

N°d'ordre :

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

**Faculté de Technologie**

## **Thèse**

Présentée pour obtenir le diplôme de

### **Doctorat 3ième Cycle**

**Spécialité : Commande des systèmes Electro-énergétiques**

**Filière : Electrotechnique**

Par :

**Mohamed KHALFAOUI**

Thème :

**Contribution à l'analyse des systèmes d'assistance préventive au  
contrôle latéral d'un véhicule électrique**



Thèse soutenue le 02/05/2019 devant le jury composé de :

| <b>N°</b> | <b>Nom et prénom</b> | <b>Grade</b> | <b>Etablissement</b>                   | <b>Qualité</b> |
|-----------|----------------------|--------------|--|----------------|
| 01        | Miloud Yahia         | Prof         | Université de Saida – Dr. Moulay Tahar | Président      |
| 02        | Hartani Kada         | Prof         | Université de Saida – Dr. Moulay Tahar | Rapporteur     |
| 03        | Miloudi Abdellah     | Prof         | Université de Saida – Dr. Moulay Tahar | Examineur      |
| 04        | Ghalem Bachir        | Prof         | Université Mohamed Boudiaf d’Oran      | Examineur      |
| 05        | Bendjebar Mokhtar    | MCA          | Université Mohamed Boudiaf d’Oran      | Examineur      |
| 06        | Sekour M’hamed       | MCA          | Université de Saida – Dr. Moulay Tahar | Examineur      |

## Remerciement

Tout d'abord, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **Kada .Hartani**, Professeur à l'Université Moulay Tahar Saida, pour avoir dirigé cette thèse. Ses grandes qualités pédagogiques et humaines ainsi que ses remarques judicieuses, son soutien, sa gentillesse et sa grande disponibilité m'ont permis de finaliser au mieux ce travail.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur **Miloud .Yahya**, Professeur à l'Université Moulay Tahar Saida, pour avoir accepté la présidence du jury.

Je remercie également messieurs **Miloudi Abdellah**, Professeur à l'Université Moulay Tahar Saida, **Ghalem Bachir**, Professeur à l'Université d'Oran – Mohamed Boudiaf, **Bendjebar Mokhtar**, Maître de Conférence (A) à l'Université d'Oran – Mohamed Boudiaf et **Sekour M'hamed**, Maître de Conférence (A) à l'Université Moulay Tahar Saida pour l'intérêt qu'ils ont manifesté cette thèse en acceptant d'en être les examinateurs.

Je remercie également mes amis et collègues du laboratoire Génie Electrotechnique : **Merah Abdelkader**, **Nordine Aouadj**, **Khaled Ben yahya**, **Hamlat Aissa** et tous les autres que je n'ai pas cités, avec qui j'ai passé des moments inoubliables, qu'ils trouvent ici mes remerciements les plus sincères.

Mes vifs remerciements vont à mes parents, mes frères et sœurs, je ne saurais oublier le soutien compréhensif de ma grand famille et tout particulièrement de celles et ceux qui m'ont encouragé, inspiré et soutenu durant toutes ces années de recherche. Je dédie donc ce travail à toute ma famille.

Mohamed Khalfaoui

*Table des matières*

---

|                                   |           |
|-----------------------------------|-----------|
| <b>LISTE DES FIGURES.....</b>     | <b>I</b>  |
| <b>LISTE DES TABLEAUX .....</b>   | <b>V</b>  |
| <b>LISTE DES SYMBOLES .....</b>   | <b>VI</b> |
| <b>INTRODUCTION GENERALE.....</b> | <b>1</b>  |

***Chapitre 1***

***Modélisation des éléments de la chaîne de traction d'un véhicule électrique***

|   |           |
|---|-----------|
| <b>1.1 INTRODUCTION .....</b>   | <b>6</b>  |
| <b>1.2 MODELISATION DE LA PARTIE ELECTRIQUE DE LA CHAINE DE TRACTION.....</b> | <b>6</b>  |
| 1.2.1 ÉLÉMENTS DE LA CHAINE DE TRACTION .....                                 | 6         |
| 1.2.2 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS .....         | 7         |
| 1.2.2.1 Hypothèses de travail .....   | 8         |
| 1.2.2.2 Modèle de Park de la MSAP.....  | 10        |
| 1.2.2.3 Modèle de Concordia de la MSAP.....                                   | 11        |
| 1.2.3 MODELISATION DE LA SOURCE D'ENERGIE .....                               | 12        |
| 1.2.4 MODELISATION DU CONVERTISSEUR D'ENERGIE ELECTRIQUE.....                 | 12        |
| <b>1.3 MODELISATION DU VEHICULE ET DE SON ENVIRONNEMENT .....</b>             | <b>13</b> |
| 1.3.1 STRUCTURE DE VEHICULE ELECTRIQUE ETUDIE.....                            | 13        |
| 1.3.2 MODELISATION DE LA PARTIE MECANIQUE.....                                | 16        |
| 1.3.2.1 Dynamique de véhicule.....  | 16        |
| 1.3.3 MODELISATION DU CONTACT ROUE-SOL .....                                  | 19        |
| 1.3.3.1 Angle de glissement .....   | 19        |
| 1.3.3.2 Le glissement .....   | 19        |
| 1.3.3.3 Adhérence.....  | 20        |
| 1.3.3.3.1 Modèle de karchoo .....   | 20        |
| 1.3.3.3.2 Modèle de Pacejka.....  | 20        |
| <b>1.4 MODELE MECANIQUE EN VUE DE LA SIMULATION DU VEHICULE .....</b>         | <b>22</b> |
| 1.4.1 COUPLAGE ENTRE LE MODELE MECANIQUE ET LE MODELE DE LA MOTORISATION..... | 23        |
| <b>1.5 MODELE DU MECANISME DIFFERENTIEL.....</b>                              | <b>24</b> |
| <b>1.6 CONCLUSION .....</b>   | <b>26</b> |

## **Chapitre 2**

### ***La commande directe du couple classique et modifiée de la machine synchrone à aimants permanents***

|  |           |
|--|-----------|
| <b>2.1 INTRODUCTION .....</b>  | <b>27</b> |
| <b>2.2 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE.....</b>                                 | <b>27</b> |
| 2.2.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE .....                      | 27        |
| 2.2.1.1 Contrôle du flux statorique de la machine.....                     | 28        |
| 2.2.1.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine.....            | 30        |
| 2.2.2 MODELISATION DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE .....                  | 31        |
| 2.2.2.1 Sélection du vecteur de tension.....                               | 33        |
| 2.2.2.1.1 Estimation du flux statorique.....                               | 33        |
| 2.2.2.1.2 Estimation de la position vecteur flux .....                     | 33        |
| 2.2.3 AMELIORATION DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE .....                  | 34        |
| 2.2.3.1 Commande directe du couple modifiée avec table à 12 secteurs ..... | 34        |
| 2.2.3 REGULATION DE LA VITESSE DE LA MACHINE.....                          | 36        |
| 3.2.3.1 Synthèse de correcteur.....  | 36        |
| 2.2.4 RESULTATS DE SIMULATION .....  | 37        |
| 3.2.4.1 Essai 1 .....  | 37        |
| 3.2.4.2 Essai 2 .....  | 41        |
| <b>2.3 CONCLUSION .....</b>  | <b>45</b> |

## **Chapitre 3**

### ***Conception d'observateurs non linéaire pour estimer le rayon effectif de la roue et la force de résistance au roulement***

|  |           |
|--|-----------|
| <b>3.1 INTRODUCTION .....</b>  | <b>46</b> |
| <b>3.2 FORME CANONIQUE D'OBSERVATEUR.....</b>                              | <b>46</b> |
| <b>3.3 OBSERVATEUR PAR MODES GLISSANTS.....</b>                            | <b>50</b> |
| 3.3.1 OBSERVATEUR PAR MODES GLISSANTS D'ORDRES 1 .....                     | 50        |
| 3.3.2 OBSERVATEURS PAR MODES GLISSANTS D'ORDRE SUPERIEUR.....              | 50        |
| 3.3.2.1 Différentiation par modes glissants d'ordre supérieur .....        | 51        |
| <b>3.4. MODELE DU QUART DE VEHICULE .....</b>                              | <b>52</b> |
| <b>3.5 UN OBSERVATEUR DU RAYON EFFECTIF ET LA VITESSE DU VEHICULE.....</b> | <b>54</b> |
| 3.5.1 MODELE D'OBSERVATION .....   | 55        |
| 3.5.2 ANALYSE D'OBSERVABILITE .....  | 56        |
| 3.5.3 SYNTHESE DE L'OBSERVATEUR .....                                      | 57        |
| 3.5.4 RESULTATS DE SIMULATION .....  | 58        |



|   |           |
|---|-----------|
| <b>3.6 OBSERVATEUR DU RAYON EFFECTIF ET DE LA FORCE DE RESISTANCE AU ROULEMENT.....</b> | <b>60</b> |
| 3.6.1 MODELE D'OBSERVATION .....  | 60        |
| 3.6.2 ANALYSE D'OBSERVABILITE .....   | 61        |
| 3.6.3 SYNTHESE DE L'OBSERVATEUR .....   | 61        |
| 3.6.4 RESULTATS DE SIMULATIONS .....  | 62        |
| <b>3.7 CONCLUSION.....</b>  | <b>64</b> |

## *Chapitre 4*

### *Etude des systèmes de sécurité d'anti-patinage et d'anti-blocage basés sur l'estimation des rayons effectifs des roues motrices d'un véhicule électrique*

|  |           |
|--|-----------|
| <b>4.1 INTRODUCTION.....</b>   | <b>65</b> |
| <b>4.2 LES SYSTEMES DE SECURITE ACTIVE EN PHASE D'ACCELERATION ET DE DECELERATION.....</b> | <b>65</b> |
| 4.2.1 CONTROLE DU PATINAGE.....  | 65        |
| 4.2.1.1 <i>La fonction ASR</i> .....   | 66        |
| 4.2.1.2 <i>La fonction ABS</i> .....   | 66        |
| 4.2.2 MODELE D'UNE ROUE.....   | 66        |
| 4.2.3 SYNTHESE DES CONTROLEURS ASR /ABS.....   | 67        |
| 4.2.3.1 <i>Algorithme du contrôleur ASR</i> .....  | 68        |
| 4.2.3.2 <i>Seuil d'accélération angulaire</i> .....  | 68        |
| 4.2.3.3 <i>Contrôleur ASR basé sur la logique floue</i> .....                              | 69        |
| 4.2.3.4 <i>Contrôleur ABS basé sur le mode glissant</i> .....                              | 70        |
| 4.2.3.5 <i>Stratégie de commutation</i> .....  | 71        |
| <b>4.3 SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS.....</b>                                 | <b>72</b> |
| 4.3.1 ESSAI 1 .....  | 73        |
| 4.3.2 ESSAI 2 .....  | 75        |
| 4.3.3 ESSAI 3 .....  | 76        |
| <b>4.4 CONCLUSION.....</b>   | <b>78</b> |

## Chapitre 5

### *Intégration des systèmes de sécurité active au contrôle de dynamiques latérales d'un véhicule électrique*

|   |           |
|---|-----------|
| <b>5.1 INTRODUCTION .....</b>                                       | <b>79</b> |
| <b>5.2 MODELISATION DU VEHICULE ET ANALYSE DU MODE LATERAL.....</b> | <b>79</b> |
| 5.2.1 LA LINEARISATION DE LA FORCE LATERALE .....                   | 81        |
| 5.2.2 SYSTEME DE DIRECTION ASSISTEE ELECTRIQUE.....                 | 82        |
| <b>5.3 LES SYSTEMES DE SECURITE ACTIVE .....</b>                    | <b>84</b> |
| 5.3.1 DIRECTION ACTIVE (AFS) .....                                  | 84        |
| 5.3.1.1 <i>Le principe de fonctionnement</i> .....                  | 84        |
| 5.3.1.2 <i>Les variables de contrôle</i> .....                      | 85        |
| 5.3.1.3 <i>Modèle de référence</i> .....                            | 85        |
| 5.3.1.4 <i>Conception des contrôleurs</i> .....                     | 86        |
| 5.3.1.4.1 <i>Le contrôleur PI</i> .....                             | 86        |
| 5.3.1.4.2 <i>Commande par mode glissant</i> .....                   | 86        |
| 5.3.1.4.3 <i>Commande par logique floue</i> .....                   | 87        |
| 5.3.1.5 <i>Simulation et interprétation des résultats</i> .....     | 89        |
| 5.3.2 <i>CONTROLE DU MOMENT DE LACET</i> .....                      | 92        |
| 5.3.2.1 <i>Conception des contrôleurs</i> .....                     | 93        |
| 5.3.2.1.1 <i>Le contrôleur PI</i> .....                             | 93        |
| 5.3.2.1.2 <i>Commande par mode glissant</i> .....                   | 94        |
| 5.3.2.1.3 <i>Commande par logique floue</i> .....                   | 95        |
| 5.3.2.2 <i>Simulation et interprétation des résultats</i> .....     | 96        |
| <b>5.4 CONCLUSION.....</b>  | <b>99</b> |

## Chapitre 6

### *Contrôle latéral partagé entre le conducteur et le système d'assistance d'un véhicule électrique*

|   |            |
|---|------------|
| <b>6.1 INTRODUCTION .....</b>   | <b>100</b> |
| <b>6.2 LES SYSTEMES DE SECURITE PREVENTIVE .....</b>                      | <b>100</b> |
| <b>6.3 MODELE DE VEHICULE-ROUTE POUR LE SUIVI DE LA VOIE .....</b>        | <b>101</b> |
| 6.3.1 POSITIONNEMENT DU VEHICULE SUR LA VOIE.....                         | 101        |
| 6.3.2 MODELE VEHICULE-ROUTE (VR).....                                     | 102        |
| 6.3.3 PARTAGE EN VUE DE LA COOPERATION CONDUCTEUR-ASSISTANCE .....        | 103        |
| 6.3.3.1 <i>Développement d'un modèle cybernétique du conducteur</i> ..... | 104        |

|  |            |
|--|------------|
| 6.3.3.2 <i>La pertinence de l'approche cybernétique pour la modélisation</i> ..... | 104        |
| 6.3.3.3 <i>Modèle cybernétique du conducteur</i> .....                             | 105        |
| 6.3.3.4 <i>Mise en équation du modèle</i> .....                                    | 107        |
| <b>6.4 OBSERVATION DE L'ETAT DU CONDUCTEUR</b> .....                               | <b>110</b> |
| <b>6.5 ÉLABORATION DU MODELE GLOBAL CVR</b> .....                                  | <b>112</b> |
| <b>6.6 CONTROLE PARTAGE ENTRE LE CONDUCTEUR ET L'ASSISTANCE</b> .....              | <b>113</b> |
| 6.6.1 CONCEPTION DE CONTROLEUR .....   | 113        |
| 6.6.2 LA COMMANDE LINEAIRE QUADRATIQUE (LQR) .....                                 | 113        |
| 6.6.2.1 <i>Application sur le véhicule électrique</i> .....                        | 114        |
| 6.6.2.2 <i>Choix des matrices de pondération</i> .....                             | 115        |
| <b>6.7 SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS</b> .....                        | <b>115</b> |
| 6.7.1 ESSAI 1 .....  | 117        |
| 6.7.2 ESSAI 2 .....  | 118        |
| 6.7.3 ESSAI 3 .....  | 119        |
| <b>6.8 CONCLUSION</b> .....  | <b>121</b> |
| <b>CONCLUSION GENERALE</b> .....   | <b>106</b> |

## Liste des figures

### Chapitre 1

|  |    |
|--|----|
| Figure 1.1: Chaîne de traction électrique.....   | 6  |
| Figure 1.2: Rotors de machines synchrones à aimants permanents .....   | 7  |
| Figure 1.3: Représentation de la MSAP dans le repère électrique ( $a, b, c$ ).....   | 7  |
| Figure 1.4: Les différentes modélisations possibles pour le stator.....  | 8  |
| Figure 1.5: Modélisation du rotor d'une MSAP .....   | 9  |
| Figure 1.6: Modèle de Park de la MSAP.....   | 10 |
| Figure 1.7: Schéma de l'onduleur de tension pour l'alimentation du moteur de traction à courant alternatif ....                      | 12 |
| Figure 1.8: Structure de véhicule électrique étudié.....   | 14 |
| Figure 1.9: La pente sur la route.....   | 15 |
| Figure 1.10: Mouvement du véhicule dans le système d'axes ( $X, Y$ ).....  | 17 |
| Figure 1.11: Forces au niveau des roues du véhicule, dans le plan ( $x, y$ ).....  | 18 |
| Figure 1.12: Glissement latérale de la roue.....   | 19 |
| Figure 1.13: Courbe caractéristique selon le modèle de Pacejka, (b) Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route..... | 21 |
| Figure 1.14: Couplage entre mécanique et motorisation.....   | 23 |
| Figure 1.15: Forces agissant sur un véhicule dans un plan incliné.....   | 24 |
| Figure 1.16: Géométrie de véhicule en virage.....  | 24 |
| Figure 1.17: Mécanisme différentiel.....   | 25 |

### Chapitre 2

|   |    |
|---|----|
| Figure 2.1: Vecteurs tension de l'onduleur.....   | 28 |
| Figure 2.2: Évolution de l'extrémité du vecteur flux statorique en fonction du vecteur de tension appliqué..... | 29 |
| Figure 2.3: Trajectoire du flux statorique.....   | 29 |
| Figure 2.4: Secteurs discrets et vecteurs tension d'un onduleur à 2 niveaux.....                                | 30 |
| Figure 2.5: Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué.....                  | 31 |
| Figure 2.6: Variation du flux et du couple.....   | 31 |
| Figure 2.7: Schéma bloc de la commande directe du couple d'une MSAP avec régulation de vitesse.....             | 32 |
| Figure 2.8: Contrôle directe du couple avec 12 secteurs.....  | 34 |
| Figure 2.9: Comparateur à hystérésis.....   | 35 |
| Figure 2.10: Schéma de la régulation de la vitesse par correcteur IP.....                                       | 36 |
| Figure 2.11: Vitesse de rotation.....   | 38 |
| Figure 2.12: Couple électromagnétique.....  | 38 |
| Figure 2.13: Zoom de Couple électromagnétique.....  | 38 |
| Figure 2.14: Trajectoire circulaire du flux statorique.....   | 39 |
| Figure 2.15: Amplitude de flux statorique.....  | 39 |
| Figure 2.16: Les flux statoriques dans le plan ( $\alpha, \beta$ ).....   | 39 |
| Figure 2.17: Zoom de des flux statoriques dans le ( $\alpha, \beta$ ).....                                      | 40 |
| Figure 2.18: Les courants statoriques dans le plan ( $\alpha, \beta$ ).....                                     | 40 |
| Figure 2.19: Zoom de des courants statoriques dans le plan ( $\alpha, \beta$ ).....                             | 40 |
| Figure 2.20: Les courants statoriques ( $a, b, c$ ).....  | 41 |
| Figure 2.21: Zoom de des courants statoriques.....  | 41 |

|  |           |
|--|-----------|
| Figure 2. 22: Vitesse de rotation.....   | 42        |
| Figure 2. 23: Couple électromagnétique .....   | 42        |
| Figure 2. 24: Zoom de Couple électromagnétique.....  | 43        |
| Figure 2. 25: Trajectoire circulaire du flux statorique .....  | 43        |
| Figure 2. 26: Amplitude de flux statorique .....   | 43        |
| Figure 2. 27: Les flux statoriques dans le plan $(\alpha, \beta)$ .....  | 43        |
| Figure 2. 28: Zoom de des flux statoriques dans le $(\alpha, \beta)$ .....   | 44        |
| Figure 2. 29: Les courants statoriques dans le plan $(\alpha, \beta)$ .....  | 44        |
| Figure 2. 30: Zoom de des courants statoriques.....  | 44        |
| Figure 2. 31: Les courants statoriques dans le plan (a, b, c) .....  | 45        |
| Figure 2. 32: Zoom de des courants statoriques.....  | 45        |
| <b>Chapitre 3</b>  |           |
| Figure 3. 1 : Forces et couples agissant sur la roue.....  | 53        |
| Figure 3. 2 : Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route .....  | 54        |
| Figure 3. 3 : Schéma de principe de l'observateur du rayon effectif du pneumatique et la vitesse du véhicule ....                | 58        |
| Figure 3. 4 : Fonction $\phi$ en fonction du temps (s) .....   | 59        |
| Figure 3. 5 : Déterminant du jacobien de la transformation de $\psi$ .....   | 59        |
| Figure 3. 6 : Rayon effectif .....   | 59        |
| Figure 3. 7 : Erreur d'estimation du Rayon effectif.....   | 59        |
| Figure 3. 8 : Vitesse angulaire.....   | <b>59</b> |
| Figure 3. 9 : Vitesse longitudinale du véhicule.....   | 59        |
| Figure 3. 10 : Schéma de principe de l'observateur du rayon effectif et la force de résistance au roulement du pneumatique. .... | 62        |
| Figure 3. 11 : Déterminant du jacobien de la transformation de $\psi$ .....  | 63        |
| Figure 3. 12 : Rayon effectif .....  | 63        |
| Figure 3. 13 : Forces de résistance au roulement.....  | 63        |
| Figure 3. 14 : Vitesse angulaire.....  | 63        |
| Figure 3. 15 : Vitesse longitudinale du véhicule.....  | 63        |
| <b>Chapitre 4</b>  |           |
| Figure 4. 1 : Représentation de Pacejka en longitudinal.....   | 67        |
| Figure 4. 2 : Schéma de principe du contrôle ASR/ABS .....   | 68        |
| Figure 4. 3 : Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée $(e_\omega, e_\lambda, \Gamma_{ASR})$ .....                    | 69        |
| Figure 4. 4 : Organigramme de l'algorithme de commutation.....   | 72        |
| Figure 4. 5 : Profile de la vitesse .....  | 73        |
| Figure 4. 6 : Succession de passage d'une route sèche à une autre mouillée -phénomène de patinage/blocage ..                     | 73        |
| Figure 4.7 : Vitesses linéaires des roues et du véhicule.....  | 74        |
| Figure 4.8 : Taux de glissement.....   | 74        |
| Figure 4.9 : Couples de moteurs.....   | 74        |
| Figure 4.10 : Forces de traction .....   | 74        |
| Figure 4.11 : Couples de moteur .....  | 74        |
| Figure 4.12 : Couples des contrôleurs (ASR et ABS).....  | 74        |
| Figure 4.13 : Vitesses linéaires des roues et du véhicule.....   | 75        |
| Figure 4.14 : Glissement des roues.....  | 75        |

|   |    |
|---|----|
| Figure 4.15 : Forces de traction .....  | 76 |
| Figure 4.16 : Couples du moteur .....   | 76 |
| Figure 4.17 : Couples (ASR/ABS) .....   | 76 |
| Figure 4.18 : Couple électromagnétique .....  | 76 |
| Figure 4.19 : Vitesses linéaires des roues et celle du véhicule .....   | 77 |
| Figure 4.20 : Glissement des roues.....   | 77 |
| Figure 4.21 : Forces de traction .....  | 77 |
| Figure 4.22 : Couples des moteurs de traction.....  | 77 |
| Figure 4.23 : Couples de moteur .....   | 77 |
| Figure 4.24 : Couples des contrôleurs (ASR et ABS).....   | 77 |
| <br><b>Chapitre 5</b>   |    |
| Figure 5.1 : Les différents mouvements de véhicule .....  | 79 |
| Figure 5.2 : Modèle bicyclette .....  | 80 |
| Figure 5.3 : Forme de la courbe de la force latérale.....   | 80 |
| Figure 5.4 : Modèle réduit de la colonne de direction.....  | 83 |
| Figure 5.5 : Modèle de la colonne de direction pour la synthèse des lois de commande .....                                  | 83 |
| Figure 5.6 : Direction active (AFS) .....   | 85 |
| Figure 5.7 : Schéma de principe d'AFS en utilisant contrôleur PI.....   | 86 |
| Figure 5.8 : Schéma de principe d'AFS en utilisant contrôleur mode glissant .....   | 87 |
| Figure 5.9 : Schéma de principe d'AFS en utilisant contrôleur logique flou .....  | 88 |
| Figure 5.10 : Les fonctions d'appartenances pour (a) $e_r$ ; (b) $e_\beta$ ; (c) $\Delta\delta_f$ .....                     | 88 |
| Figure 5.11 : (a) Vitesse longitudinale du véhicule électrique; (b) Vent latéral [Sal-12]. .....                            | 90 |
| Figure 5.12 : (a) Angle de braquage du conducteur; (b) les angles de braquage correctif effectués par les contrôleurs ..... | 90 |
| Figure 5.13 : (a) L'angle de dérive du véhicule; (b) Accélération latérale du véhicule .....                                | 90 |
| Figure 5.14 : (a) Vitesse de lacet du véhicule; (b) Zoom de vitesse de lacet du véhicule .....                              | 91 |
| Figure 5.15 : (a) Erreur sur la vitesse de lacet; (b) Zoom de l'erreur sur la vitesse de lacet .....                        | 91 |
| Figure 5.16 : (a) Les couples moteurs;(b) les Couples résistants.....   | 91 |
| Figure 5.17 : Moment de lacet résultant entre les roues gauches et droites.....   | 92 |
| Figure 5.18 : Schématique d'un système de DYC typique pour véhicule électrique équipé de quatre moteurs à roues .....       | 93 |
| Figure 5.19 : Schéma de principe de DYC en utilisant contrôleur PI .....  | 94 |
| Figure 5.20 : Schéma de principe de DYC en utilisant contrôleur par mode glissant.....                                      | 94 |
| Figure 5.21 : Schéma de principe de DYC en utilisant contrôleur logique flou .....  | 95 |
| Figure 5.22 : Les fonctions d'appartenances pour (a) $e_r$ ; (b) $\dot{e}_r$ ; (c) $\Delta M_z$ .....                       | 96 |
| Figure 5.23 : (a) Vitesse longitudinale du véhicule électrique; (b) Vent latéral [Sal-12]. .....                            | 97 |
| Figure 5.24 : (a) Angle de braquage du conducteur ; (b) Les moments correctifs effectués par les contrôleurs .97            |    |
| Figure 5.25 : (a) L'angle de dérive du véhicule;(b) Accélération latérale du véhicule .....                                 | 98 |
| Figure 5.26 : (a) Vitesse de lacet du véhicule; (b) Zoom de vitesse de lacet du véhicule .....                              | 98 |
| Figure 5.27 : (a) Erreur sur la vitesse de lacet; (b) Zoom de l'erreur sur la vitesse de lacet .....                        | 98 |
| Figure 5.28 : (a) Les couples moteurs ;(b) les Couples résistants.....  | 99 |

