v_x} ; \quad a_{22} = 2\frac{C_{yf} L_f^2 + C_{yr} L_r^2}{J_v v_x} \quad (3.21)$$

$$b_1 = \frac{2C_{yf}}{M_v} \quad b_2 = \frac{2C_{yf} L_f}{J_v} \quad (3.22)$$

Dans un véhicule équipé d'un système de direction active (AFS), l'angle de braquage des roues avant  $\delta_f$  est définie par le conducteur par l'intermédiaire d'un mécanisme de direction de véhicule, et un angle de braquage supplémentaire  $\Delta\delta_f$  est fixé par le contrôleur en utilisant un actionneur électrique (moteur). Alors l'angle de braquage total est définie par :

$$\delta_f = \frac{\delta_d}{R_s} + \Delta\delta_f \quad (3.23)$$

Où  $\delta_d$  est l'angle du volant de direction fixée par le conducteur et  $R_s$  est le rapport de démultiplication de direction.

### 3.3.3 Modèle de référence

En se basant sur les habitudes de conduite du conducteur, la maniabilité et la stabilité du véhicule peuvent être évaluées par les paramètres de l'état d'équilibre idéal du véhicule. C'est à dire que l'angle de dérive du véhicule  $\beta$  est égal à zéro, et le taux de lacet  $r$  est approché pour être le premier système de commande. Selon [108], l'angle de dérive désiré peut être approché par zéro et la vitesse de lacet peut être dérivée à partir de modèle de bicyclette.

$$r_d(s) = \frac{k_r}{1 + \tau s} \delta_f(s) \quad (3.24)$$

Avec :

$$k_r = \frac{v_x}{L_f + M_v L_f L_r v_x^2 / 2L_f (L_f + L_r) C_{yr}} \quad ; \quad \tau = \frac{J_v v_x}{M_v L_r v_x^2 + 2C_{yf} L_f (L_f + L_r)}$$

$k_r$  et  $\tau$  sont le gain de l'état d'équilibre et la constante de temps de la réponse de vitesse de lacet respectivement.

### 3.3.4 Modèle de la colonne de direction assistée électrique

Le véhicule étudié est équipé d'une colonne de direction classique, munie d'un moteur électrique, qui transforme un angle de braquage du volant ou du moteur (dans le mode d'assistance active) en un angle de braquage des roues, Figure 3.5. Nous supposons donc l'existence d'un lien mécanique entre le volant et les roues avant directrices. La dynamique de la colonne de direction assistée électrique (Figure 3.5) est décrite par un système linéaire du second ordre [31, 32, 105].

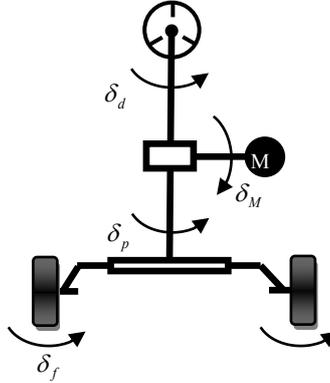


Figure 3.5 : Modèle réduit de la colonne de direction.

La représentation d'état de ce modèle est la suivante (Figure 3.6):

$$\begin{bmatrix} \dot{\delta}_d \\ \ddot{\delta}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B_s}{I_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_d \\ \dot{\delta}_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{I_s} & \frac{1}{I_s} & -\frac{1}{I_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_a \\ C_c \\ C_{at} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\delta_f = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_s} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_d \\ \dot{\delta}_d \end{bmatrix}$$

Les entrées de ce modèle sont le couple conducteur  $C_c$ , le couple d'assistance  $C_a$  et le couple d'auto-alignement  $C_{at}$ . Ce dernier peut être modélisé comme le produit de la chasse géométrique  $\eta_t$  et de la

force latérale sur les roues avant  $F_f = -2C_y \left( \beta + \frac{L_f}{V_x} r - \delta_f \right)$ . L'expression obtenue au niveau du volant est :

$$C_{at} = -\frac{2k_m C_y \eta_t}{R_s} \left( \beta + \frac{L_f}{V_x} r - \delta_f \right) \quad (3.26)$$

$$T_{SB} = \frac{2k_m C_y \eta_t}{R_s}, \quad T_{Sr} = \frac{2k_m C_y \eta_t L_f}{R_s V_x}$$

Le paramètre  $R_s$  est le rapport de démultiplication et  $I_s$  représente le moment d'inertie de la colonne de direction et  $k_m$  est le gain de direction manuelle.

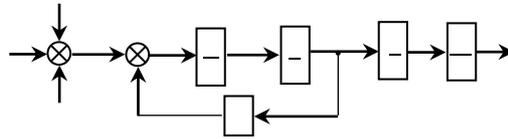


Figure 3.6 : Modèle de la colonne de direction pour la synthèse des lois de commande.

### 3.4 Conception des contrôleurs

L'AFS a été développé et commercialisé par ZF Lenksysteme et BMW AG. Beaucoup des études liées à AFS ont été signalées suite de cet événement. [109] a développé une stratégie de contrôle AFS qui était basée sur la théorie de la commande optimale en utilisant la technique de régulateur linéaire quadratique (LQR), [110] a conçu un modèle mathématique de système d'AFS comprenant huit corps rigides, 46 contraintes des relations, et un moteur synchrone. [111] ont développés une théorie quantitative de rétroaction (QFT) et évalué le système de contrôle en vertu de diverses manœuvres d'urgence et des conditions routières, [112] ont développés un système AFIS. Il contrôle l'angle de braquage des roues intérieures et extérieures avant indépendamment pour égaliser la charge de travail des pneumatiques de deux roues.

En outre, les meilleures études liées à l'AFS ont développés l'AFS en tant que partie d'un système de contrôle de châssis intégré (système de contrôle du châssis unifiée (UCC)) et non pas comme un système autonome unique. Habituellement l'AFS est intégré à un système actif de commande de frein [113-115], système de contrôle de la roue arrière active [116], ou d'un système de contrôle de suspension active [117, 118]. Ainsi, ces études n'ont pas mis l'accent sur le développement de l'AFS. Cela peut être dû à une mauvaise performance d'AFS. L'AFS peut contrôler une seule variable de contrôle à la fois, comme le taux de lacet, mais un système de contrôle intégré peut modifier deux ou plusieurs variables de contrôle simultanément, tels que le taux de lacet et l'angle de glissement du corps ou le taux de lacet et le confort de roulement.

Dans cette étude, nous avons conçu des contrôleurs pour améliorer la sécurité, la stabilité et la manœuvrabilité de véhicule étudié. Trois algorithmes de commande différents ont été développés et testés, à savoir : le control classique (PID), le contrôle par mode glissant (SMC) et la commande par logique floue (FLC). Pour accomplir cette tâche, un modèle à deux-degrés-de-liberté de véhicule a été également utilisé pour concevoir ces différents contrôleurs.

### 3.4.1 Le contrôleur PID

Dans le schéma de principe de l'AFS (Figure 3.7), nous allons intégrer un correcteur proportionnel intégral (PI), pour suivre une trajectoire désirée, en cherchant à rendre nulle l'erreur entre la vitesse de lacet réelle de véhicule ( $r$ ) et la vitesse de lacet désirée ( $r_d$ ). Donc la commande est définie par l'expression suivante :

$$\Delta\delta_f = (r_d - r) \cdot \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \quad (3.27)$$

Les gains de réglage sont déterminés par la méthode de Ziegler-Nichols [119].

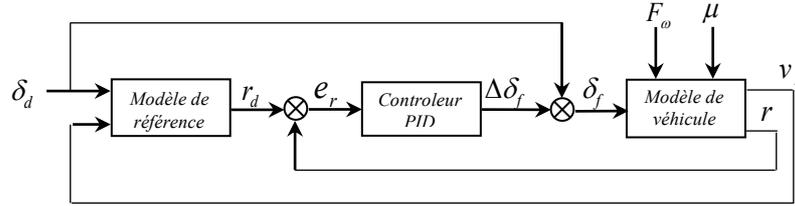


Figure 3.7 : Schéma de principe de l'AFS avec commande PID.

### 3.4.2 Commande par mode glissant (SMC)

L'erreur entre la vitesse réelle de lacet du véhicule ( $r$ ) et la vitesse désirée de lacet ( $r_d$ ) est défini par l'équation suivante :

$$e_r = r - r_d \quad (3.28)$$

On choisit la surface de glissement comme suit :

$$S = e_r + \lambda \dot{e}_r \quad (3.29)$$

La dynamique de mouvement de glissement est gouverné par :  $S = 0$

$$\begin{aligned} S = 0 &\Rightarrow e_r + \lambda \dot{e}_r = 0 \\ &\Rightarrow (r - r_d) + \lambda (\dot{r} - \dot{r}_d) = 0 \\ &\Rightarrow (r - r_d) + \lambda (a_{21}v_y + a_{22}r + b_2\delta_f - \dot{r}_d) = 0 \end{aligned} \quad (3.30)$$

Donc la valeur de la commande équivalente :

$$\delta_{feq} = -\frac{1}{\lambda b_2} \left[ (r - r_d) + \lambda (a_{21}v_y + a_{22}r - \dot{r}_d) \right] \quad (3.31)$$

Si les états des systèmes n'ont pas atteint la surface de glissement, la commande équivalente doit être renforcées par une autre commande dite robuste, nous définissons alors l'angle de braquage résultant par :

$$\Delta\delta_f = \delta_{feq} - \delta_{rob} \cdot \text{sign}(S) \quad (3.32)$$

Pour remédier les effets indésirables du "Chattering", à ce niveau, en remplaçant la fonction 'Signe' par la fonction Saturation. L'angle de braquage devient :

$$\Delta\delta_f = \delta_{feq} - \delta_{rob} \cdot \text{sat}(S) \quad (3.33)$$

La commande robuste est déterminée en utilisant la condition à la limite. On définit donc l'angle de braquage tel que :

$$\Delta\delta_f = -\frac{1}{\lambda b_2} \left[ (r - r_d) + \lambda (a_{21} v_y + a_{22} r - \dot{r}_d) \right] - \frac{\eta}{b_2} \text{sat}(S) \quad (3.34)$$

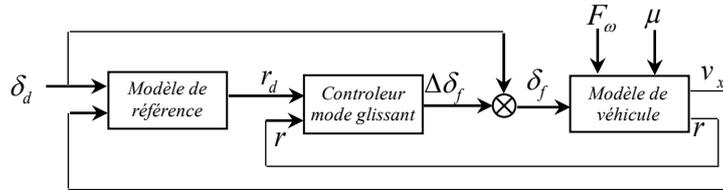


Figure 3.8 : Schéma de principe de l'AFS avec commande par mode glissant.

### 3.4.3 Commande par logique floue

Afin d'améliorer la stabilité latérale, le contrôle latéral et les performances de la tenue de route du véhicule électrique, l'objectif principal est de suivre le taux de lacet et l'angle de dérive du véhicule souhaités. Pour garantir cela, la commande par logique floue est proposée en utilisant l'erreur de vitesse de lacet et l'erreur de l'angle de dérive du véhicule comme variables d'entrées et le moment de lacet correctif comme variable de sortie.

L'erreur entre la vitesse réelle de lacet du véhicule ( $r$ ) et la vitesse désiré de lacet ( $r_d$ ) est défini par l'équation suivante :

$$e_r = r - r_d \quad (3.35)$$

L'erreur entre l'angle de dérive réel de véhicule ( $\beta$ ) et l'angle de dérive désiré ( $\beta_d$ ) est défini par l'équation suivante :

$$e_\beta = \beta - \beta_d \quad (3.36)$$

La Figure 3.9 montre le schéma de principe de l'AFS avec la commande par logique floue.

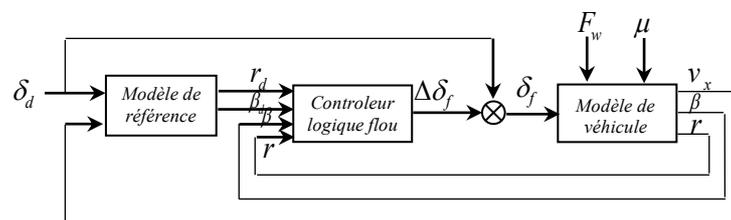
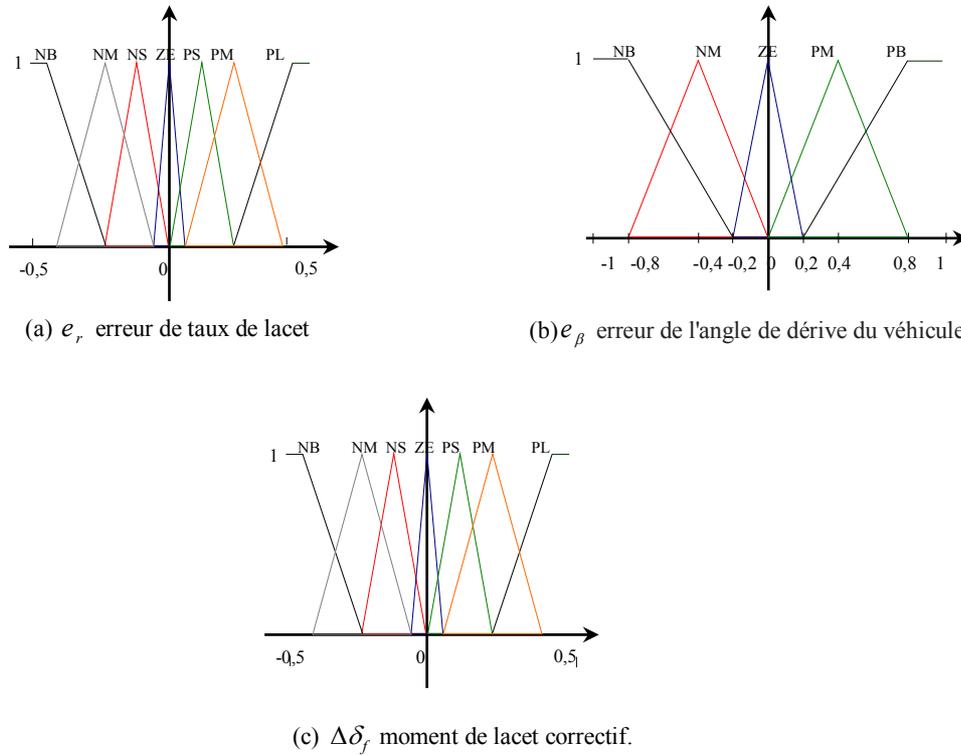


Figure 3.9 : Schéma de principe de l'AFS avec commande par logique floue.

Le but du contrôle proposé est de mettre en œuvre un contrôleur ayant un bon suivi du taux de lacet, un maintien de la trajectoire et un rejet des perturbations afin d'améliorer la dynamique de lacet. Le contrôleur génère le moment de lacet correctif en fonction des règles floues et de variables d'entrée. Les fonctions d'appartenance pour les deux variables d'entrée  $e_r$  et  $e_\beta$ , ainsi que la variable de sortie  $\Delta\delta_f$  sont

illustrées à la Figure 3.10 et les règles de base du contrôleur flou peuvent être résumées dans le Tableau 3.1.



**Figure 3.10** : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou.

**Tableau 3.1** : Règles floues.

		$e_\beta = \beta_d - \beta$				
		NB	NM	ZE	PM	PB
$e_r = r - r_d$	NB	NB	NB	NM	NM	NS
	NM	NB	NM	NM	NS	NS
	NS	NM	NM	NM	NS	NS
	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE
	PS	PS	PS	PM	PM	PM
	PM	PS	PS	PM	PM	PB
	PB	PS	PM	PM	PB	PB

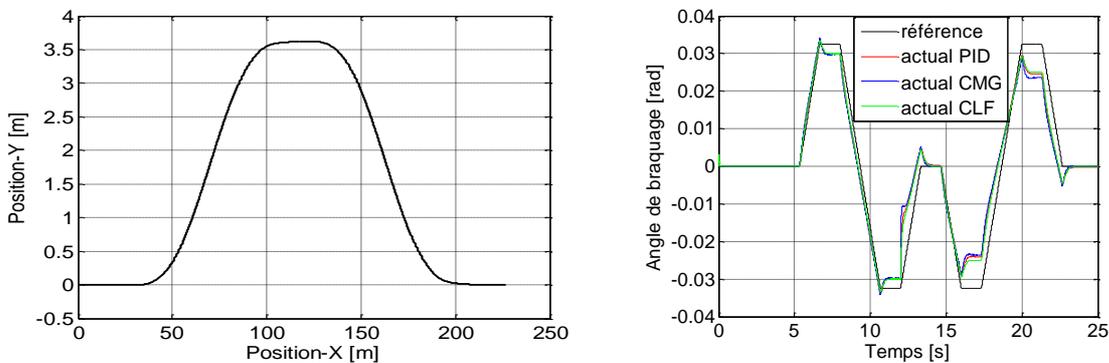
### 3.5 Résultats de simulation du système de direction active (AFS)

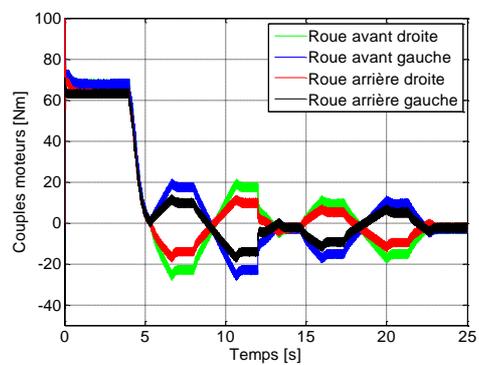
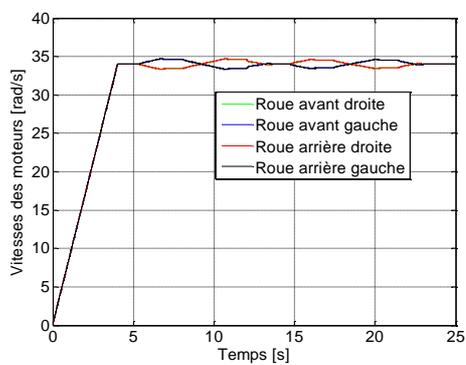
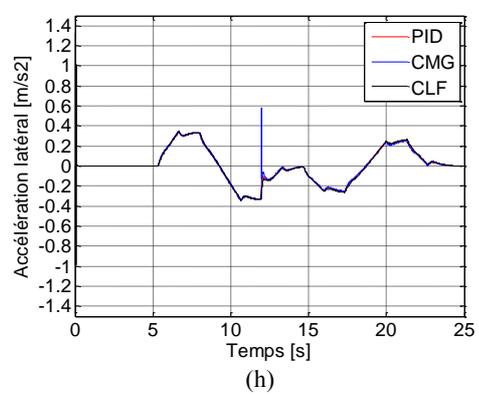
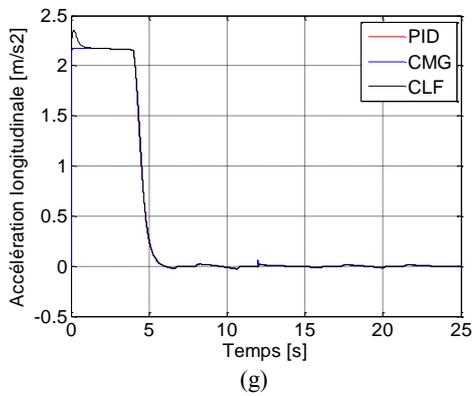
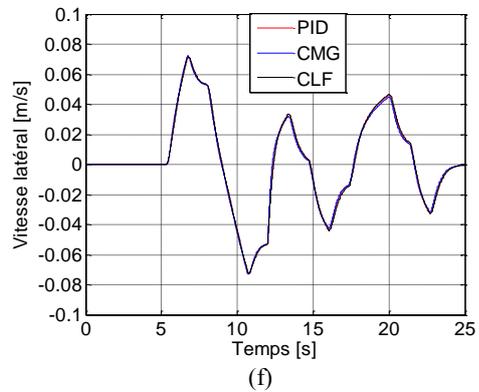
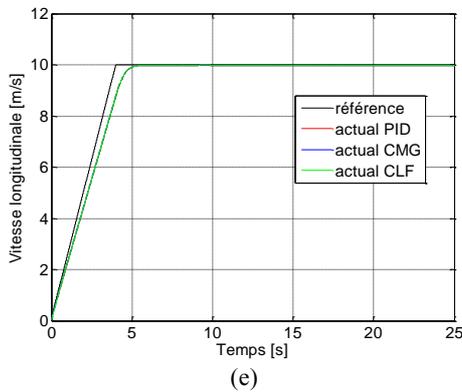
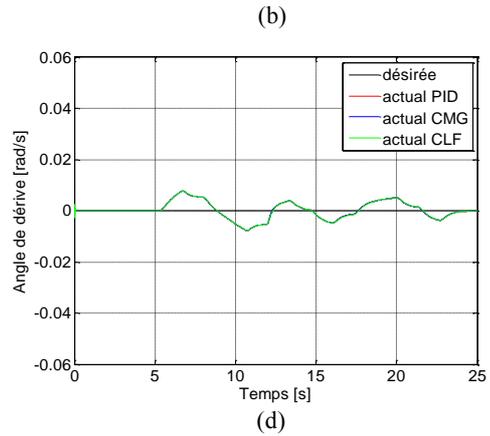
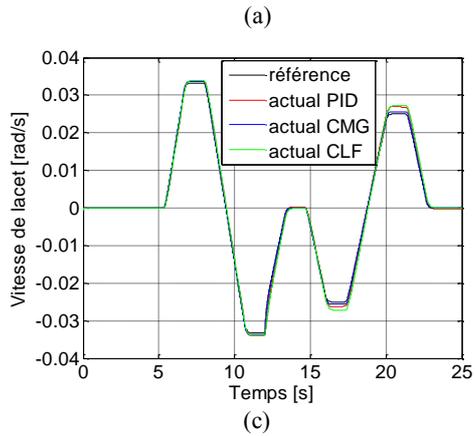
Des séries de simulations ont été effectuées sous l'environnement MATLAB/Simulink pour vérifier la robustesse du système AFS proposé, Figure 3.11. Le test est effectué sur une piste d'essai avec double changement de voie avec les changements de raideur prenant un virage sur des conditions routières différentes avec plusieurs coefficient d'adhérence. L'objectif principal de la trajectoire parcourue est de vérifier l'efficacité du contrôle intégré pour la sécurité et la stabilité du véhicule. Les paramètres du véhicule sont résumés dans le Tableau A.2 de l'annexe A.