**Chapitre 6**

|  |     |
|--|-----|
| Figure 6. 1 : Systèmes LKS/LDA [Swi-06] .....  | 100 |
| Figure 6. 2 : Positionnement du véhicule sur la voie .....                                   | 101 |
| Figure 6. 3 : Architecture d'assistance .....  | 103 |
| Figure 6. 4 : Architecteur de modèle conducteur [Sal-12] .....                               | 105 |
| Figure 6. 5 : Le modèle proposé par [Sal-12] .....   | 106 |
| Figure 6. 6 : la représentation mathématique de modèle conducteur proposé par [Sal-12] ..... | 107 |
| Figure 6. 7 : Observateur de l'état du conducteur .....                                      | 112 |
| Figure 6. 8 : Architecteur de contrôle partagé .....   | 113 |
| Figure 6. 9 : (a) Piste d'essai; (b) Courbure de la route .....                              | 116 |
| Figure 6. 10 : (a) Couple du conducteur et couple d'assistance; (b) L'écart latéral .....    | 117 |
| Figure 6. 11 : (a) L'angle de dérive ; (b) L'angle de cap .....                              | 117 |
| Figure 6. 12 : (a) Couple du conducteur et couple d'assistance; (b) L'écart latéral .....    | 118 |
| Figure 6. 13 : (a) L'angle de dérive; (b) L'angle de cap .....                               | 118 |
| Figure 6. 14 : (a) Couple du conducteur et couple d'assistance ; (b) L'écart latéral .....   | 119 |
| Figure 6. 15 : (a) L'angle de dérive ; (b) L'angle de cap .....                              | 119 |
| Figure 6. 16 : (a) Courbure de la route ; (b) Vitesse de lacet .....                         | 119 |
| Figure 6. 17 : (a) Vitesse longitudinale ; (b) Vitesse latérale .....                        | 120 |
| Figure 6. 18 : (a) Forces de traction ; (b) Vitesse de lacet .....                           | 120 |
| Figure 6. 19 : (a) Couples de charge; (b) Couples moteurs .....                              | 120 |

## Liste des Tableaux

### Chapitre 1

|  |    |
|--|----|
| Tableau 1.1 : <i>Expression des paramètres du mode longitudinal, latéral</i> ..... | 22 |
|--|----|

### Chapitre 2

|   |    |
|---|----|
| Tableau 2.1 : <i>Table de sélection générale pour la commande directe du couple</i> .....       | 31 |
| Tableau 2.2 : <i>Table de sélection de TAKAHASHI</i> .....                                      | 32 |
| Tableau 2.3 : <i>Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12</i> ..... | 34 |
| Tableau 2.4 : <i>Table de sélection pour la DTC avec 12 secteurs</i> .....                      | 35 |

### Chapitre 3

|   |    |
|---|----|
| Tableau 3.1 : <i>Coefficient <math>a_i</math> pour les modes glissants d'ordre 2 et 3</i> ..... | 52 |
|---|----|

### Chapitre 4

|  |    |
|--|----|
| Tableau 4.1 : <i>Les règles floues</i> ..... | 70 |
|--|----|

### Chapitre 5

|   |    |
|---|----|
| Tableau 5.1 : <i>Paramètres de modèle de Pacejka</i> .....    | 81 |
| Tableau 5.2 : <i>Les règles de base de connaissance</i> ..... | 89 |
| Tableau 5.3 : <i>Les règles de base de connaissance</i> ..... | 96 |

### Chapitre 6

|   |     |
|---|-----|
| Tableau 6.1 : <i>Description des paramètres de modèle cybernétique du conducteur [Sal-12]</i> ..... | 109 |
| Tableau 6.2 : <i>Variables d'état du modèle conducteur</i> .....                                    | 110 |



## Liste des symboles

### Variables :

|                                 |   |
|---------------------------------|---|
| $v_a, v_b, v_c$                 | : Tensions de phase   |
| $v_d, v_q$                      | : Tensions statoriques dans le repère $(d, q)$                                  |
| $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$       | : 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 $(d, q)$                                  |
| $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$       | : Courants statoriques dans le repère $(\alpha, \beta)$                         |
| $\Phi_d, \Phi_q$                | : Flux statoriques dans le repère $(d, q)$                                      |
| $\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$ | : Flux statoriques dans le repère $(\alpha, \beta)$                             |
| $V_s$                           | : Vecteur tension   |
| $\tau_\phi$                     | : Grandeur de sortie du régulateur à hystérésis sur le flux statorique          |
| $\tau_c$                        | : Grandeur de sortie du régulateur à hystérésis sur le couple électromagnétique |
| $N_i$                           | : Numéro du secteur dans lequel évolue le vecteur flux statorique               |
| $\theta_{\Phi_s}$               | : Position du vecteur flux statorique   |
| $\delta_V$                      | : Position du 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   |
| $i_e$                           | : Courant continu délivré par la batterie                                       |
| $T_e$                           | : Valeur de la période d'échantillonnage  |
| $C_{em}^*$                      | : Valeur de référence du couple électromagnétique                               |
| $\Phi_s^*$                      | : Valeur de référence du flux statorique  |
| $\mathcal{E}_\phi$              | : Erreur du flux statorique   |
| $\mathcal{E}_c$                 | : Erreur du couple électromagnétique  |
| $\alpha$                        | : Angle de la pente   |
| $F_{aero}$                      | : Force de résistance aérodynamique   |
| $F_{roul}$                      | : Force de résistance au roulement  |
| $F_p$                           | : Force de pesanteur  |
| $F_r$                           | : Force de résistance totale à l'avancement du véhicule                         |

|                  |   |
|------------------|---|
| $F_{t_i}$        | : Force de traction   |
| $V_x$            | : Vitesse longitudinale du véhicule   |
| $V_y$            | : Vitesse latérale du véhicule  |
| $r$              | : Vitesse de lacet du véhicule  |
| $\psi_i$         | : Angle de cap relatif  |
| $Y_L$            | : L'écart latéral du véhicule par rapport au centre de voie, mesuré à une distance $l_s$ en avant du véhicule |
| $\beta$          | : Angle de dérive de véhicule   |
| $\delta_f$       | : Angle de braquage des roues avant   |
| $\delta_d$       | : Angle au volant   |
| $\Delta\delta_f$ | : Angle de braquage correctif   |
| $\Delta M_z$     | : Moment de lacet correctif   |
| $\lambda$        | : Taux de glissement  |
| $\mu$            | : Coefficient d'adhérence   |
| $\rho_{ref}$     | : Courbure de la route  |
| $\Gamma_d$       | : Couple conducteur   |
| $\Gamma_a$       | : Couple d'assistance   |
| $\Gamma_s$       | : Couple d'auto-alignement  |
| $\delta_{sw}$    | : Intention du conducteur en termes d'angle au volant   |
| $\tau_p$         | : Délai de traitement visuel  |
| $\theta_{far}$   | : Angle au point tangent  |
| $\theta_{near}$  | : Angle au point proche   |

**Paramètre :**

|          |   |
|----------|---|
| $R_s$    | : 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                               |
| $f$      | : Coefficient de frottement visqueux                      |
| $J_m$    | : Inertie du moteur                                       |
| $M_v$    | : Masse totale du véhicule                                |
| $J_v$    | : Inertie du véhicule                                     |
| $L_f$    | : Longueur entre le train avant et le centre de gravité   |
| $L_r$    | : Longueur entre le train arrière et le centre de gravité |
| $C_{yf}$ | : Rigidités au glissement latéral des pneus avant         |
| $C_{yr}$ | : Rigidités au glissement latéral des pneus arrière       |
| $R_{ss}$ | : Rapport de réduction de la direction                    |

|          |   |
|----------|---|
| $B_s$    | : Coefficient d'amortissement de la colonne |
| $\eta_t$ | : Largeur de contact du pneu                |
| $R_w$    | : Rayon d'une roue                          |
| $\rho$   | : Masse volumique de l'aire                 |
| $S_f$    | : Section de projection frontale            |
| $C_{px}$ | : Coefficient de pénétration dans l'aire    |
| $g$      | : Accélération de la 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                          |
| $X_{dqo}$         | : 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 $(\alpha, \beta)$ |
| $\hat{X}$         | : 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 :**

|      |  |
|------|--|
| DTC  | : Direct torque control                        |
| FLC  | : Fuzzy logic controller                       |
| MSAP | : Machine synchrone à aimants permanents       |
| VE   | : Véhicule électrique                          |
| DYC  | : Direct yaw control                           |
| AFS  | : Active front steering                        |
| LKS  | : Lane keeping system                          |
| LDA  | : Lane departure avoidance systems             |
| VR   | : véhicule - Route                             |
| CVR  | : Conducteur – Véhicule – Route                |
| SMC  | : Sliding mode control                         |
| PID  | : Proportionnel – intégral – dérivé contrôleur |
| TCS  | : Traction control system                      |
| ABS  | : Anti lock Braking System                     |
| ASR  | : Anti Slip Regulator                          |
| ESP  | : Electronic Stability Program                 |

## *Introduction générale*

## Introduction générale

De nos jours, les véhicules électriques sont considérés comme une solution écologique pour les transports futurs et sont donc de plus en plus pris en compte. Les constructeurs automobiles et les organismes de recherche, visent à remplacer les véhicules classiques par celles électriques notamment dans les centres-villes. Le devenir de l'automobile dans les prochaines années est donc un sujet de recherche d'actualité. La réussite dans ce domaine proviendra d'un subtil mélange entre une vision scientifique de haut niveau et une maîtrise de la technologie. La configuration classique d'une chaîne de traction électrique repose sur la commande d'une machine à courant continu ou à courant alternatif. La chaîne doit comporter une source d'énergie, un ou des convertisseurs d'énergie, et une ou des machines électriques, associées à une électronique de calcul et d'instrumentation. Les avantages que présente le véhicule électrique sont déduits de celles des moteurs électriques insérés dans les roues. Le moteur-roue intègre un moteur électrique et d'autres composants dans une configuration compacte qui peut s'insérer dans une roue de dimensions ordinaires. La technologie de base résulte en une unité légère, compacte et d'une haute efficacité énergétique. Les convertisseurs de puissance peuvent être installés soit à l'intérieur ou à l'extérieur de la roue. La présence de plusieurs moteurs dans le véhicule, nécessite un système de commande synchronisant leurs vitesses lors du roulement appelé différentiel électronique. Ce système permet d'une part de contrôler avec haute précision et indépendamment le couple appliqué à chaque roue.

La motorisation thermique présente sur son concurrent électrique un avantage de « poids » : la densité énergétique des carburants est plus de 200 fois supérieure à celle des batteries. Le stockage énergétique constitue le principal frein au développement du véhicule électrique. Actuellement, la motorisation électrique autorise plus de souplesse dans la conception de la chaîne de traction du véhicule : on peut implanter directement la motorisation dans les roues (on supprime ainsi les organes de transmission mécanique). Il est également possible de supprimer la boîte de vitesse en utilisant un moteur capable de fournir le couple nécessaire sur une large plage de vitesses.

Les moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM) ont été considérés comme des candidats potentiels pour les applications de véhicules électriques (VE) en raison de leur densité de puissance élevée, de leur faible coût de maintenance, de leur efficacité, de leur rapport de couple élevé, de leur plage de vitesses étendue, de leurs qualités dynamiques et de leurs opérations robustes [Sek-17], [Har-18]. En se concentrant sur l'application de traction EV, une réponse de couple rapide et robuste du PMSM est requise dans une large plage de vitesses pour répondre à la demande de couple instantanée commandée par le conducteur.

Le contrôle d'un véhicule électrique s'effectue par la commande de sa chaîne de traction, plus particulièrement la commande de ces moteurs-roues. Le fonctionnement avec performances sollicité par le système de l'ensemble moteur-roue, se caractérise par une rotation en douceur dans toute la plage de vitesse du moteur, le contrôle total de couple à vitesse nulle, ainsi que des accélérations et des décélérations rapides. Pour atteindre une telle maîtrise, la stratégie de contrôle DTC est actuellement reconnue comme étant la technique la plus

répandue dans le domaine du contrôle des moteurs de traction à courants alternatifs, surtout pour le contrôle à haute performance répondant aux exigences de traction du véhicule électrique.

Les systèmes de freinage antiblocage (ABS) et de contrôle de la traction (TC) représentent les deux approches classiques du contrôle de la dynamique longitudinale du véhicule. Les fonctions principales de ces systèmes peuvent être formulées comme suit conformément à la littérature de référence [Uls-12] : L'ABS est un système empêchant le blocage des roues pendant le freinage afin d'obtenir des performances de freinage élevées tout en maintenant la stabilité du véhicule. TC est un système qui empêche le dérapage des roues lors du décollage et de l'accélération. En ce qui concerne TC, un terme alternatif est également connu dans la littérature technique: Régulation de l'accélération du glissement (ASR).

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

Les systèmes d'assistance préventive des véhicules électriques sont liés directement au contrôle de la dynamique latérale et surtout la dynamique du lacet, où on trouve des systèmes de sécurité active tel que la direction assistée et le freinage différentiel. Le composant primordial d'une assistance active au contrôle latéral est l'actionneur utilisé pour agir sur la dynamique latérale. Un freinage différentiel des roues induit un moment de lacet du véhicule qui modifie sa direction de déplacement. La démarche visant à mettre en évidence la fonction à réaliser pour assurer la stabilité latérale d'un véhicule électrique : Contrôle du moment de lacet (DYC – Direct Yaw Control). Afin d'améliorer la stabilité latérale du véhicule lors des situations critiques (dérapage, sur virage ou sous virage), un moment de lacet correctif, généré par le DYC se transforme à un freinage différentiel, sera appliqué sur les roues de coté gauche ou droit du véhicule.

La compréhension de la dynamique du véhicule et la prévention des situations critiques sont des parties importantes pour développer le véhicule électrique. La perte de contrôle du véhicule est l'une des causes principales des accidents routiers. Le nombre d'accidents dus à la perte de contrôle dans un virage reste toujours élevé. Les accidents par sortie de voie représentent selon les statistiques 30% à 40% des sinistres : direction erronée du véhicule suite à un endormissement, une imprudence ou une vitesse excessive, ou encore par perte de contrôle due à l'inexpérience, une mauvaise visibilité ou une adhérence amoindrie. Ceci motive un effort important de recherche visant à aider le conducteur et sécuriser la conduite routière.

Notre travail de thèse fait suite aux travaux antérieurs de thèses [Har-07] [Sek-13] [Mer-16] [Maa-18]. L'objectif de ce travail est de contribuer à l'analyse d'assistance préventive au contrôle latérale d'un véhicule électrique. Notre véhicule est équipé d'une batterie Lithium-Ion qui alimente quatre moteurs-roues électriques situés dans chacun des roues avant et arrière du véhicule. Ces moteurs-roues sont contrôlés indépendamment les un des

autres pour gérer le couple de roue selon les commandes de direction, d'accélération ou de freinage du conducteur.

Le manuscrit de thèse s'articule autour des chapitres suivants :

- *Le chapitre 1 est consacré à la modélisation des éléments de la chaîne de traction d'un véhicule électrique.*

La modélisation de la partie électrique de la chaîne de traction, intégrant le modèle du moteur synchrone à aimants permanents et de son convertisseur d'alimentation est développée. Dans la suite du chapitre, la modélisation dynamique du véhicule dans son environnement a été présentée.

La modélisation de la chaîne de traction nous permettra de mettre en œuvre certaines commandes, dont l'une est la commande directe du couple qui fera l'objet du chapitre 2.

- *Le chapitre 2 intitulé la commande DTC classique et modifiée de la machine synchrone à aimants permanents.*

Le présent chapitre a pour objectif le développement d'une stratégie de commande d'un moteur synchrone à aimants permanents capable de fournir, lors des sollicitations contraignantes en couple résistants (l'inclinaison de la route, ainsi que son état, le vent, représentent un exemple de perturbations classiques qui affectent un véhicule automobile), des réponses en couple électromagnétique de grande dynamique et répondant aux exigences de la traction du véhicule électrique.

Une commande modifiée de la DTC classique est étudiée dans le but d'améliorer la commande directe du couple du moteur synchrone à aimants permanents étudiée dans la première partie de ce chapitre. Afin d'apprécier les performances de cette commande, nous avons mené des simulations pour analyser les performances dynamiques et les erreurs statiques éventuelles.

- *Le chapitre 3 intitulé Conception d'observateurs non linéaire pour estimer le rayon effectif de la roue et la force de résistance au roulement.*

Le présent chapitre portera sur les techniques de synthèse d'observateurs non linéaires pour la surveillance de la pression des pneumatiques. Deux observateurs à modes glissants d'ordre supérieur ont été synthétisés sur la base du modèle d'un quart de véhicule pour estimer conjointement le rayon effectif et la force de résistance au roulement à partir des mesures disponibles (vitesses angulaires des roues, vitesse linéaire du véhicule et couple moteur).

- *Le chapitre 4 intitulé Etude des systèmes d'anti-patinage et d'anti-blocage basés sur l'estimation des rayons effectifs des quatre roues motrices du véhicule électrique.*

Ce travail présente une étude de la stabilité longitudinale d'un véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage/anti-blocage avec l'estimation des rayons dynamiques des roues basé sur la théorie des modes glissants. On s'attache ici à résoudre plus particulièrement les problèmes posés par des phénomènes influençant le comportement dynamiques des véhicules électriques : le phénomène de patinage et le phénomène du blocage des roues.

- Le chapitre 5 intitulé *Contrôle des dynamiques latérales d'un véhicule électrique par intégration des systèmes de sécurités actives*.

Ce chapitre est composé de trois parties. La première vise à modéliser le comportement dynamique du véhicule dans son environnement, qui est caractérisée par les équations prenant en compte les aspects dynamique et aérodynamique et d'analyser le mode latéral.

Dans la deuxième partie, on cherche à développer un système d'assistance au contrôle latéral du véhicule électrique pour l'évitement des sorties involontaires de la voie de circulation. Un système d'assistance active (AFS) pour l'amélioration de la stabilité et la sécurité de notre véhicule, basé sur différents contrôleurs, a été conçu. Différents tests de simulation sous le logiciel Matlab/Simulink ont été effectués pour différentes situations de conduite afin de mettre en évidence la robustesse des contrôleurs étudiés.

Ensuite, il est nécessaire d'étudier une stratégie de commande à base de mode glissant pour générer un moment de lacet correctif qui se transforme à un freinage différentiel appliqué sur les roues motrices. Cette technique de contrôle direct du moment de lacet du véhicule DYC est un système de contrôle de stabilité active qui peut éviter les situations critiques quand tout se passe rapidement. Enfin, de nombreuses simulations seront présentées. Les différents tests effectués mettent en évidence la robustesse du contrôle latéral développé.

- Le chapitre 6 intitulé *Contrôle latéral partagé entre le conducteur et le système d'assistance d'un véhicule électrique*.

Ce chapitre traitera la coopération entre le conducteur et le système d'assistance (control partagé), en considérant différents styles de conduite. Nous utilisons un modèle cybernétique du conducteur cohérent avec les connaissances actuelles dans le domaine de la sensorimotricité humaine, et nous étudions l'observation de l'état du conducteur. Ensuite, nous développons le modèle global CVR : conducteur-véhicule-route et nous abordons la problématique de la synthèse de loi de commande robuste avec retour d'état (LQR). Le problème est formalisé dans le cas général. Ensuite, nous appliquons cette loi de commande pour la synthèse d'une conduite automatisée pour le suivi de voie. Enfin, on analyse les interactions conducteur-automate au travers des critères d'évaluation.

Une conclusion générale termine ce travail et en dressant les perspectives pour travaux futurs.



# Liste de publications

## Articles

**Khalfaoui, Mohamed**, Kada Hartani, Abdelkader Merah, and Norediene Aouadj. "Development of Shared Steering Torque System of Electric Vehicles in Presence of Driver Behaviour Estimation." *International Journal of Vehicle Autonomous Systems* 14, no. 1 (2018): 18-39.

Hartani, Kada, **Mohamed Khalfaoui**, Abdelkader Merah, and Norediene Aouadj. "A Robust Wheel Slip Control Design with Radius Dynamics Observer for Ev." *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH* 2, no. 10-02-02-0009 (2018).

## Conférences

**Mohamed Khalfaoui**, Abdelkader Merah et Kada Hartani. "Contrôle Latéral Amélioré d'un Véhicule Autonome." *10èmes Journées de Mécanique, Bordj El Bahri, 12-13 avril 2016*.

**Mohamed KHALFAOUI**, Kada HARTANI, Abdelkader MERAH. "Estimation L'état de Charge d'un Modèle Dynamique de Batterie." *1ère journée d'étude sur l'Electrotechnique JEE' 17, Saida, 13 décembre 2017*.

**M. Khalfaoui**, K. Hartani, A. Merah. "Contrôle Latéral Partagé entre le Conducteur et L'automate d'un Véhicule Semi-autonome." *11èmes Journées de Mécanique, Bordj El Bahri, 10-11 avril 2018*.

**Mohamed KHALFAOUI**, Kada HARTANI, Abdelkader MERAH. "Développement d'un Système d'assistance Préventive au Contrôle Latéral d'un Véhicule Électrique Semi-Autonome." *Première conférence nationale sur l'électrotechnique et les énergies renouvelables CNEER'18, Saida, 13-14 novembre 2018*.

Abdelkader Merah, Kada Hartani, **Mohamed Khalfaoui**. "Longitudinal Control Based on ABS and ASR of a Full in-Wheel Electric Vehicle." *Première conférence nationale sur l'électrotechnique et les énergies renouvelables CNEER'18, Saida, 13-14 novembre 2018*.

Abdelkader Merah, Kada Hartani, **Mohamed Khalfaoui**, Norediene AOUADJ. "2018." (Contrôle de la sécurité et la stabilité latérale d'un véhicule électrique à quatre roues motrices). *Première conférence nationale sur l'électrotechnique et les énergies renouvelables CNEER'18, Saida, 13-14 novembre 2018*.

Norediene Aouadj, Kada Hartani, Abdelkader Merah, **Mohamed Khalfaoui**. "Développement D'un Système De Sécurité Active En Vue De L'amélioration Du Contrôle Latéral D'un Véhicule Routier." (2018). *Première conférence nationale sur l'électrotechnique et les énergies renouvelables CNEER'18, Saida, 13-14 novembre 2018*.

***Chapitre 1***  
***Modélisation des éléments de la chaîne de  
traction d'un véhicule électrique***

## 1.1 Introduction

La configuration classique d'une chaîne de traction électrique repose sur la commande d'une machine à courant continu ou à courant alternatif. La chaîne doit comporter une source d'énergie, un ou des convertisseurs d'énergie, et une ou des machines électriques, associées à une électronique de calcul et d'instrumentation. 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.

Avant de procéder à la modélisation des éléments constitutifs de la chaîne de traction, nous avons présenté, dans ce chapitre, les principaux constitutifs d'une chaîne de propulsion pour véhicule électrique: la partie mécanique, le groupe motopropulseur et la batterie. Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans la traction électrique (véhicule électrique), le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente. Il est souvent appelé moteur à courant continu sans balais car lorsqu'il est autopiloté, ses caractéristiques coïncident avec celles d'un moteur à courant continu à excitation shunt [Har-07] [Sek-13] [Mer-16].

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous présentons la modélisation de la partie mécanique de la chaîne de traction. Un modèle à trois degrés de libertés, traduisant la dynamique du véhicule est présenté.

## 1.2 Modélisation de la partie électrique de la chaîne de traction

### 1.2.1 Éléments de la chaîne de traction

La chaîne de traction se compose d'une source d'énergie, électronique de commande, un ou des convertisseurs d'énergie, une ou des machines électriques et un système de liaison mécanique, Figure 1.1 [Bar-94][Mul-94][Giz-97][Mul-01][Har-07][Sek-13][Mer-2016].

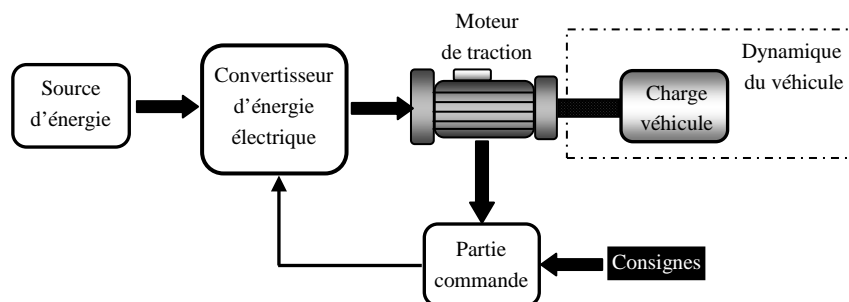


Figure 1.1: Chaîne de traction électrique

- **Source d'énergie** : La source d'énergie 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 de 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 machine 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 batterie vers le moteur. La partie commande reçoit sur son entrée des consignes telles que : le couple demandé par l'utilisateur et la vitesse de rotation de la machine.

### 1.2.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception, l'utilisateur aura recours aux équations de Maxwell afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique. Un modèle basé sur les équations de circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. Dans notre étude, on s'intéresse à la modélisation et la commande d'une machine synchrone à aimants permanents montés en surface du rotor sans pièces polaires.

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 [Giz-97] [Gre-97] [Bon-98] [Har-07]. La Figure 1.3 illustre le modèle de la MSAP dans le repère électrique ( $a, b, c$ ).

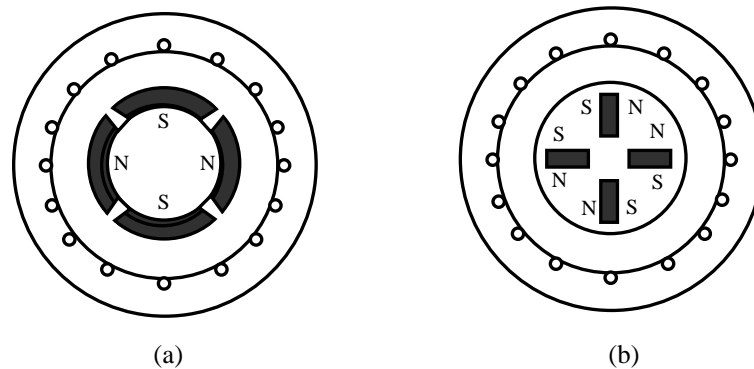


Figure 1. 2: Rotors de machines synchrones à aimants permanents

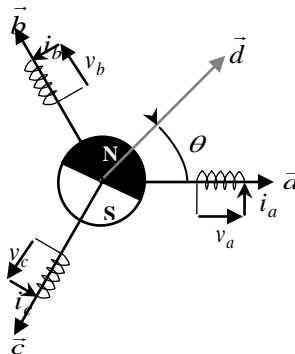


Figure 1. 3: Représentation de la MSAP dans le repère électrique ( $a, b, c$ )

Dans le premier type, Figure 1.2 (a), les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor. Dans le deuxième, Figure 1.2 (b), les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas les inductances dépendent fortement de la position du rotor. De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la propriété dans l'entraînement des charges rapides. En ce qui concerne le stator, il est semblable à celui de toutes les machines à courant alternatifs, Figure 1.3.

### 1.2.2.1 Hypothèses de travail

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents est subordonnée par les hypothèses simplificatrices habituelles [Sek-13] :

Le circuit magnétique est supposé non saturer ;

L'entrefer est d'épaisseur uniforme ;

L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale ;

Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;

Le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté, i.e : les courants de Foucault sont négligeables.

L'hystérésis, l'effet de peau ainsi que l'effet de la température sont négligeable.

L'effet d'encoche est négligeable ;

Les harmoniques d'encoche est d'espaces ne sont pas prises en compte ;

Pour ce qui est bobinage statorique, la modélisation dépend des phénomènes que l'on souhaite intervenir. Ainsi, le stator d'une phase de machine sans pertes sera modélisé par une simple inductance. Prendre en compte les pertes joules reviendra à ajouter une résistance en série avec ce bobinage. La prise en compte des pertes fer revient à placer une résistance en parallèle sur le bobinage. La prise en compte simultanée des deux phénomènes correspond à la mise en série de deux groupes, l'un constitué d'une résistance joule, et l'autre de la résistance fer en parallèle sur le bobinage. La Figure 1.4 rassemble les différents cas. Pour notre cas on s'intéresse à la première variante (a).

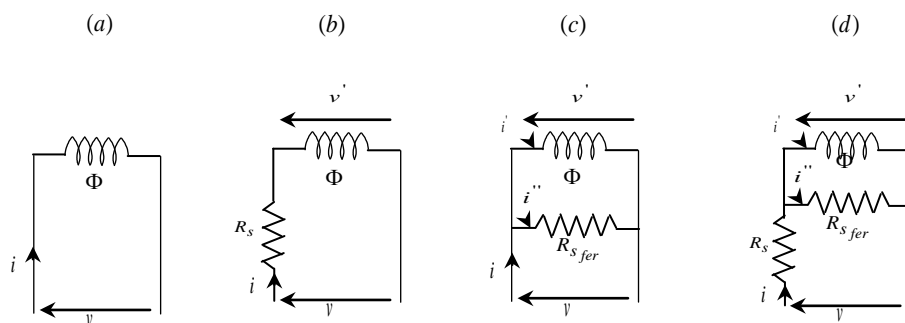
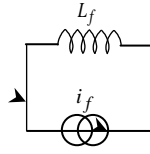


Figure 1. 4: Les différentes modélisations possibles pour le stator

Dans le cas d'une machine à aimants, l'induction rotorique peut être modélisée comme celle provenant d'un bobinage rotorique alimenté par une source de courant Figure 1.5. Le courant rotorique équivalent n'est donc pas influencé par les flux statoriques.


**Figure 1. 5:** Modélisation du rotor d'une MSAP

En tenant compte de la représentation de la machine (Figure 1.3, 1.4(a) et 1.5) et des hypothèses de travail précédentes, le modèle triphasé s'exprime par :

$$[v_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \quad (1.1)$$

Avec

$$[v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad [\Phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

Avec  $v_{abc}$ ,  $i_{abc}$  et  $\Phi_{abc}$  représentent respectivement les tensions de phases statoriques, les courants de phases statoriques et les flux totaux produits par les courants statoriques.  $R_s$  indique la résistance d'une phase statorique.

Les flux totaux  $\Phi_{abc}$  sont exprimés par :

$$[\Phi_{abc}] = [L][i_{abc}] + [\Phi_f] \quad (1.2)$$

Où

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix}, \quad [\Phi_f] = \Phi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

Avec  $L_{ss}$  et  $M_s$  représentent l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques.

La substitution de l'équation (1.2) dans l'équation (1.1) donne :

$$[v_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}([L][i_{abc}] + [\Phi_f]) \quad (1.3)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{1}{\omega_m} ([e_{abc}]^T [i_{abc}]) \quad (1.4)$$

Où  $[e_{abc}] = \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}]$  représentent les FEMs produites dans les phases statoriques.  $\omega_m$  définit la vitesse de rotation du rotor en (rd/s).

On remarque que le système (1.3) engendre des équations fortement non linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, la majorité des travaux dans la littérature préfèrent utiliser la dite *transformation de Park* qui, par une

transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composante  $d-q$  ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a,b,c) par des enroulements ( $d,q$ ) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

### 1.2.2.2 Modèle de Park de la MSAP

En ( $d,q$ ), la transformation de Park permet de ramener le système triphasé d'équations à un système diphasé disposé selon deux axes en quadrature liés au rotor. Conventionnellement, l'axe ( $d$ ) est choisi sur l'inducteur, Figure 1.6.

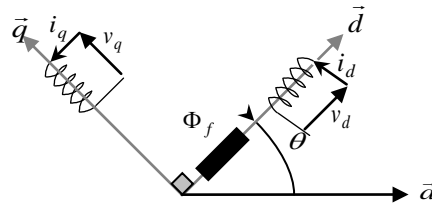


Figure 1. 6: Modèle de Park de la MSAP

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dq0}] = [P][X_{abc}] \quad (1.5)$$

Où  $X$  représentent les grandeurs électriques (tensions, courants ou flux).

La matrice de transformation  $P$  est donnée par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Le modèle de Park de la MSAP, sous une forme vectorielle, s'exprime par :

$$[v_{dq}] = [R_s][i_{dq}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{dq}] + p\omega_m[\Phi'_{dq}] \quad (1.7)$$

Où :

$$[v_{dq}] = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, \quad [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad [\Phi_{dq}] = \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix}, \quad [\Phi'_{dq}] = \begin{bmatrix} \Phi_q \\ -\Phi_d \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}$$

Et la transformation (1.6) appliquée à (1.2) donne :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

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

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad (1.9)$$

L'équation électromécanique est exprimée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (1.10)$$

Où :

$$\omega_m = p\Omega \quad (1.11)$$

Avec :

- $\Omega$  : 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

### 1.2.2.3 Modèle de Concordia de la MSAP

La transformation de Concordia est utilisée pour faire le passage entre le système triphasé,  $abc$ , à un système fictif,  $\alpha\beta$ . Elle est définie comme suit :

$$[X_{\alpha\beta o}] = [C][X_{abc}] \quad (1.12)$$

Où

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

En appliquant la transformation (1.13) au système (1.1), on aura :

- *Equations de tensions*

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega_m \Phi_f \sin \theta \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_m \Phi_f \cos \theta \end{cases} \quad (1.14)$$



## • Equations de flux

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \Phi_f \cos \theta \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \Phi_f \sin \theta \end{cases} \quad (1.15)$$

## • Equation du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (1.16)$$

### 1.2.3 Modélisation de la source d'énergie

La batterie est la source d'énergie du véhicule. Elle est constituée de l'association série et/ou parallèle de cellules élémentaires. La gestion de l'énergie au sein du système prend ici une importance particulière. Le cas du véhicule électrique introduit l'énergie embarquée comme contrainte d'optimisation. Connaissance de l'état de charge d'une cellule est donc un élément déterminant par rapport au comportement du système complet. Cette grandeur spécifie en effet le « niveau » du réservoir d'énergie que constitue la batterie, quantité qu'il faut être capable d'évaluer pour vérifier si le véhicule peut assurer sa mission. On rencontre dans la littérature [Bur-07][Han-17] 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, la batterie sera modélisée par une simple source de tension continue.

### 1.2.4 Modélisation du convertisseur d'énergie électrique

L'onduleur de tension permet une alimentation alternative triphasée du moteur. Les semi-conducteurs utilisés sont des IGBT. Dans cette étude on considère le cas idéal d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension et on a opté à une méthode de modélisation topologie variable, celle-ci consiste à considérer les semi-conducteurs comme des interrupteurs idéaux, possédant deux états possible : fermé et ouvert. Le schéma de principe du circuit de puissance pour la traction à courant alternatif est représenté à la Figure 1.7. [Har-07][Sek-13][Mer-16]

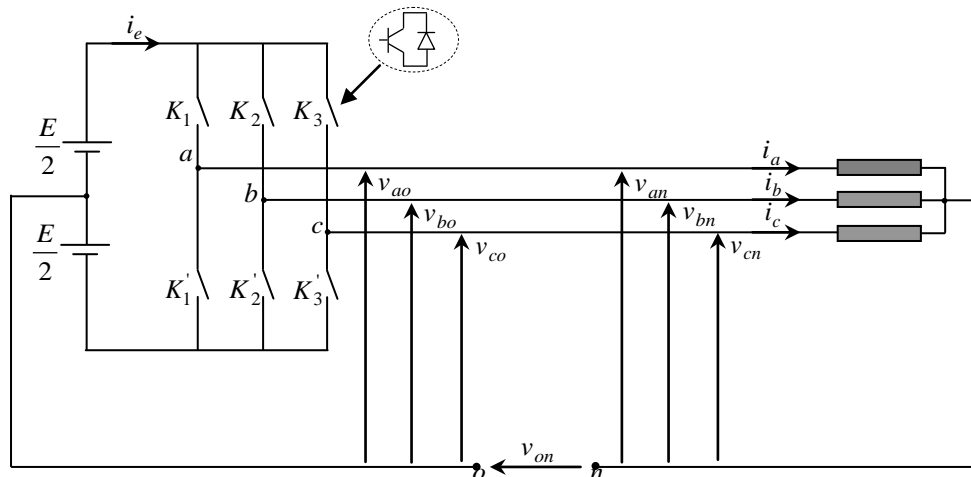


Figure 1. 7: Schéma de l'onduleur de tension pour l'alimentation du moteur de traction à courant alternatif

En régime équilibré, les tensions aux bornes de trois phases sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

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

$$v_i - v_o = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{si } K_i : \text{fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } K_i' : \text{fermé} \end{cases} \quad \text{avec: } i = a, b, c \quad (1.18)$$

Les tensions aux bornes de la machine sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Avec  $S_i$  est l'état de l'interrupteur  $K_i$ , supposé parfait, tel que pour le  $i^{\text{ème}}$  bras de l'onduleur ( $i = a, b, c$ ) :

- $S_i = 1$  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 ;

### 1.3 Modélisation du véhicule et de son environnement

Un véhicule est un ensemble de corps reliés entre eux par plusieurs liaisons visant d'une part à assurer le mouvement du châssis mais aussi le confort des passagers qu'ils transportent. Il est composé d'un châssis, et d'un système de liaison au sol comprenant : les pneumatiques, les roues, les trains et les suspensions

#### 1.3.1 Structure de véhicule électrique étudié

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

Nous avons donc retenu comme système d'étude un véhicule électrique à entraînement direct constitué : d'un châssis ; de quatre moteurs de type synchrones à aimants permanents ; d'une batterie d'accumulateurs et d'un onduleur triphasé pour chaque moteur, Figure 1.8.

Dans la partie suivante, nous étudions la partie mécanique qui traite les aspects dynamique du véhicule et la partie électrique qui représente la motorisation électrique. [Sek-13][Mer-16]

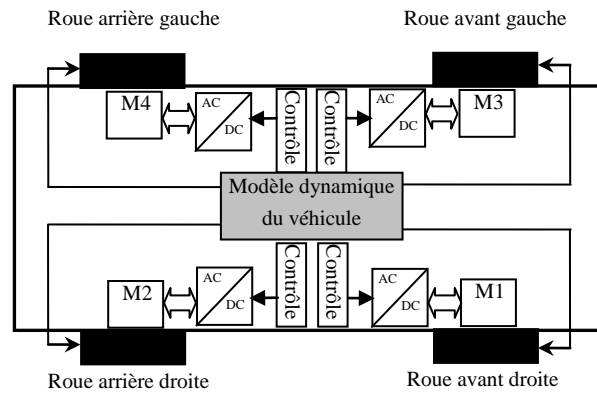


Figure 1. 8: Structure de véhicule électrique étudié

- **Force de résistance aérodynamique  $F_{aero}$**

Comme tout objet en mouvement, un véhicule est exposé à un ensemble d'efforts aérodynamiques dont le torseur est calculé au centre d'inertie du véhicule. Il se résume à la trainée longitudinale qui affecte principalement les performances en accélération, et la poussée latérale constituant une perturbation externe influant surtout la stabilité du guidage et la portée verticale. L'effort aérodynamique peut être approché par l'équation suivante :

$$F_{aero} = \frac{1}{2} \rho S_f C_{px} V_r^2 \quad (1.21)$$

Où  $\rho$  est la densité de l'air,  $S_f$  est la surface de référence obtenue par projection frontale du véhicule.  $C_{px}$  est le coefficient de pénétration dans l'air et  $V_r$  est la vitesse relative du véhicule définie comme la somme vectorielle de la vitesse du véhicule et celle du vent.

- **Force de résistance au roulement  $F_{roul}$**

Lorsque le véhicule roule, un moment apparaît autour de l'axe latéral du pneu. En effet, le rayon de la roue  $R_\omega$  à l'arrêt est différent de celui en roulement. Cette différence crée une zone de contact, qui une fois soumise à la charge verticale, génère un moment de résistance au roulement. Le moment et la force de résistance au roulement sont en fonction de la charge verticale et d'un coefficient de résistance au roulement  $C_{rr}$  :

$$\begin{cases} M_{rouli} = R_\omega F_{zij} C_{rr} \\ F_{rouli} = F_{zij} C_{rr} \end{cases} \quad (1.22)$$

▪ **Force de résistance due à la pente  $F_{pent}$**

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

$$F_{pente} = gM_v \sin(\alpha_p) \quad (1.23)$$

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

$$F_{pente} \approx gM_v p \quad \text{Pour } p \leq 20\%$$

La pente en % est définie comme l'élévation verticale en mètres pour une distance horizontale de 100 mètres, Figure 1.9. Si  $y$  représente l'élévation verticale, la pente  $p(\%)$  est donnée par la relation suivante [Nou-08]:

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

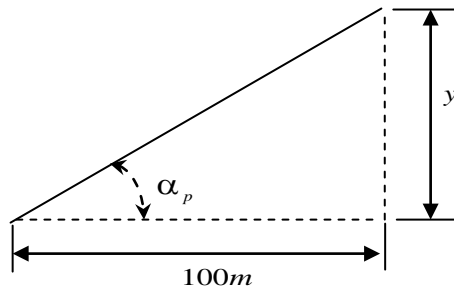


Figure 1. 9: La pente sur la route

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

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

$$F_{acc} = M_v \frac{dV_{veh}}{dt} = M_v \gamma \quad (1.24)$$

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

$$F_{tot} = gM_v C_{rr\_moy} + \frac{1}{2} \rho S_f C_{px} (V_{veh} + V_{vent})^2 + gM_v \sin(\alpha_p) + M_v \gamma \quad (1.25)$$

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

$$C_r = F_{tot} R_\omega \quad (1.26)$$

Où  $R_\omega$  est le rayon de la roue en mètre.

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

$$\Omega_r = \frac{V_{veh}}{R_\omega} \quad (1.27)$$

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

$$P = F_{tot} V_{veh} \quad (1.28)$$

### 1.3.2 Modélisation de la partie mécanique

Le but de la modalisation est 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).[Sek-13][,]Har-07].

#### 1.3.2.1 Dynamique de véhicule

Pour la modélisation du véhicule en considérant un déplacement le long des axes  $x$ ,  $y$ , ainsi qu'une rotation autour de l'axe verticale  $z$ , Figure 1.10.

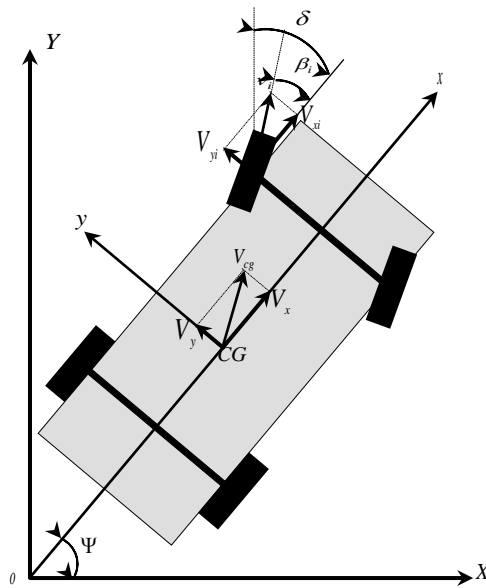
Les forces généralisées  $F_X, F_Y$  et le moment de rotation totale  $M_Z$  dans le repère inertiel  $(X, Y, \psi)$  sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} M_v \ddot{X} &= F_X \\ M_v \ddot{Y} &= F_Y \\ J_v \ddot{\psi} &= M_Z \end{aligned} \quad (1.29)$$

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

$$\begin{pmatrix} \dot{X} \\ \dot{Y} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 0 \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_x \\ V_y \\ r \end{pmatrix} \quad (1.30)$$

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



**Figure 1. 10:** Mouvement du véhicule dans le système d'axes  $(X, Y)$

En dérivant (1.30) par rapport au temps, on obtient les accélérations :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\dot{X}) &= \dot{V}_x \cos(\psi) - V_x \dot{\psi} \sin(\psi) - \dot{V}_y \sin(\psi) - V_y \dot{\psi} \cos(\psi) \\ \frac{d}{dt}(\dot{Y}) &= \dot{V}_x \sin(\psi) + V_x \dot{\psi} \cos(\psi) + \dot{V}_y \cos(\psi) - V_y \dot{\psi} \sin(\psi) \\ \frac{d}{dt}(\dot{\psi}) &= \dot{r} \end{aligned} \quad (1.31)$$

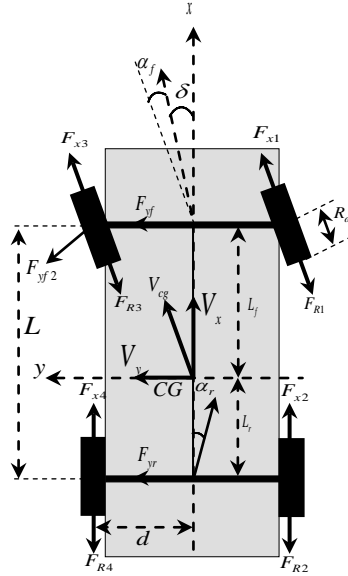
En tenant compte de (1.29) dans les équations (1.31), on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{F_x}{M_v} &= (\dot{V}_x - \dot{\psi} V_y) \cos(\psi) - (\dot{V}_y + \dot{\psi} V_x) \sin(\psi) \\ \frac{F_y}{M_v} &= (\dot{V}_x - \dot{\psi} V_y) \sin(\psi) + (\dot{V}_y + \dot{\psi} V_x) \cos(\psi) \\ \frac{M_z}{J_v} &= \dot{r} \end{aligned} \quad (1.32)$$

En substituant l'équation (1.30) dans (1.32), on obtient les expressions des accélérations au centre de gravité (CG) du véhicule comme il est montré sur (1.33) :

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 1.11.

$$\begin{cases} \frac{F_x}{M_v} = (\dot{V}_x - rV_y) \\ \frac{F_y}{M_v} = (\dot{V}_y + rV_x) \\ \frac{M_z}{J_v} = \dot{r} \end{cases} \quad (1.33)$$



**Figure 1. 11:** 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 à gravir  $\alpha_p$ , est :

$$F_x = \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \cos(\delta_i) - \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \sin(\delta_i) - 0.5 \rho S_f C_{px} v_x^2 - M_v g \sin(\alpha_p) \quad (1.34)$$

Les forces de traction et celles de freinage sont incluses dans  $F_{xi}$ . La force aérodynamique est opposée au sens du déplacement relatif de 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  $(y)$  :

$$F_y = \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \sin(\delta_i) + \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \cos(\delta_i) + 0.5 \rho S_f C_{py} v_y^2 + M_v g \sin(\alpha_p) \quad (1.35)$$

Où  $M_v g \sin(\alpha_p)$  est la force due à la pente transversale  $\alpha_p$  de la route.

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

$$M_z = \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \sin(\delta_i) x_i + \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \cos(\delta_i) x_i - \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \cos(\delta_i) y_i + \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \sin(\delta_i) y_i + \sum_{i=0}^4 M_{ai} + 0.5 \rho S_f C_{M_z} v^2 \quad (1.36)$$

$x_i$  et  $y_i$  estimant les coordonnées des centres des surfaces de contacts des roues avec le sol.

En substituant (1.34), (1.35) et (1.36) dans (1.33), on obtient les expressions définitives des équations de mouvement :

$$\begin{cases} M_v(\dot{V}_x - rV_y) = \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \cos(\delta_i) - \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \sin(\delta_i) - 0.5\rho S_f C_{px} V_x^2 - M_v g \sin(\alpha_p) \\ M_v(\dot{V}_y + rV_x) = \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \sin(\delta_i) + \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \cos(\delta_i) - 0.5\rho S_f C_{py} V_y^2 + M_v g \sin(\alpha_p) \\ J_v \dot{r} = \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \sin(\delta_i) x_i + \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \cos(\delta_i) x_i - \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \cos(\delta_i) y_i + \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \sin(\delta_i) y_i + \sum_{i=0}^4 M_{ai} + 0.5\rho S_f C_{Mz} V^2 \end{cases} \quad (1.37)$$

### 1.3.3 Modélisation du contact roue-sol

#### 1.3.3.1 Angle de glissement

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

$$\alpha_i = \beta_i - \delta_i \quad (1.38)$$

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

$$\beta_i = \arctan\left(\frac{V_{yi}}{V_{xi}}\right) = \arctan\left(\frac{V_y + \dot{\psi} \cdot x_i}{V_x - \dot{\psi} \cdot y_i}\right) \quad (1.39)$$

#### 1.3.3.2 Le glissement

Concernant le glissement latéral (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 1.12.

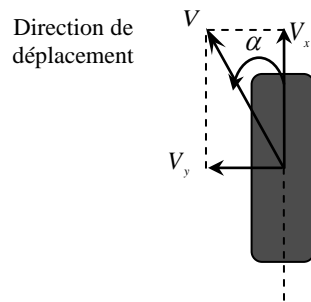


Figure 1. 12: Glissement latérale de la roue

On a,

$$\alpha = \arctan\left(\frac{V_y}{V_x}\right) \quad (1.40)$$



En se basant sur le vecteur de vitesse du centre de gravité du véhicule  $[V_x V_y r]^T$  et de ses paramètres géométriques, on peut définir le glissement latéral pour les quarts roues avant et arrière comme suit :

$$\begin{cases} \alpha_1 = \arctan\left(\frac{1}{V_x + d}(V_y + rL_f)\right) - \delta \\ \alpha_3 = \arctan\left(\frac{1}{V_x - d}(V_y + rL_f)\right) - \delta \\ \alpha_2 = \arctan\left(\frac{1}{V_x - d}(V_y + rL_r)\right) \\ \alpha_4 = \arctan\left(\frac{1}{V_x - d}(V_y + rL_r)\right) \end{cases} \quad (1.41)$$

Où

$L_f$  : Distance perpendiculaire entre le train avant et la centre de gravité ;

$L_r$  : Distance perpendiculaire entre le train arrière et la centre de gravité ;

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

### 1.3.3.3 Adhérence

#### 1.3.3.3.1 Modèle de karchoo

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

$$\mu_a = \frac{F_x}{F_z} \quad (1.42)$$

La Figure 1.13(b) montre les courbes tracées par la fonction de KACHROO, on remarque que la nature du revêtement du sol influe fortement le coefficient d'adhérence. Nous employons la fonction de Kachroo pour évoluer le paramètre  $\mu_a$  qui varie de façon non linéaire en fonction du glissement  $\lambda$  de la roue, qu'elle soit motrice ou freinée.

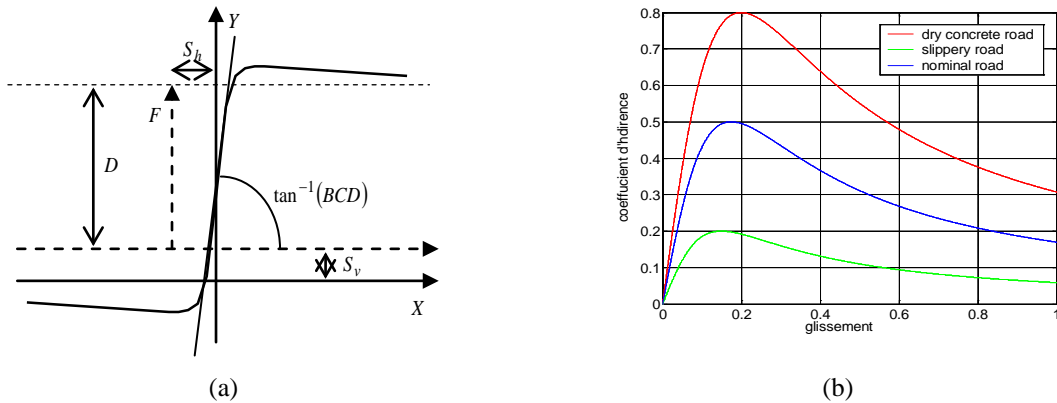
$$\mu_a = \frac{2\mu_p S_p \lambda}{S_p^2 + \lambda^2} \quad (1.43)$$

#### 1.3.3.3.2 Modèle de Pacejka

Les modèles de Pacejka [Pac-79], connus sous le nom de « formule magique », sont issus de l'identification des paramètres de courbes à partir de relevés expérimentaux obtenus sur banc d'essai. Les paramètres du modèle du Pacejka nécessitent d'être ajustés aux conditions d'essais réelles (revêtement, protocole d'essais...) qui ne sont pas prises en comptes par les équations du modèle. Malgré son domaine de validité limité, il est encore utilisé comme référence dans le domaine industriel. Ce modèle quasi-statique non-linéaire permet de calculer les forces

longitudinales, latérales, ainsi que le moment d'auto alignement. Il exprime aussi le couplage entre les efforts longitudinaux et latéraux. La seule expression à utiliser est donnée par :

$$\begin{cases} X = x + S_h \\ F(x) = y(x) + S_v \\ y(X) = D \sin(C \tan^{-1}(BX - E(BX - \tan^{-1}(BX)))) \end{cases} \quad (1.44)$$



**Figure 1.13:** Courbe caractéristique selon le modèle de Pacejka, (b) Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route

La formule (1.44) permet de décrire :

En entrée  $X$  , le glissement longitudinal ou l'angle de dérive de la roue

En sortie, respectivement l'effort longitudinal ou l'effort latéral et le moment d'auto-alignement

Les paramètres  $B$ ,  $C$ ,  $D$ ,  $E$ ,  $S_h$  et  $S_v$  dépendent de la force normale appliquée sur le pneumatique, des caractéristiques du pneumatique et du mode étudié. Ils ont une signification physique :

$B$  : coefficient de raideur ;

$C$  : facteur de forme ;

$B$  et  $C$  permettent d'ajuster les pentes aux origines et l'allure des courbes.