Les simulations commencent avec une vitesse de véhicule de 36 km/h, soit 10 m/s. Alors, un angle de braquage référence avec double changement de voie est appliquée, où dans la première phase ( $t = 0 \div 15s$ ) sur une route sèche (non-glissant  $\mu = 0,9$ ) et dans la deuxième phase ( $t = 15 \div 25$ ) sur une route glissante avec un coefficient d'adhérence égale à 0,3, tout en gardant la vitesse longitudinale constante.

Les résultats de simulation, en incluant la dynamique latérale et verticale de véhicule, sont montrés dans la Figure 3.11, qui montre la gamme variable de la vitesse longitudinale avec le changement de 0 à 36 km/h. La Figure 3.11 (b) montre l'angle de braquage, où nous remarquons que le contrôleur AFS soustrait ou ajoute un angle de braquage correctif lisse, sans oscillations, pendant toute la manœuvre. Par conséquent, l'angle de braquage correctif produit par le contrôleur AFS réduit l'accélération latérale de véhicule pour assurer le confort du véhicule, Figure 3.11 (b). La Figure 3.11 (c) montre la vitesse de lacet de véhicule pour la double manœuvre, où il suit sa trajectoire désirée malgré les différentes conditions routières qui caractérisent le passage du véhicule d'une route sèche à une route glissante. La Figure 3.11 (d) illustre que l'angle de dérive du véhicule est approximativement environ de zéro, ce qui augmente la stabilité pendant le changement de voie par conséquent le véhicule suit la trajectoire de référence. On peut voir clairement sur la Figure 3.11 (d) que l'angle de dérapage du véhicule est maintenu dans la plage de tolérance, approximativement zéro, ce qui augmente la stabilité lors du double changement de voie, et donc le véhicule suit la trajectoire de référence. La Figure 3.11 (e) montre la vitesse longitudinale du véhicule lorsque le véhicule atteint sa vitesse constante à 5 s, ce qui est permis par l'accélération de la masse du véhicule. À partir de la Figure 3.11 (f), nous pouvons immédiatement reconnaître que la vitesse latérale dépend lentement de la commande de direction du conducteur. Nous pouvons clairement voir que cette vitesse ne se produit que dans les virages et qu'elle disparaît lorsque le véhicule roule sur une route droite. On remarque sur la Figure 3.11 (j) qu'il y a une différence entre les couples de conduite dans les virages qui est la même sur les routes sèches et glissantes. Comme le montre la Figure 3.11 (k), les forces de traction appliquées aux roues motrices ont le même comportement que les couples moteurs lors des virages.

Les résultats de simulation montrent que l'épreuve de double changement de voie, avec la vitesse 36km/h dans les conditions routières différentes, a un effet considérable sur la stabilité et de la manoeuvrabilité de véhicule et le système AFS proposé permet de garder le véhicule stable.





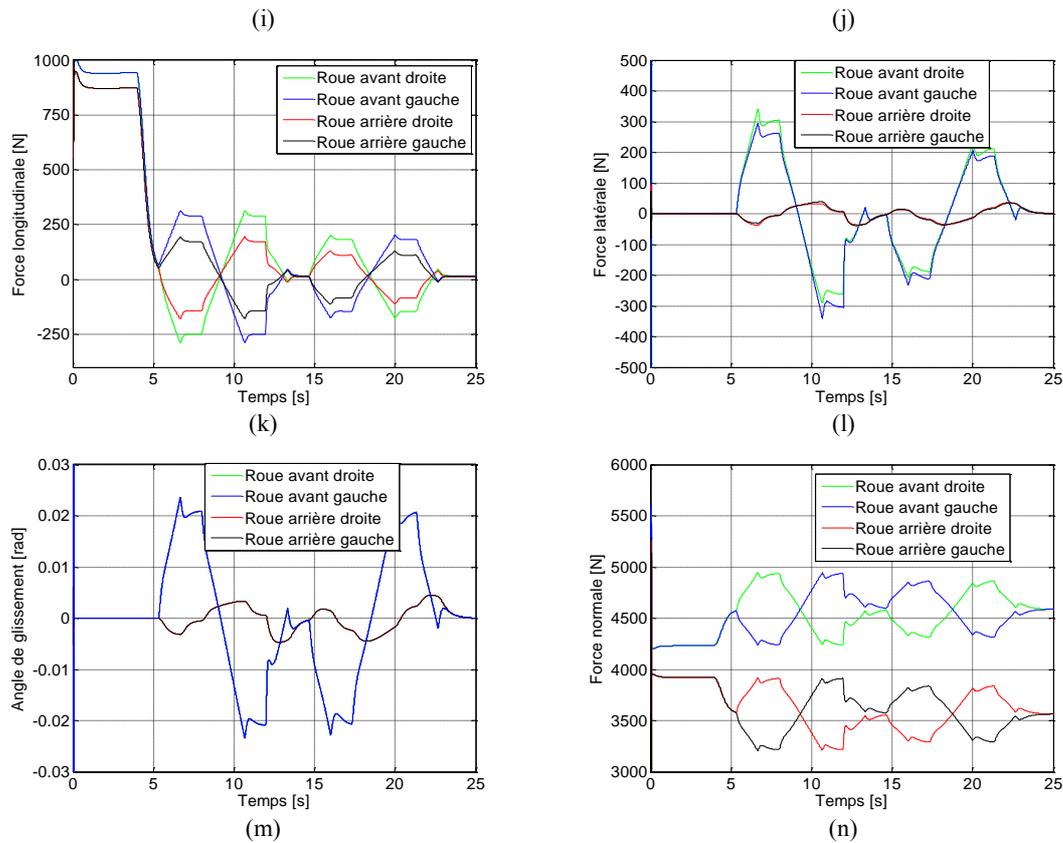


Figure 3.11 : Résultats de simulation du système AFS.

### 3.6 Contrôle direct de moment de lacet (DYC)

Pour l'amélioration de la stabilité de véhicule en contrôlant le moment directe de lacet de véhicule par l'application d'un freinage différentiel. 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, noté DYC, apparaît particulièrement prometteuse [30].

#### 3.6.1 Principe de fonctionnement de DYC

Le DYC est un programme d'anti-dérapiage permet de détecter les pertes d'adhérence en virage et les contrecarrer en freinant l'un des roues gauche ou droite selon le cas, se qui permet ainsi d'améliorer la tenue de route. Le DYC est un correcteur électronique de trajectoire. Le DYC permet de corriger la trajectoire en agissant sur le système de freinage ainsi que sur le couple moteur. Son fonctionnement est le suivant : le véhicule lors d'un virage pris avec une grande vitesse ou lors d'un changement brutal de

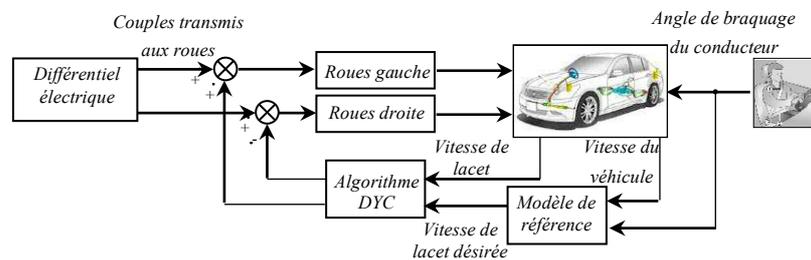
trajectoire (évitement d'obstacle) peut perdre sa stabilité et échapper au contrôle de son conducteur [4, 30]:

**Soit sous-virer:** le train avant dérive davantage que le train arrière et l'automobile a tendance à aller tout droit au lieu de suivre la courbe. Le DYC rétablit le véhicule en donnant l'ordre de freiner les roues de coté gauche de véhicule.

**Soit survirer:** le train arrière dérive davantage que le train avant et si la trajectoire n'est pas rétablie, la voiture part en tête-à-queue. Le DYC rétablit le véhicule en donnant l'ordre de freiner les roues de coté droit de véhicule [4, 30].

Au besoin, si le conducteur recherche encore à accélérer, le DYC réduit le couple moteur délivré. Dans notre étude le contrôle de moment de lacet direct (DYC) emploie les couples de freinage transmis aux roues pour générer un moment de lacet de correction grâce à un contrôle individuel des forces longitudinales de pneus.

La Figure 3.12 montre le schéma de principe d'un système DYC. Le processeur du système de commande (Algorithme DYC) reçoit des signaux provenant par les différents capteurs embarqués. Sur la base des signaux des capteurs et de l'observation des informations d'état, le processeur calcule le moment de lacet correctif qui permet une meilleure tenue de la route, ce dernier se transforme à un freinage différentiel transmis aux roues gauches et droites [4, 30].



**Figure 3.12 :** Schématique d'un système de DYC typique pour un véhicule électrique.

### 3.6.2 Les variables de contrôle

En général, les méthodes de DYC existantes emploient le taux de lacet ( $r$ ) et l'angle de dérive de véhicule ( $\beta$ ) comme des variables de commande. Le taux de lacet joue un rôle crucial dans le contrôle dynamique du véhicule. Premièrement, le taux de lacet désiré (dérivé du modèle de bicyclette de véhicule [120]) est en fonction de l'angle de braquage des roues avant). Ainsi, il peut être interprété comme étant la réponse du véhicule souhaitée par le conducteur. Pour ces raisons, la vitesse de lacet est étroitement liée à la conduite du véhicule et elle doit être sélectionnée comme l'une des principales variables de contrôle. L'angle de dérive de véhicule est aussi un état du véhicule essentiel qui doit être idéalement minimisée. Lorsque l'angle de dérive de véhicule augmente à des valeurs élevées, le moment de lacet généré par les forces latérales de pneu descend généralement [121]. Lorsque l'angle de dérive de véhicule est suffisamment grand, le moment de lacet généré devient négligeable et il ne peut guère être augmenté en

changeant l'angle de braquage. Ainsi, le véhicule a tendance à perdre sa stabilité. En outre, un petit angle de dérive de véhicule implique une consistance de direction de cap du véhicule avec le vecteur de vitesse, ce qui permet de donner au conducteur une grande possibilité de contrôler la voiture en virage [122]. Pour les raisons ci-dessus, l'angle de dérive de véhicule est étroitement lié à la stabilité du véhicule et la possibilité de contrôle de véhicule, et il devrait également être choisi comme une variable de contrôle. Notez que même si le taux de lacet est le plus liée à la manipulation du véhicule et l'angle de dérive de véhicule est reliée principalement à la stabilité du véhicule, ces deux états de véhicule ne sont pas indépendants, à la place, ils sont intrinsèquement liés par la dynamique du véhicule (voir les équations de véhicule en mouvement). Par conséquent, tous les deux ont une incidence sur le comportement du véhicule et la stabilité.

### 3.6.3 Calcul des variables désirées

En se basant sur les habitudes de conduite du conducteur, la manœuvrabilité et la stabilité du véhicule peuvent être évaluées par les paramètres de l'état d'équilibre idéal du véhicule. Comme il est motionné précédemment, si l'angle de dérive de véhicule est très petit alors, cela permet de donner au conducteur une grande possibilité de contrôle de véhicule en virage. C'est à dire que l'angle de dérive du véhicule désiré doit être égal à zéro. L'angle de dérive et la vitesse de lacet de véhicule peuvent être dérivés d'un modèle bicyclette de véhicule qui sera développé à partir d'un modèle non linéaire de véhicule en utilisant des hypothèses simplificatrices [4].

### 3.6.4 Modèle de véhicule

Les simplifications supplémentaires permettront de retenir les seuls mouvements de lacet et de dérive, et d'aboutir ainsi aux équations du modèle « bicyclette ».

En choisissant  $v_y$  et  $r$  comme variables d'état, le modèle bicyclette peut être écrit :

$$\dot{x} = Ax + b\delta_f + hu + \omega F_\omega, \quad x = [v_y \quad r]^T \quad u = M_z$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_y \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 \frac{C_{yf} + C_{yr}}{M_v v_x} & 2 \frac{-C_{yf} L_f + C_{yr} L_r}{M_v v_x} - V_x \\ 2 \frac{-C_{yf} L_f + C_{yr} L_r}{J_v v_x} & -2 \frac{C_{yf} L_f^2 + C_{yr} L_r^2}{J_v v_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2C_{yf}}{M_v} \\ \frac{2C_{yf} L_f}{J_v} \end{bmatrix} \delta_f + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_v} \end{bmatrix} M_z + \begin{bmatrix} \frac{1}{M_v} \\ \frac{l_w}{J_v} \end{bmatrix} F_\omega \quad (3.37)$$

En définissant l'angle de dérive de véhicule ( $\beta$ ) comme l'angle entre le cap de véhicule et le vecteur de vitesse ( $\beta = \arctan(V_y/V_x)$ ), on peut réécrire le modèle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 \frac{C_{yf} + C_{yr}}{M_v v_x} & 2 \frac{-C_{yf} L_f + C_{yr} L_r}{M_v v_x^2} - 1 \\ 2 \frac{-C_{yf} L_f + C_{yr} L_r}{J_v} & -2 \frac{C_{yf} L_f^2 + C_{yr} L_r^2}{J_v v_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2C_{yf}}{M_v v_x} \\ \frac{2C_{yf} L_f}{J_v} \end{bmatrix} \delta_f + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_v} \end{bmatrix} M_z + \begin{bmatrix} \frac{1}{M_v v_x} \\ \frac{l_w}{J_v} \end{bmatrix} F_\omega \quad (3.38)$$

### 3.7 Conception du contrôleur

Sur la base de la relation mathématique entre la vitesse de lacet et le moment de lacet, une méthode de DYC basée sur le taux de lacet est proposée. Puisque les lois de commande classique pour des systèmes non linéaires où ayant des paramètres non constants (modèle de six degrés de libertés de véhicule), ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Alors, on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, nous pouvons envisager trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la commande équivalente [4].

#### 3.7.1 Commande par mode glissant

La Figure 3.13 montre le schéma de principe de DYC basé sur la commande par mode glissant.

L'erreur entre la vitesse réelle de lacet du véhicule ( $r$ ) et la vitesse désirée de lacet ( $r_d$ ) est défini par l'équation suivante :

$$e_r = r - r_d \quad (3.39)$$

On choisit la surface de glissement comme suit :

$$S = e_r + \lambda \dot{e}_r \quad (3.40)$$

L'objectif de la commande est de garder la surface (S) à zéro. La dynamique de mouvement de glissement est gouverné par :  $S = 0$

$$\begin{aligned} S = 0 &\Rightarrow e_r + \lambda \dot{e}_r = 0 \\ &\Rightarrow (r - r_d) + \lambda (\dot{r} - \dot{r}_d) = 0 \\ &\Rightarrow (r - r_d) + \lambda (a_{21}v_y + a_{22}r + b_2\delta_f - \dot{r}_d) = 0 \end{aligned} \quad (3.41)$$

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre, en maintenant la condition d'existence du mode glissant.

Donc la valeur de la commande équivalente :

$$M_{zeq} = -\frac{1}{cb_2} \left[ (r - r_d) + c (a_{21}v_y + a_{22}r - b_2\delta_f - \dot{r}_d) \right] \quad (3.42)$$

Si les états des systèmes n'ont pas atteint la surface de glissement, la commande équivalente doit être renforcées par une autre commande dite robuste [123]. Nous définissons alors le moment de lacet résultant par :

$$\Delta M_z = M_{zeq} - M_{zrob} \cdot \text{sgn}(S) \quad (3.43)$$

Pour remédier les effets indésirables du “Chattering”, à ce niveau, en remplaçant la fonction Signe par la fonction Saturation. Le moment de lacet devient :

$$M_z = M_{zeq} - M_{zrob} \cdot \text{sat}(S) \quad (3.44)$$

La commande robuste est déterminée en utilisant la condition à la limite. Donc, on définit le moment de lacet correctif tel que :

$$\Delta M_z = -\frac{1}{cb_2} \left[ (r - r_d) + c(a_{21}v_y + a_{22}r + b_2\delta_f - \dot{r}_d) \right] - \frac{\eta}{b_2} \text{sat}(S) \quad (3.45)$$

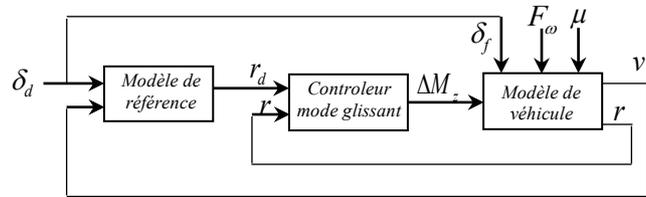


Figure 3.13 : Schéma de principe de DYC avec la commande par mode glissant.

### 3.7.2 Contrôleur flou de moment de lacet

Le principe de réglage par la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système, [124]. Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue.

Afin d'améliorer la stabilité latérale, le contrôle latéral et les performances de la tenue de route du véhicule électrique, l'objectif principal est de suivre le taux de lacet et l'angle de dérive du véhicule souhaités. Pour garantir cela, une commande par logique floue est proposée en utilisant l'erreur de vitesse de lacet et l'erreur d'angle de dérive du véhicule comme variables d'entrées et le moment de lacet correctif comme variable de sortie.