$D$  : valeur maximale ;

$E$  : courbure qui permet un contrôle des abscisses pour lesquelles les valeurs maximales des courbes sont atteintes ;

$S_h$  : décalage à l'origine en horizontal ;

$S_v$  : décalage à l'origine en vertical ;

La Figure 1.13 (a) montre qu'à partir de l'observation de la courbe caractéristique des efforts d'un pneumatique, il est possible de déterminer les paramètres  $B$ ,  $C$  et  $D$ . Le paramètre  $E$  corrige la courbure de la courbe après le sommet. Le coefficient  $BCD$  représente la tangente à l'origine. Il est équivalent à la raideur d'adhérence du pneumatique en latéral ou en longitudinal

Les expressions des paramètres du mode longitudinal, latéral du modèle de Pacejka sont représentées sur le Tableau 1-1 :

| Mode longitudinal                          | Mode latéral                             |
|--|--|
| $\mu_x = b_1 F_z + b_2$                    | $\mu_y = a_1 F_z + a_2$                  |
| $D = \mu_x F_z$                            | $D = \mu_y F_z$                          |
| $BCD = (b_3 F_z^2 + b_4 F_z) e^{-b_5 F_z}$ | $BCD = a_3 \sin(2 \tan^{-1}(F_z / a_4))$ |
| $C = b_0$                                  | $C = a_0$                                |
| $E = b_6 F_z^2 + b_7 F_z + b_8$            | $E = a_6 F_z + a_7$                      |
| $B = BCD / CD$                             | $B = BCD / CD$                           |
| $S_h = b_8 F_z + b_{10}$                   | $S_h = a_9 F_z + b_{10}$                 |
| $S_v = 0$                                  | $S_v = a_{12} F_z + a_1$                 |

Tableau 1.1 : Expression des paramètres du mode longitudinal, latéral

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

En tenant compte de la Figure 1.11 et après des simples manipulations mathématiques, on peut aboutir aux équations dynamiques suivantes :

$$\begin{cases}
 M_v (\dot{V}_x - r \dot{V}_y) = (F_{x1} + F_{x3}) \cos(\delta) + F_{x2} + F_{x4} - (F_{R1} + F_{R3}) \cos(\delta) - F_{R2} - F_{R4} - (F_{y1} + F_{y3}) \sin(\delta) - F_{aero} - F_{pente} \\
 M_v (\dot{V}_y + r \dot{V}_x) = (F_{x1} + F_{x3}) \sin(\delta) - (F_{R1} + F_{R3}) \sin(\delta) + F_{y1} + F_{y2} + F_{y1} + F_{y3} - (F_{y1} + F_{y3}) \sin(\delta) \\
 J_v \dot{r} = L_f (F_{y1} + F_{y3}) - L_r (F_{y2} + F_{y4}) + d [(F_{x1} - F_{x3}) \cos(\delta) + F_{x2} - F_{x4} + (F_{R3} + F_{R1}) \cos(\delta) - F_{R2} + F_{R4}]
 \end{cases} \quad (1.45)$$

Où  $F_{yi}$  et  $F_{xi}$  les forces latérales et longitudinales respectivement et elles sont données par :

$$F_x \begin{cases} X = x + S_h \\ F_x(\lambda) = y(\lambda) + S_v \\ y(X) = D \sin\left(C \tan^{-1}\left(BX - E\left(BX - \tan^{-1}(BX)\right)\right)\right) \end{cases} \quad (1.46)$$

$$F_y \begin{cases} X = x + S_h \\ F_y(\alpha) = y(\alpha) + S_v \\ y(X) = D \sin\left(C \tan^{-1}\left(BX - E\left(BX - \tan^{-1}(BX)\right)\right)\right) \end{cases} \quad (1.47)$$

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

$$\lambda_i = \frac{R_\omega \omega_i - u_{ii}}{\max(R_\omega \omega_i, u_{ii})} \quad (1.48)$$

Avec  $u_{ii}$  les vitesses linéaires du véhicule ramenées aux centres des roues sont données par :

$$\begin{cases} u_{r1} = (V_x + dr) \cos(\delta) + (V_y + L_f r) \sin(\delta) \\ u_{r2} = V_x + dr \\ u_{r3} = (V_x - dr) \cos(\delta) + (V_y + L_f r) \sin(\delta) \\ u_{r4} = V_x - dr \end{cases} \quad (1.49)$$

### 1.4.1 Couplage entre le modèle mécanique et le modèle de la motorisation

Faisons référence à la Figure 1.14, le couplage entre la partie dynamique et celle de motorisation se donne par la relation suivante :

$$\begin{aligned} (J_w + J_m) \dot{\omega}_i &= C_{mi} - C_{ri} \\ \dot{\theta} &= p \omega \end{aligned} \quad (1.50)$$

$J_\omega$  : Moment d'inertie de la roue  $Kg.m^2$  ;

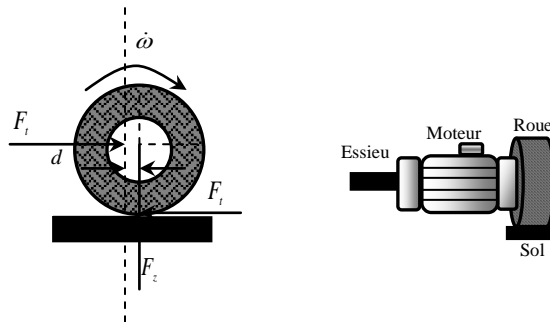
$J_m$  : Moment d'inertie du moteur  $Kg.m^2$  ;

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

$C_{ri}$  : Couple résistant de la roue  $i(N.m)$

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

$$\begin{aligned} C_{ri} &= R_\omega F_{xi} - d_z F_{zi} \quad (si : i \in [1,3]) \\ C_{ri} &= R_\omega F_{xi} - d_z F_{zi} \quad (si : i \in [2,4]) \end{aligned} \quad (1.51)$$



**Figure 1.14:** Couplage entre mécanique et motorisation

Les valeurs de la distance  $d_z$  sont tout à fait petites (leur différence est habituellement égale à zéro) et peuvent être négligées. En s'appuyant sur la Figure 1.15, les charge sur les essieux arrière et avant  $F_{zi}$  peuvent se en écrivant la somme des couples qui agissent sur les point de contact des roues. Elles se simplifient comme suit :

$$\begin{aligned}
 F_{z1} &= \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{V}_x - r V_y) + \frac{h_{cg} M_v}{2l_w} (\dot{V}_y + r V_x) \\
 F_{z3} &= \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{V}_x - r V_y) - \frac{h_{cg} M_v}{2l_w} (\dot{V}_y + r V_x) \\
 F_{z2} &= \frac{L_f g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{V}_x - r V_y) + \frac{h_{cg} M_v}{2l_w} (\dot{V}_y + r V_x) \\
 F_{z4} &= \frac{L_f g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{V}_x - r V_y) - \frac{h_{cg} M_v}{2l_w} (\dot{V}_y + r V_x)
 \end{aligned}
 \tag{1.52}$$

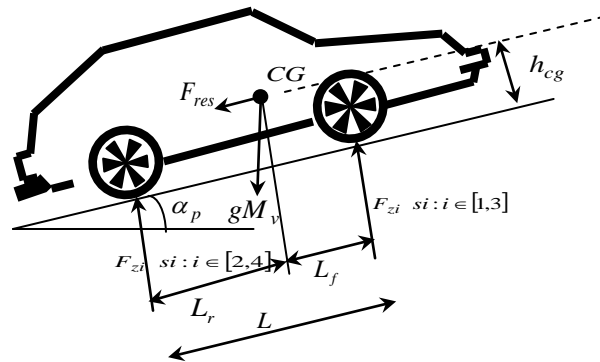


Figure 1. 15: Forces agissant sur un véhicule dans un plan incliné

## 1.5 Modèle du mécanisme différentiel

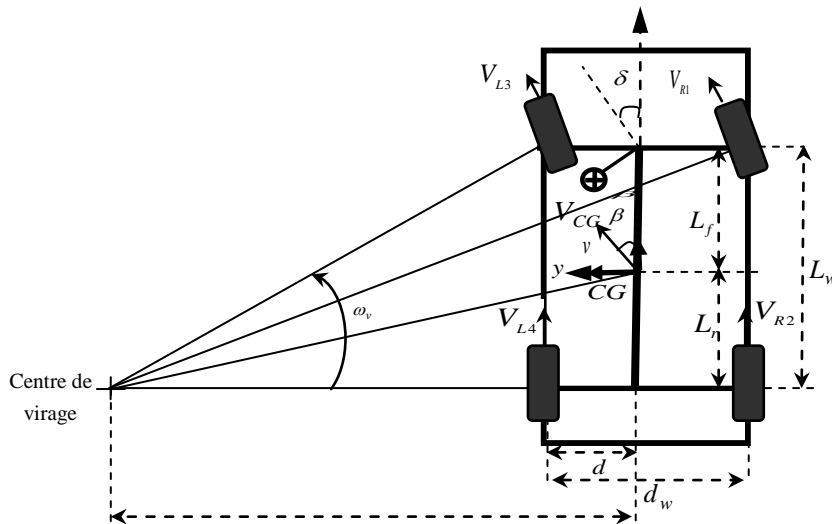


Figure 1. 16: Géométrie de véhicule en virage

En virage, Figure 1.16, le parcours de la roue intérieure est réduit par rapport celui de la roue extérieure ; ces deux distances devant être effectuées dans le même intervalle de temps, il faut 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 [Har-15] [Sek-13] qui assure la différence de vitesse tout en assurant un couple pour les deux roues motrices.

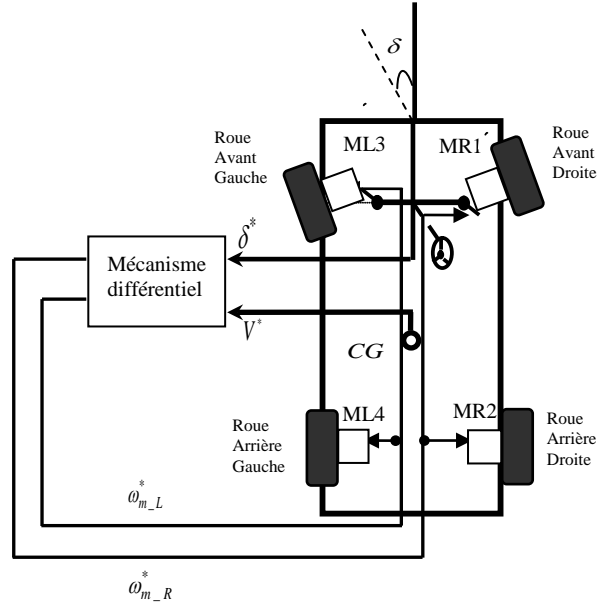


Figure 1. 17: Mécanisme différentiel

Les vitesses linéaires des roues motrices, Figure 1.17 sont exprimées par :

$$V_L = \omega_v \left( R + \frac{d_w}{2} \right) \quad (1.53)$$

$$V_R = \omega_v \left( R - \frac{d_w}{2} \right) \quad (1.54)$$

Où  $R$  est le rayon du virage

$$R = \frac{L_w}{\tan(\delta)} \quad (1.55)$$

En substituant l'équation (1.55) dans les équations (1.53) et (1.54), on obtient :

$$\omega_{r\_l} = \frac{L_w + d_w / 2 \cdot \tan \delta}{L_w} \omega_v \quad (1.56)$$

$$\omega_{r\_R} = \frac{L_w - d_w / 2 \cdot \tan \delta}{L_w} \omega_v \quad (1.57)$$

Avec

$$\omega_{r\_l} = \frac{V_L}{R}$$

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

$$\Delta\omega = \omega_{r\_L} - \omega_{r\_R} = \frac{d_w \cdot \tan \delta}{L_w} \omega_v \quad (1.58)$$

$$\begin{cases} \delta > 0 \Rightarrow \text{Virage à droite} \\ \delta = 0 \Rightarrow \text{Ligne droite} \\ \delta < 0 \Rightarrow \text{Virage à gauche} \end{cases} \quad (1.59)$$

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

$$\omega_{m\_L}^* = \omega_v + \frac{\Delta\omega}{2} \quad (1.60)$$

$$\omega_{m\_R}^* = \omega_v - \frac{\Delta\omega}{2} \quad (1.61)$$

## 1.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation des éléments de la chaîne de traction électrique à propulsion synchrone, et à la modélisation dynamique d'un véhicule électrique à traction intégrale. Tout d'abord, une modélisation des différents composants qui caractérisent le véhicule électrique est détaillée.

Ensuite, La modélisation du motopropulseur synchrone à aimants permanents, alimenté par onduleur de tension a été développée. Étant donné que l'onduleur peut être considéré comme un élément de connexion du moteur de traction avec la source d'énergie, qui a été modélisé par un simple générateur de tension continu.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté la modélisation de la partie mécanique de la chaîne de traction. Nous avons présenté, d'abord, un modèle à trois degrés de liberté, traduisant la dynamique du véhicule : l'évolution du déplacement longitudinal, du déplacement latéral et le lacet du véhicule. La modélisation de la chaîne de traction nous permettra de mettre en œuvre certaines commandes, dont l'une est la commande directe du couple classique qui fera l'objet du chapitre suivant.

## *Chapitre 2*

*La commande directe du couple classique et  
modifiée de la machine synchrone à aimants  
permanents*



## 2.1 Introduction

Dans les années 1980, sont apparues les premières commandes dites directes de couple électromagnétique (DTC) [Sek-13]. Initialement développé pour les machines asynchrones, ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Nous cherchons dans ce travail à développer une technique équivalente pour des machines synchrones à aimants permanents.

La commande directe de couple possède de nombreux avantages tel que : la réponse rapide du couple, la simplification de commande et le temps de traitement modéré comparée à la commande vectorielle grâce à l'élimination de la modulation de largeur d'impulsion, l'insensibilité aux variations paramétriques à l'exception de la résistance statorique puisqu'elle influe sur l'estimation du flux statorique et par conséquent sur la variation du couple électromagnétique. Cependant, DTC conventionnel présente quelques faiblesses, compris une grande ondulation de couple et de flux, distorsions à fort courant et fréquence de commutation non fixée.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons étudier et modéliser la commande DTC classique, afin de connaître en simulation ses performances sur la machine synchrone à aimants permanents. La deuxième partie, consiste à améliorer ses performances, cette amélioration réside dans la réduction des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique par la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation.

## 2.2 Commande directe du couple

### 2.2.1 Principe de la commande directe du couple

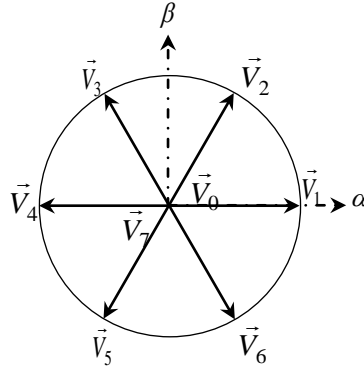
Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs de tensions générées par les différentes configurations possibles des interrupteurs de l'onduleur afin de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis. Une application adéquate de ce principe permet un découplage du contrôle entre le flux et le couple sans besoin à une transformation de coordonnées ou à une modulation de largeur d'impulsion pour la génération des impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur [Tak-86, Dep-87, Nas-97, Lud-95, Har-10].

Dans la commande DTC, le flux statorique et le couple électromagnétique sont indépendamment et directement contrôlés. Ceci est effectué en contrôlant le vecteur flux statorique par une sélection plus appropriée du vecteur de tension à tout instant. La sélection des vecteurs tension se base sur la prise en considération de la composante tangentielle du vecteur flux qui détermine la variation du couple électromagnétique et celle radiale détermine

l'évolution de l'amplitude du flux. Le vecteur de tension de référence  $\vec{V}_s$  est délivré par un onduleur de tension dont l'état des interrupteurs  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  prennent la valeur "1" si l'interrupteur est fermé et la valeur "0" s'il est ouvert. Le vecteur de tension  $\vec{V}_s$  peut être écrit sous la forme :

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (2.1)$$

Les combinaisons des trois grandeurs  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  permettent de générer huit positions du vecteur  $\vec{V}_s$  dont deux sont nuls.



**Figure 2. 1:** Vecteurs tension de l'onduleur

### 2.2.1.1 Contrôle du flux statorique de la machine

Dans le plan  $\alpha$ - $\beta$ , le flux statorique de la MSAP est donné par :

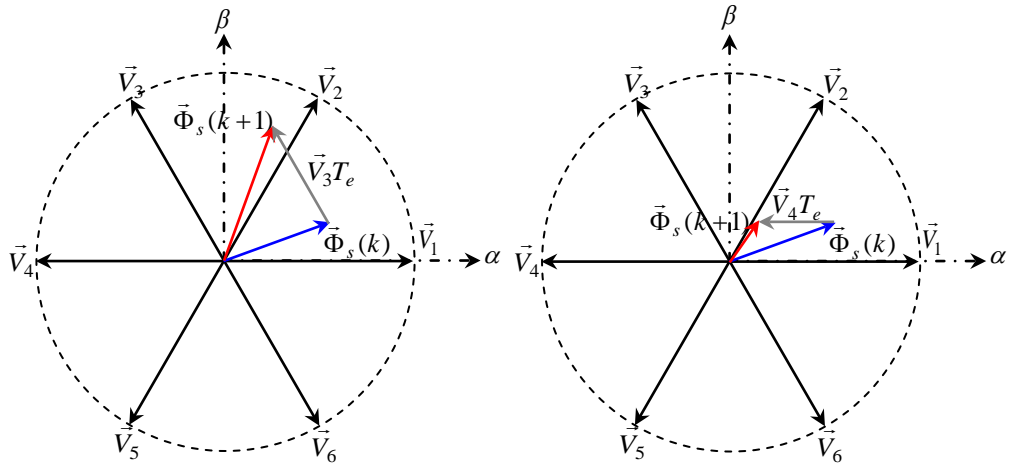
$$\Phi_s = \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{i}_s) dt \quad (2.2)$$

En considérant que la commande des interrupteurs de l'onduleur se fait par période de commande (ou d'échantillonnage)  $T_e$  et le terme résistif ( $R_s \vec{I}_s$ ) négligeable, le flux statorique peut s'écrire :

$$\vec{\Phi}_s(k+1) = \vec{\Phi}_s(k) + \vec{V}_s(k) T_e \quad (2.3)$$

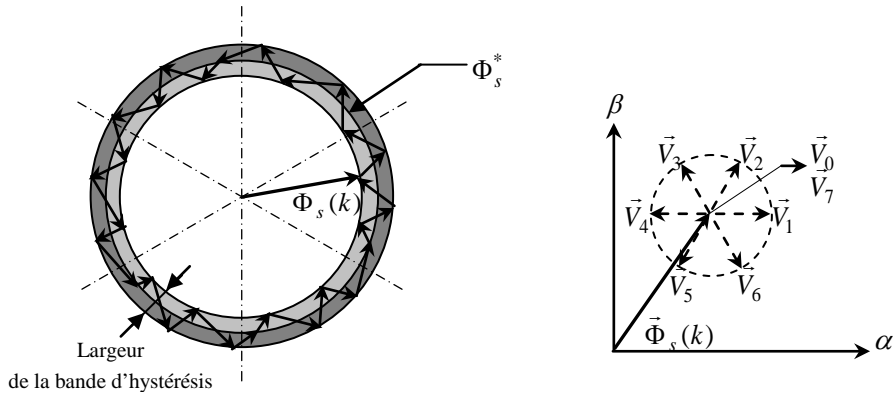
Cette relation montre que si on applique à la machine un vecteur de tension constant non nul, l'extrémité du vecteur flux  $\vec{\Phi}_s$  se déplace dans la direction du vecteur tension statorique  $\vec{V}_s$ . On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique  $\vec{\Phi}_s$  se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur de tension  $\vec{V}_s$  imposé par l'onduleur de tension à la machine, Figure 2.2.

Selon le vecteur de tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique, Figure 2.1. Ainsi, selon le choix du vecteur de tension statorique sur les intervalles successifs de durée la période d'échantillonnage  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante, Figure 2.3.



**Figure 2. 2:** Évolution de l'extrémité du vecteur flux statorique en fonction du vecteur de tension appliqué

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique, Figure 2.2. Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de durée la période d'échantillonnage  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la Figure 2.3 qui prend pour exemple une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centré sur le flux de référence.

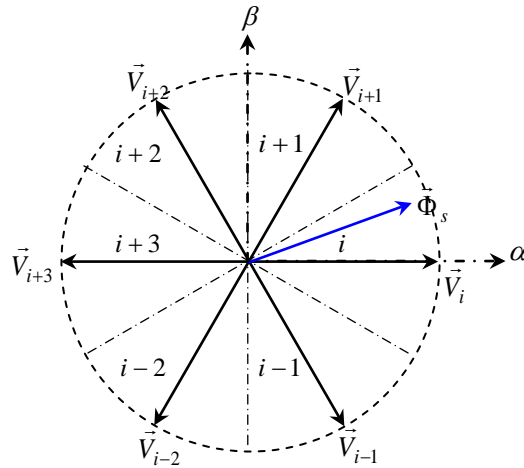


**Figure 2. 3:** Trajectoire du flux statorique

D'une manière générale, pour augmenter ou diminuer le flux dans chaque secteur du plan  $(\alpha, \beta)$ , on s'inspire de la représentation généralisée de la Figure 2.4.

Dans le secteur  $i$  et pour un sens de rotation positif :

- Pour augmenter l'amplitude du flux statorique, on peut appliquer  $V_i, V_{i+1}$  et  $V_{i-1}$ .
- Pour diminuer l'amplitude du flux statorique, on peut appliquer  $V_{i+2}, V_{i+3}$  et  $V_{i-2}$ .



**Figure 2. 4:** Secteurs discrets et vecteurs tension d'un onduleur à 2 niveaux

### 2.2.1.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [Cha-08]:

$$C_{em} = K_c I_m [\vec{\Phi}_s, \vec{\Phi}_r^*] \quad (2.4)$$

Où  $\vec{\Phi}_r^*$  est le conjugué de  $\vec{\Phi}_r$ ,  $K_c$  est une constante dépendant des paramètres de la machine.

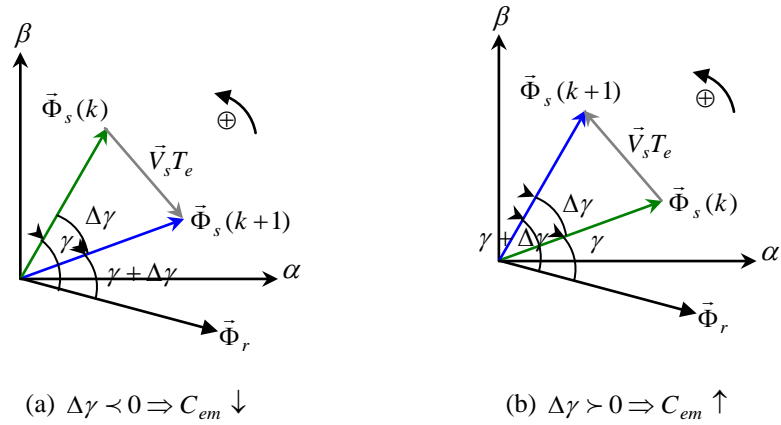
$$K_c = \frac{3}{2} \frac{p}{L_s} \quad (2.5)$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = K_c \Phi_s \Phi_r \sin(\gamma) \quad (2.6)$$

Où  $\gamma$  est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

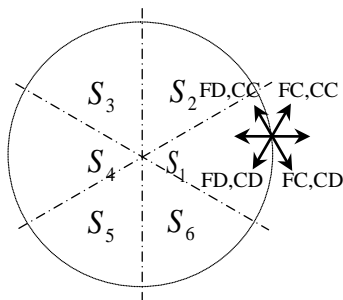
Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique. Sur la Figure 2.4, on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application de deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des sens de rotation contraire. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.



**Figure 2. 5:** Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué

D'une manière générale, pour augmenter ou diminuer le flux statorique et/ou le couple électromagnétique dans chaque secteur du plan  $(\alpha, \beta)$ , on s'inspire de représentation des Figures 2.3 et 2.5.

Le tableau 2.1 montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs  $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$  qu'on peut appliquer dans le secteur  $S_i$ . Les vecteurs tensions à appliquer dépendent du secteur où se trouve le vecteur flux.



**Figure 2. 6:** Variation du flux et du couple

|          |         | Vecteur $\vec{V}_s$                              |
|----------|---------|--|
| $\Phi_s$ | Croît   | $\vec{V}_{i-1} \vec{V}_i \vec{V}_{i+1}$          |
|          | Décroît | $\vec{V}_{i-2} \vec{V}_{i+2}$<br>$\vec{V}_{i+3}$ |
| $C_{em}$ | Croît   | $\vec{V}_{i+1} \vec{V}_{i+2}$                    |
|          | Décroît | $\vec{V}_{i-1} \vec{V}_{i-2}$                    |
|          |         |  |

**Tableau 2.1 :** Table de sélection générale pour la commande directe du couple

### 2.2.2 Modélisation de la commande directe du couple

La Figure 2.7 présente le schéma général de la commande DTC. Deux éléments non-linéaires de type hystérésis sont utilisés pour connaître les informations de tendances d'évolution du flux et du couple. Le correcteur de flux a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  dans une bande circulaire autour de la valeur de référence. Le correcteur de couple remplit la même fonction pour ce dernier. Une table de décision (Tableau 2.2), proposée

par TAKAHASHI [Nag-84], permet de déterminer les états de commutations en fonction de la sortie de chaque régulateur à hystérésis et du numéro du secteur  $S_i$  dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique.

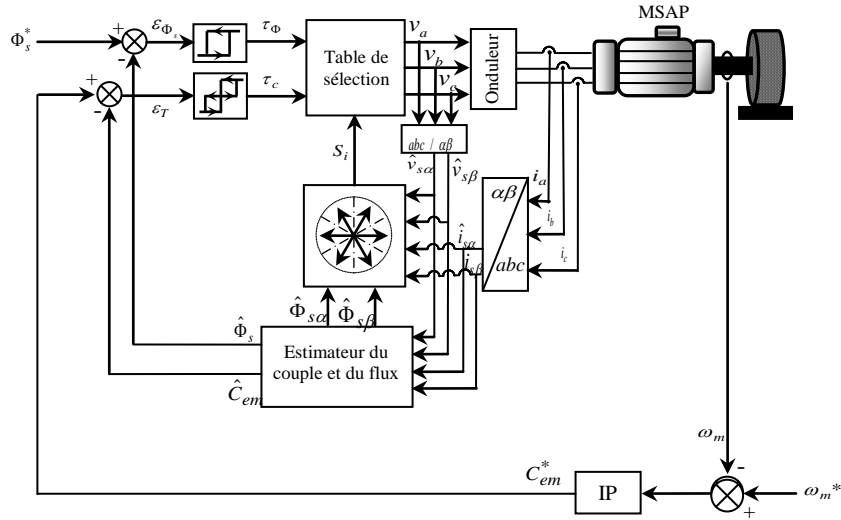


Figure 2.7 : Schéma bloc de la commande directe du couple d'une MSAP avec régulation de vitesse

|             |                | Secteur        |                |                |                |                |                |
|-------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
|             |                | 1              | 2              | 3              | 4              | 5              | 6              |
| $\tau_\Phi$ | $\tau_c$       | 1              | 2              | 3              | 4              | 5              | 6              |
|             | 1              | V <sub>2</sub> | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> |
|             | 0              | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> |
| 0           | -1             | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> |
|             | 1              | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> |
|             | 0              | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> |
| -1          | V <sub>5</sub> | V <sub>5</sub> | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> |

Tableau 2.2 : Table de sélection de TAKAHASHI

Le comparateur à hystérésis utilisé pour le contrôle du module flux est un comparateur à deux niveaux, Figure 2.7. Le signal de sortie  $\tau_\Phi$ , peut prendre deux valeurs selon les cas suivants :

- Si l'erreur de flux est positive, il faut augmenter le flux et  $\tau_\Phi = 1$  ;
- Si l'erreur de flux est négative, il faut affaiblir le flux et  $\tau_\Phi = 0$  ;

Le comparateur à hystérésis utilisé pour le contrôle du couple est un comparateur à trois niveaux, Figure 2.7. Le signal de sortie  $\tau_c$ , peut prendre trois valeurs selon les cas suivants :

- $\tau_c = 1$  : augmentation du couple ;

- $\tau_c = 0$  : maintien du couple ;
- $\tau_c = -1$  : diminution du couple ;

## 2.2.2.1 Sélection du vecteur de tension

### 2.2.2.1.1 Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$  :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (2.7)$$

où  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$  sont estimées en utilisant l'équation (2.2) qui nécessite la connaissance du vecteur courant statorique  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  et du vecteur tension statorique  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$ .

Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurées  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (2.8)$$

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} E \left[ S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ v_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (2.9)$$

### 2.2.2.1.2 Estimation de la position vecteur flux

Pour choisir le vecteur de tension convenable à appliquer à la machine, nous devons connaître la position du vecteur flux statorique dans l'un de six secteurs du plan  $(\alpha, \beta)$ . La détermination de cet angle par le calcul de l'arctangente comme le montre l'équation (2.10) nécessite un temps de calcul important.

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) \quad (2.10)$$

Pour la commande directe du couple, il n'est pas nécessaire de connaître avec précision la valeur de l'angle  $\theta_s$ . Il suffit de connaître le secteur dans lequel évolue le flux statorique pour faire le choix du vecteur à appliquer.

### 2.2.3 Amélioration de la commande Directe du couple

Le contrôle direct du couple (DTC) est l'une des techniques de contrôle avancé adopté pour contrôler le couple et le flux dans les entraînements industriels [Rah-97]. Cependant, DTC conventionnel présente quelques faiblesses, compris une grande ondulation de couple et de flux, distorsions à fort courant et fréquence de commutation non fixée. L'objectif de cette section, consiste à améliorer les performances de la commande directe du couple classique, cette amélioration réside dans la réduction des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique par de la maitrise la variation de la fréquence de commutation.

#### 2.2.3.1 Commande directe du couple modifiée avec table à 12 secteurs

Dans la DTC classique, il y a deux vecteurs par secteur qui présentent une ambiguïté dans le contrôle de flux, donc ils ne sont pas utilisés ( $V_i, V_{i+3}$ ) [Tou-08], [Hay-16]. Pour résoudre le problème d'ambiguïté dans le couple et le flux, on va diviser la position du flux statorique en 12 secteurs au lieu de 6 secteurs, la où les six vecteurs actifs seront utilisés pour le même secteur. Cependant, la composante tangentielle du vecteur tension est très faible par conséquent la variation du couple serai aussi faible, pour cela il faut introduit l'idée de la petit augmentation du couple [Ari-01], [Tou-08], [Hay-16]. La nouvelle partition est donnée par la Figure 2. 8

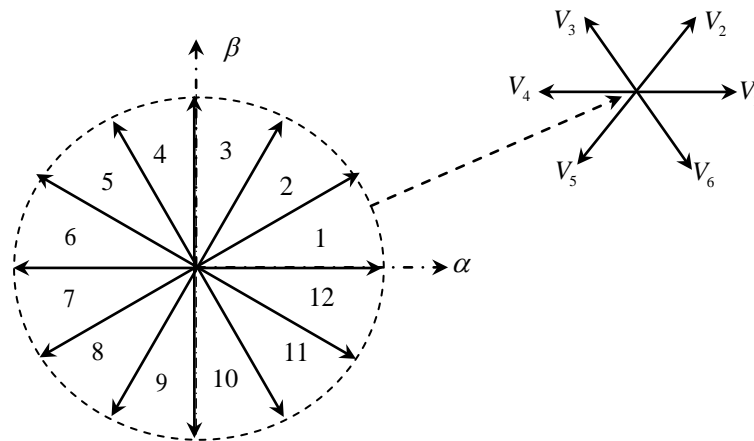


Figure 2. 8: Contrôle directe du couple avec 12 secteurs

Le tableau suivant représente les cas où les 6 vecteurs tensions, peuvent être employés dans les secteurs S1 et S12.

|        |                 |                 |
|--------|-----------------|-----------------|
| S12    | Augmente        | Diminue         |
| Flux   | $V_1, V_2, V_6$ | $V_3, V_4, V_5$ |
| Couple | $V_1, V_2, V_3$ | $V_4, V_5, V_6$ |
| S1     | Augmente        | Diminue         |
| Flux   | $V_1, V_2, V_6$ | $V_3, V_4, V_5$ |
| Couple | $V_2, V_3, V_4$ | $V_5, V_6, V_1$ |

Tableau 2.3 : Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12



Pour mieux exploiter ces tensions, il est nécessaire de définir les petites et les grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des secteurs [Ari-01], [Tou-08] par exemple, il est évident que  $V_1$  peut produire une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple pour le secteur 12, par contre dans le même secteur,  $V_2$  augmente fortement le couple et légèrement le flux [Ari-01], [Tou-08].

Dans notre cas, on s'intéresse beaucoup plus au couple, donc pour tenir compte des faibles et des grandes variations du couple on a utilisé un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et un correcteur hystérésis à deux niveaux pour le flux, Figure 2.9.

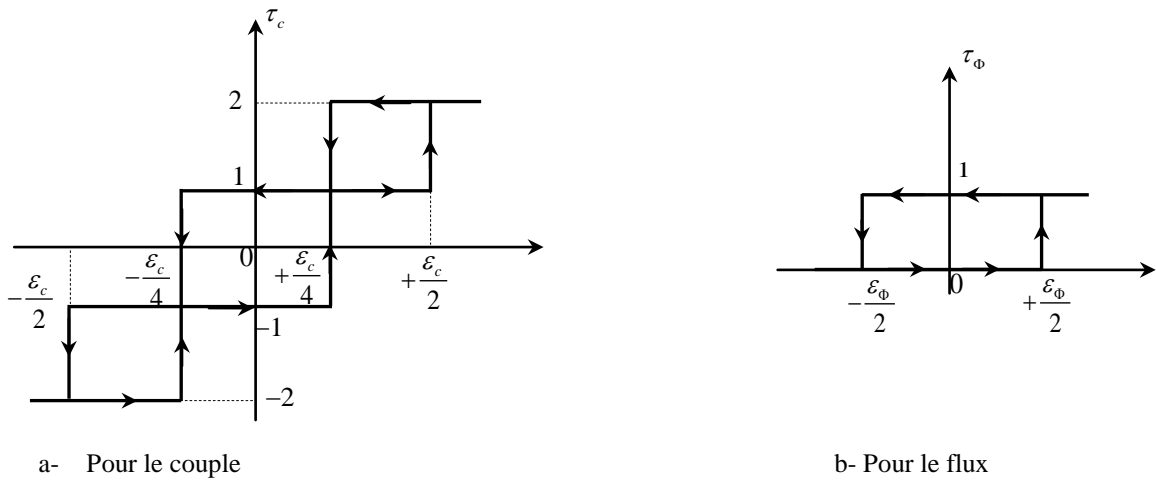


Figure 2. 9: Comparateur à hystérésis

Finalement, La disposition des vecteurs tensions appliqués dans le cas d'une commande DTC modifiée avec 12 secteurs est illustré par la table de commutation tableau 2.4.

|             |          | Secteur |         |         |         |         |         |         |         |         |         |         |         |
|-------------|----------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| $\tau_\Phi$ | $\tau_c$ | 1       | 2       | 3       | 4       | 5       | 6       | 7       | 8       | 9       | 10      | 11      | 12      |
| 1           | 2        | $V_2$   | $V_3$   | $V_3$   | $V_4$   | $V_4$   | $V_5$   | $V_5$   | $V_6$   | $V_6$   | $V_1$   | $V_1$   | $V_2$   |
|             | 1        | $V_2^*$ | $V_2$   | $V_3^*$ | $V_3$   | $V_4^*$ | $V_4$   | $V_5^*$ | $V_5$   | $V_6^*$ | $V_6$   | $V_1^*$ | $V_1$   |
|             | -1       | $V_1$   | $V_1^*$ | $V_2$   | $V_2^*$ | $V_3$   | $V_3^*$ | $V_4$   | $V_4^*$ | $V_5$   | $V_5^*$ | $V_6$   | $V_6^*$ |
|             | -2       | $V_6$   | $V_1$   | $V_1$   | $V_2$   | $V_2$   | $V_3$   | $V_3$   | $V_4$   | $V_4$   | $V_5$   | $V_5$   | $V_6$   |
| 0           | 2        | $V_3$   | $V_4$   | $V_4$   | $V_5$   | $V_5$   | $V_6$   | $V_6$   | $V_1$   | $V_1$   | $V_2$   | $V_2$   | $V_3$   |
|             | 1        | $V_4$   | $V_4^*$ | $V_5$   | $V_5^*$ | $V_6$   | $V_6^*$ | $V_1$   | $V_1^*$ | $V_2$   | $V_2^*$ | $V_3$   | $V_3^*$ |
|             | -1       | $V_5$   | $V_5$   | $V_6$   | $V_6$   | $V_1$   | $V_1$   | $V_2$   | $V_2$   | $V_3$   | $V_3$   | $V_4$   | $V_4$   |
|             | -2       | $V_5$   | $V_6$   | $V_6$   | $V_1$   | $V_1$   | $V_2$   | $V_2$   | $V_3$   | $V_3$   | $V_4$   | $V_4$   | $V_5$   |

Tableau 2.4 : Table de sélection pour la DTC avec 12 secteurs

Remarque:

$V_i^*$  : Représente une séquence non désirée, parce qu'elle ne génère pas les petites variations du couple désiré.

La région des grandes variations du couple correspond pour  $\tau_c = 2$  ou  $-2$ ,

La région des faibles variations du couple correspond pour  $\tau_c = 1$  ou  $-1$ .

### 2.2.3 Régulation de la vitesse de la machine

Le schéma bloc de la boucle de la régulation de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents commandée par la DTC classique et la DTC modifiée, avec un correcteur IP est représenté par la Figure 2.10 [Rek-03] [Har-08] [Sek-13]. Avec  $F(s)$  représente la fonction de transfert en boucle ouverte liant la vitesse de rotation et le couple électromagnétique, donnée par :

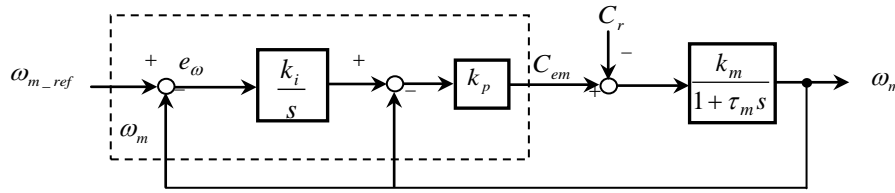
$$F(s) = \frac{K_m}{1 + \tau_m s} \quad (2.11)$$

Avec

$$K_m = \frac{p}{f}; \quad \tau_m = \frac{J}{f}$$

#### 3.2.3.1 Synthèse de correcteur

D'après l'équation (2.11), le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse avec correcteur IP est le suivant.



**Figure 2. 10:** Schéma de la régulation de la vitesse par correcteur IP

L'équation de départ est :

$$\left\{ \left[ (\omega_{m\_ref} - \omega_m) \frac{k_i}{s} - \omega_m \right] k_p - C_r \right\} \frac{k_m}{1 + \tau_m s} = \omega_m \quad (2.12)$$

Suite au calcul on obtient :

$$\omega_m = \frac{\frac{k_m k_i k_p}{\tau_m}}{s^2 + \frac{(1 + k_m k_p)}{\tau_m} s + \frac{k_m k_i k_p}{\tau_m}} \omega_{m\_ref} - \frac{\frac{k_m}{\tau_m} s}{s^2 + \frac{(1 + k_m k_p)}{\tau_m} s + \frac{k_m k_i k_p}{\tau_m}} C_r \quad (2.13)$$

En asservissement, on obtient les paramètres suivants du correcteur, en fonction de l'amortissement  $\zeta$  et la fréquence  $\omega_N$  :

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\zeta\omega_N\tau_m - 1}{k_m} \\ k_i = \frac{\omega_N^2\tau_m}{k_m k_p} \end{cases} \quad (2.14)$$

### 3.2.4 Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation obtenus avec la commande DTC classique et la commande DTC (12 secteurs) de la machine synchrone à aimants permanents. Les modèles de la MSAP et les DTC ont été implantés sur le logiciel MATLAB/Simulink. Une étude comparative entre la DTC classique et la DTC (12 secteurs) est présentée. Les deux approches de la commande DTC ont été testées avec la régulation de la vitesse en utilisant un correcteur IP, pour des différentes consignes de vitesse. Les figures indexées en (a) pour la commande DTC classique et en (b) pour la DTC (12 secteurs). Les paramètres sont définis dans l'annexe.

#### 3.2.4.1 Essai 1

Afin de tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage avec une vitesse de référence de  $300 \text{rd/s}$  et une charge de  $(20 \text{N.m})$ , puis l'introduction d'une charge sous forme échelon de couple ( $C_r = 30 \text{N.m}$ ) appliqué à l'instant  $t = 0.5 \text{s}$ . Les résultats de simulation sont représentés par la Figure (2. 11 - 2. 21).

La réponse en vitesse pour les deux techniques de commande utilisées présentée dans la Figure 2.11 ne subit aucun dépassement et ceci grâce à l'utilisation du régulateur de vitesse, choisi est de type IP. On remarque une erreur statique nulle donc un fonctionnement satisfaisant en régime permanent. On constate le changement du couple de charge  $C_r$  modifié peu les deux vitesses (chute de l'ordre 9% pendant une durée de 0,12s), cela signifie que le régulateur de vitesse agit bien en association avec le contrôle DTC et DTC Modifié respectivement de la machine.

Le couple électromagnétique présente en régime transitoire un accroissement oscillatoire jusqu'à une valeur maximale de  $70 \text{N.m}$ , ensuite il descend presque instantanément et suit sa valeur de référence  $20 \text{N.m}$ .

Les Figures 2. 12 et 2. 13 nous montrent que la DTC-12 secteurs améliore nettement la forme du couple dans le régime permanent et elle présente les mêmes dynamiques de réponses que la DTC classique.

La trajectoire de l'extrémité du flux statorique, d'après La Figure 2.14 prend une forme presque circulaire d'un rayon égale à  $0,08 \text{Wb}$  pour les deux techniques de commandes. La bande d'ondulation en utilisant la commande DTC Modifiée est très faible par rapport à la DTC classique.

Les résultats de simulation montrent que le flux statorique suit convenablement sa référence ( $0.08 \text{Wb}$ ). De plus, le flux statorique n'est pas perturbé lors d'une application de couple de charge, ce qui montre le bon découplage entre le flux et le couple. La DTC Modifiée présente un flux moins oscillant que celui de la DTC classique. La Figure 2. 15 illustre bien ces résultats. On peut observer une allure proche de la forme sinusoïdale pour les composantes du flux statoriques, Figures 2.16 et 2. 17, avec moins d'oscillation dans la DTC modifiée.

Les Figures 2. 18 – 2. 21 représentent les composantes des courants statoriques dans le repère  $(\alpha, \beta)$  et  $(a, b, c)$  correspondant au fonctionnement considéré. Le courant statorique fait apparaître un transitoire au démarrage et lors de l'application de la charge.

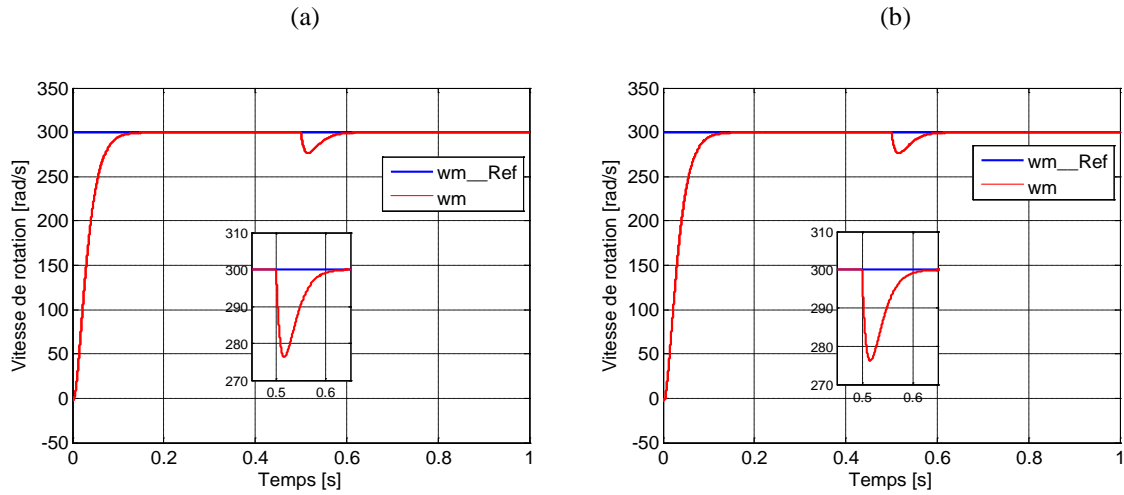


Figure 2.11: Vitesse de rotation

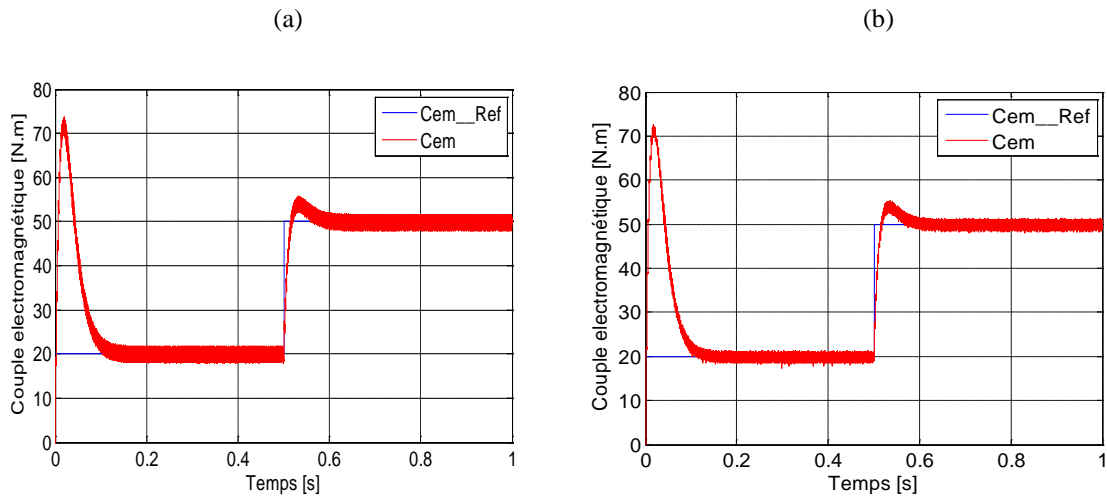


Figure 2.12: Couple électromagnétique

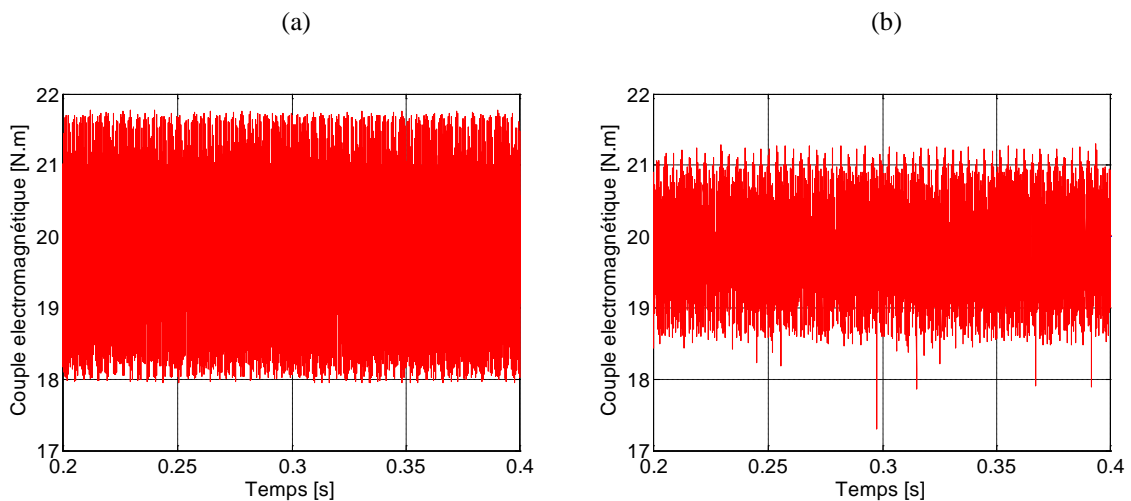


Figure 2.13: Zoom de Couple électromagnétique

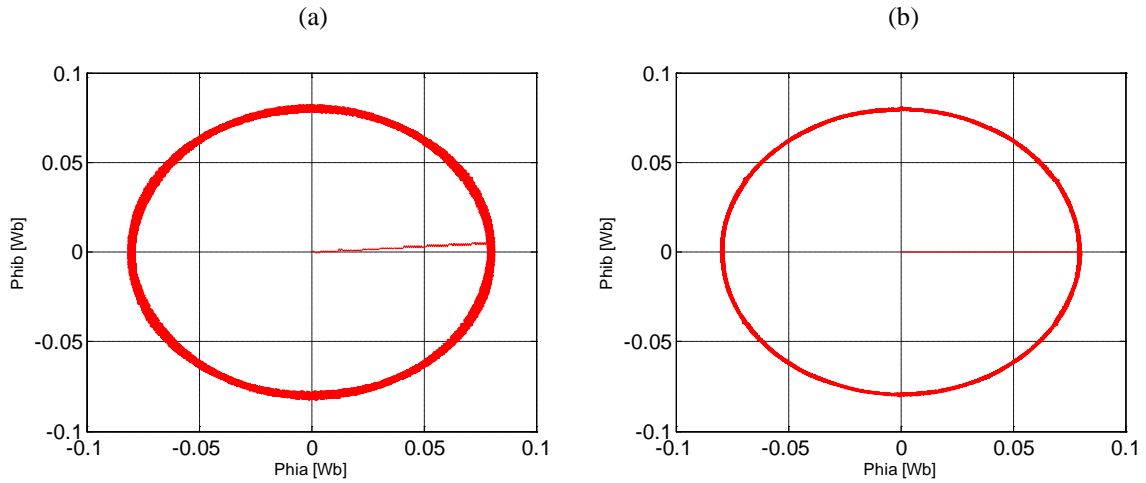


Figure 2.14: Trajectoire circulaire du flux statorique

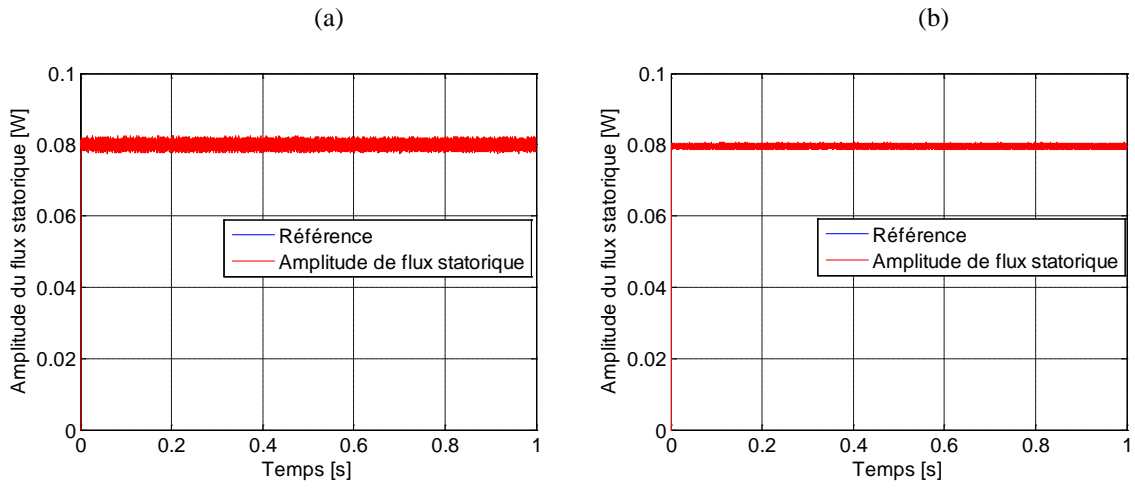


Figure 2.15: Amplitude de flux statorique

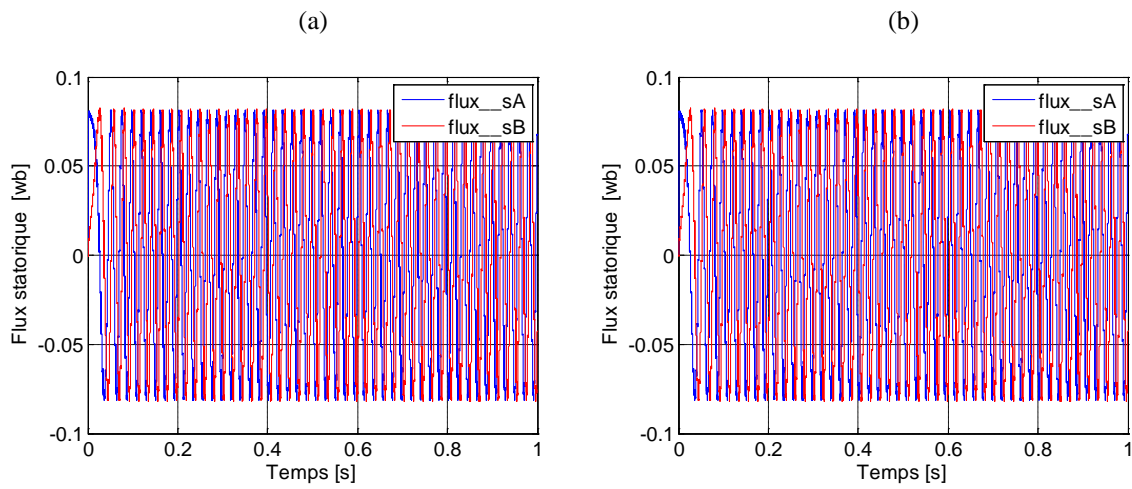
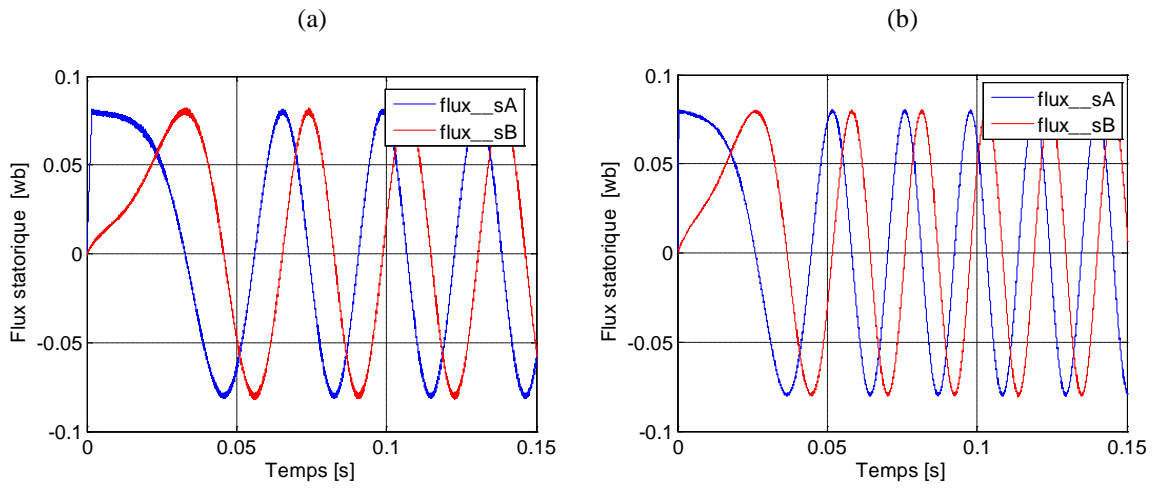
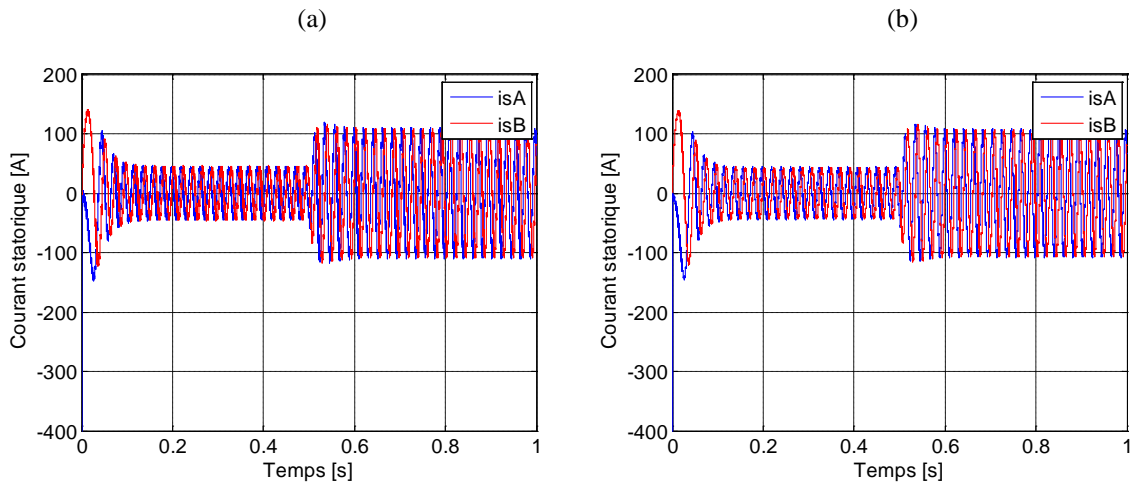