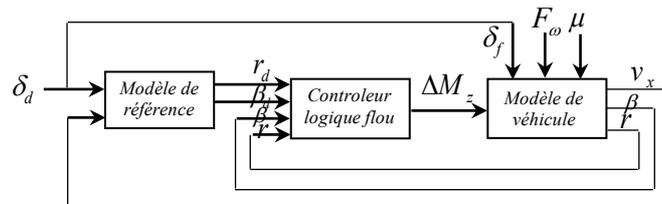
L'erreur entre la vitesse de lacet réel de véhicule ( $r$ ) et la vitesse de lacet désiré ( $r_d$ ) est défini par l'équation suivante :

$$e_r = r - r_d \quad (3.46)$$

L'erreur entre l'angle de dérive réel de véhicule (  $\beta$  ) et l'angle de dérive désiré (  $\beta_d$  ) est défini par l'équation suivante :

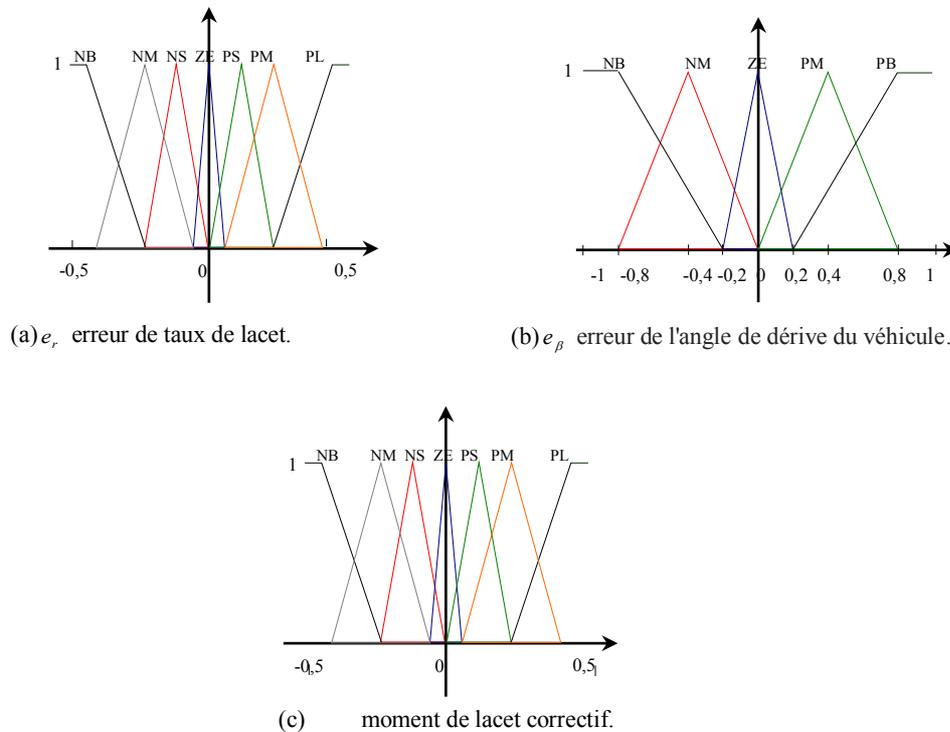
$$e_\beta = \beta - \beta_d \quad (3.47)$$

La Figure 3.14 montre le schéma de principe de DYC avec la commande par logique floue.



**Figure 3.14 :** Schéma de principe de DYC avec la commande par logique floue.

Le but de ce contrôle proposé est de mettre en œuvre un contrôleur ayant un bon suivi du taux de lacet, un maintien de la trajectoire et un rejet des perturbations afin d'améliorer la dynamique du lacet. Le contrôleur génère le moment de lacet correctif en fonction des règles floues et de variables d'entrée. Les fonctions d'appartenance pour les deux variables d'entrée et  $e_\beta$ , ainsi que la variable de sortie  $\Delta M_z$  sont illustrées à la Figure 3.15 et les règles de base du contrôleur flou peuvent être résumées dans le Tableau 3.2.



**Figure 3.15 :** Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou.

**Tableau 3.2 : Règles floues.**

		$e_\beta = \beta_d - \beta$				
		NB	NM	ZE	PM	PB
$e_r = r - r_d$	NB	NB	NB	NM	NM	NS
	NM	NB	NM	NM	NS	NS
	NS	NM	NM	NM	NS	NS
	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE
	PS	PS	PS	PM	PM	PM
	PM	PS	PS	PM	PM	PB
	PB	PS	PM	PM	PB	PB

### 3.8 Résultats de simulation du système DYC

Une étude en simulation sous le logiciel MATLAB / Simulink est menée pour montrer l'efficacité du contrôleur DYC proposé. Des simulations ont été effectuées en utilisant un modèle non linéaire et un modèle de véhicule à deux degrés de liberté pour la synthèse du contrôleur.

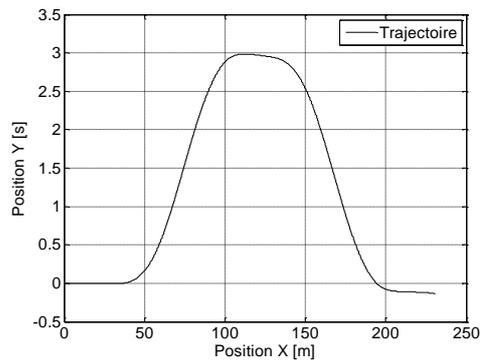
Dans cette simulation, on garde la vitesse longitudinale constante  $V_x = 36 \text{ km/h}$  et on trace l'allure des différents états de notre système, dans le but de vérifier à chaque fois les performances du contrôleur proposé. Dans la première phase,  $t \in (0 \div 15) \text{ s}$ , en supposant que le test est effectué sur une route sèche (non glissante  $\mu = 1$ ) tout en gardant la vitesse longitudinale constante  $V_x = 36 \text{ km/h}$  (Figure 3.16 (e)).

Durant la deuxième phase,  $t \in (15 \div 25) \text{ s}$ , en supposant que le test est effectué sur une route glissante ( $\mu = 0,6$ ) tout en gardant la vitesse longitudinale constante  $V_x = 36 \text{ km/h}$  (Figure 3.16 (e)).

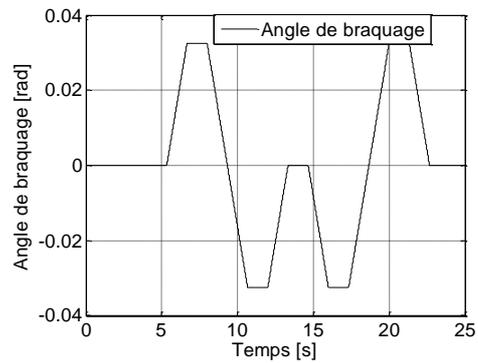
Par l'application d'une double manœuvre, le modèle non linéaire de véhicule montre une réponse appropriée. Le contrôleur ajoute un moment de lacet correctif. Pendant toute la manœuvre et dans ce test en utilisant le contrôleur. On remarque que le signal de commande correctif généré par le contrôleur logique flou est lisse et exempt d'oscillations, Figure 3.16 (n).

La vitesse de lacet de véhicule suit sa trajectoire désirée (Figure 3.16 (c)), malgré les perturbations et les incertitudes caractérisant par le passage de véhicule sur une route à faible adhérence (les pneus se retrouvent sur une route mouillée). L'angle de dérive de véhicule est approximativement environ de zéro, Figure 3.16 (d), ce qui augmente la stabilité pendant le changement de voie et par conséquent le véhicule suit la trajectoire de référence Figure 3.16 (a). Le moment de lacet correctif créé par les contrôleurs permet de diminuer l'accélération latérale du véhicule pour assurer son confort, Figure 3.16 (h).

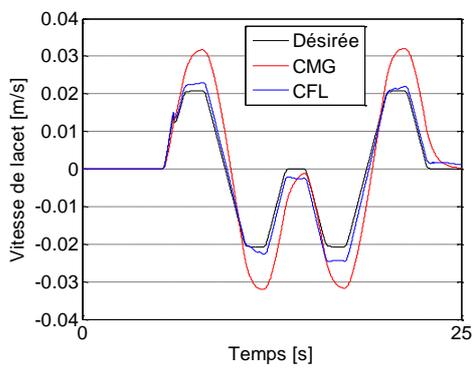
D'après les résultats de simulation présentés, on remarque que le véhicule suivre exactement les consignes du conducteur se qui permet que notre contrôleur présente des bonnes performances dynamiques.



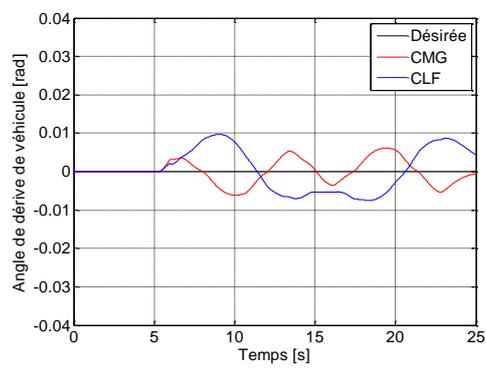
(a)



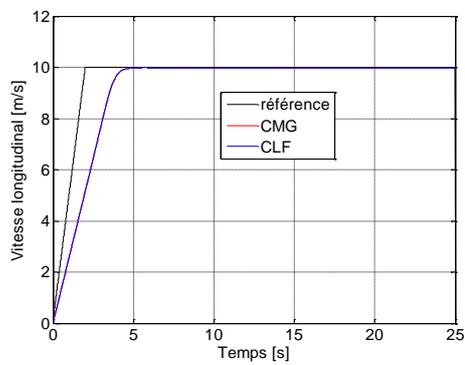
(b)



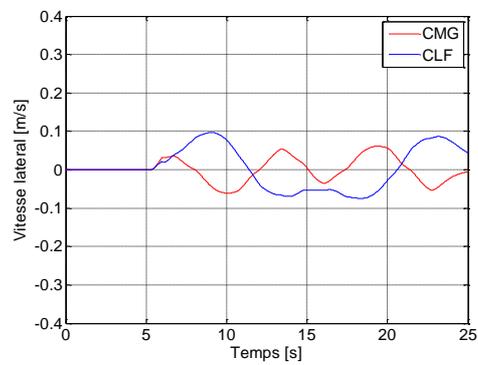
(c)



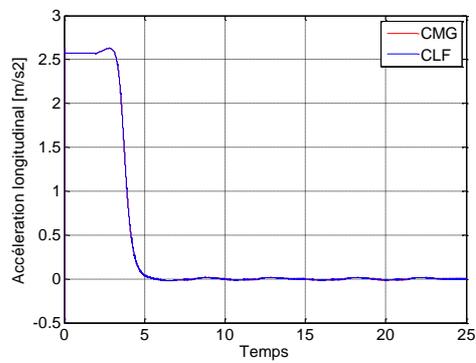
(d)



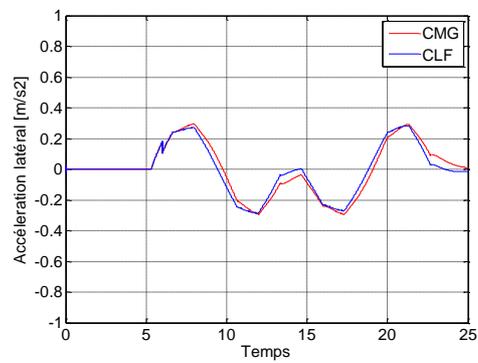
(e)



(f)



(g)



(h)

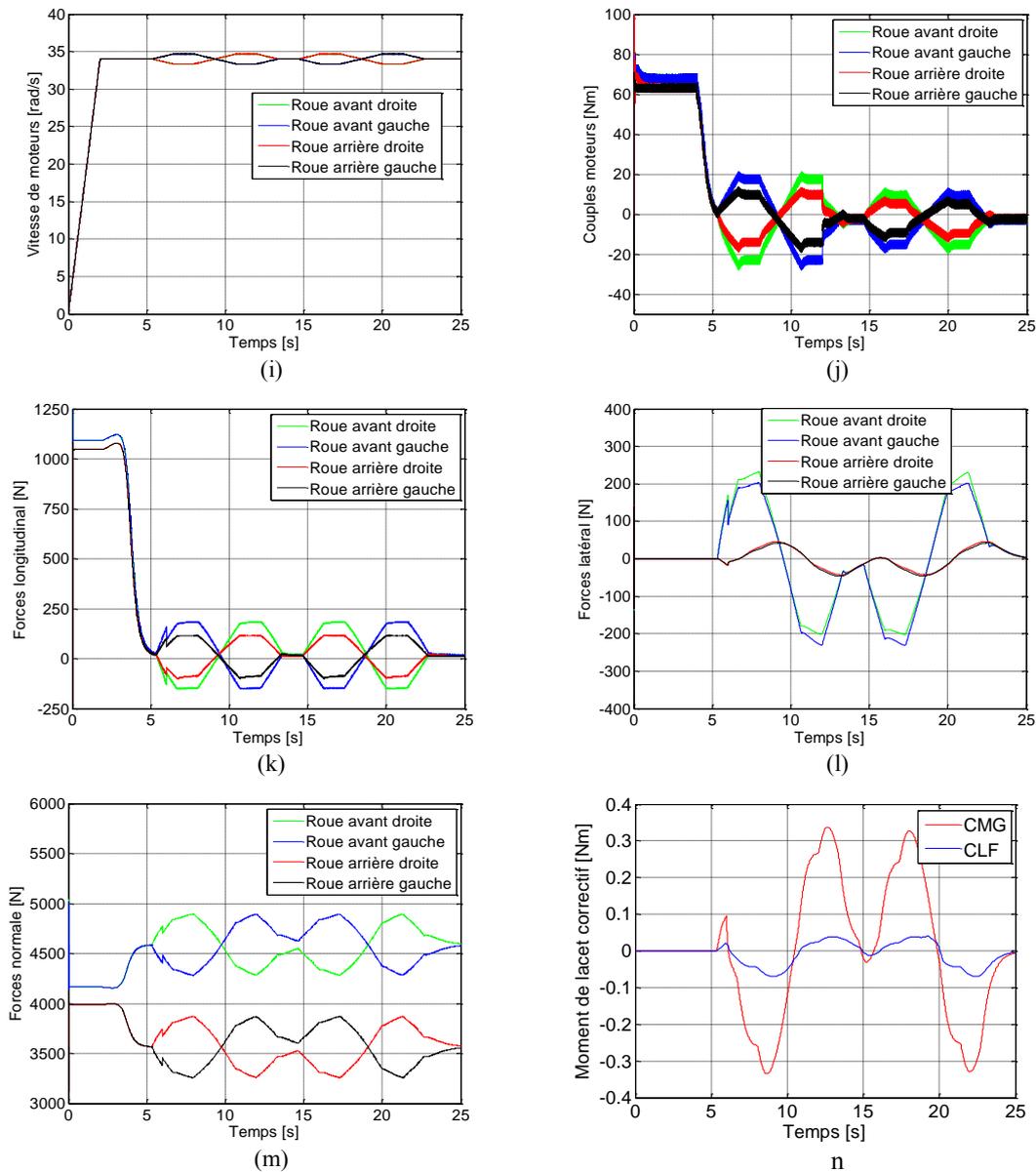


Figure 3.16 : Résultats de simulation du système DYC .

### 3.9 Conclusion

Ce chapitre porte sur le développement de différentes techniques de contrôle robuste pour la stabilité et la sécurité d'un véhicule électrique avec un système différentiel électrique, système de direction actif et système de contrôle du moment de lacet. En premier lieu, nous avons présenté une contribution à l'amélioration de la stabilité latérale d'un véhicule électrique dans les virages à l'aide d'un différentiel électrique. Une commande en couple est appliquée sur chaque moteur-roue afin de réaliser le système différentiel électrique. Ce dernier permet d'une part d'assurer la répartition de puissance sur chaque roue

et contrôler les vitesses de rotation des roues motrices avec haute précision afin de passer les virages le plus efficacement possible. Ensuite, le comportement latéral du véhicule est décrit par le modèle dynamique basé sur le modèle de bicyclette. Enfin, pour améliorer la stabilité latérale du véhicule pendant les situations critiques (virage et dérapage), et les différentes conditions routières, nous avons proposé un système AFS et une technique de contrôle direct du moment de lacet (DYC), basées sur le technique PI, mode glissant et logique floue.

---

---

## Chapitre 4

Développement d'un système avancé de contrôle pour l'amélioration de la tenue de route, la stabilité et le confort d'un véhicule électrique à traction intégrale, basé sur la combinaison des systèmes différentiel électrique, sécurité active et contrôle du moment de lacet

---

---

## 4.1. Introduction

Une tendance dans les véhicules modernes est l'application des systèmes de sécurité active pour améliorer la tenue de route, la stabilité et le confort. De nos jours, de nombreux systèmes avancés de contrôle du véhicule actif ont été développés et introduit sur le marché: le système de freinage antiblocage (ABS) empêche le blocage des roues, et contrôle électronique de stabilité (ESP) pour améliorer la stabilité latérale des véhicules. Le développement des systèmes de contrôle du véhicule est toujours l'objet d'intenses activités de recherche, tant du côté industriel qu'académique. En augmentant la complexité des conditions de fonctionnement du véhicule, des problèmes tels que le manque de stabilité et la manœuvrabilité, la précision du suivi et la sécurité de conduite sont posées. La réduction des performances d'un véhicule dans des conditions de conduite différentes, en raison des variations des paramètres, est un défi modèle pour le contrôle. Le manque de contrôle est la cause de la plupart des accidents des voitures. Les systèmes de sécurité active visant à réduire considérablement les accidents causés par la redirection rapide et les mauvaises manœuvres [125].

Des systèmes de sécurité active ont été développés pour améliorer les caractéristiques des véhicules électriques au cours de ces trois dernières décennies. Les caractéristiques de conduite d'un véhicule électrique sont vu comme la réponse du véhicule aux commandes de direction et aussi aux facteurs environnementaux, telles que les perturbations de la route et les rafales de vent, qui ont un effet néfaste sur le mouvement de direction du véhicule [126].

Une variété de systèmes conçus pour le contrôle de mouvement de la direction du véhicule a attiré une attention soutenue à la recherche du monde universitaire et industriel. Ce type d'amélioration du système de sécurité active des véhicules est appelée système de contrôle de la stabilité du véhicule (*VSC-Vehicle Stability Control*). Pour le VSC, le contrôle de la dynamique latérale du véhicule joue un rôle important lorsqu'il vient à stabiliser le mouvement latéral du véhicule dans les virages sévères. Le système VSC a deux types principaux: le système de direction active (AS) et le système de contrôle direct du moment de lacet (DYC). Le système AS aide le conducteur à améliorer la dynamique latérale du véhicule grâce à la correction des angles des roues avant, direction avant active (AFS) [127, 128], et angles des roues arrière, direction arrière active (ARS). Le problème principal avec les systèmes AS est que la capacité de ces systèmes est considérablement réduite dans la plage non linéaire des forces latérales du pneu par rapport à l'angle de dérapage du pneu (c'est-à-dire la saturation des forces latérales du pneu) [125].

La sécurité des véhicules nécessite l'amélioration de la stabilité par un contrôle actif. L'idée de base est d'aider la conduite du véhicule à se rapprocher à des caractéristiques linéaires du véhicule (appelé comportement nominal du véhicule) et de limiter la dynamique latérale du véhicule pour être dans une région de manœuvrabilité stable dans le cas des manœuvres agressives et des situations critiques. Plusieurs actionneurs, tels que la direction active, le freinage actif et le différentiel électrique pourraient être utilisés pour contrôler la vitesse de lacet. Un système de direction active, en contrôlant les angles de direction des roues, a une grande influence sur le comportement latéral du véhicule. Un système de

freinage actif comme le control direct de moment de lacet (DYC), en utilisant un freinage différentiel, est très efficace pour la stabilité latérale du véhicule. Enfin, un différentiel électrique pour l'amélioration de la stabilité latérale d'un véhicule électrique dans les virages est indispensable.

Afin de stabiliser un véhicule dans les régions linéaires et non linéaires des forces latérales du pneu, le système de contrôle direct du lacet a été développé [130, 131]. Le système DYC améliore la performance latérale du véhicule en générant le moment de lacet correctif produit par la force longitudinale sur les pneus. Cette force longitudinale peut être obtenue à partir du système de freinage différentiel actif. La principale lacune du DYC est l'utilisation continue de la force de freinage qui ralentit considérablement le véhicule, ce qui lui confère un effet indésirable sur le mouvement longitudinal du véhicule [125].

Les approches récentes des problèmes susmentionnés des systèmes AS et DYC [132, 133] ont suggéré que l'efficacité maximale des VSC pourrait être obtenue grâce à la utilisation des systèmes AS et DYC, ce qui est appelé une dynamique de contrôle intégré du véhicule (IVDC). Une étude comparative de l'AFS et de l'ARS intégré avec le DYC conclut que l'AFS est plus approprié pour être intégré avec DYC que l'ARS, car l'ARS est une méthode efficace pour contrôler le véhicule uniquement aux manœuvres de virage à basse vitesse en raison de l'angle de direction limitée des roues arrière. En outre, l'AFS est efficace pour contrôler le véhicule dans les manœuvres de virage en basse et grande vitesses [134].

La recherche sur le contrôle intégré de la dynamique du véhicule et le contrôle global du véhicule est un domaine très actif ces dernières années. Concernant le comportement latéral, différentes configurations d'actionneurs ont été considérées en utilisant la répartition du couple de freinage et de direction avant / arrière (freinage avant / arrière, différentiel) [135-141], mais aussi plus récemment avec un glissement différentiel [142] si les moteurs roues sont pris en considération. Des méthodes de contrôle avancées ont été ensuite développées pour résoudre ce problème de contrôle complexe pour un système MIMO, tel que le contrôle optimal [140], affectation de contrôle [138, 139], contrôle model prédictif [143] et un contrôle robuste [135, 136].

Ce chapitre porte sur la conception d'un nouveau système avancé de contrôle du véhicule électrique à traction intégrale qui intègre le système de freinage et le système de direction active. L'objectif de contrôle est de rétablir la vitesse de lacet du véhicule dès que possible à la vitesse de lacet désirée attendu par le conducteur, et de limiter l'utilisation de l'actionneur de freinage seulement lorsque le véhicule va vers l'instabilité. La région de stabilité du véhicule est déduite dans le plan de phase de l'angle de dérive et son dérivé temporel, qui est utilisé pour surveiller le comportement dynamique du véhicule.

## **4.2 Principe et conception du système avancé de contrôle proposée**

Pour les systèmes de contrôle de stabilité des véhicules (VSC), le taux de lacet et l'angle de dérive du véhicule, qui est l'angle entre la vitesse longitudinale du véhicule et sa direction de mouvement, sont deux grandeurs essentielles pour contrôler la dynamique du véhicule [126]. Le contrôle du taux de lacet aide le véhicule à maintenir la vitesse et son sens de rotation souhaités autour de son axe vertical. Cependant, le

maintien de déplacement du véhicule tout au long du chemin souhaité ne peut pas être obtenu simplement en contrôlant la vitesse de lacet. Par exemple, si le coefficient de frottement pneu-route est faible (dans le cas d'une route glissante) ou si la vitesse de véhicule est élevée, le contrôle du taux de lacet ne peut que maintenir le véhicule dans l'orientation prévue, mais l'angle de dérapage du véhicule peut augmenter considérablement, ce qui s'écarte de sa trajectoire souhaitée [126]. Par conséquent, forcer le taux de lacet et l'angle de dérive à suivre leurs valeurs souhaitées est essentiel pour améliorer le comportement de la dynamique latérale du véhicule. Selon la dynamique latérale du véhicule, il y a deux entrées pour contrôler le véhicule, à savoir la force latérale et le moment de lacet. Par conséquent, une région de stabilité doit être choisie comme référence pour la conception du contrôleur. La méthode du plan de phase est l'une des plus courantes stratégies pour l'analyse d'un système non linéaire et la détermination d'une région stable. En se référant à [144], il existe deux types de plan de phase du véhicule: l'angle de dérive latéral et la vitesse de lacet dans la région de stabilité, et angle de dérapage latéral et la vitesse angulaire de dérapage latéral dans sa région de stabilité. L'étude présentée en [145] indique que la seconde méthode est supérieure à la première puisque, au sens strict, le glissement latéral contre le lacet n'est pas un tracé de plan de phase et donc une interprétation physique du comportement du véhicule. La région de référence basée sur le plan de phase  $\beta - \dot{\beta}$  est la plus couramment utilisée [44].

La stratégie de l'IVDC peut être exprimée comme suit: afin d'améliorer le traitement des véhicules dans la région de référence, le système AFS génère le moment de lacet correctif pour forcer le taux de lacet à suivre sa valeur souhaitée en ajoutant un angle de correction aux roues avants et minimiser l'angle de dérapage du véhicule en contrôlant le pneu latéral. Lorsque les états du véhicule dépassent les limites de stabilité, le système DYC fournit le moment de lacet correctif supplémentaire pour ramener les états du véhicule à la région de référence en contrôlant l'angle de dérapage par l'activation du freinage différentiel et, par conséquent, le système DYC améliore la stabilité du véhicule. Cette étude se concentre sur trois méthodes principales pour contrôler le moment de lacet pour améliorer la tenue de route et la stabilité du véhicule. La première méthode est la technique de contrôle de moment de lacet (DYC) qui utilise des forces de freinage différentiel entre les roues gauches et droites du véhicule pour produire le moment de lacet correctif requis. Le DYC exploite l'interaction entre les forces des pneus longitudinales et latérales pour influencer la manœuvrabilité du véhicule [146].

La deuxième méthode est la direction active qui régule l'angle de glissement du pneu et influe sur le comportement du véhicule en matière de conduite en modulant directement la génération des forces latérales du pneu. Trois systèmes de pilotage actifs existent: direction active avant (AFS) [137, 147, 148], direction active arrière (ARS) [149] et direction active à quatre roues (4WS). Cette étude porte principalement sur l'approche AFS la plus couramment utilisée.

Lors d'une forte accélération latérale, en raison des caractéristiques non linéaires inhérentes et des saturations des pneus, l'AFS n'est plus capable de produire suffisamment d'effort latéral en se tenant pour tenir le véhicule dans un virage. Dans d'autres termes, l'AFS ne peut pas garder le véhicule sous contrôle

lorsque la limite de tenue de route est atteinte, et par conséquent les performances de l'AFS sont limitées dans la zone de conduite linéaire du véhicule (basse à moyenne accélération latérale). D'autre part, il est démontré que le DYC est efficace dans les deux régions linéaires/non linéaires des véhicules. Cependant, il n'est souhaitable que pour limiter la manœuvrabilité plutôt que pour les situations de conduite normales. Cela est dû à l'effet de freinage qui épuise le pneu et interfère avec la dynamique longitudinale du véhicule. De plus, le DYC provoque le véhicule à ralentir de manière significative, et cela peut être répréhensible et non souhaitable pour le conducteur. Par conséquent, les techniques de contrôle AFS et DYC sont optimisées individuellement dans des régions de conduite spécifiques, et le maximum d'avantages pourrait être obtenu grâce à l'utilisation intégrée des deux méthodes de génération de mouvement de lacet correctif dans la stratégie de contrôle [125].

La troisième méthode est la technique de différentiel électrique (DE), la présence de plusieurs moteurs dans le véhicule électrique, nécessite un système de commande synchronisant leurs vitesses lors du roulement. L'intérêt de ce différentiel est l'amélioration de la stabilité latérale d'un véhicule électrique dans les virages. Ce système permet d'une part de contrôler avec haute précision et indépendamment le couple appliqué à chaque roue. Les moteurs-roues sont contrôlés indépendamment les uns des autres pour gérer le couple de roue selon les commandes de direction, d'accélération ou de freinage du conducteur [100].

Pratiquement, de nos jours le contrôle intégré peut être possible en raison des capacités améliorées de la commande du véhicule qui permettent de mettre en œuvre des algorithmes de contrôle qui intègrent plusieurs actionneurs. En outre, une étude comparative entre AFS et ARS lorsqu'il a été coordonné avec DYC, a conclu que l'AFS est plus approprié pour être coordonné avec DYC que ARS afin d'aider le DYC à maintenir la stabilité du véhicule [134].

Dans cette étude pour améliorer la tenue de route, la stabilité et le confort de notre véhicule électrique à traction intégrale, on opte pour un choix pertinent de contrôle intégré d'une commande de direction avant et de freinage différentiel des quatre roues motrices. Le schéma de principe est présenté dans la Figure 4.1, avec  $r$  est la vitesse de lacet,  $r_d$  est la vitesse de lacet désirée,  $\beta$  est l'angle de dérive latéral du véhicule,  $\beta_d$  est l'angle de dérive latéral désiré du véhicule,  $v_x$  est la vitesse longitudinale du véhicule,  $T_{bij}$  sont les couples de freinage ( $i$  : avant où arrière,  $j$  : droite où gauche) [44].

L'objectif principal du système de contrôle proposé est de faire forcer la vitesse de lacet réelle,  $r$ , de suivre la vitesse de lacet désirée,  $r_d$ . En d'autres termes, le contrôleur doit suivre la vitesse de lacet de référence prévu par le conducteur en conduisant l'erreur, entre la vitesse de lacet réelle et désirée, à zéro. La vitesse de lacet du modèle de référence choisi est adoptée pour garder le véhicule dans la région linéaire. Le second objectif du contrôleur est de limiter l'angle de dérive latéral du véhicule ( $\beta$ ) dans les limites acceptables de la région de stabilité pour empêcher le dérapage du véhicule [44].

Comme il est montré dans la Figure 4.1, le contrôleur répond à l'erreur de vitesse de lacet, et ses sorties sont l'angle de direction actif et le moment de freinage. Dans ce qui suit, chaque bloc du système de contrôle est décrit en détail [44].

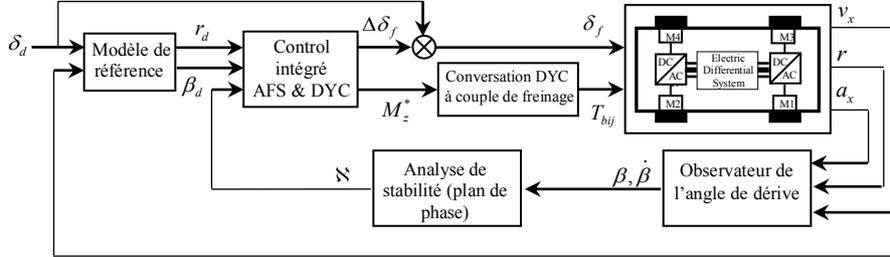


Figure 4.1 : Schéma bloc du control intégré de la dynamique du véhicule.

### 4.2.1 Modèle de référence

La conception du contrôleur pour améliorer la manœuvrabilité du véhicule est importante pour que la réponse de la vitesse de lacet suive sa valeur désirée. Le modèle de référence pour la vitesse de lacet et l'angle de braquage de la roue avant est représenté par le système du premier ordre, indiqué ci-dessous [44, 108, 132]:

$$r_d = \frac{k_r}{1 + \tau s} \delta_f(s) \quad (4.1)$$

Avec  $k_r = \frac{v_x}{L_f + M_v L_f L_r v_x^2 / 2 L_f (L_f + L_r) C_{yr}}$ ,  $\tau = \frac{J_v v_x}{M_v L_r v_x^2 + 2 C_{yr} L_f (L_f + L_r)}$  représentent le facteur de stabilité et

la constante du temps désirée.

Puisque l'accélération latérale du véhicule ne peut pas dépasser le coefficient de frottement  $\mu$ , la vitesse de lacet désirée doit être limitée à la valeur suivante [44]:

$$\left| r_{d_{\max}} \right| \leq \frac{\mu g}{v_x} \quad (4.2)$$

Par conséquent, la vitesse de lacet désirée, limitée dans les limites supérieure et inférieure, constitue le signal de référence à suivre par le contrôleur de stabilité [44].

### 4.2.2 Contrôleur intégré AFS et DYC

Le contrôleur intégré est conçu pour améliorer la stabilité et la manœuvrabilité du véhicule. L'objectif est de permettre au véhicule de se diriger correctement avec une manœuvre spécifiée avec la moindre d'erreur du modèle de référence et de maintenir simultanément sa stabilité. Ainsi, afin d'améliorer la tenue de route du véhicule dans la région de référence, le système AFS génère un angle de braquage correctif qui doit être ajouté à l'angle de rotation du volant. Lorsque les états du véhicule dépassent les limites de stabilité, le système DYC fournit le moment de lacet correctif supplémentaire pour ramener les états du véhicule dans la région de référence en contrôlant l'angle de dérive latéral par l'activation du système de freinage différentiel. Par conséquent, le système DYC améliore la stabilité du véhicule. Le

contrôleur du moment de lacet est conçu de sorte que le véhicule suit la vitesse de lacet de référence en conduisant l'erreur entre la vitesse de lacet réelle et désirée à zéro. L'objectif de stabilité du véhicule est de minimiser le glissement et l'accélération latérale, le comportement de l'angle de glissement latéral et son taux restent dans les limites de sécurité spécifiées sur le plan de phase. Le mécanisme d'adaptation devrait être en mesure de maintenir l'erreur à zéro. Le contrôleur définit l'angle de braquage correctif  $\Delta\delta_f$ , et le moment de lacet correctif  $M_z^*$ , nécessaires pour obtenir un bon suivi de la consigne de vitesse de lacet. Avec ce contrôleur, l'angle de braquage (AFS) est toujours présente, mais le frein (DYC) n'est activée en cas d'urgence seulement ou lorsque l'indice de stabilité sort de la plage de sécurité stable. Notez que lorsque le véhicule se trouve dans la zone de sécurité, le contrôleur assure la manœuvrabilité et seule la direction active est utilisée pour suivre la réponse désirée. Cependant, lorsque le véhicule atteint les limites de manœuvrabilité, la direction active et le freinage agissent ensemble pour maintenir la stabilité du véhicule [44].

Le modèle linéaire de bicyclette à 2 DOF est utilisé pour la synthèse de contrôle. Bien que ce modèle soit relativement simple, il capture les caractéristiques importantes de la dynamique latérale de véhicule. En prenant en compte la structure et les objectifs du contrôleur, ce modèle est étendu pour inclure [44].

- Les entrées de contrôle sont obtenues comme suit:

$$\Delta\delta_f = \frac{v_x}{C_{yf}} \left[ m\dot{\beta}_d + \left( 2 \frac{-C_{yf}L_f + C_{yr}L_r}{v_x^2} - m \right) r_d + \left( 2 \frac{-C_{yf}L_f + C_{yr}L_r}{v_x^2} - m \right) \beta_d - \alpha_1 (\beta - \beta_d) \right] \quad (4.3)$$

$$M_z^* = J_v + m\dot{\beta}_d + \left( 2 \frac{-C_{yf}L_f + C_{yr}L_r}{v_x} \right) r_d + 2(C_{yf}L_f - C_{yr}L_r)\beta_d - C_{yf}L_f\Delta\delta_f - \alpha_2 (r - r_d) \quad (4.4)$$

### 4.2.3 Coordination AFS et DYC

Une fois que l'angle de direction correctif  $\Delta\delta_f$  et le moment de lacet correctif  $M_z^*$  sont déterminés, il est nécessaire de déterminer la sélection de la tâche de commande. Pour cela, l'idée introduite dans [125] est utilisée. L'angle de braquage sera toujours utilisé, alors que le moment de lacet ne sera utilisé qu'en cas de situation dangereuse. L'indice de stabilité est défini pour la détermination de la région de stabilité comme suit [44] [Aou-20]:

$$\aleph = |2.49\dot{\beta} + 9.55\beta|, \quad \aleph < 1 \quad (4.5)$$

Où  $\aleph_{\min} = 0.8$  et  $\aleph_{\max} = 1$

$$\dot{\beta} = \frac{a_y}{v_x} - r \quad (4.6)$$

Lorsque le véhicule pénètre dans la zone non sécurisée en raison de sa vitesse élevée, ou de son coefficient de frottement route-pneu faible ou lors d'un changement brusque de la route, le frein est activé pour produire un couple supplémentaire afin de ramener le véhicule dans la région de sécurité stable. Pour activer les actionneurs, un paramètre de gain de planification est défini comme suit [44]:

$$\rho = \begin{cases} \rho_{\max} & \text{if } \delta \leq \delta_{\min} & \text{AFS} \\ \frac{\delta_{\max} - \delta}{\delta_{\max} - \delta_{\min}} \rho_{\max} + \frac{\delta - \delta_{\min}}{\delta_{\max} - \delta_{\min}} \rho_{\min} & \text{if } \delta_{\min} \leq \delta \leq \delta_{\max} & \text{AFS + freinage} \\ \rho_{\min} & \text{if } \delta \geq \delta_{\max} & \text{AFS + freinage complet} \end{cases} \quad (4.7)$$

Où  $\rho_{\min} = 10^{-5}$  et  $\rho_{\max} = 10^{-3}$ .

#### 4.2.4 Contrôleur de conversion

Le moment de lacet correctif  $M_z^*$  qui est produit dans le contrôleur intégré, doit être converti en une différence de couple entre les quatre roues motrices du véhicule [146]. Selon [150], les couples de freinage peuvent être calculés à partir du moment de lacet correctif, l'équation (4.7), comme suit [44]:

- En condition de sous-virage:

- Lorsqu'un véhicule tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, le frein de la roue arrière gauche est activé.

$$T_{brl} = \frac{2R_{\omega} M_z^*}{D} \quad (4.8)$$

$R_{\omega}$  : Rayon de la roue ;

$D$  : Longueur du train arrière.