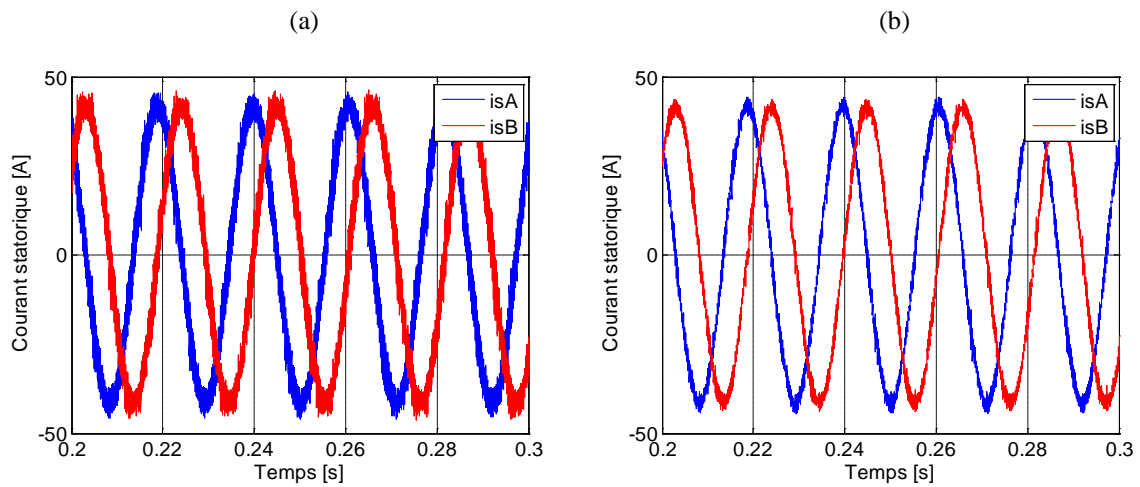
Figure 2.16: Les flux statoriques dans le plan  $(\alpha, \beta)$



**Figure 2.17:** Zoom de des flux statoriques dans le  $(\alpha, \beta)$



**Figure 2.18:** Les courants statoriques dans le plan  $(\alpha, \beta)$



**Figure 2.19:** Zoom de des courants statoriques dans le plan  $(\alpha, \beta)$

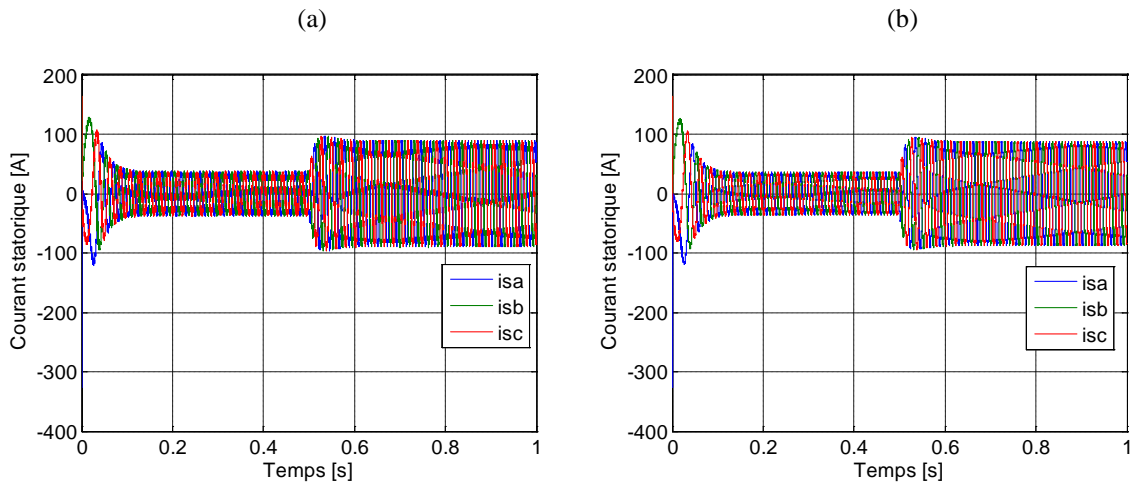


Figure 2. 20: Les courants statoriques (a, b, c)

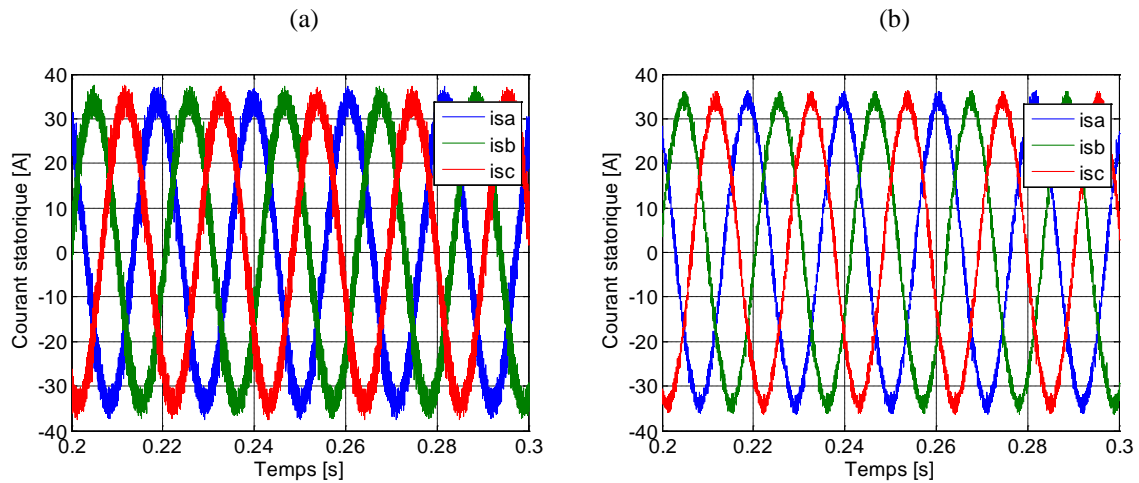


Figure 2. 21: Zoom de des courants statoriques

### 3.2.4.2 Essai 2

Dans cet essai, nous allons effectuer la simulation du comportement de la machine, lors d'un démarrage en charge ( $20N.m$ ).avec une application d'un échelon de consigne de la vitesse  $200rd/s$ . Puis nous procédons à un changement de la consigne de la vitesse vers  $300rd/s$  à l'instant  $t = 0,4s$ . En suite le système est soumis à des variations de la charge en appliquant une augmentation de la charge de  $20N.m$  à l'instant  $t = 0.6s$ , après le couple de charge va retourner à la valeur de  $20N.m$  à l'instant  $t = 1.6s$ . Nous avons inversé le signe de la vitesse à  $t = 1.3s$  vers  $-300rd/s$ .

Nous avons simulé le comportement de la machine pour un changement de consigne de vitesse de  $+300 rad/s$ , à partir de l'instant  $t=1,3s$ . Nous constatons d'après la réponse représentée par la Figure 2. 22 qu'il n'existe aucun dépassement et la vitesse suit parfaitement sa référence, avec une petite influence de la variation du couple sur la vitesse. Lors du démarrage ainsi que lors de l'inversion du sens de rotation, nous constatons aussi un

dépassement du couple électromagnétique, la bande d'ondulation dans la DTC modifiée est moins que la DTC classique Figure 2. 24. Le flux statorique n'est pas perturbé lors de l'inversion de la vitesse, et suit parfaitement sa référence Figure 2. 25. Les composantes du flux statorique et celles des courants statoriques prennent une forme sinusoïdale avec une meilleure qualité dans la DTC modifiée par rapport à DTC classique

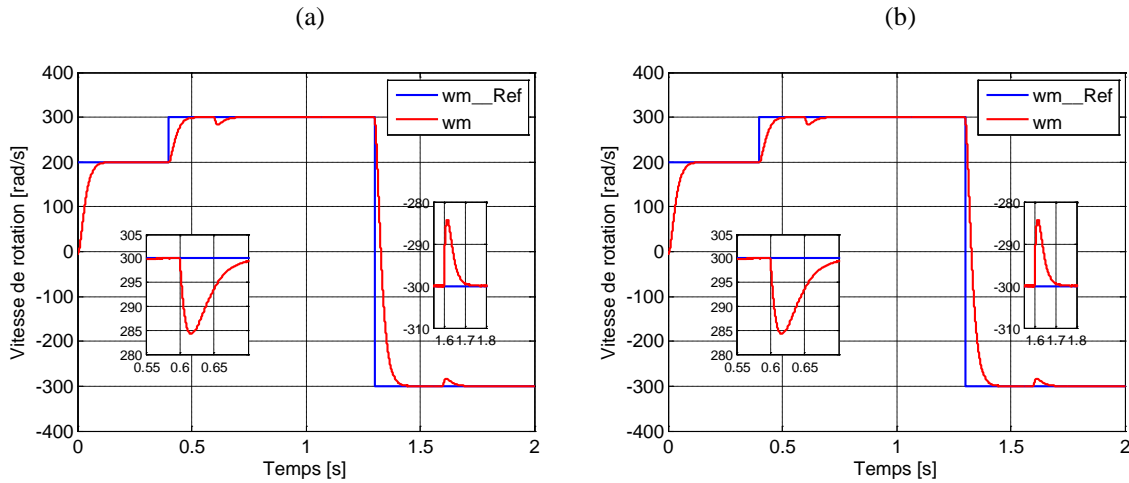


Figure 2. 22: Vitesse de rotation

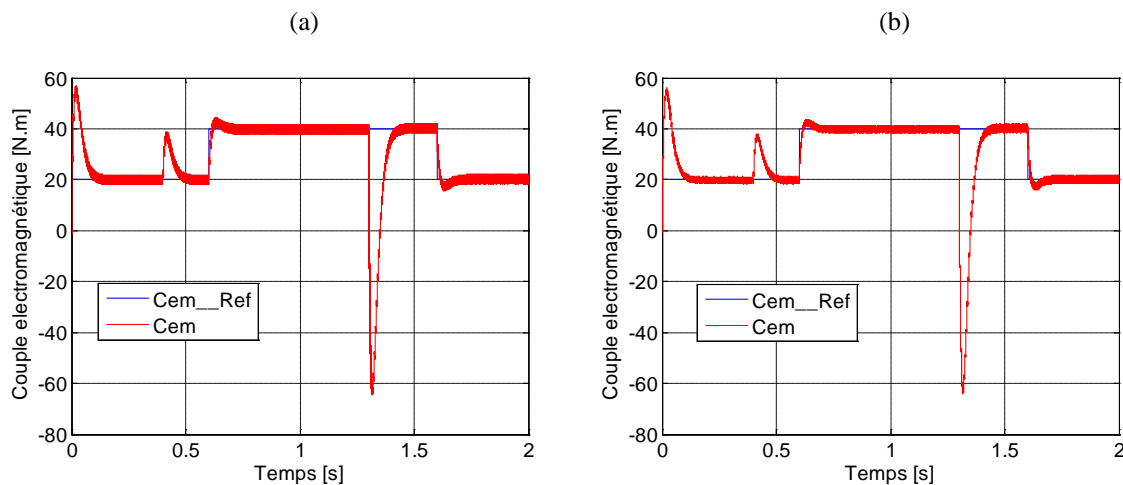
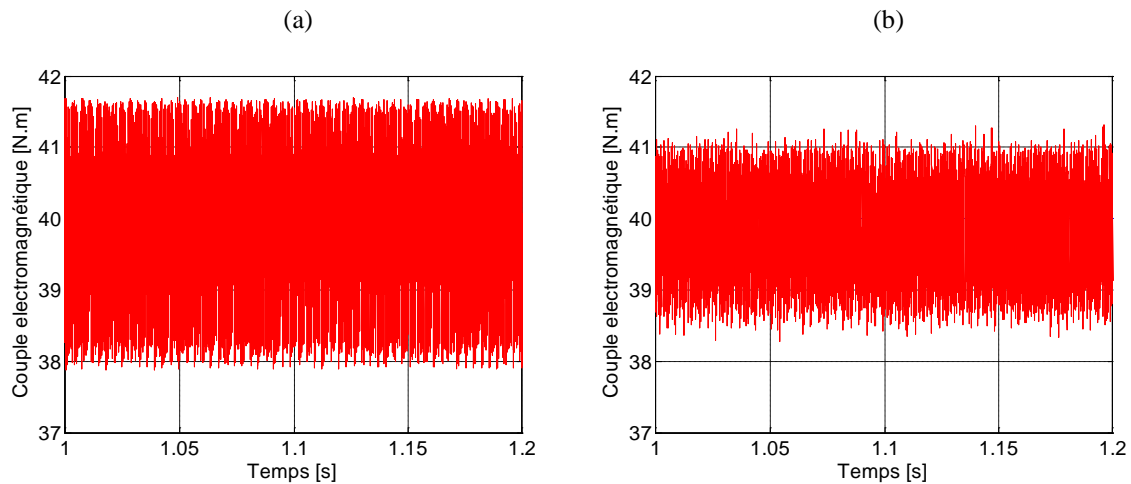
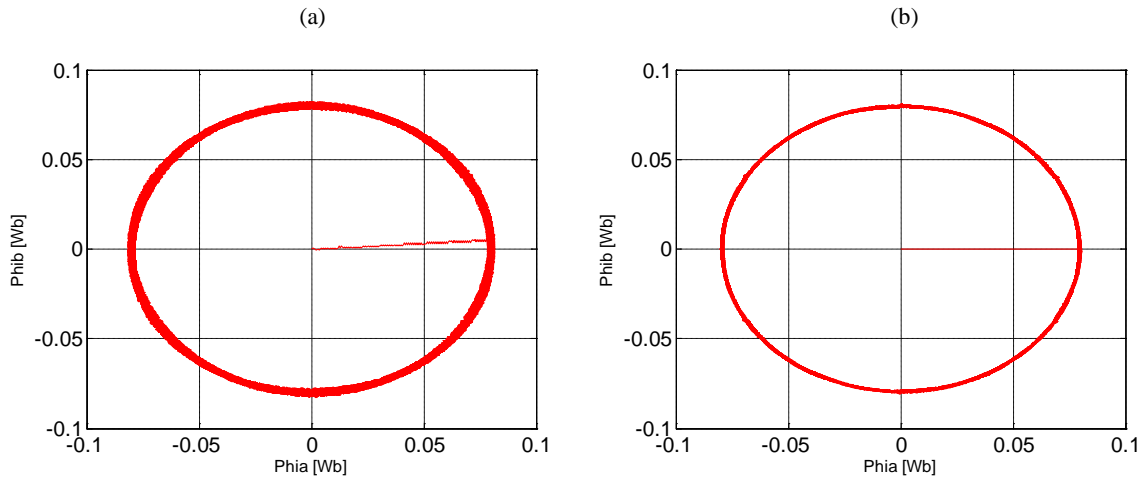


Figure 2. 23: Couple électromagnétique

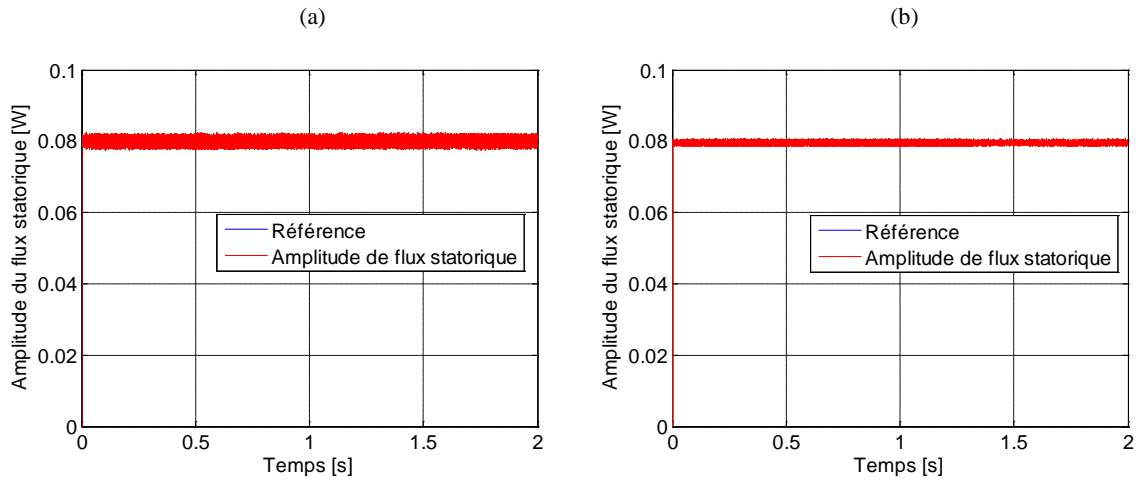




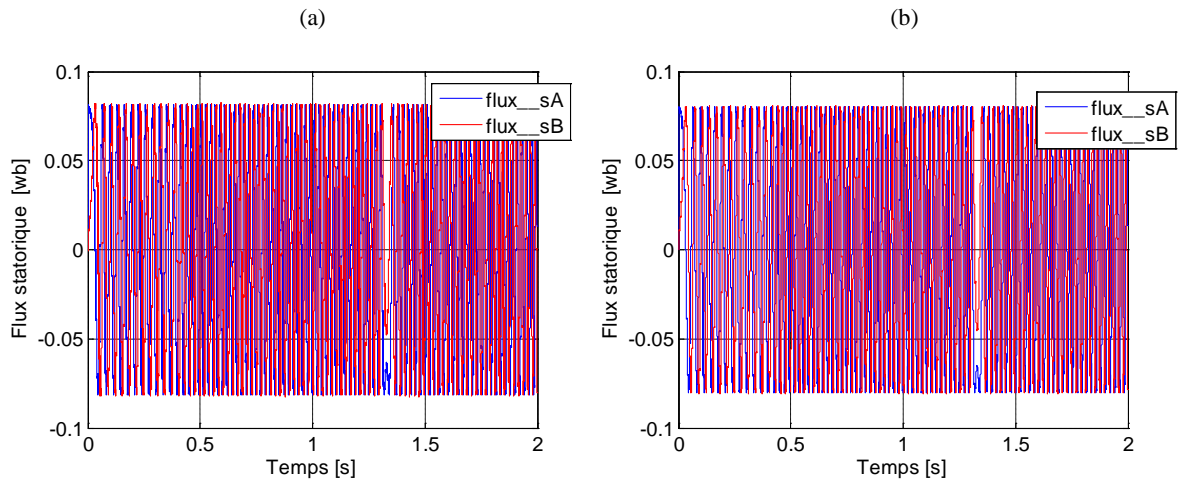
**Figure 2. 24: Zoom de Couple électromagnétique**



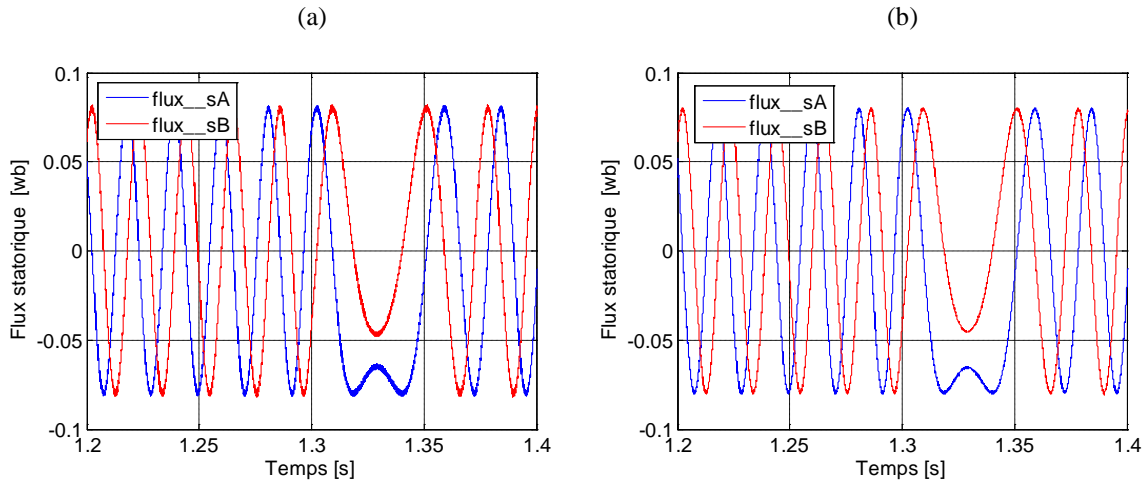
**Figure 2. 25: Trajectoire circulaire du flux statorique**



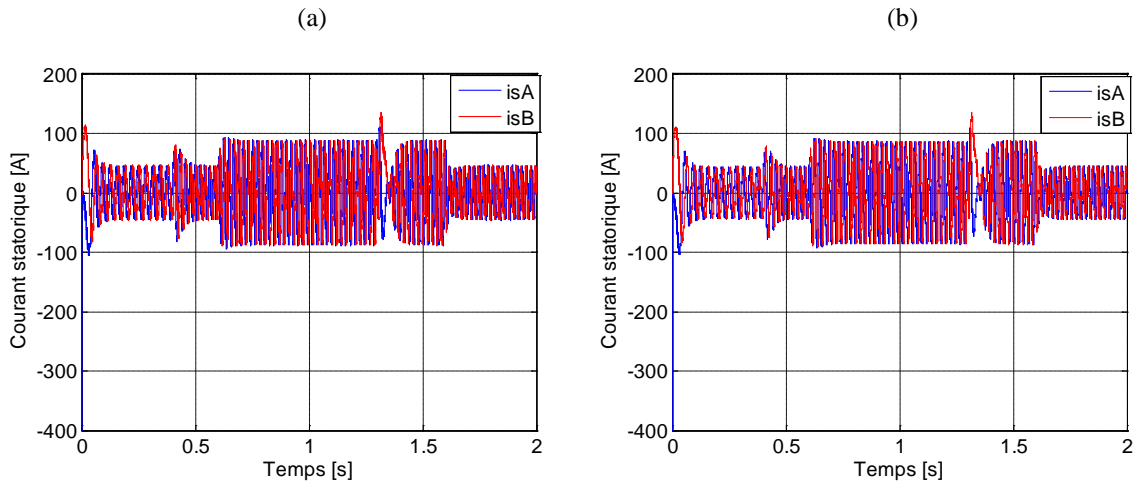
**Figure 2. 26: Amplitude de flux statorique**



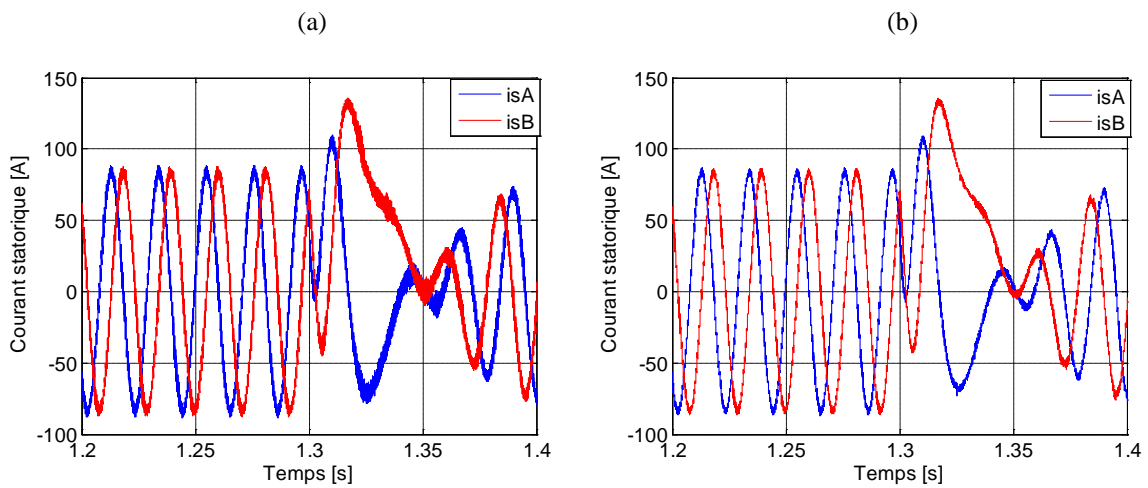
**Figure 2. 27: Les flux statoriques dans le plan  $(\alpha, \beta)$**