-Lorsqu'un véhicule tourne dans le sens des aiguilles d'une montre, le frein de la roue arrière droite est activé.

$$T_{brr} = -\frac{2R_{\omega} M_z^*}{D} \quad (4.9)$$

- En condition de sur-virage:

- Lorsqu'un véhicule tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, le frein de la roue avant droite est activé.

$$T_{bfr} = -\frac{2R_{\omega} M_z^*}{D} \quad (4.10)$$

- Lorsqu'un véhicule tourne dans le sens des aiguilles d'une montre, le frein de la roue avant gauche est activé.

$$T_{bfl} = \frac{2R_{\omega} M_z^*}{D} \quad (4.11)$$

#### 4.2.5 Modèle dynamique du véhicule

La dynamique du véhicule électrique a été présentée dans le premier chapitre. Le modèle dynamique du véhicule avec le système de direction avant est illustré par la Figure 4.2(a). Les équations de chaque mouvement longitudinal, latéral et de lacet de ce véhicule sont données par: [151-153].

$$\begin{aligned}
M_v (\dot{v}_x - v_y r) &= F_{xf} \cdot \cos(\delta_f) + F_{xr} - F_{yf} \cdot \sin(\delta_f) - K_x v_x \cdot |v_x| \\
M_v (\dot{v}_y + v_x r) &= F_{yf} \cdot \sin(\delta_f) + F_{yr} + F_{yf} \cdot \cos(\delta_f) - K_y v_y \cdot |v_y| + F_\omega \\
J_v \dot{r} &= L_f (F_{xf} \cdot \sin(\delta_f) + F_{yf} \cdot \cos(\delta_f)) - L_r F_{yr} + \frac{D}{2} (\Delta F_x - \Delta F_y \cdot \sin(\delta_f)) + L_\omega F_\omega
\end{aligned} \tag{4.12}$$

Les vitesses linéaires du véhicule électrique sont décrites comme suit [33, 44, 154, 155]:

$$\begin{aligned}
v_{fl} &= (v_x + r l_s) \cos \delta_{fl} + (v_y + r l_f) \sin \delta_{fl} \\
v_{fr} &= (v_x - r l_s) \cos \delta_{fr} + (v_y + r l_f) \sin \delta_{fr} \\
v_{rl} &= v_x + r l_s \\
v_{rr} &= v_x - r l_s
\end{aligned} \tag{4.13}$$

La vitesse de rotation de référence de chaque roue est décrite comme suit:

$$\omega_{fl} = \frac{v_{fl}}{R_\omega}, \quad \omega_{fr} = \frac{v_{fr}}{R_\omega}, \quad \omega_{rl} = \frac{v_{rl}}{R_\omega}, \quad \omega_{rr} = \frac{v_{rr}}{R_\omega} \tag{4.14}$$

Les charges sur les essieux avant et arrière agissant sur les points de contact des roues peuvent être simplifiées comme suit:

$$\begin{aligned}
F_{z,fr} &= \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_x) + \frac{h_{cg} M_v}{2L_\omega} (\dot{v}_y + r v_x) \\
F_{z,rr} &= \frac{L_f g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) + \frac{h_{cg} M_v}{2L_\omega} (\dot{v}_y + r v_x) \\
F_{z,fl} &= \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) - \frac{h_{cg} M_v}{2L_\omega} (\dot{v}_y + r v_x) \\
F_{z,rl} &= \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) - \frac{h_{cg} M_v}{2L_\omega} (\dot{v}_y + r v_x)
\end{aligned} \tag{4.15}$$

Les angles de glissement des roues avant  $f$  (1,3) et arrière  $r$  (2,4) sont donnés comme suit :

$$\begin{aligned}
\alpha_{fr} &= \arctan\left(\frac{1}{v_x + d} (v_y + r L_f)\right) - \delta \quad ; \quad \alpha_{fl} = \arctan\left(\frac{1}{v_x - d} (v_y + r L_f)\right) - \delta \\
\alpha_{rr} &= \arctan\left(\frac{1}{v_x + d} (v_y + r L_f)\right) \quad ; \quad \alpha_{rl} = \arctan\left(\frac{1}{v_x - d} (v_y + r L_f)\right)
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Sur la base du modèle de bicyclette illustré à la Figure 4.2 (b), les forces latérales peuvent être exprimées par:

$$F_{yf(r,l)} = 2C_{yf} \alpha_{f(r,l)} \quad ; \quad F_{yr(r,l)} = 2C_{yr} \alpha_{r(r,l)} \tag{4.17}$$

Les équations de la dynamique latérale du véhicule qui incluent les mouvements latéral et de lacet peuvent être écrites sous forme d'espace d'état de la manière suivante:

$$\dot{x} = Ax + Bu + wF_\omega, \quad x = \begin{bmatrix} v_y & r \end{bmatrix}^T, \quad u = \begin{bmatrix} \delta_y & M_z^* \end{bmatrix}^T$$



roues mono-onduleur à cinq bras, permet d'imposer une référence de vitesse différente ( $\omega_{r(1,2)} \neq \omega_{l(3,4)}$ ) aux deux moteurs roues, contrôlés indépendamment, à l'aide de la nouvelle structure du convertisseur électrique étudiée. Il ne génère pas de couplage via la commande et rejette les perturbations de la même manière qu'une commande avec un seul moteur [44, 100].

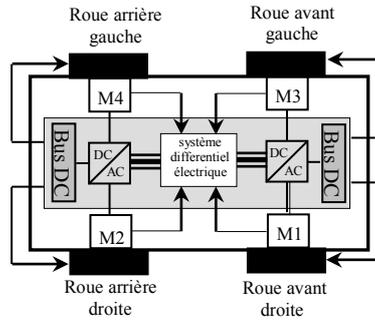


Figure 4.3 : Configuration du VE avec quatre roues motrices indépendantes.

#### 4.2.6.1 Configuration double-MSAP mono onduleur à cinq bras

Le schéma du circuit de puissance pour la traction en courant alternatif est présenté à la Figure 4.4. Un onduleur à cinq bras (FLI) fera fonctionner simultanément deux moteurs synchrones à aimants permanent intégré dans les roues. Dans la topologie du FLI, les deux moteurs partagent un bras de puissance (noté bras C dans ce cas). Les autres branches sont connectées aux moteurs comme suit:  $A_4, B_4-a_4$ , et  $b_4$  (phases a et b du moteur 4), respectivement, et  $A_2, B_2-a_2$ , et  $b_2$  (phases a et b du moteur 2), respectivement [44, 80].

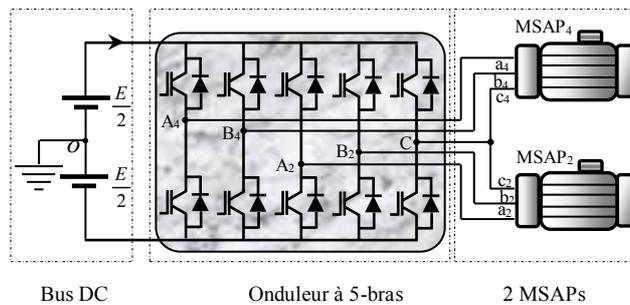


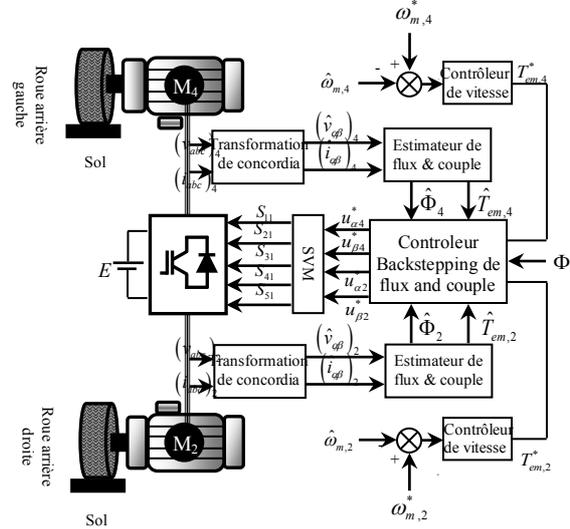
Figure 4.4 : Structure parallèle étudiée – système bi-machine mono-onduleur.

En supposant que les charges soient équilibrées et en tenant compte des variables de contrôle, les tensions de sortie de l'onduleur peuvent être écrites comme suit [44]:

$$\begin{bmatrix} V_{AN4} \\ V_{BN4} \\ V_{CN} \\ V_{AN2} \\ V_{BN2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 2 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} \\ S_{21} \\ S_{31} \\ S_{41} \\ S_{51} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

#### 4.2.6.2 La commande SMB-DTC pour l'ensemble bi-MSAP mono onduleur d'un VE

Le schéma de commande Backstepping-DTC du système bi-moteurs-roues connectés en parallèle et alimentés par un seul onduleur à cinq bras est présenté sur la Figure 4.5. Le contrôle de la mise en œuvre doit assurer pour la commande séparée des deux MSAP en termes de flux, de couple et de vitesse.



**Figure 4.5** Schéma bloc de la commande Backstepping-DTC pour l'ensemble bi-machine mono-onduleur d'un VE.

La configuration backstraping-mode glissant proposée pour le système d'entraînement MSAP basé sur la commande DTC comprend un contrôleur de vitesse en mode glissant et un contrôle Backstepping de flux et de couple, Figure 4.5 [156, 157]. Le modèle dynamique du MSAP dans le référentiel stationnaire  $\alpha\beta$  est présenté dans la section §2.2.1 du deuxième chapitre. Le schéma proposé SMB-DTC utilise l'erreur de flux statorique et l'erreur entre le couple électromagnétique de référence requis (la sortie du SMC) et le couple électromagnétique estimé, pour générer les tensions de référence  $u_{\alpha}^*$ , et  $u_{\beta}^*$  qui sont utilisées par une commande MLI vectorielle (SVM) qui va fournir les états de commutation de l'onduleur à cinq bras.

##### a) Contrôleur de vitesse mode glissant

Afin d'améliorer les performances dynamiques du contrôleur mode glissant, la conception de parvenir à la loi est proposer et de développer l'expression de la loi de convergence exponentielle qui est donnée par [32, 44, 71, 158].

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks, \quad \varepsilon > 0, \quad k > 0 \quad (4.21)$$

Lorsque  $s > 0$ , la solution pour l'équation (4.21) est donnée par:

$$s(t) = -\frac{\varepsilon}{k} + \left( s_0 + \frac{\varepsilon}{k} \right) e^{-kt} \quad s_0 = s(0) \quad (4.22)$$

Lorsque  $t$  est suffisamment grand, la vitesse d'atteinte sera plus rapide que la loi exponentielle.

Lorsque  $s(t) = 0$ , le temps nécessaire pour atteindre la surface de glissement peut être donné par:

$$t = \frac{1}{k} \left[ \ln \left( s_0 + \frac{\varepsilon}{k} \right) - \ln \left( \frac{\varepsilon}{k} \right) \right] \quad (4.23)$$

La vitesse d'atteinte peut être réglée en ajustant les paramètres  $\varepsilon$  et  $k$  directement. La méthode de la loi de convergence du système de contrôle en mode glissant présente les avantages suivants: elle permet de garantir les performances dynamiques du mode glissant et atténuer l'effet de broutement, ainsi que [71]. Les variables d'état du système sont définies comme suit [32, 44, 71, 158]:

$$\begin{aligned} x_1 &= \omega^* - \omega \\ x_2 &= \dot{x}_1 = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Où  $\omega^*$  est la vitesse de référence du moteur,  $\omega = \omega_m / p$  est la vitesse réelle du moteur. Si la surface de glissement du système est définie comme suit:

$$s = cx_1 + x_2, \quad c > 0 \quad (4.25)$$

Par conséquent, nous avons

$$\dot{s} = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = 2 + \dot{\omega}^* + \frac{f}{J}\dot{\omega} - \frac{\dot{C}_{em}}{J} \quad (4.26)$$

Ensuite, nous pouvons obtenir le contrôleur de mode glissant comme suit:

$$T_{em,ij}^* = J \int \left( cx_2 + \dot{\omega}^* + \frac{f}{J}\dot{\omega} + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks \right) dt \quad (4.27)$$

Où  $T_{em}^*$  est le couple de référence requis.

On peut déduire de l'équation (4.27) que le terme l'intégrale peut agir comme un filtre et atténuer l'effet de broutement dans le contrôle du mode glissant.

Nous choisissons  $V_1 = \frac{1}{2}s^2$  comme fonction de Lyapunov. La dérive temporelle de la fonction  $V_1$  est la suivante:

$$\dot{V}_1 = s\dot{s} = s(-\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks) \quad (4.28)$$

Le système est stable selon le critère de stabilité de Lyapunov. Par conséquent, le semi-défini négatif de la fonction  $\dot{V}_1$  peut être garanti par un choix approprié des paramètres  $\varepsilon > 0$  and  $k > 0$ , ce qui donne les signes contraires de  $s$  et  $\dot{s}$  [71].

## b) Contrôleur backstepping de couple et de flux

Le contrôleur backstepping des deux grandeurs (couple et flux) sont conçus pour atteindre leurs valeurs de références de manière optimale [32, 71]. Les erreurs du couple et du flux sont définies come suit:

$$\begin{aligned} e_{T,ij} &= T_{e,ij}^* - T_{e,ij} \\ e_{\Phi,ij} &= \Phi^* - \Phi_{e,ij} \end{aligned} \quad (4.29)$$

Ensuite, la dérivée de la dynamique d'erreur de suivi de couple peut être obtenue comme suit:

$$\dot{e}_T = J \left[ cx_2 + \ddot{\omega}^* + \frac{f}{J} \dot{\omega} + \varepsilon \cdot \text{sgn}(s) + ks \right] - \frac{3}{2} p \left[ \Phi_\beta \left( \frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{E_\alpha}{L_s} \right) - \Phi_\alpha \left( \frac{R_s}{L_s} i_\beta - \frac{E_\beta}{L_s} \right) + \left( i_\beta - \frac{\Phi_\beta}{L_s} \right) u_\alpha - \left( i_\alpha - \frac{\Phi_\alpha}{L_s} \right) u_\beta \right] \quad (4.30)$$

Pour stabiliser les composantes du flux, l'erreur dynamique du flux peut être définie comme suit:

$$\dot{e}_\Phi = 2R_s \Phi_\alpha i_\alpha + 2R_s \Phi_\beta i_\beta - 2\Phi_\alpha u_\alpha - 2\Phi_\beta u_\beta \quad (4.22)$$

La fonction de Lyapunouv  $V_2$  pour l'ensemble de système est définie par:

$$V_2 = \frac{1}{2} (V_1^2 + e_T^2 + e_\Phi^2) \quad (4.23)$$

La dérivée temporelle de la fonction  $V_2$  est:

$$\dot{V}_2 = V_1 \dot{V}_1 + e_T \dot{e}_T + e_\Phi \dot{e}_\Phi = V_1 \dot{V}_1 - k_T e_T^2 - k_\Phi e_\Phi^2 \quad (4.24)$$

Où  $k_T$  et  $k_\Phi$  sont des constantes positives.

Selon l'équation ci-dessus (4.24), les tensions de commande finale  $u_\alpha^*$  et  $u_\beta^*$  sont les suivantes:

$$u_\alpha^* = \frac{1}{\Phi_\alpha i_\alpha + \Phi_\beta i_\beta - \Phi/L_s} \times \left\{ \begin{array}{l} \Phi_\beta \left[ J \left( cx_2 + \ddot{\omega}^* + \frac{f}{J} \dot{\omega} + \varepsilon \cdot \text{sgn}(s) + ks \right) + k_T e_T \times \frac{2}{3p} + \Phi_\alpha \left( \frac{R_s}{L_s} i_\beta + \frac{E_\beta}{L_s} \right) - \Phi_\beta \left( \frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{E_\alpha}{L_s} \right) \right] + \dots \\ \dots + \left( i_\alpha - \frac{\Phi_\alpha}{L_s} \right) \times \frac{1}{2} (2R_s \Phi_\alpha i_\alpha + 2R_s \Phi_\beta i_\beta + k_\Phi e_\Phi) \end{array} \right\} \quad (4.25)$$

$$u_\beta^* = \frac{1}{\Phi/L_s - \Phi_\alpha i_\alpha + \Phi_\beta i_\beta} \times \left\{ \begin{array}{l} \Phi_\alpha \left[ J \left( cx_2 + \ddot{\omega}^* + \frac{f}{J} \dot{\omega} + \varepsilon \cdot \text{sgn}(s) + ks \right) + k_T e_T \times \frac{2}{3p} + \Phi_\alpha \left( \frac{R_s}{L_s} i_\beta + \frac{E_\beta}{L_s} \right) - \Phi_\beta \left( \frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{E_\alpha}{L_s} \right) \right] - \dots \\ \dots - \left( i_\beta - \frac{\Phi_\beta}{L_s} \right) \times \frac{1}{2} (2R_s \Phi_\alpha i_\alpha + 2R_s \Phi_\beta i_\beta + k_\Phi e_\Phi) \end{array} \right\}$$

En substituant les tensions de commande finale (équation (4.25)) dans la fonction  $\dot{V}_2$ , la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunouv est écrite comme:

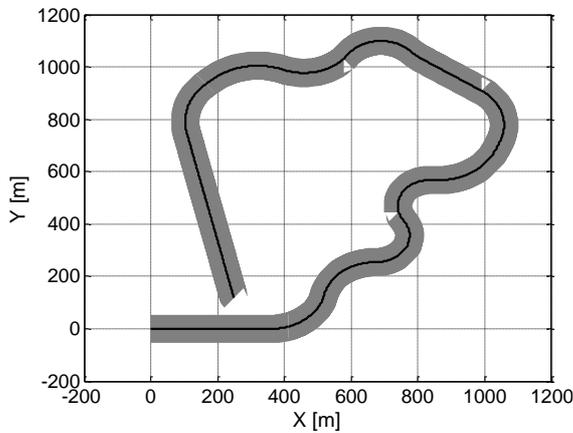
$$\dot{V}_2 = s(-\varepsilon \cdot \text{sign}(s) - ks) - k_T e_T^2 - k_\Phi e_\Phi^2 \leq 0 \quad (4.26)$$

### 4.3 Résultats de simulation

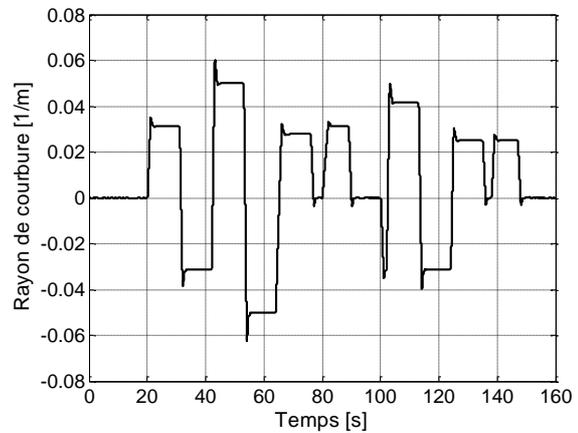
Dans cette section, les résultats de simulation effectuée via Matlab / Simulink montrent l'amélioration de la tenue de route et de la stabilité du véhicule électrique, composé de quatre moteurs roues, effectuant plusieurs manœuvres. Les caractéristiques du véhicule sont résumées dans le tableau A.2 de l'annexe A.

En fait, le véhicule peut avoir des trajectoires très différentes selon la géométrie de la route. Dans notre cas de simulation, le véhicule démarre sur une route plate de l'arrêt à la vitesse de référence de 15 (m/s) (soit 54 (km/h)) et entre dans une succession de virages, à droite et à gauche, qui sont imposés sur le véhicule par l'ordre du conducteur sur l'angle de braquage. Les roues avant du véhicule sont orientées à gauche et à droite selon la trajectoire désirée, Figure 4.6 (a). La Figure 4.6 (b) montre le rayon de courbure. Il est clair que le véhicule démarre de l'arrêt et continue sur sa droite jusqu'au point où l'ordre

de braquage commence à suivre les virages. Cela se manifeste par une variation des coordonnées de la position dans le plan  $(X, Y)$ , Figure 4.6 (a).

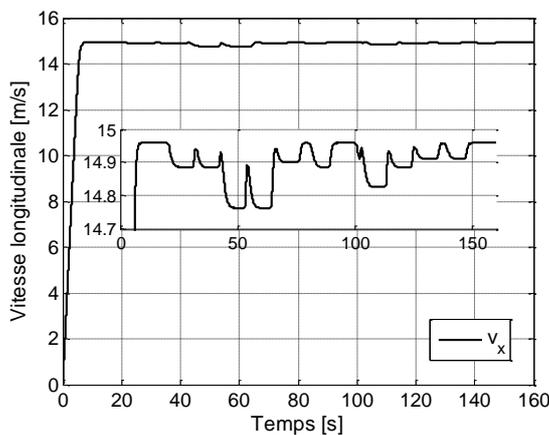


(a) Trajectoire désirée

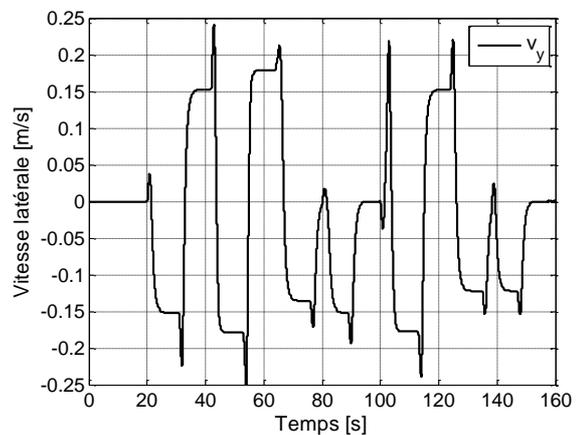


(b) Rayon de courbure

La réponse de l'état dynamique du véhicule étudié est définie par la vitesse longitudinale  $v_x$  et la vitesse latérale  $v_y$ . Les Figures 4.6 (c), (d) et (e) montrent ces réponses qui correspondent à la trajectoire désirée. En effet, la vitesse longitudinale  $v_x$  subit une légère variation lorsque le véhicule prend les virages. Cela est dû aux petits angles de glissement latéral et longitudinal. On constate les vitesses latérale  $v_y$  et de lacet  $r$ , ne se produisent que pendant les virages et disparaissent lorsque le véhicule roule sur une route droite.