**Figure 2.28:** Zoom de des flux statoriques dans le  $(\alpha, \beta)$



**Figure 2.29:** Les courants statoriques dans le plan  $(\alpha, \beta)$



**Figure 2.30:** Zoom de des courants statoriques

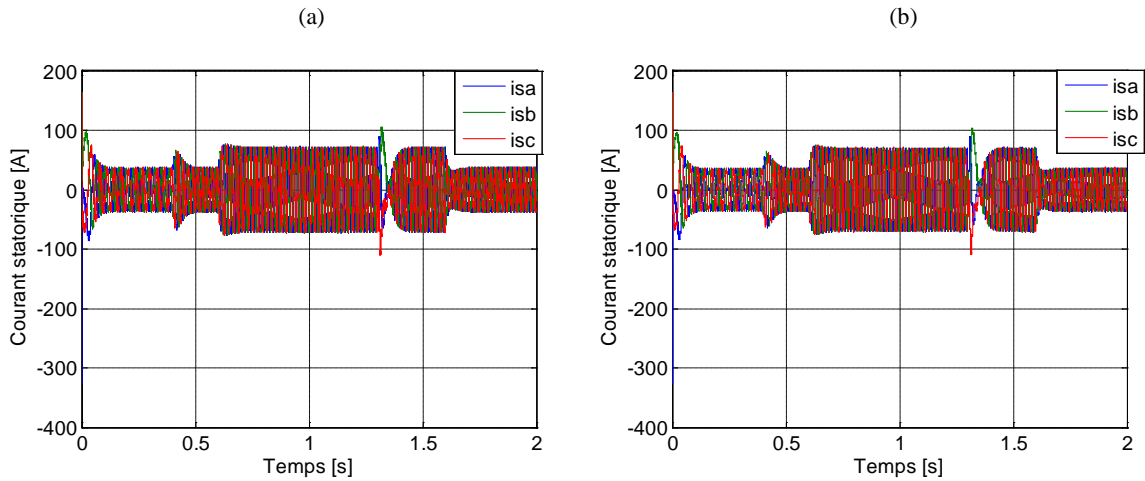


Figure 2.31: Les courants statoriques dans le plan (a, b, c)

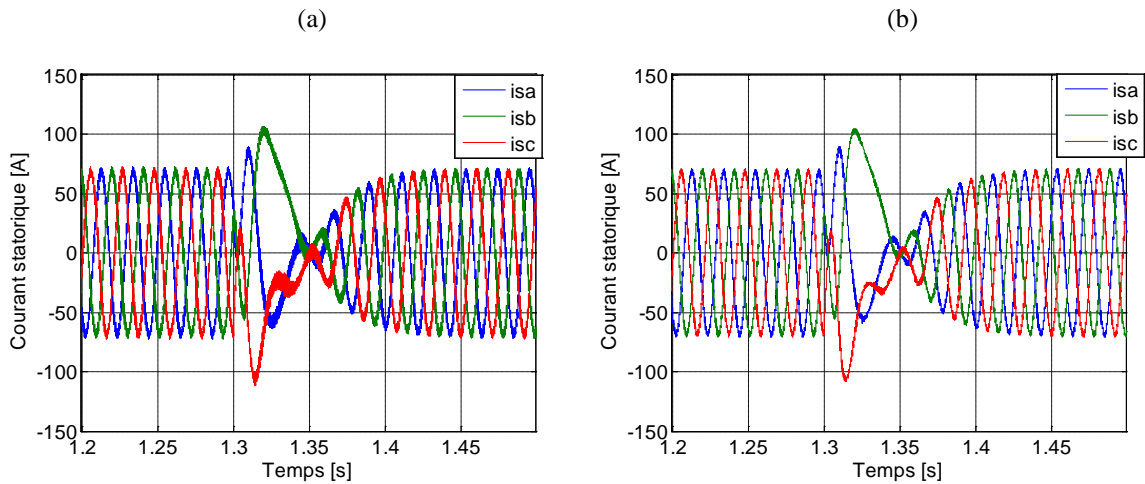


Figure 2.32: Zoom de des courants statoriques

## 2.3 Conclusion

L'étude présentée dans ce chapitre, porte sur la commande classique directe de couple appliquée au modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension. On a présenté les relations fondamentales sur la DTC à travers le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique; ensuite, on a développé l'estimation des deux grandeurs de commande (couple-flux) et on a présenté aussi les comparateurs à hystérésis. On peut conclure que la commande DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. En revanche, l'évolution de deux grandeurs (couple-flux) présente des ondulations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commande. Pour améliorer les performances de la commande directe du couple classique et réduire les ondulations du couple électromagnétique et le flux statorique, on a utilisé une nouvelle approche dite DTC (12 secteurs) qui n'introduise pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité de la DTC classique. Cette technique améliore nettement la forme du couple et du flux par la minimisation de ses ondulations toute en conservant la même dynamique de la DTC conventionnelle.

## *Chapitre 3*

*Conception d'observateur non linéaire pour  
estimer le rayon effectif de la roue et la force de  
résistance au roulement*

### 3.1 Introduction

La roue est un élément essentiel d'un véhicule électrique car elle contribue à la stabilité latérale et longitudinale. La connaissance de son rayon effectif, constitue une information clé liée à la roue, présente plusieurs avantages : son estimation en temps réel est utilisée pour informer le conducteur du niveau de pression des pneumatiques [Tan-12]. Elle permet aussi d'une meilleure évaluation de la vitesse longitudinale du véhicule via la mesure de la vitesse angulaire de la roue. Il y a donc un grand intérêt à chercher pour estimer le rayon effectif [Tan-12]. Une évaluation de la valeur de ce rayon peut être obtenue à partir de la vitesse du véhicule, de la vitesse angulaire de la roue et du pseudo-glissement [Cap-79], [Raj-06]. Cependant, cette estimation reste un problème du fait que la vitesse longitudinale du véhicule est issue de la vitesse angulaire des roues motrices et de leurs rayons nominaux connus a priori, en supposant un glissement négligeable sur ces roues.

Une autre grandeur importante qui donne une information sur l'état et la pression des pneumatiques est la force de résistance au roulement. La variation de cette dernière indique l'état général du véhicule en termes de charge, de pression des pneumatiques et du type de la route. De plus, cette force de résistance au roulement agit non seulement sur les dynamiques longitudinales du véhicule, mais aussi et d'une façon très significative, sur la consommation de l'énergie embarquées. Outre la détection d'une chute de pression, l'estimation de la résistance au roulement peut permettre de détecter aussi une surcharge du véhicule et d'améliorer les stratégies de commande du véhicule, tel que les systèmes d'anti-patinage et d'anti-blocage, etc.

Dans ce présent chapitre, nous avons conçu un observateur par mode glissant pour estimer le rayon effectif d'une roue du véhicule et la force de résistance au roulement du pneumatique.

### 3.2 Forme canonique d'observateur

On considère le système non linéaire (3.1) basé sur la forme du système dynamique du pneumatique utilisé :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \Delta f(x, t) + \chi(y, u) \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Avec  $x \in M$  et  $u \in U$ , le terme d'incertitude additive  $\Delta f(x, t)$  suffisamment dérivable et des termes additifs qui ne dépendent seulement que de variable connues (mesures et commande) regroupés dans le vecteur appelé "d'injection d'entrée-sortie"  $\chi(y, u)$ .

Soient les hypothèses suivantes :

**Hypothèse 1** : le terme d'incertitude additive  $\Delta f(x, t)$  ne modifie pas l'observabilité du système (3.1) et est borné, comme i.e.  $\|\Delta f\| \leq F_H < \infty, \forall x \in M$  et pour tout  $t \geq 0$ .

Comme le but est, de synthétiser un observateur, et que  $\Delta f$  est inconnue et vérifie l'Hypothèse 1, alors considérons donc le système non linéaire précédent (3.1) sans aucune incertitude ( $\Delta f = 0$ )

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + \chi(y, u) \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{3.2}$$

**Hypothèse 2** : le terme d'injection d'entrée-sortie  $-\chi(y, u)$  [Bes-83] ne modifie pas l'observabilité du système.

L'idée principale est simple : dans le but d'analyser l'observabilité, puis de synthétiser l'observateur, le système (3.1) est transformé en un système plus simple et parfaitement connu à partir duquel l'observabilité sera analysée, et l'observateur conçu. En ajoutant à l'observateur le terme d'injection d'entrée-sortie, on obtiendra alors un observateur pour (3.2). Restera alors à proposer une solution adéquate pour que cette solution d'observation soit suffisamment robuste pour assurer une bonne estimation du système incertain (3.1). Via une injection d'entrée-sortie définie par  $-\chi(y, u)$ , le système non linéaire (3.2) peut se transformer en

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{3.3}$$

**Hypothèse 3** [Kre-85]: soient le système (3.3) et  $p$  entiers  $\{k_1, k_2, \dots, k_p\}$  définie tels que  $\sum_{i=1}^p k_i = n$  et  $k_1 \geq k_2 \geq \dots \geq k_p$  après renumérotation des composantes en sortie si nécessaire. La fonction  $\Psi(x)$  définie par

$$\Psi(x) = \begin{bmatrix} \left[ y_1(x) \dots y_1^{(k_1-1)}(x) \right]^T \\ \left[ y_p(x) \dots y_p^{(k_p-1)}(x) \right]^T \end{bmatrix}_{x \in M}\tag{3.4}$$

Vérifie

$$\det \left[ \frac{\partial \Psi(x)}{\partial x} \right] \neq 0\tag{3.5}$$

La fonction  $\zeta = \Psi(x)$  est donc une transformation d'état. Les entiers  $\{k_1, k_2, \dots, k_p\}$  sont appelés indices d'observabilités.

**Proposition 1** : Etant données les hypothèses 1, 2 et 3, le système (3.1) est observable pour  $x \in M$  et  $u \in U$ .

Considérons à nouveau le système (3.1) vérifiant les hypothèses 1-3. En posant  $\zeta = \left[ y \dot{y} \dots y^{(n-1)} \right]^T$

On obtient

$$\begin{aligned}\dot{\zeta} &= A\zeta + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \Phi(\zeta) \end{bmatrix} \\ y &= C\zeta\end{aligned}\tag{3.6}$$

Avec

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \dots 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \dots 0 \\ \vdots & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 \dots 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \dots 0 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0 \quad 0 \dots 0] \quad \text{et} \quad \Phi(\zeta) = y^{(n)} \quad (3.7)$$

La représentation (3.6) est appelée "forme canonique d'observabilité" [Tan-12]. Etant donné le système (3.1), il est évident que le terme  $\Phi(\zeta)$  est incertain ; on suppose qu'il s'écrit

$$\Phi(\zeta) = \Phi_n + \Delta\Phi \quad (3.8)$$

Avec  $\Phi_n$  la partie "nominale" (composée des paramètres et dynamiques connus issus du terme  $f(x)$ ) et une partie "incertaine"  $\Delta\Phi$  (issue de  $\Delta f(x, t)$ ). On obtient donc

$$\dot{\zeta} = A\zeta + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \Phi_n(\zeta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \Delta\Phi \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

**Proposition 2** : un observateur pour le système (3.9) s'écrit sous la forme

$$\dot{\hat{\zeta}} = A\hat{\zeta} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \Phi_n(\hat{\zeta}) \end{bmatrix} + k(y, \hat{\zeta}) \quad (3.10)$$

La fonction  $k$  étant le terme de correction qui assure la convergence de l'état estimé vers l'état réel [Tan-12],  $i.e \hat{\zeta} \rightarrow \zeta$ .

Le terme  $k(y, \hat{\zeta})$  peut être obtenu par différentes méthodes (grands gains, modes glissants,...) et doit donc assurer la convergence (exponentielle ou en temps fini) de l'observateur vers le système réel, c'est-à-dire qu'il assure que  $\hat{\zeta} \rightarrow \zeta$  exponentiellement ou en temps fini malgré la présence du terme incertain  $\Delta\Phi$ . De plus, il ne dépend que de la sortie mesurée  $y$  et du vecteur d'état estimé  $\hat{\zeta}$ .

Pour résumer, sachant que la dynamique de l'erreur d'estimation s'écrit (avec  $e = \hat{\zeta} - \zeta$ )

$$\dot{e} = Ae + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \Phi_n(\hat{\zeta}) - \Phi_n(\zeta) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \Delta\Phi \end{bmatrix} + k(y, \hat{\zeta}) \quad (3.11)$$

Il faut donc que le terme de correction  $k(y, \hat{\zeta})$  soit choisi de telle que l'observateur converge vers le système réel malgré l'erreur initiale  $e(0)$  et le terme d'incertitudes  $\Delta\Phi$ .

A partir de (3.10), deux méthodes peuvent être utilisées afin obtenir le vecteur  $\hat{x}$ , représentant l'estimé de  $x$ . Quant l'inverse de la transformation  $\Psi$ , i.e.  $\Psi^{-1}$ , peut être analytiquement calculé, l'état estimé  $\hat{x}$  se déduit de  $\hat{\zeta}$  par  $\hat{x} = \Psi^{-1}(\hat{\zeta})$ .

Dans de nombreux cas d'applications [Leb-11] [Tan-12], il est très difficile de calculer l'inverse de  $\Psi$  (y compris avec un logiciel de calcul formel). Dans ce cas, on utilise une approche basée sur le calcul du jacobien inverse de  $\Psi$ . Comme  $\hat{\zeta} = \Psi(\hat{x})$ , on peut écrire

$$\hat{\zeta} = \frac{\partial \Psi}{\partial \hat{x}} \hat{x} \rightarrow \hat{x} = \left[ \frac{\partial \Psi}{\partial \hat{x}} \right]^{-1} \hat{\zeta} \quad (3.12)$$

D'après (3.10)-(3.12), on obtient

$$\hat{x} = \left[ \frac{\partial \Psi}{\partial \hat{x}} \right]^{-1} \left( A\hat{\zeta} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \Phi_n(\hat{\zeta}) \end{bmatrix} + k(y, \hat{\zeta}) \right) \quad (3.13)$$

Puis, de (3.10)-(3.13), un observateur pour le système (3.3) s'écrit

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + \left[ \frac{\partial \Psi}{\partial \hat{x}} \right]^{-1} k(y, \hat{x}) \quad (3.14)$$

L'application de la transformation inverse de l'injection d'entrée-sortie  $\chi(y, u)$  permet d'obtenir l'observateur pour le système (3.2)

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, y) + \chi(y, u) \left[ \frac{\partial \Psi}{\partial \hat{x}} \right]^{-1} k(y, \hat{x}) \quad (3.15)$$

Il faut noter que la fonction  $\Psi$  telle que définie dans l'hypothèse 3, fait appel au système "nominal" (3.3), alors que l'objectif est d'estimer l'état du système incertain (3.1), et que les mesures utilisées sont bruitées. Un biais est donc introduit dans l'expression de  $\Psi$  et donc dans l'estimation de l'état.

L'observateur du type (3.15) est proposé pour obtenir une estimation "suffisamment" précise de l'état  $x$  du système (3.1) en dépit du terme d'incertitude  $\Delta f$ , et ceci grâce à un choix judicieux de  $k$ . On considère

**Hypothèse 4** : Pour tout  $\zeta \in M_\zeta$  ( $M_\zeta$  étant le domaine d'application dans l'espace d'état  $\zeta$ , correspondant à  $M$  dans lequel  $x$  évolue)  $|\Phi_n(\zeta)| \leq L_\Phi$

Avec  $L_\Phi$  une constante positive Lipschitz connue et  $|\Delta\Phi| \leq L_{\Delta\Phi}$

Avec  $0 < L_{\Delta\Phi} < \infty$ .



### 3.3 Observateur par modes glissants

Une des classes les plus connues d'observateurs non linéaires robustes est celle des observateurs par modes glissants. Parmi les différentes méthodes utilisées, les observateurs par modes glissants ont été largement étudiés pour leurs qualités de robustesses. Les principales caractéristiques de ce type d'observateur sont :

La convergence en temps fini de l'erreur d'estimation

Les robustesses face à des perturbations et incertitudes.

Un observateur par modes glissants est caractérisé par son terme correcteur ou apparaissent des fonctions discontinues. Le principe des observateurs par modes glissants consiste à contraindre les dynamiques de l'erreur d'estimation de dimension  $n$  à évaluer en temps fini sur une variété  $S$ , correspondant à une erreur d'estimation nulle. L'attractivité et l'invariance de cette surface sont assurées par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, l'observateur converge vers  $S$  et  $y$  demeure.

Dans la suite de ce chapitre, seront présentées des solutions d'observation basées sur des approches par modes glissants d'ordre supérieur.

#### 3.3.1 Observateur par modes glissants d'ordres 1

Les premières solutions proposées basées sur l'approche par modes glissants d'ordre 1 [Slo-87]. Dans ce cas, la variété  $S$  est définie par  $S = \{y - \hat{y} = 0\}$  avec  $\hat{y}$  l'estimation de la mesure. Les termes correcteurs discontinues dépendant de l'erreur d'estimation de  $y$ . Cet observateur s'applique pour des systèmes ayant un indice d'observation égale 1. Pour un indice d'observabilité égal à 2, ce type d'observateur ne permet pas d'annuler parfaitement l'erreur d'estimation de  $x_2$ . Un autre inconvénient est le phénomène de réticence ou *chattering*. Cette réticence n'est pas désirable, car elle dégrade la précision de l'observation. De nombreuses études ont été effectuées dans le but de réduire ou d'éliminer ce problème. Une solution est d'introduire de nouvelles dynamiques pour agir sur les dérivées d'ordre supérieur de l'erreur d'estimation de  $y$ . Cette technique est à base du concept du mode glissant d'ordre supérieur qui permet de réduire la réticence en conservant les qualités de robustesse et de convergence en temps fini de l'approche par modes glissants d'ordre 1.

#### 3.3.2 Observateurs par modes glissants d'ordre supérieur

Le concept de mode glissant d'ordre supérieur a été introduit dans les années 80 par Emel'yanove [Eme-86]. Le principe consistant à agir, *via* des termes correcteurs discontinus, sur les dérivées d'ordre supérieur de l'erreur de mesure de  $y$ . Les principaux avantages sont

- La conservation des avantages du mode glissant d'ordre 1 (robustesse et convergence en temps fini)
- La réduction des effets du *chattering*
- L'amélioration des performances de l'observateur (précision),
- L'application à des systèmes avec des indices d'observabilité supérieurs à 1.

### 3.3.2.1 Différentiation par modes glissants d'ordre supérieur

Pour un indice d'observabilité  $k$ , l'objectif ici est de contraindre  $y - \hat{y}$  et ses  $k - 1$  premières dérivées à zéro en temps fini [Lev-03] [Ple-08]. Des observateurs basés sur la technique de différenciation par modes glissants d'ordre supérieur sont proposés dans ce cadre pour estimer le rayon effectif de la roue et la force de résistance au roulement.

Considérons le système (3.9) avec  $\zeta = [\zeta_1 \zeta_2 \zeta_3 \zeta_4 \dots \zeta_n]^T$ ; dans ce cas, une seule sortie est mesurée, l'indice d'observabilité  $k_1$  étant alors égale à  $n$ .

On obtient

$$\begin{aligned}
 \dot{\zeta}_1 &= \zeta_2 \\
 \dot{\zeta}_2 &= \zeta_3 \\
 \dot{\zeta}_3 &= \zeta_4 \\
 &\vdots \\
 \dot{\zeta}_n &= \Phi(\zeta) \\
 y &= \zeta_1
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

On suppose que les hypothèses 1- 4 sont satisfaites. Un observateur de la forme (3.10) est donc proposé : le terme de correction  $k$  doit assurer la convergence de  $e = \zeta - \hat{\zeta}$  vers 0 malgré l'erreur initiale  $e(0)$  et le terme incertain  $\Delta\Phi$ . Un choix possible d'observateur est celui basé sur la différenciation d'ordre supérieur.

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{\zeta}}_1 &= \hat{\zeta}_2 + \underbrace{a_1 L^{1/n+1} |\zeta_1 - \hat{\zeta}_1|^{n/n+1} \text{sign}(\zeta_1 - \hat{\zeta}_1)}_{\gamma_1} \\
 \dot{\hat{\zeta}}_2 &= \hat{\zeta}_3 + \underbrace{a_2 L^{1/n} |\gamma_1|^{n-1/n} \text{sign}(\gamma_1)}_{\gamma_2} \\
 \dot{\hat{\zeta}}_3 &= \hat{\zeta}_4 + \underbrace{a_3 L^{1/n-1} |\gamma_2|^{n-2/n-1} \text{sign}(\gamma_2)}_{\gamma_3} \\
 &\vdots \\
 \dot{\hat{\zeta}}_i &= \hat{\zeta}_{i+1} + \underbrace{a_i L^{1/n+2-i} |\gamma_{i-1}|^{n+1-i/n+2-i} \text{sign}(\gamma_{i-1})}_{\gamma_i} \\
 &\vdots \\
 \dot{\hat{\zeta}}_n &= \Phi_n(\hat{\zeta}) + \underbrace{a_n L \text{sign}(\gamma_{n-1})}_{\gamma_n}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Avec  $L > L_\Phi + L_{\Delta\Phi}$ .

Les coefficients  $a_1, \dots, a_n$  peuvent être fixés, Tableau 3.1.

| Coefficient | $n = 2$ | $n = 3$ |
|-------------|---------|---------|
| $a_1$       | 1.5     | 2       |
| $a_2$       | 1.1     | 1.5     |
| $a_3$       | —       | 1.1     |

**Tableau 3.1** : Coefficient  $a_i$  pour les modes glissants d'ordre 2 et 3

En utilisant l'inclusion différentielle selon Filippov, la convergence de l'erreur d'estimation  $\zeta - \hat{\zeta}$  vers 0 en temps fini modifié l'équation (3.17) comme suit :

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{\zeta}}_1 &= \hat{\zeta}_2 + \underbrace{a_1 L^{1/n+1} |\zeta_1 - \hat{\zeta}_1|^{n/n+1} \text{sign}(\zeta_1 - \hat{\zeta}_1)}_{\gamma_1} \\
 \dot{\hat{\zeta}}_2 &= \hat{\zeta}_3 + \underbrace{a_2 L^{1/n} |\gamma_1|^{n-1/n} \text{sign}(\gamma_1)}_{\gamma_2} \\
 \dot{\hat{\zeta}}_3 &= \hat{\zeta}_4 + \underbrace{a_3 L^{1/n-1} |\gamma_2|^{n-2/n-1} \text{sign}(\gamma_2)}_{\gamma_3} \\
 &\vdots \\
 \dot{\hat{\zeta}}_i &= \hat{\zeta}_{i+1} + \underbrace{a_i L^{1/n+2-i} |\gamma_{i-1}|^{n+1-i/n+2-i} \text{sign}(\gamma_{i-1})}_{\gamma_i} \\
 &\vdots \\
 \dot{\hat{\zeta}}_n &\in [-L_\Phi, L_\Phi] + \underbrace{a_n L \text{sign}(\gamma_{n-1})}_{\gamma_n}
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

D'après l'équation (3.15), un observateur du système initial (3.1) à convergence en temps fini s'écrit, avec  $\gamma_1 = a_1 L^{1/n+1} |y - \hat{x}_1|^{n/n+1} \text{sign}(y - \hat{x}_1)$  et  $\gamma_2, \gamma_2, \dots, \gamma_n$  définis dans (3.18),

$$\hat{\dot{x}} = f(\hat{x}, y) + \chi(y, u) + \left[ \frac{\partial \Psi}{\partial x} \right]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \\ \vdots \\ \gamma_n \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

### 3.4. Modèle du quart de véhicule

L'application de la deuxième loi de Newton aux forces agissant sur la roue, Figure 3.1 permet d'exprimer les dynamiques rotationnelle et longitudinale [Gil-92], [Raj-06].

$$\begin{aligned} J\dot{\Omega} &= \Gamma - R_{\omega}F_x - C_f\Omega \\ M\dot{V}_x &= F_x - F_d - F_r \end{aligned} \quad (3.20)$$

Avec

$V_x$  : La vitesse longitudinale du véhicule,

$\Omega$  : La vitesse angulaire de la roue,

$\Gamma$  : Le couple appliqué à la roue,

$F_x$  : La force longitudinale (de traction),

$F_d$  : La force de résistance aérodynamique,

$F_r$  : La force de résistance au roulement,

$J$  : L'inertie de la roue,

$M$  : La masse du quart de véhicule,

$C_f$  : Le coefficient de frottement visqueux.

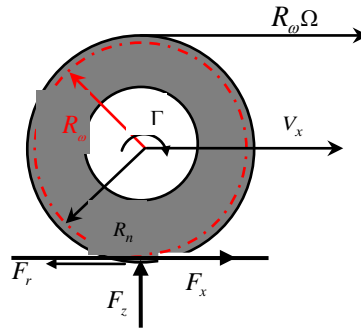


Figure 3. 1 : Forces et couples agissant sur la roue

**Force de traction**  $F_x$  : s'exprime en fonction du coefficient d'adhérence  $\mu(\lambda)$  avec le sol

$$F_x(\lambda) = F_z\mu(\lambda) \quad (3.21)$$

Où le pseudo-glisement  $\lambda$  est défini par

$$\lambda = \frac{R_{\omega}\Omega - V_x}{R_{\omega}\Omega} = 1 - \frac{V_x}{R_{\omega}\Omega} \quad (3.22)$$

La Figure 3.2 présente le coefficient d'adhérence en fonction du pseudo-glisement pour différents types de route.

Elle peut également s'exprimer par l'équation suivante :

$$\mu(\lambda) = 2\mu_0 \frac{\lambda_0\lambda}{\lambda_0^2 + \lambda^2} \quad (3.23)$$

Où  $\lambda_0$  est le pseudo-glisement optimal correspondant à la valeur maximale de l'adhérence  $\mu_0 = \mu(\lambda_0)$ .

L'équation (3.23) sera utilisée par la suite car elle constitue une bonne approximation de la relation entre  $\mu$  et  $\lambda$

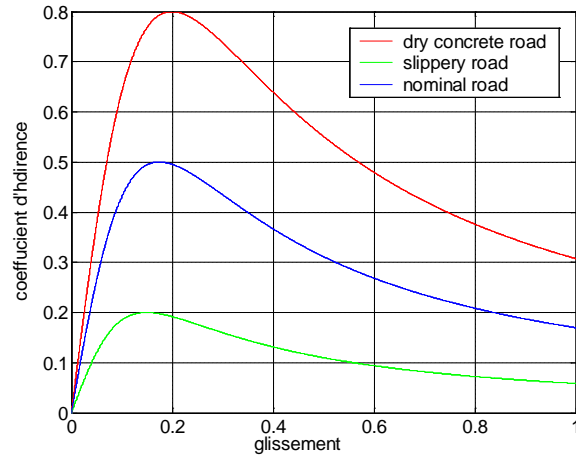


Figure 3.2 : Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route

**Force de résistance aérodynamique  $F_d$**  : Cette force est proportionnelle au carré de la vitesse d'avancement du véhicule et est donnée par

$$F_d(V_x) = \frac{1}{2} \rho A_d C_d V_x^2 \quad (3.24)$$

Avec  $\rho$  la densité volumique de l'air,  $A_d$  la surface frontale du quart de véhicule et  $C_d$  le coefficient de pénétration dans l'air.