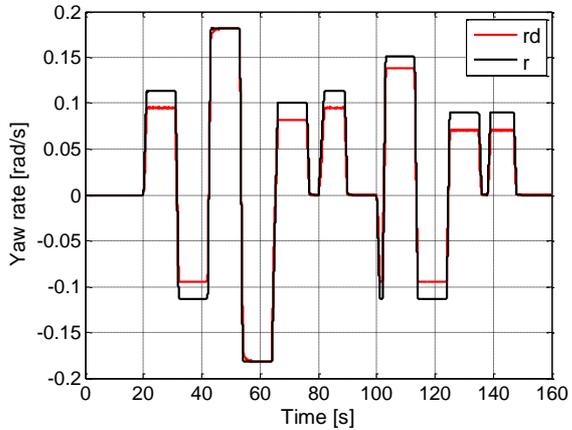
(c) Vitesse longitudinale



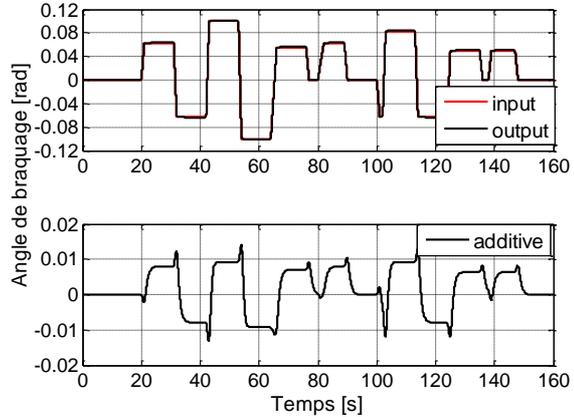
(d) Vitesse latérale

Les Figures 4.6 (e) et 4.6 (f) illustrent les performances de vitesse de lacet et l'angle de braquage respectivement sur le comportement du véhicule. Selon la Figure 4.7 (e), la vitesse de lacet du véhicule contrôlé suit sa vitesse désirée, avec une petite erreur. L'angle de braquage correctif  $\Delta\delta_f$  fourni pour

améliorer la dynamique latérale du véhicule est illustré par la Figure 4.7 (f). Le contrôleur proposé présente des performances de poursuite satisfaisantes pour la vitesse de lacet et la trajectoire désirée.

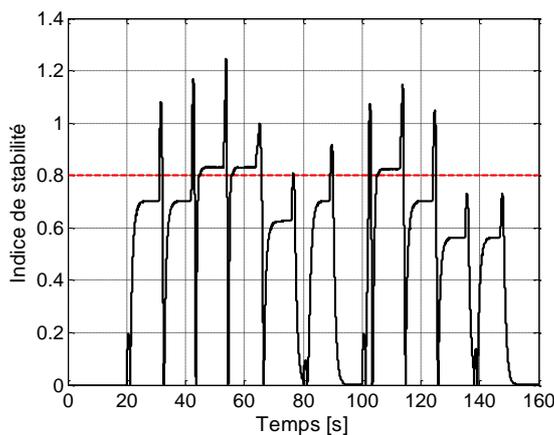


(e) Vitesse de lacet

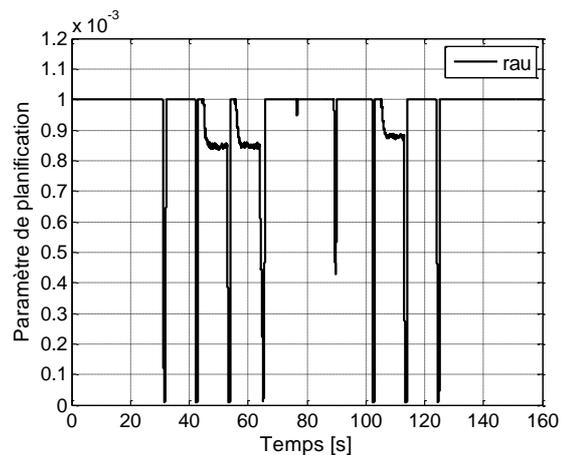


(f) Angle de braquage

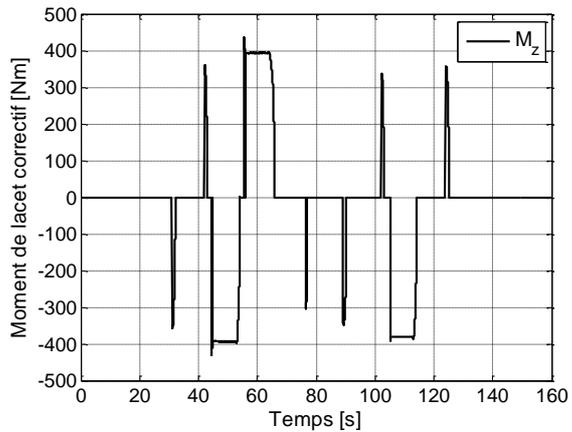
Les Figures 4.6 (g) à 4.6 (j) donnent l'évolution du paramètre de planification  $\rho$  en fonction de l'indice de stabilité  $\aleph$ , et la génération du moment de lacet correctif  $M_z^*$  en fonction de la trajectoire désirée. Ces figures montrent les performances de contrôle intégré proposé, et comment la force de freinage est appliquée sur le véhicule en fonction de l'indice de stabilité  $\aleph$  et du paramètre de planification  $\rho$ . La Figure 4.6 (g) montre que, lorsque l'indice de stabilité  $\aleph < 0.8$ , seule la commande de direction est activée et le moment de lacet de correction  $M_z^*$  est nul, Figure 4.6 (i). Dans ce cas,  $\rho = \rho_{\max}$ , Figure 4.6 (h). Dans d'autres cas, lorsque l'indice de stabilité  $\aleph > 0.8$ , le système de freinage DYC intervient immédiatement pour la commande de direction, et agissent ensemble pour maintenir la tenue de route et la stabilité du véhicule, Figure 4.6 (i) et Figure 4.6 (j).



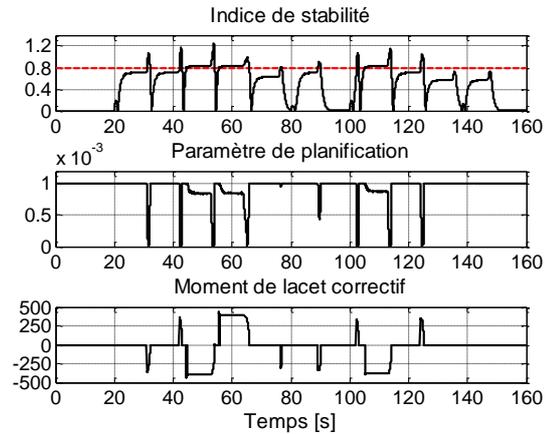
(g) Indice de stabilité



(h) Paramètre de planification

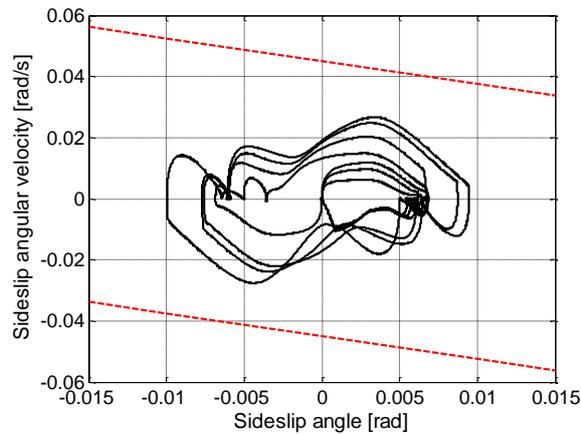


(i) Moment de lacet correctif



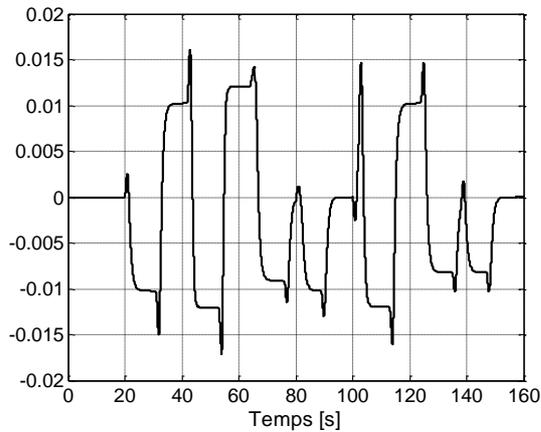
(j) Variations de  $M_z^*$  et  $\rho$  selon  $\delta$

Les changements dynamiques du mouvement de glissement latéral dans le plan de phase sont représentés dans la Figure 4.6 (k). Comme le montre cette figure, le véhicule peut être maintenu dans la région stable en utilisant une commande intégrée pendant que le véhicule pénètre dans la région non sécurisée. Le véhicule est ensuite ramené à la position de conduite normale. On peut voir sur la Figure 4.6 (k) que le véhicule est loin des limites de la région de stabilité, alors que le véhicule n'entre pas dans la région instable.

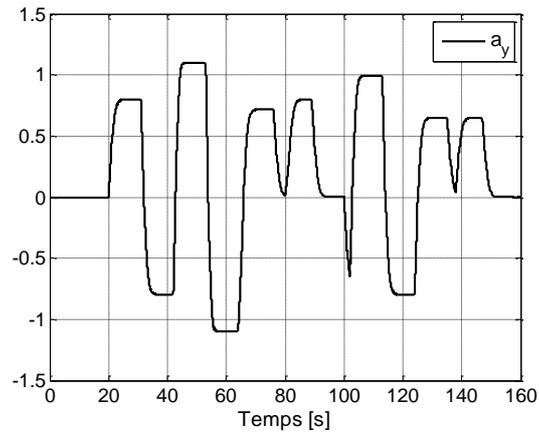


(k) Plan de phase B-B\*

L'angle de dérive et l'accélération latérale du véhicule sont illustrés dans les Figures 4.6 (l) et 4.6 (m). On peut déduire que le véhicule avec la commande intégrée atteint des pics plus faibles pour l'accélération latérale et l'angle de dérive en réponse à l'angle de direction de conducteur. Par conséquent, les performances de manœuvrabilité sont plus améliorées par le contrôleur intégré proposé.

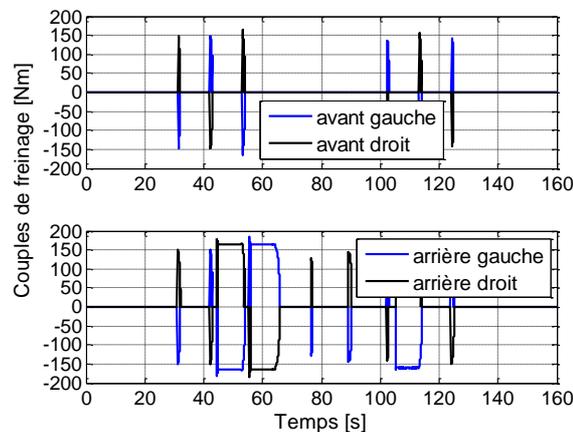


(l) Angle de dérive



(m) Accélération latérale

Les performances du système de freinage DYC utilisant l'indice de stabilité  $\aleph$  et le paramètre de planification  $\rho$  sont illustrées dans les Figures 4.6 (g) et 4.6 (h). Comme le montre la Figure 4.6 (n), lorsque l'indice de stabilité  $\aleph < 0.8$ , la seule commande de direction est active pour améliorer la tenue de route et la stabilité du véhicule. Dès que  $\aleph > 0.8$  est détecté, le système de freinage DYC est activé pour amener le véhicule dans la région de sécurité. On voit bien que le système de freinage ne fonctionne que lorsqu'un cas d'urgence est détectée. Dans ce cas, le frein est activé pour éviter une augmentation inutile de la vitesse du véhicule, et la tenue de route et la stabilité du véhicule sont améliorées par le système de contrôle intégré proposé.

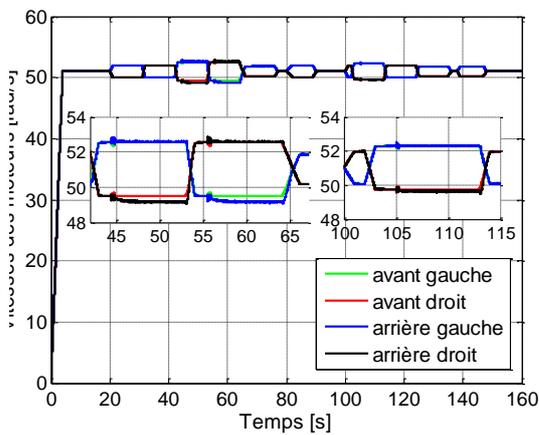


(n) Couples de freinage

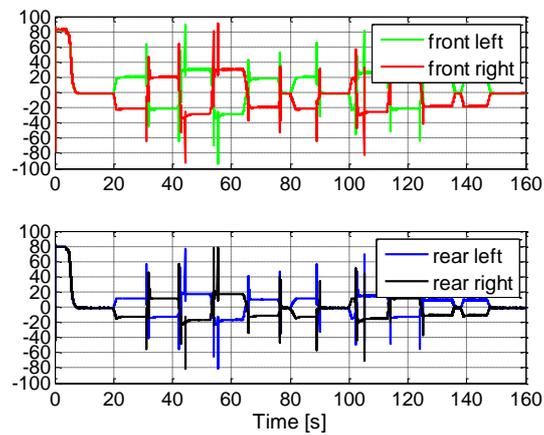
La Figure 4.6 (o) montre les vitesses de rotation des quatre moteurs lorsque le véhicule tourne avec une vitesse constante. On note qu'ils ont les mêmes variations de vitesse lorsque le véhicule roule sur une route droite. Au début de chaque virage, le mécanisme différentiel agit immédiatement sur les quatre moteurs, réduisant les vitesses des roues qui sont à l'intérieur du virage, contrairement à ceux de l'extérieur. A ce moment, les vitesses des roues changent de valeur. Ce changement affectera les variables électriques et mécaniques. Dans le cas d'un virage à droite, les moteurs (M3 et M4) situés en dehors de la

courbe du virage tournent à des vitesses supérieures à celles de (M1 et M2). Alors que, dans le cas d'un virage à gauche, ce sont les moteurs (M1 et M2) tournent à des vitesses supérieures à celles de (M3 et M4), Figure 4.6 (o). Sur la Figure 4.6 (o), on peut voir que le différentiel électrique fournit la différence de vitesse pour les quatre moteurs-roues et adapte les vitesses des roues gauche et droite différemment, selon le sens de braquage (virage). Nous remarquons que le système différentiel électrique a un effet important pour maintenir en permanence la vitesse du véhicule et la vitesse des roues motrices à proximité de leurs profils lors des virages.

La Figure 4.6 (p) illustre la variation des couples moteurs. Nous remarquons des couples moteurs élevés du démarrage à la stabilisation de leurs vitesses. A ce moment, les couples moteurs commencent à diminuer, puis se stabilisent. Après cela, une divergence entre eux est visible à chaque virage. Les couples développés par les moteurs (M1 et M2) sont supérieurs à ceux des moteurs (M3 et M4) dans le cas d'un virage à droite, et inversement dans le cas d'un virage à gauche.

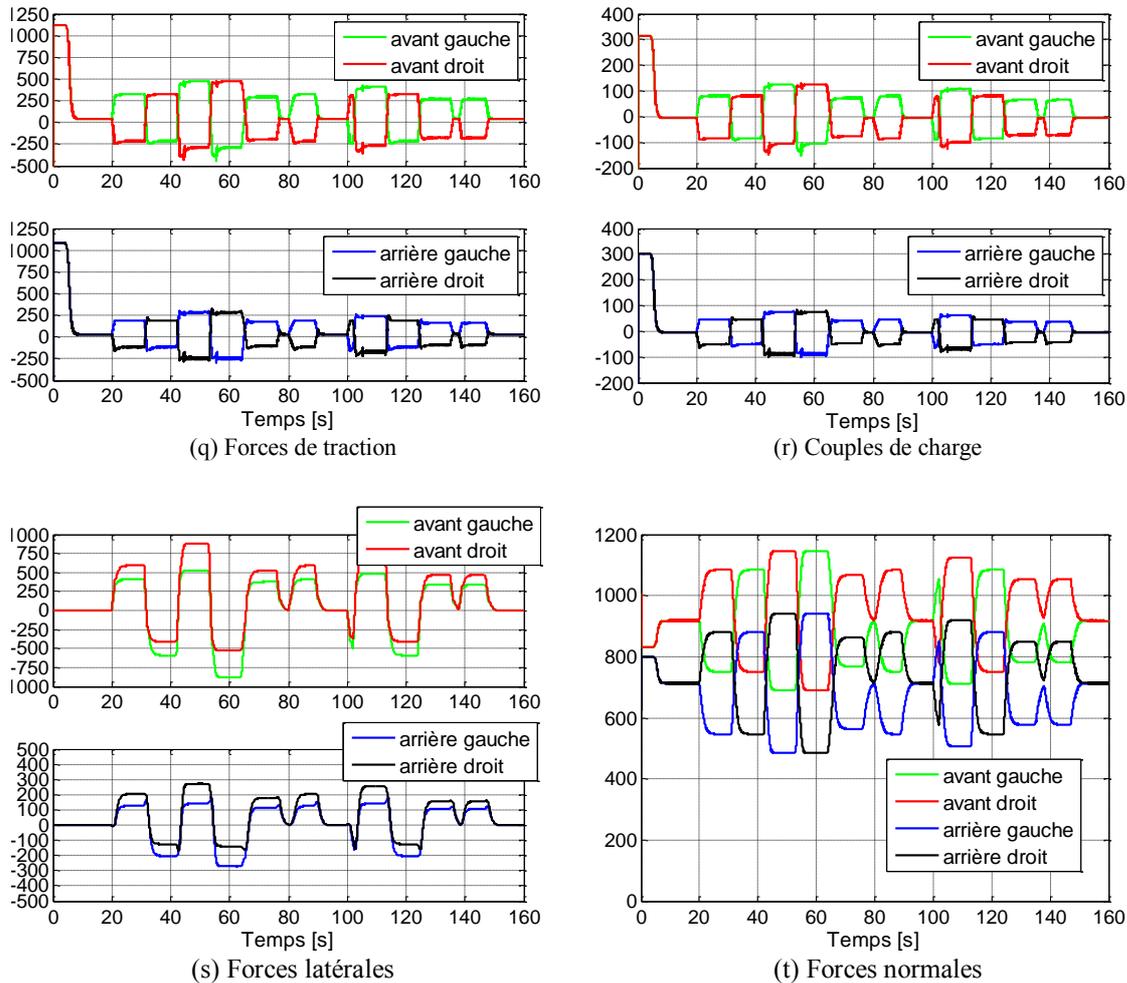


(o) Vitesses du moteur



(p) Couples moteurs

Dans la Figure 4.6 (q), nous illustrons les forces de traction générées par les moteurs de l'essieu avant (M1 et M3) et les deux moteurs de l'essieu arrière (M2 et M4). Premièrement, nous notons de fortes forces de traction fournies par les moteurs pour le déplacement du véhicule au démarrage. Cela nous semble logique car ces forces doivent vaincre les forces de résistance à l'avancement du véhicule. Deuxièmement, nous pouvons également souligner une différence entre les forces de traction lors du passage en virage. En effet, les moteurs à l'intérieur de la courbure de virage produisent des forces de traction inférieures à celles des moteurs à l'extérieur de la courbure de virage. Il en va de même pour les couples de charge imposés aux moteurs, Figure 4.6 (r).



**Figure 4.6** Les résultats de simulation du contrôleur proposé.

Dans cet essai de simulation, il a été montré que les performances de suivi souhaitables sont obtenues en réduisant l'angle de dérive et l'accélération latérale. De plus, l'intégration des systèmes de freinage DYC, AFS et système différentiel électrique a conduit le véhicule à rester dans la région de stabilité malgré les situations critiques (dérapage, survirage ou sous virage).

## 4.4 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est la conception d'un nouveau système de contrôle intégré de la dynamique du véhicule destiné à améliorer la tenue de route du véhicule, les performances de conduite et la stabilisation du mouvement latérale du véhicule électrique, composé de quatre moteurs synchrones à aimants permanents intégrés dans les roues et chaque deux sont alimentés en parallèle par un seul onduleur à cinq bras, un sur l'essieu avant et l'autre sur l'essieu arrière. Pour cela, le contrôle intégré de la direction active avant (AFS), le contrôle directe du moment de lacet (DYC) et le système de différentiel électrique (DE),

basée sur l'analyse de l'indice de stabilité et le paramètre de planification, qui permet de garder la tenue de route et la stabilité du véhicule électrique simultanément. Les résultats de simulation montrent l'efficacité du système de contrôle intégré de la dynamique du véhicule proposé pour la direction avant, le système de freinage et le système de différentiel électrique.

La combinaison réalisée permet d'améliorer la tenue de route du véhicule, les performances de conduite et la stabilité du véhicule électrique à traction intégrale.

# Conclusion Générale

Le travail présenté dans cette thèse a pour but de contribuer à la mise en œuvre des techniques de contrôle avancées d'un véhicule électrique afin d'obtenir un meilleur comportement routier et rendre le système plus performant face à des perturbations ou des comportements inattendus des véhicules. L'objectif de cette thèse est le développement d'un nouveau système avancé de contrôle du véhicule électrique à traction intégrale qui combine un système de direction active, un système de freinage différentiel actif et un système différentiel électrique. L'application faisant l'objet de ce travail de thèse : l'alimentation de quatre machines électriques par deux onduleurs triphasés à cinq bras, et entraînant quatre roues motrices qui contribuent à l'avancement d'un véhicule électrique routier à traction intégrale. Le système de traction étudié appartient à la catégorie des systèmes multimachines multiconvertisseurs.

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé les différentes techniques de contrôle des véhicules électriques ainsi que la modélisation la dynamique du véhicule dans son environnement. Un modèle dynamique à trois degrés de liberté traite les aspects dynamiques du véhicule est présentée.

La machine synchrone à aimants permanents reste un actionneur d'excellence dans la traction électrique de par sa puissance massive importante, son faible coût de maintenance et ses qualités dynamiques. La fonction électronique incontournable de l'onduleur permet la commande de machines électriques qui réalise partiellement ou complètement la fonction de traction du véhicule. Moteur électrique intégré dans chaque roue est l'une des configurations les plus courantes en véhicules électriques qui est connu comme entraînement indépendant à quatre roues (4WID). Dans le deuxième chapitre, une technique de commande Backstepping-DTC a été appliquée à la commande du système de traction bi-machine mono-onduleur, un ensemble de deux moteurs synchrones à aimants permanents alimentés par un onduleur à cinq bras, qui représente un sous-système dans la chaîne de traction électrique d'un véhicule électrique, conférant au véhicule un comportement dynamique similaire à celui imposé par un différentiel mécanique et permettent de répondre à certaines contraintes, imposées par la chaîne de traction, de plus en plus sur le couple. La structure de commande proposée est bénéfique pour optimiser l'efficacité de conduite et améliore la stabilité latérale du véhicule électrique. Elle permet d'assurer un contrôle indépendant de chaque roue selon les commandes de direction, d'accélération ou de freinage du conducteur.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude des différentes techniques de contrôle latérale pour l'amélioration de la stabilité et la sécurité de notre véhicule électrique à traction intégrale lors des situations critiques (dérapage, survirage ou sous virage). Dans la première partie, nous avons présenté un système différentiel électrique qui permet d'assurer d'une part la répartition de puissance sur chaque roue et contrôler les vitesses de rotation des roues motrices avec haute précision afin de passer les virages le plus efficacement possible d'autre part. La sécurité des véhicules électriques nécessite l'amélioration de la stabilité par un contrôle actif. Ensuite, Un système de sécurité active (AFS) a été développé pour améliorer les caractéristiques des véhicules électriques ainsi pour réduire les accidents causés par les

mauvaises manœuvres. Nous avons présenté à la fin du présent chapitre une autre technique de contrôle du moment de lacet (DYC), qui utilise des forces de freinage différentiel entre les roues gauches et droites du véhicule pour produire le moment de lacet correctif requis. Elle exploite l'interaction entre les forces des pneus longitudinales et latérales pour influencer la manœuvrabilité du véhicule. Des simulations ont été effectuées représentant différentes situations de conduite et les différents tests effectués mettent en évidence la robustesse des techniques de contrôle développées.

Le dernier chapitre est consacré à la conception d'un nouveau système avancé de contrôle du véhicule électrique à traction intégrale qui intègre le système de freinage et le système de direction active. Le système de contrôle est conçu sur la base d'un modèle linéaire de véhicule à 2-DOF (Degrée-de liberté). L'objectif de contrôle est de rétablir la vitesse de lacet du véhicule dès que possible à la vitesse de lacet désirée attendu par le conducteur, et de limiter l'utilisation de l'actionneur de freinage seulement lorsque le véhicule va vers l'instabilité. La région de stabilité du véhicule est déduite dans le plan de phase de l'angle de dérive et son dérivé temporel, qui est utilisé pour surveiller le comportement dynamique du véhicule. Les résultats de simulation montrent que l'intégration des systèmes de freinage DYC et AFS a conduit le véhicule à rester dans la région de stabilité malgré les situations critiques (dérapage, survirage ou sous virage), et que la combinaison réalisée permet d'améliorer la tenue de route du véhicule, les performances de conduite et la stabilité du véhicule électrique à traction intégrale.

## **Perspectives**

Les travaux effectués dans cette thèse nous dirigent vers plusieurs perspectives de recherche qu'il apparaît utile de les citer :

- Implantation de la technique de contrôle intégré développée afin de valider les résultats de simulations ;
- Analyse de la région de stabilité latérale pour les véhicules électriques par l'approche par plan de phases ;
- Conception d'un système de contrôle de la stabilité latérale basé sur une répartition coopérative du couple pour un entraînement indépendant à quatre roues motrices (4WID).
- Proposition d'un modèle cybernétique du conducteur cohérent dans le contrôle latéral avec la prise en compte de la saturation des pneus dans les virages ;
- Recherche des solutions mono-onduleur multimachines basées sur la mutualisation des composants électroniques ;
- Contrôle intégré de la stabilité en lacet des véhicules électriques 4WID ;
- Utilisation des moteurs synchrones à aimants permanents intérieurs (IPMSM) comme actionneurs électriques dans les chaînes de traction des véhicules électriques.

## Annexe A

**Tableau A.1 : Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents.**

Type moteur :	Synchrone à aimants permanents
Puissance nominale :	18 kW
Puissance maximale :	30 kW de 2000 à 9000 tr/mn
Couple maximal :	145 N.m
Résistance rotorique :	0,03 $\Omega$
Inductance cyclique dans l'axe $d$ :	0,2 mH
Inductance cyclique dans l'axe $q$ :	0,2 mH
Flux dû aux aimants permanents :	0,08 Wb
Nombre de paires de pôles :	4
Courant nominale	180 A

**Tableau A.2 : Paramètres du véhicule.**

Masse du véhicule :	1562 Kg
Moment d'inertie du véhicule :	2630 Kg.m <sup>2</sup>
Longueur entre le train avant et le centre de gravité :	1.104 m
Longueur entre le train arrière et le centre de gravité :	1.421 m
Longueur entre les deux trains avant et arrière :	2.525 m
Hauteur du centre de gravité :	0.5 m
Moitié de la longueur du train arrière	0.75 m
Section frontale véhicule :	2.04 m <sup>2</sup>
Densité volumique de l'air :	1.2 Kg.m <sup>-3</sup>
Coefficient de pénétration dans l'air :	0.25
Coefficient de résistance au roulement :	0.01
Rigidités au glissement latéral des pneus avant :	37407 N/rad
Rigidités au glissement latéral des pneus arrière :	51918 N/rad
Moment d'inertie de la roue :	1.284 Kg.m <sup>2</sup>
Rayon de la roue : 0.294m	0.294m
Longueur entre le centre de la roue et le point où sa charge agit :	0.0037 m

# Bibliographie

- [1] K. Hartani, A. Draou, and A. Allali, "Sensorless fuzzy direct torque control for high performance electric vehicle with four in-wheel motors," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 8, pp. 530-543, 2013.
- [2] K. Hartani, "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage," thèse de Doctorat, USTO, Oran, Algérie, 2007.
- [3] M. Kant, *La voiture électrique, Technique de l'ingénieur, D5 560*, 2004.
- [4] A. Merah, "Contribution à l'amélioration de la sécurité et la stabilité d'un véhicule électrique à l'aide des systèmes de contrôle latéral et longitudinal", thèse de Doctorat, Université Tahar Moulay de Saida, Saida, 2016.
- [5] K. Hartani, M. Bourahla, Y. Miloud, and M. Sekour, "Electronic differential with direct torque fuzzy control for vehicle propulsion system," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 17, pp. 21-38, 2009.
- [6] K. Hartani and A. Merah, "Electric Vehicle Longitudinal Stability Control Based on a New Multimachine Nonlinear Model Predictive Direct Torque Control," *Journal of Advanced Transportation*, vol. 2017, 2017.
- [7] R. Garcia-Valle and J. A. P. Lopes, *Electric vehicle integration into modern power networks*: Springer Science & Business Media, 2012.
- [8] I. Husain, *Electric and hybrid vehicles: design fundamentals*: CRC press, 2010.
- [9] C.-É. Barbier, "Modélisation et simulation du système véhicule électrique pour la conception et le contrôle de sa chaîne de traction," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, N° d'ordre 938, 1994.
- [10] B. Multon and L. Hirsinger, "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique," in *Journées de la section électrotechnique du club EEA*, Cachan, 22p, 24 et 25 Mars, 1994.
- [11] O. Gizolme, "Modélisation et optimisation d'une machine synchrone et de son alimentation pour la traction électrique", Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, France, 1997.
- [12] B. Multon, "Motorisation des Véhicules Électriques," *Techniques de l'Ingénieur, Article E3996*, vol. E5, Paris, Février 2001.
- [13] C. Chan and K. Chau, *Modern electric vehicle technology* vol. 47: Oxford University Press on Demand, 2001.
- [14] Y. Zhou, S. Li, X. Zhou, and Z. Fang, "The control strategy of electronic differential for EV with four in-wheel motors," in *2010 Chinese Control and Decision Conference*, 2010, pp. 4190-4195.
- [15] M. M. A. Hasan, "Electronic stability control for electric vehicle with 4 in-wheel electric motor", PhD Thesis, Swinburne University of Technology, 2014.
- [16] H. Lovatt, V. Ramsden, and B. Mecrow, "Design of an in-wheel motor for a solar-powered electric vehicle," *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol. 145, no. 5, pp. 402-408, Sep 1998.
- [17] B. Akin, S. B. Ozturk, H. A. Toliyat, and M. Rayner, "DSP-based sensorless electric motor fault-diagnosis tools for electric and hybrid electric vehicle powertrain applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, pp. 2679-2688, 2009.

- [18] X. Zhang and V. Cocquempot, "Fault tolerant control scheme based on active fault diagnosis for the path tracking control of a 4WD electric vehicle," in *2014 IEEE International Symposium on Intelligent Control (ISIC)*, 2014, pp. 2189-2195.
- [19] L. Li, B. Liu, G. Zhao, and H. Sun, "Study on fail-safe strategy of electric power steering system," in *2009 International Conference on Mechatronics and Automation*, 2009, pp. 4775-4779.
- [20] N. Mutoh, Y. Takahashi, and Y. Tomita, "Failsafe drive performance of FRID electric vehicles with the structure driven by the front and rear wheels independently," *IEEE Transactions on Industrial electronics*, vol. 55, pp. 2306-2315, 2008.
- [21] M. PORNIN, "Traction électrique automobile routière", Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie électrique, juin 1981.
- [22] X. Yuan, J. Wang, and K. Colombage, "Torque distribution strategy for a front and rear wheel driven electric vehicle", *6<sup>th</sup> IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, March, Bristol, UK, pp. 1-6, 2012.
- [23] D. Bidart, M. Pietrzak-David, P. Maussion, and M. Fadel, "Mono inverter dual parallel PMSM-structure and control strategy," in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008, pp. 268-273.
- [24] D. Bidart, "Commande coopérative des systèmes monoconvertisseurs multimachines synchrones", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2011.
- [25] A. Bouscayrol, "Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multimachines asynchrones: application à la motorisation d'un robot mobile", Thèse de doctorat, INPT, Toulouse, 95 INPT 0008, 200 p, 1995.
- [26] R. Peña Eguiluz, "Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse 2002.
- [27] R. Rajamani, "Vehicle dynamics and control, 2006," ed: Springer, New York.
- [28] G. Tagne, R. Talj, and A. Charara, "Contrôle latéral d'un véhicule autonome par mode glissant du second ordre," in *5èmes Journées Doctorales/Journées Nationales MACS*, 2013.
- [29] L. Saleh, "Contrôle latéral partagé d'un véhicule automobile", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2012.
- [30] N. Aouadj, K. Hartani, A. Merah, and M. Khalfaoui, "Développement d'une assistance active au contrôle latéral d'un véhicule électrique basé sur la dynamique de lacet," presented at the Première Conférence Internationale sur les Réseaux Electriques Intelligents CIREI'19 ENP-MA-Oran, 28-29 Avril, 2019.
- [31] N. Aouadj, K. Hartani, A. Merah, and M. Khalfaoui, "Développement d'un système de sécurité active pour le contrôle latéral d'un véhicule routier," presented at the 11ème Conférence Mécanique, EMP, Bordj El Bahri, 10 -11 Avril, 2018.
- [32] N. Aouadj, K. Hartani, and A. Merah, "Advanced Lateral Control of Electric Vehicle Based on Fuzzy Front Steering System," in *International Conference in Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems*, 2019, pp. 259-271.
- [33] M. Sekour, "Contribution à la commande robuste d'un système de traction multimachine– Application au véhicule électrique," Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran, 2013.
- [34] C. Chan, "An overview of electric vehicle technology," *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, pp. 1202-1213, 1993.
- [35] G. Genta, *Motor vehicle dynamics: modeling and simulation* vol. 43: World Scientific, 1997.

- [36] N. Hashemnia and B. Asaei, "Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles," in *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, 2008, pp. 1-5.
- [37] G. Nanda and N. C. Kar, "A survey and comparison of characteristics of motor drives used in electric vehicles," in *Electrical and Computer Engineering, 2006. CCECE'06. Canadian Conference on*, 2006, pp. 811-814.
- [38] A. Bălățanu and L. M. Florea, "Comparison of electric motors used for electric vehicles propulsion," in *Proceeding of International Conference of Scientific Paper AFASES*, 2013.
- [39] M. Terashima, T. Ashikaga, T. Mizuno, K. Natori, N. Fujiwara, and M. Yada, "Novel motors and controllers for high-performance electric vehicle with four in-wheel motors," *IEEE Transactions on Industrial electronics*, vol. 44, pp. 28-38, 1997.
- [40] S. Wu, L. Song, and S. Cui, "Study on improving the performance of permanent magnet wheel motor for the electric vehicle application," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, pp. 438-442, 2007.
- [41] C. Sayah and S. Ghanem, "“ Etude et conception des régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d’un moteur synchrone à aimants permanents ” Thèse de master, UTMS, Juin 2018.."
- [42] N. Aouadj, K. Hartani, C. Sayah, and S. Ghanem, "“ Controle Backstepping-DTC d’une chaîne de traction synchrone d’un véhicule électrique," in *Première Conférence Internationale sur les Réseaux Electriques Intelligents CIREI'19*, ENP-MA- Oran, 28-29 Avril, 2019.
- [43] N. Aouadj, K. Hartani, and T. M. Chikouche, "A Robust Control Design for Minimizing Torque Ripple in PMSMS for Vehicular Propulsion," in *International Conference in Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems*, 2019, pp. 236-245.
- [44] N. Aouadj, K. Hartani, and F. Mekri, "New Integrated Vehicle Dynamics Control System Based on the Coordination of AFS, DYC, and ED for Improvements in Vehicle Handling and Stability," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 4, 2020.
- [45] C. French and P. Acarnley, "Direct torque control of permanent magnet drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, pp. 1080-1088, 1996.
- [46] T. Vyncke, R. Boel, and J. Melkebeek, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motors—an overview," in *Proceedings of the 3rd IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering*, 2006.
- [47] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Hu, K. Lim, and M. Rahman, "A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE transactions on Energy Conversion*, vol. 14, pp. 637-642, 1999.
- [48] A. Sivaprakasam and T. Manigandan, "An alternative scheme to reduce torque ripple and mechanical vibration in direct torque controlled permanent magnet synchronous motor," *Journal of Vibration and Control*, vol. 21, pp. 855-871, 2015.
- [49] J.-K. Kang and S.-K. Sul, "New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, pp. 1076-1082, 1999.
- [50] X. Jiaqun, T. Renyuan, and O. Minggao, "Improved direct torque control of permanent magnet synchronous motor in electric vehicle drive," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC'08. IEEE*, 2008, pp. 1-4.
- [51] Y. Zhang and J. Zhu, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 235-248, 2011.

- [52] K. Hartani, M. Bourahla, Y. Miloud, and M. Sekour, "'Commande DTC d'un groupe motopropulseur synchrone dans une application de traction électrique'," presented at the ICEEA'08, Sidi Bel Abbés, , Mai 20-21, 2008.
- [53] A. Draou and K. Hartani, "A novel direct torque control scheme for PMSM for improving quality in torque and flux," *system*, vol. 10, p. 12, 2012.
- [54] J. Yu, B. Chen, and H. Yu, "Position tracking control of induction motors via adaptive fuzzy backstepping," *Energy Conversion and Management*, vol. 51, pp. 2345-2352, 2010.
- [55] X. Li and S. Li, "Speed control for a PMSM servo system using model reference adaptive control and an extended state observer," *Journal of Power Electronics*, vol. 14, pp. 549-563, 2014.
- [56] T.-H. Liu, H.-T. Pu, and C.-K. Lin, "Implementation of an adaptive position control system of a permanent-magnet synchronous motor and its application," *IET electric power applications*, vol. 4, pp. 121-130, 2010.
- [57] B. Arnet and M. Jufer, "Torque control on electric vehicles with separate wheel drives," 1997.
- [58] B. Arnet and M. Jufer, "Motor short-circuit on vehicles with multiple drives," 1998.
- [59] F. Giri, *AC electric motors control: advanced design techniques and applications*: John Wiley & Sons, 2013.
- [60] B. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives" by Prentice-Hall," *Inc, Publication*, pp. 70-74, 2002.
- [61] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines. Generalized method analysis, part I and part II," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. vol. 48, pp. 716-730, 1929.
- [62] M. E. Haque, L. Zhong, and M. Rahman, "Improved trajectory control for an interior permanent magnet synchronous motor drive with extended operating limit," *Journal of Electrical & Electronics Engineering, Australia*, vol. 22, p. 49, 2003.
- [63] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, "Power Electronics-Converters, Applications and Design, New Dehli," ed: India: John Wiley I& Sons, Inc, 2007.
- [64] S. Haghbin, K. Khan, S. Lundmark, M. Alaküla, O. Carlson, M. Leksell, and O. Wallmark, "Integrated chargers for EV's and PHEV's: examples and new solutions," in *The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010*, 2010, pp. 1-6.
- [65] A. F. Burke, "Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 806-820, 2007.
- [66] R. Marino and P. Tomei, *Nonlinear control design: geometric, adaptive and robust*: Prentice Hall International (UK) Ltd., 1996.
- [67] W. Gao, J. Y. Hung, and J. C. Hung, "Variable structure control: A survey," *IEEE Transactions on Industrial electronics*, vol. 40, pp. 2-22, 1993.
- [68] X. Zhang, L. Sun, K. Zhao, and L. Sun, "Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1358-1365, 2013.
- [69] H. Bühler, *Réglage par mode de glissement*: PPUR presses polytechniques, 1986.
- [70] C. J. Fallaha, M. Saad, H. Y. Kanaan, and K. Al-Haddad, "Sliding-mode robot control with exponential reaching law," *IEEE Transactions on Industrial electronics*, vol. 58, pp. 600-610, 2011.
- [71] B. Ning, S. Cheng, and Y. Qin, "Direct torque control of PMSM using sliding mode backstepping control with extended state observer," *Journal of Vibration and Control*, vol. 24, pp. 694-707, 2018.

- [72] J. Yao, Z. Jiao, and D. Ma, "Adaptive robust control of DC motors with extended state observer," *IEEE Transactions on Industrial electronics*, vol. 61, pp. 3630-3637, 2013.
- [73] J. Han, "From PID to active disturbance rejection control," *IEEE Transactions on Industrial electronics*, vol. 56, pp. 900-906, 2009.
- [74] R. Miklošovic and Z. Gao, "A robust two-degree-of-freedom control design technique and its practical application," in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, 2004, pp. 1495-1502.
- [75] A. Wang, X. Jia, and S. Dong, "A new exponential reaching law of sliding mode control to improve performance of permanent magnet synchronous motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, pp. 2409-2412, 2013.
- [76] D. O. Neascu, "Space vector modulation – an introduction " presented at the IECON'01 : The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Denver, USA, Nov 29 to Dec 02, 2001.
- [77] J. Xu, J. Xu, Y. Xu, and F. Wang, "Direct torque control of induction machines using discrete space vector modulation applied to traction," in *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003.*, 2003, pp. 1200-1202.
- [78] A. Miloudi, "Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone," PhD Thesis, University of Mohamed Boudiaf of Oran, Algeria, 2006.
- [79] K. Hartani, A. Taibi, Y. Miloud, and A. Miloudi, "A New Strategy of Direct Torque Control for PMSM Reducing Ripple in Torque and Flux " presented at the 6th International Conference on Electrical Engineering, Batna, 11- 13 October 2010.
- [80] B. Tabbache, S. Douida, M. Benbouzid, D. Diallo, and A. Kheloui, "Direct torque control of five-leg inverter-dual induction motor powertrain for electric vehicles," *Electrical Engineering*, vol. 99, pp. 1073-1085, 2017.
- [81] B. Tabbache, K. Rebaa, K. Marouani, M. Benbouzid, and A. Kheloui, "Independent control of two induction motors fed by a five legs PWM inverter for electric vehicles," in *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2013, pp. 629-634.
- [82] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Sensorless direct torque control of five-phase interior permanent-magnet motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 952-959, 2007.
- [83] M. Jalali, S. Khosravani, A. Khajepour, S.-k. Chen, and B. Litkouhi, "Model predictive control of vehicle stability using coordinated active steering and differential brakes," *Mechatronics*, vol. 48, pp. 30-41, 2017.
- [84] K. Iwano, P. Raksincharensak, and M. Nagai, "A study on shared control between the driver and an active steering control system in emergency obstacle avoidance situations," *IFAC proceedings volumes*, vol. 47, pp. 6338-6343, 2014.
- [85] H. Jing, R. Wang, M. Chadli, C. Hu, F. Yan, and C. Li, "Fault-tolerant control of four-wheel independently actuated electric vehicles with active steering systems," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, pp. 1165-1172, 2015.
- [86] J. Wu, S. Cheng, B. Liu, and C. Liu, "A human-machine-cooperative-driving controller based on AFS and DYC for vehicle dynamic stability," *Energies*, vol. 10, p. 1737, 2017.
- [87] J. Wu, X. Wang, L. Li, and Y. Du, "Hierarchical control strategy with battery aging consideration for hybrid electric vehicle regenerative braking control," *Energy*, vol. 145, pp. 301-312, 2018.
- [88] J. H. Park, " $H_{\infty}$  direct yaw-moment control with brakes for robust performance and stability of vehicles," *JSME International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, vol. 44, pp. 404-413, 2001.

- [89] T. L. Lam, H. Qian, and Y. Xu, "Direct yaw moment control for four wheel independent steering and drive vehicles based on centripetal force detection," in *2012 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2012, pp. 103-108.
- [90] N. Chen, B. J. Zhang, and G. H. Zhong, "Enhancements in vehicle stability with yaw moment control via differential braking," in *2009 IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety (ICVES)*, 2009, pp. 136-140.
- [91] J. Yamakawa and K. Watanabe, "A method of optimal wheel torque determination for independent wheel drive vehicles," *Journal of terramechanics*, vol. 43, pp. 269-285, 2006.
- [92] R. P. Osborn and T. Shim, "Independent control of all-wheel-drive torque distribution," *Vehicle System Dynamics*, vol. 44, pp. 529-546, 2006.
- [93] F. Tahami, R. Kazemi, and S. Farhanghi, "A novel driver assist stability system for all-wheel-drive electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 52, pp. 683-692, 2003.
- [94] S. I. Sakai, H. Sado, and Y. Hori, "Dynamic driving/braking force distribution in electric vehicles with independently driven four wheels," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 138, pp. 79-89, 2002.
- [95] M. Shino and M. Nagai, "Independent wheel torque control of small-scale electric vehicle for handling and stability improvement," *Jsaе Review*, vol. 24, pp. 449-456, 2003.
- [96] H. Fujimoto, A. Tsumasaka, and T. Noguchi, "Direct yaw-moment control of electric vehicle based on cornering stiffness estimation," in *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.*, 2005, p. 6 pp.
- [97] P. He and Y. Hori, "Optimum traction force distribution for stability improvement of 4WD EV in critical driving condition," in *9th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, 2006.*, 2006, pp. 596-601.
- [98] J. Kim and H. Kim, "Electric vehicle yaw rate control using independent in-wheel motor," in *2007 Power Conversion Conference-Nagoya*, 2007, pp. 705-710.
- [99] K. Hartani, A. Merah, and A. Draou, "Stability enhancement of four-in-wheel motor-driven electric vehicles using an electric differential system," *Journal of Power Electronics*, vol. 15, pp. 1244-1255, 2015.
- [100] N. Aouadj, K. Hartani, and M. Sekour, "Intégration d'un mécanisme différentiel dans une chaîne de traction d'un véhicule électrique à quatre roues motrices en vue de l'amélioration de sa stabilité latérale," presented at the latérale'' Première Conférence National sur Electrotechnique et Energie Renouvelable CNEER'18, Saida, 13-14 Novembre, 2018.
- [101] L.-y. YU, P.-l. YUN, C.-y. BAO, J.-b. YI, Y.-j. ZHENG, and Y.-q. LI, "On Lateral Stability Analysis of Steering-by-Wire System Based on Fuzzy PID Control," *Journal of Shandong Jiaotong University*, vol. 1, pp. 4-7, 2014.
- [102] J. Feng, C. Bao, J. Wu, S. Cheng, G. Xu, and S. Liu, "Research on methods of active steering control based on receding horizon control," *Energies*, vol. 11, p. 2243, 2018.
- [103] J. Wu, Y. Zhao, X. Ji, Y. Liu, and L. Zhang, "Generalized internal model robust control for active front steering intervention," *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, vol. 28, pp. 285-293, 2015.
- [104] W. Zhao, H. Zhang, and Y. Li, "Displacement and force coupling control design for automotive active front steering system," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 106, pp. 76-93, 2018.
- [105] N. Aouadj, K. Hartani, A. Merah, and M. Khalaoui, "Développement d'un système de sécurité active en vue de l'amélioration du contrôle latéral d'un véhicule routier," presented at the Première Conférence National sur Electrotechnique et Energie Renouvelable CNEER'18 Saida, , 13-14 Novembre, 2018.

- [106] W. Klier, R. Grossheim, and W. Schuster, "Control algorithms for superposition steering systems to adapt and improve steering characteristics," SAE Technical Paper 0148-7191, 2005.
- [107] H. B. Pacejka, "Tyre and Vehicle Dynamics, ed," *SAE International*, vol. 2, 2002.
- [108] M. Nagai, S. Yamanaka, and Y. Hirano, "Integrated control of active rear wheel steering and yaw moment control using braking forces," *JSME International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, vol. 42, pp. 301-308, 1999.
- [109] W. A. Oraby, "Improvement of vehicle lateral stability during overtaking process by active front steering system," SAE Technical Paper 0148-7191, 2007.
- [110] W. Klier and W. Reinelt, "Active front steering (part 1): Mathematical modeling and parameter estimation," SAE Technical Paper 0148-7191, 2004.
- [111] J.-Y. Zhang, J.-W. Kim, K.-B. Lee, and Y.-B. Kim, "Development of an active front steering (AFS) system with QFT control," *International Journal of Automotive Technology*, vol. 9, pp. 695-702, 2008.
- [112] A. Ahmed, V. Rawat, and R. Bhat, "Active front independent steering system and its control for road vehicle with understeer characteristics," in *Proceedings of the International Conference on Advances in Electrical and Mechanical Engineering (ICAEME'12)*, 2012, pp. 18-19.
- [113] J. He, "Integrated vehicle dynamics control using active steering, driveline and braking," University of Leeds, 2005.
- [114] R. Karbalaei, M. Ali, S. H. Tabatabaei, R. Kazemi, and A. Ghaffari, "Integrated control of AFS and DYC in the vehicle yaw stability management system using fuzzy logic control," SAE Technical Paper 0148-7191, 2008.
- [115] B. Li and F. Yu, "Design of a vehicle lateral stability control system via a fuzzy logic control approach," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, vol. 224, pp. 313-326, 2010.
- [116] W. Cho, J. Yoon, J. Kim, J. Hur, and K. Yi, "An investigation into unified chassis control scheme for optimised vehicle stability and manoeuvrability," *Vehicle System Dynamics*, vol. 46, pp. 87-105, 2008.
- [117] C. March and T. Shim, "Integrated control of suspension and front steering to enhance vehicle handling," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, vol. 221, pp. 377-391, 2007.
- [118] S.-B. Lu, Y.-N. Li, S.-B. Choi, L. Zheng, and M.-S. Seong, "Integrated control on MR vehicle suspension system associated with braking and steering control," *Vehicle System Dynamics*, vol. 49, pp. 361-380, 2011.
- [119] K. Ogata and Y. Yang, *Modern control engineering* vol. 5: Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2010.
- [120] G. Nakhaie-Jazar, A. Naghshineh-Poor, and M. Aghabaik-Lavassani, "Time and energy optimal control by a new way based on central difference approximation of equation of motion with application to robot control," in *Proceedings of IEEE International Conference on Control and Applications*, 1993, pp. 377-382.
- [121] Y. Shibahata, K. Shimada, and T. Tomari, "Improvement of vehicle maneuverability by direct yaw moment control," *Vehicle System Dynamics*, vol. 22, pp. 465-481, 1993.
- [122] C. Fu, R. Hoseinnezhad, R. Jazar, A. Bab-Hadiashar, and S. Watkins, "Electronic differential design for vehicle side-slip control," in *2012 International Conference on Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS)*, 2012, pp. 306-310.
- [123] J.-M. Yang and J.-H. Kim, "Sliding mode control for trajectory tracking of nonholonomic wheeled mobile robots," *IEEE Transactions on robotics and automation*, vol. 15, pp. 578-587, 1999.

- [124] B. B. M. e. comarsal, "«Logique floue : principe, aide à la décision," Edition Hermes science, lavopsier, 2003.
- [125] M. Doumiati, O. Sename, L. Dugard, J.-J. Martinez-Molina, P. Gaspar, and Z. Szabo, "Integrated vehicle dynamics control via coordination of active front steering and rear braking," *European Journal of Control*, vol. 19, pp. 121-143, 2013.
- [126] J. Y. Wong, "Theory of Ground Vehicles John Wiley & Sons," *Inc., New York*, 2001.
- [127] Y. Kawaguchi, H. Eguchi, T. Fukao, and K. Osuka, "Passivity-based adaptive nonlinear control for active steering," in *2007 IEEE International Conference on Control Applications*, 2007, pp. 214-219.
- [128] K. Nam, H. Fujimoto, and Y. Hori, "Lateral stability control of in-wheel-motor-driven electric vehicles based on sideslip angle estimation using lateral tire force sensors," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, pp. 1972-1985, 2012.
- [129] Y. Hirano and K. Fukatani, "Development of robust active rear steering control for automobile," *JSME International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, vol. 40, pp. 231-238, 1997.
- [130] S. Zheng, H. Tang, Z. Han, and Y. Zhang, "Controller design for vehicle stability enhancement," *Control Engineering Practice*, vol. 14, pp. 1413-1421, 2006.
- [131] M. Choi and S. B. Choi, "Model predictive control for vehicle yaw stability with practical concerns," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, pp. 3539-3548, 2014.
- [132] M. M. Ariff, H. Zamzuri, N. N. Idris, S. Mazlan, and M. M. Nordin, "Direct Yaw Moment Control of Independent-Wheel-Drive Electric Vehicle (IWD-EV) Via Composite Nonlinear Feedback Controller," in *2014 First International Conference on Systems Informatics, Modelling and Simulation*, 2014, pp. 88-93.
- [133] M. Aripin, Y. Md Sam, K. A. Danapalasingam, K. Peng, N. Hamzah, and M. Ismail, "A review of active yaw control system for vehicle handling and stability enhancement," *International journal of vehicular technology*, vol. 2014, 2014.
- [134] M. Selby, W. Manning, M. Brown, and D. Crolla, "A comparison of the relative benefits of active front steering and active rear steering when coordinated with direct yaw moment control," in *Proceedings of ASME Int. Mechanical Engineering Congress and Exposition*, 2001, pp. 1-6.
- [135] B. A. Guvenc, T. Acarman, and L. Guvenc, "Coordination of steering and individual wheel braking actuated vehicle yaw stability control," in *IEEE IV2003 Intelligent Vehicles Symposium. Proceedings (Cat. No. 03TH8683)*, 2003, pp. 288-293.
- [136] B. A. Guvenc, L. Guvenc, and S. Karaman, "Robust yaw stability controller design and hardware-in-the-loop testing for a road vehicle," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, pp. 555-571, 2008.
- [137] S. Di Cairano and H. E. Tseng, "Driver-assist steering by active front steering and differential braking: design, implementation and experimental evaluation of a switched model predictive control approach," in *49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, 2010, pp. 2886-2891.
- [138] M. Schiebahn, P. W. Zegelaar, M. Lakehal-Ayat, and O. Hofmann, "The yaw torque influence of active systems and smart actuators for coordinated vehicle dynamics controls," *Vehicle System Dynamics*, vol. 48, pp. 1269-1284, 2010.
- [139] J. Tjonnas and T. A. Johansen, "Stabilization of automotive vehicles using active steering and adaptive brake control allocation," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 18, pp. 545-558, 2009.
- [140] X. Yang, Z. Wang, and W. Peng, "Coordinated control of AFS and DYC for vehicle handling and stability based on optimal guaranteed cost theory," *Vehicle System Dynamics*, vol. 47, pp. 57-79, 2009.

- [141] C. Poussot-Vassal, O. Sename, L. Dugard, and S. Savaresi, "Vehicle dynamic stability improvements through gain-scheduled steering and braking control," *Vehicle System Dynamics*, vol. 49, pp. 1597-1621, 2011.
- [142] W. Liang, H. Yu, R. McGee, M. Kuang, and J. Medanic, "Vehicle pure yaw moment control using differential tire slip," in *2009 American Control Conference*, 2009, pp. 3331-3336.
- [143] S. Di Cairano, H. Tseng, D. Bernardini, and A. Bemporad, "Steering vehicle control by switched model predictive control," *IFAC proceedings volumes*, vol. 43, pp. 1-6, 2010.
- [144] S. Inagaki, I. Kushiro, and M. Yamamoto, "Analysis on vehicle stability in critical cornering using phase-plane method," *Jsaе Review*, vol. 2, p. 216, 1995.
- [145] M. A. Selby, "Intelligent vehicle motion control," University of Leeds, 2003.
- [146] E. Mousavinejad, Q.-L. Han, F. Yang, Y. Zhu, and L. Vlacic, "Integrated control of ground vehicles dynamics via advanced terminal sliding mode control," *Vehicle System Dynamics*, vol. 55, pp. 268-294, 2017.
- [147] B. A. Guvenc, T. Bunte, D. Odenthal, and L. Guvenc, "Robust two degree-of-freedom vehicle steering controller design," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 12, pp. 627-636, 2004.
- [148] P. Falcone, F. Borrelli, J. Asgari, H. E. Tseng, and D. Hrovat, "Predictive active steering control for autonomous vehicle systems," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 15, pp. 566-580, 2007.
- [149] Y. Hirano, "Development of robust active rear steering control," in *Proceedings of International Symposium on Advanced Vehicle Control, 1996*, 1996.
- [150] S. Anwar, "Generalized predictive control of yaw dynamics of a hybrid brake-by-wire equipped vehicle," *Mechatronics*, vol. 15, pp. 1089-1108, 2005.
- [151] A. Merah, K. Hartani, and A. Draou, "A new shared control for lane keeping and road departure prevention," *Vehicle System Dynamics*, vol. 54, pp. 86-101, 2016.
- [152] A. Merah and K. Hartani, "Shared steering control between a human and an automation designed for low curvature road," *International journal of vehicle safety*, vol. 9, pp. 136-158, 2016.
- [153] K. Hartani, M. Khalfaoui, A. Merah, and N. Aouadj, "A Robust Wheel Slip Control Design with Radius Dynamics Observer for EV," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 2, pp. 135-146, 2018.
- [154] K. Hartani and A. Draou, "A new multimachine robust based anti-skid control system for high performance electric vehicle," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 9, pp. 214-230, 2014.
- [155] M. Khalfaoui, K. Hartani, A. Merah, and N. Aouadj, "Development of shared steering torque system of electric vehicles in presence of driver behaviour estimation," *International Journal of Vehicle Autonomous Systems*, vol. 14, pp. 18-39, 2018.
- [156] Y. Xu, Y. Lei, and D. Sha, "Backstepping direct torque control of permanent magnet synchronous motor with RLS parameter identification," in *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2014, pp. 573-578.
- [157] H. Sun, X. Cui, and C. Tang, "Back-stepping adaptive SVM direct torque control of SPMSM drive system," *Indonesian J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 12, pp. 6587-6593, 2014.
- [158] J. Liu and X. Wang, "Advanced sliding mode control," in *Advanced Sliding Mode Control for Mechanical Systems*, ed: Springer, 2011, pp. 81-96.