**Force de résistance au roulement  $F_r$**  : Elle est liée à la force normale  $F_z$  par :

$$F_r = C_r F_z \quad (3.25)$$

Avec  $C_r$  le coefficient de résistance au roulement. Ce coefficient dépend :

- de la pression dans le pneumatique
- de la température
- de la vitesse du véhicule
- du type de la route

Une relation linéaire peut être considérée entre  $C_r$  et la vitesse du véhicule  $V_x$  grâce à

$$C_r = c_r V_x \quad (3.26)$$

Avec  $c_r$  la constante de résistance au roulement [Gil-92], [Tan-12], [Tan-13].

### 3.5 Un observateur du rayon effectif et la vitesse du véhicule

Dans cette section, on développera un observateur par modes glissants pour estimer le rayon effectif d'une roue et la vitesse longitudinale du véhicule, à partir de la mesure de la vitesse angulaire de la roue et du couple appliqué.

### 3.5.1 Modèle d'observation

Le modèle utilisé pour la synthèse des observateurs utilisant seulement les dynamiques longitudinale et rotationnelle de la roue est comme suit :

$$J\dot{\Omega} = \Gamma - R_{\omega}F_x - C_f\Omega \quad (3.27)$$

$$M\dot{V}_x = F_x - F_d - F_r \quad (3.28)$$

Dans les équations dynamiques longitudinale et rotationnelle, la dynamique du rayon effectif  $R$  n'est pas connue *a priori* mais ce rayon est supposé avoir une variation qui peut être vue comme une perturbation borné selon l'équation (3.29)

$$\dot{R}_{\omega} = \eta \quad (3.29)$$

$\eta$  étant suffisamment dérivable avec  $|\eta| < \eta_0, \eta_0 > 0$  inconnue. A partir des équations (3.27), (3.28) et (3.29), en considérant le vecteur d'état  $x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [\Omega \quad V_x \quad R_{\omega}]^T$  et l'entrée de commande  $u = \Gamma$ , on obtient

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J}(x_3 F_x(x) + C_f x_1) \\ \frac{1}{M}(F_x(x) - F_d(x) - F_r(x)) \\ \eta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3.30)$$

La force  $F_x(x)$  s'écrit :

$$F_x(x) = 2\mu_0 \frac{\lambda_0 \left(1 - \frac{x_2}{x_1 x_3}\right)}{\lambda_0^2 + \left(1 - \frac{x_2}{x_1 x_3}\right)^2} Mg \quad (3.31)$$

Et la force aérodynamique

$$F_d(x) = \frac{1}{2} \rho A_d C_d x_2^2 \quad (3.32)$$

La relation linéaire entre  $F_r$  et  $v_x$  est donnée par :

$$F_r(v_x) = Mgc_r x_2 \quad (3.33)$$

Cette relation n'étant valable qu'à faible vitesse pour les véhicules légers [Tan-12], on pourra supposer *a priori* qu'elle reste valable pour les valeurs de vitesse aux alentours de 40 km/h.

La sortie mesurée est  $-\frac{C_f}{J}x_1 + \frac{1}{J}u$ . Le système peut donc s'écrire comme :

$$\dot{x} = f(x)\Delta f + \chi(y, u) \quad (3.34)$$

Avec

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J}x_3F_x(x) \\ \frac{1}{M}(F_x(x) - F_d(x) - F_r(x)) \\ 0 \end{bmatrix}, \Delta f = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \eta \end{bmatrix}, \chi(y, u) = \begin{bmatrix} -\frac{C_f}{J}x_1 + \frac{1}{J}u \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Il est évident que les termes  $\Delta f$  et  $\chi(y, u)$  ne modifient pas l'observabilité du système. Donc, les hypothèses 1 et 2 sont vérifiées. En appliquant l'injection d'entrées- sortie  $-\chi(y, u)$ , on définit le système

$$\dot{x} = f(x) + \Delta f \quad (3.35)$$

### 3.5.2 Analyse d'observabilité

Etant donné que les hypothèses 1 et 2 sont satisfaites, l'analyse d'observabilité se fera sur le système sans incertitude ( $\Delta f = 0$ ) et après application de l'injection d'entrée-sortie  $-\chi(y, u)$ .

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J}x_3F_x(x) \\ \frac{1}{M}(F_x(x) - F_d(x) - F_r(x)) \\ 0 \end{bmatrix} = f(x) \quad (3.36)$$

Considérons la fonction

$$\Psi(x) = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ -\frac{1}{J}x_3F_x(x) \\ -\frac{1}{J}x_3 \left[ \frac{dF_x}{dx} \right]^T \dot{x} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Vu la complexité de la fonction  $\Psi$ , son jacobien sera évalué numériquement : s'il est différent de 0 le long des trajectoires d'état (c'est-à-dire, si l'hypothèse 3 est vérifiée), alors  $\Psi$  est inversible et constitue une transformation d'état ( $\zeta = \Psi(x)$ ). Cela signifie aussi que le système, avec  $x_1$  mesuré, admet un indice d'observabilité égal à 3. Le système (3.30) sera donc observable dans le domaine de travail et synthèse de l'observateur par modes glissants sera ainsi possible.

### 3.5.3 Synthèse de l'observateur

Il sera vérifié dans la section suivante que l'hypothèse 3 est satisfaite ; on suppose donc dans cette section que le système (3.30) est observable. Le système (3.35) est donc transformable en le système

$$\begin{aligned}\dot{\zeta}_1 &= \zeta_2 \\ \dot{\zeta}_2 &= \zeta_3 \\ \dot{\zeta}_3 &= \Phi(\zeta) \\ y &= \zeta_1\end{aligned}\tag{3.38}$$

Avec  $\Phi(\zeta) = \Phi_n + \Delta\Phi$  (A noter qu'en pratique,  $\Delta\Phi$  ne provient pas seulement de  $\eta$  mais aussi des incertitudes sur les paramètres  $(M, J, C_f \dots)$ ). Etant données les conditions physiques réelles d'utilisation de l'observateur, il peut être vérifié que l'hypothèse 4 est satisfaite, c'est-à-dire  $|\Phi_n(\zeta)| \leq L_\Phi$  et  $|\Delta\Phi| \leq L_{\Delta\Phi}$ . La structure de l'observateur proposé pour l'estimation du rayon effectif et de la vitesse du véhicule, à partir de la connaissance de la vitesse angulaire  $\Omega$  et le couple appliqué à la roue  $\Gamma$  avec le modèle d'observation (3.30) se base sur la stratégie des modes glissants d'ordres supérieurs. Un observateur pour (3.38)

S'écrit

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\zeta}}_1 &= \hat{\zeta}_2 + \underbrace{2L^{1/3} |\zeta_1 - \hat{\zeta}_1|^{2/3} \text{sign}(\zeta_1 - \hat{\zeta}_1)}_{\gamma_1} \\ \dot{\hat{\zeta}}_2 &= \hat{\zeta}_3 + \underbrace{1.5L^{1/2} |\zeta_1 - \hat{\zeta}_1|^{1/2} \text{sign}(\gamma_1)}_{\gamma_2} \\ \dot{\hat{\zeta}}_3 &= \Phi_n(\hat{\zeta}) + \underbrace{1.1L \text{sign}(\gamma_2)}_{\gamma_3}\end{aligned}\tag{3.39}$$

avec  $L > L_\Phi + L_{\Delta\Phi}$ , l'erreur d'estimation  $\hat{\zeta} - \zeta$  convergeant vers 0 en un temps fini. Ainsi, d'après (3.19), un observateur de (3.30) à convergence en temps fini s'écrit, avec  $\gamma_1 = 2L^{1/3} |y - \hat{x}_1|^{2/3} \text{sign}(y - \hat{x}_1)$  et  $\gamma_2, \gamma_3$  définis dans (3.39), selon

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, y) + \chi(y, u) + \left[ \frac{\partial \Psi}{\partial x} \right]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 2L^{1/3} |y - \hat{x}_1|^{2/3} \text{sign}(y - \hat{x}_1) \\ 1.5L^{1/2} |\gamma_1|^{1/2} \text{sign}(\gamma_1) \\ 1.1L \text{sign}(\gamma_2) \end{bmatrix}\tag{3.40}$$



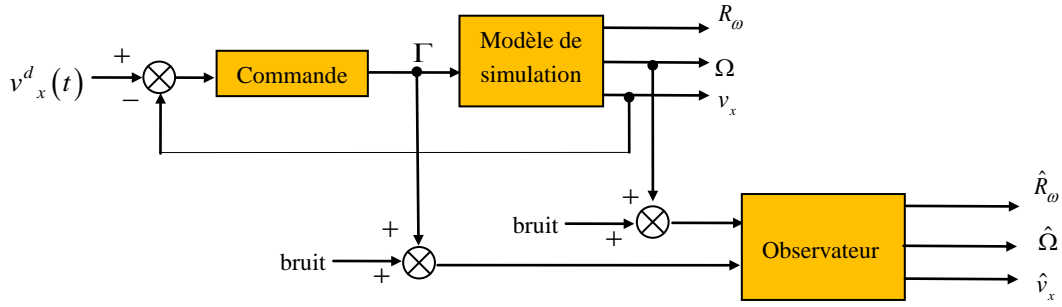


Figure 3. 3 : Schéma de principe de l'observateur du rayon effectif du pneumatique et la vitesse du véhicule

### 3.5.4 Résultats de simulation

Avec  $c_r = 0.002$ . Pour la simulation, les conditions initiales  $x(0)$  sont

$$x(0) = \begin{bmatrix} 15/0.3 \\ 15 \\ 0.3 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

On a donc supposé une vitesse initiale  $V_x = 15m/s$  soit  $54km/h$  et un rayon de pneumatique de  $0.3m$  l'observateur est initialisé par

$$\hat{x}(0) = \begin{bmatrix} 15/0.31 \\ 15 \\ 0.31 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

On suppose donc, à l'instant initial, une erreur de  $1.6rd/s$  entre la vitesse angulaire réelle et estimée, et  $10mm$  de différence entre le rayon réel et le rayon estimé.

La fonction  $\eta$  est définie telle qu'une diminution du rayon effectif de  $30cm$  à  $27cm$  entre  $t_1 = 40s$  et  $t_2 = 60s$  est simulée. Une commande assure un avancement du véhicule à une vitesse lentement variable dans le temps selon une vitesse désirée (avec  $v^d$  une valeur constante ( $40km/h$ )),  $\omega = 2\pi f$  et  $f = 0.05Hz$

$$v_x^d = v^d (1 + 0.01 \sin(\omega t))$$

La première étape consiste en l'analyse de l'observabilité. Pour cela, la fonction  $\Phi$  a été évaluée numériquement. On voit que l'hypothèse 4 est vérifiée et que  $|\Phi| \leq 0.015$ . La valeur du paramètre  $L$  est ainsi

fixée à  $L = 0.02 > |\Phi|$ . Le déterminant du jacobien de la transformation  $\Psi$ ,  $\left| \frac{\partial \Psi}{\partial x} \right|$ , étant strictement négatif, Figure

3.5  $\Psi$  définit bien une transformation d'état et l'observabilité du système est donc effective. L'hypothèse 3 est donc satisfaite.

La convergence du rayon de la roue estimé vers le rayon mesuré est montrée dans la Figure 3.6. On voit bien que l'observateur donne une estimation proche de la valeur réelle du rayon de la roue malgré la valeur initial imposée, avec une erreur très faible, Figure 3.7. En ce qui concerne la vitesse du véhicule et la vitesse angulaire de la roue, les Figures 3.8 et 3.9 montrent la bonne convergence des grandeurs estimées vers ces grandeurs mesurées.

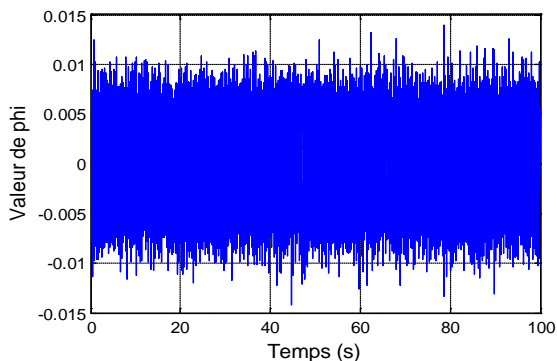


Figure 3.4 : Fonction  $\phi$  en fonction du temps (s)

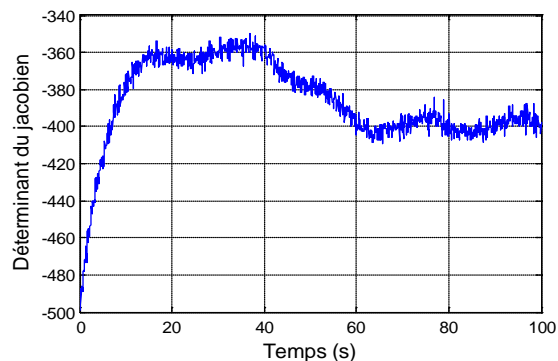


Figure 3.5 : Déterminant du jacobien de la transformation de  $\psi$

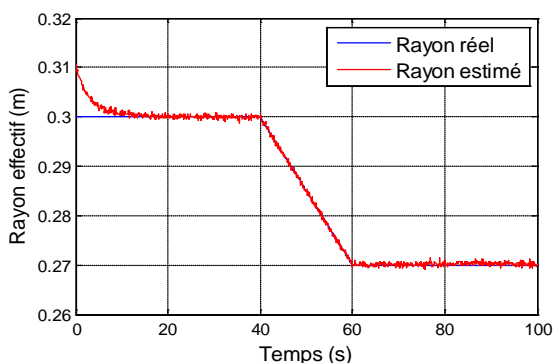


Figure 3.6 : Rayon effectif

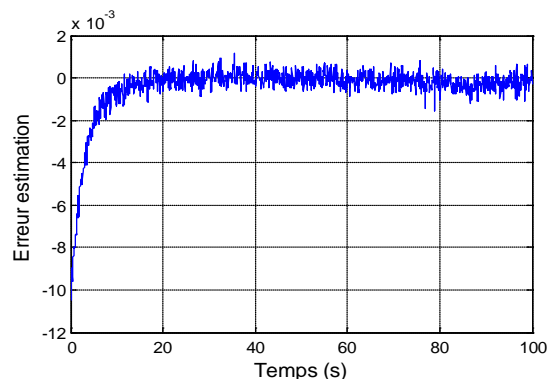


Figure 3.7 : Erreur d'estimation du Rayon effectif

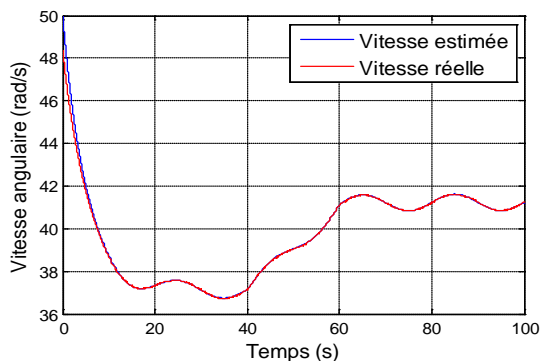


Figure 3.8 : Vitesse angulaire

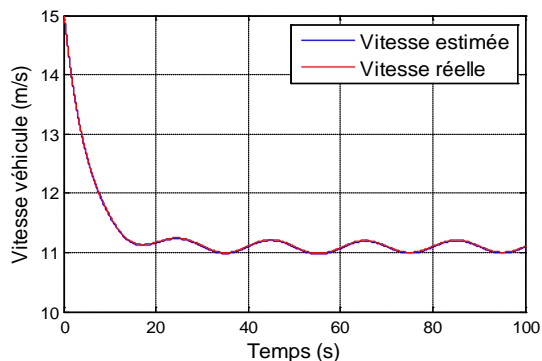


Figure 3.8 : Vitesse longitudinale du véhicule

### 3.6 Observateur du rayon effectif et de la force de résistance au roulement

Un observateur estimant conjointement  $R_\omega$  et  $F_r$  d'une roue à partir de la mesure de la vitesse angulaire, de la vitesse du véhicule et du couple à la roue est proposé.

#### 3.6.1 Modèle d'observation

En pratique, les variations de  $R_\omega$  et  $F_r$  sont inconnues, ce qui donne des dynamiques inconnues pour  $R_\omega$  et  $F_r$  s'écrivant

$$\begin{aligned}\dot{R}_\omega &= \eta_1(t) \\ \dot{F}_r &= \eta_2(t)\end{aligned}$$

Avec  $\eta_1$  et  $\eta_2$  des fonctions bornées. En notant le vecteur d'état du modèle d'observation comme  $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [\Omega \ v_x \ R_\omega \ F_r]$  et  $u = \Gamma$  la commande, on obtient

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J}(x_3 F_x(x) + C_f x_1) \\ \frac{1}{M}(F_x(x) - F_d(x) - x_4) \\ \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3.43)$$

La vitesse angulaire  $\Omega$  et la vitesse  $v_x$  constituent le vecteur de mesures

$y = [y_1 \ y_2]^T = [\Omega \ v_x]^T = [x_1 \ x_2]^T$ . Etant donné que  $x_1$  et  $x_2$  sont mesurées et  $u$  est connue, le terme  $-\frac{C_f}{J}x_1 + \frac{1}{J}u$  dépend seulement de variables connues. Ainsi, le système (3.43) peut être réécrit comme

$$\dot{x} = f(x) + \Delta f + \chi(y, u)$$

Avec

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J}x_3 F_x(x) \\ \frac{1}{M}(F_x(x) - F_d(x) - x_4) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \Delta f = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix}, \chi(y, u) = \begin{bmatrix} -\frac{C_f}{J}x_1 + \frac{1}{J}u \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

D'une façon similaire au paragraphe précédent, on peut montrer que les hypothèses 1 et 2 sont satisfaites.

### 3.6.2 Analyse d'observabilité

L'analyse d'observabilité va être menée sur le système sans incertitudes ( $\Delta f = 0$ ) et après application de l'injection d'entrée-sortie  $-\chi(y, u)$ , c'est-à-dire

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J}x_3F_x(x) \\ \frac{1}{M}(F_x(x) - F_d(x) - x_4) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Considérons la fonction

$$\Psi(x) = \begin{bmatrix} y_1 \\ \dot{y}_1 \\ y_2 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ -\frac{1}{J}x_3F_x(x) \\ x_2 \\ \frac{1}{M}(F_x(x) - F_d(x) - x_4) \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Si la transformation  $\Psi(x)$  est inversible sur les trajectoires, elle constitue une transformation d'état  $\zeta = \Psi(x)$ . Dans ce cas, cela signifie que le système (3.45), avec  $x_1$  et  $x_2$  mesurés admet comme vecteur d'indices d'observabilité  $[2 \ 2]^T$ . Comme précédemment, le jacobien de cette transformation sera évalué le long des trajectoires, de façon à établir l'observabilité du système (3.43). Si la fonction  $\Psi(x)$  est une transformation d'état, le système (3.43) sans le terme d'injection d'entrée-sortie est donc équivalent à, *via*  $\zeta = [\zeta_{11} \ \zeta_{12} \ \zeta_{21} \ \zeta_{22}]^T = \Psi(x)$

$$\dot{\zeta} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \zeta + \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_1(\zeta) \\ 0 \\ \Phi_2(\zeta) \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

### 3.6.3 Synthèse de l'observateur

L'application de la transformation d'état et de l'injection d'entrée-sortie inverses permet d'obtenir un observateur du système (3.43) basé sur la différentiation par modes glissants d'ordre 2. L'observateur s'écrit

$$\dot{x} = f(\hat{x}, y) + \chi(y, u) + \begin{bmatrix} \frac{\partial \Psi}{\partial x} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \\ \gamma_4 \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Avec

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= 1.5L_1^{1/2} |y_1 - \hat{x}_1|^{1/2} \text{sign}(y_1 - \hat{x}_1) \\ \gamma_2 &= 1.1L_1 \text{sign}(\gamma_1) \\ \gamma_3 &= 1.5L_1^{1/2} |y_2 - \hat{x}_2|^{1/2} \text{sign}(y_2 - \hat{x}_2) \\ \gamma_4 &= 1.1L_2 \text{sign}(\gamma_3) \end{aligned} \quad (3.49)$$

$L_1$  et  $L_2$  étant les gains de l'observateur.

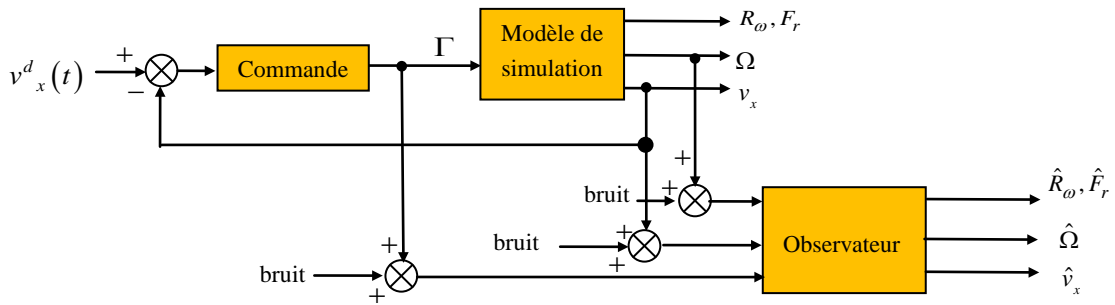


Figure 3. 9 : Schéma de principe de l'observateur du rayon effectif et la force de résistance au roulement du pneumatique.

### 3.6.4 Résultats de simulations

Les variables d'état initial de l'observateur (3.48) sont

$$\hat{x}(0) = \begin{bmatrix} 15/0.31 \\ 15 \\ 0.31 \\ 74 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

Le couple appliqué à la roue, sa vitesse angulaire et la vitesse du véhicule sont supposé connus. Un bruit additif de moyenne nulle a été ajouté aux mesures en vue de simuler le bruit de mesure, les variances de bruit étant fixées à 0.01 pour le couple et 0.0001 pour les vitesses.

D'une façon similaire au précédent observateur, les fonctions  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  ont été évaluées le long des trajectoires du système : à partir de cela, les gains  $L_1$  et  $L_2$  ont été fixé à 0.1 (Hypothèse 4). Le déterminant du jacobien de la transformation  $\Psi$  est donné par la Figure 3. 11. Comme ce déterminant ne change pas de signe, il vient que  $\Psi$  établit une transformation d'état. L'Hypothèse 3 est donc satisfaite.

Une bonne estimation du rayon effectif de la roue et la force de résistance au roulement est également réalisée, malgré l'influence des effets du bruit de mesure et les valeurs initiales imposées, Figures 3.12 et 3.13. La convergence des grandeurs estimées telles que la vitesse angulaire de la roue et la vitesse du véhicule vers leurs grandeurs mesurées est montrée dans les Figures 3.14 et 3.15, respectivement. L'observateur assure donc un bon suivi des valeurs mesurées.

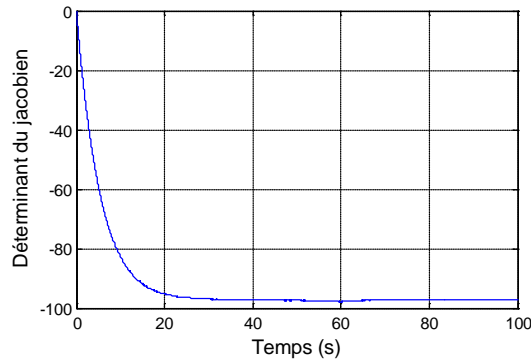


Figure 3. 10 : Déterminant du jacobien de la transformation de  $\psi$

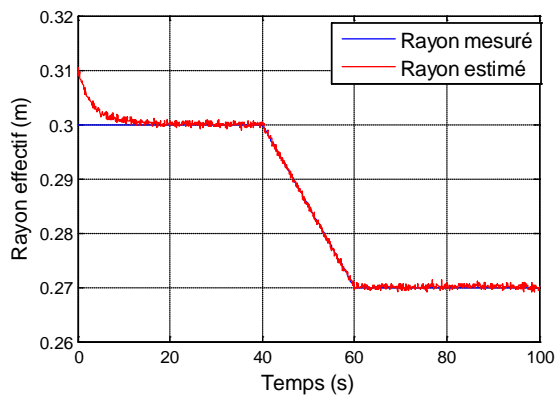


Figure 3. 11 : Rayon effectif

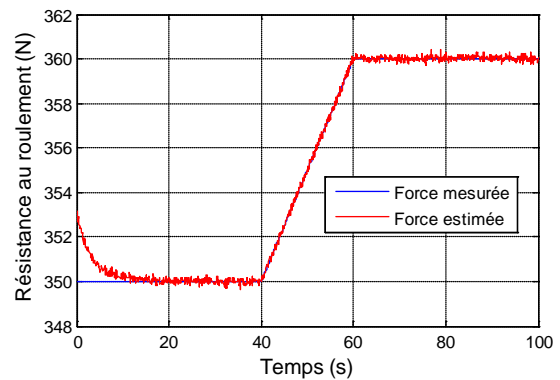


Figure 3. 12 : Forces de résistance au roulement

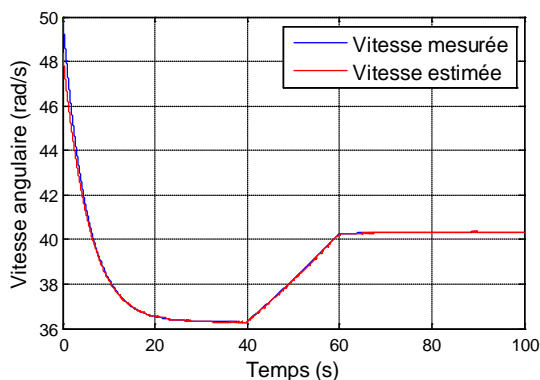


Figure 3. 13 : Vitesse angulaire

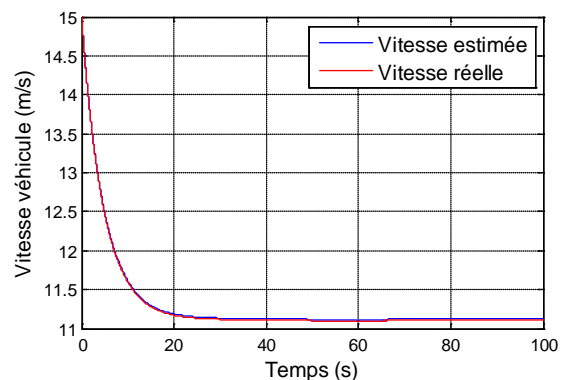


Figure 3. 14 : Vitesse longitudinale du véhicule

### **3.7 Conclusion**

L'étude présentée dans ce chapitre porte sur l'amélioration de la stabilité et la sécurité du véhicule électrique. Différentes notions d'observabilité des systèmes non linéaires et les dynamiques longitudinales et rotationnelles d'une roue ont été présentées, afin de synthétiser les observateurs qui estiment les grandeurs non mesurables tels que le rayon effectif de la roue et la force de résistance au roulement en utilisant des grandeurs mesurées (couple moteur, vitesse angulaire de la roue). Ensuite, ces grandeurs estimées sont utilisées pour détecter la chute de pression du pneumatique. Cette détection est considérée comme un point-clé afin de mettre une alarme pour informer le conducteur au niveau du pneumatique.

Les observateurs développés ont été validés en simulation numérique sous logiciel Matlab//Simulink. Les résultats de simulation montrent une estimation satisfaisante du rayon effectif et de la force de résistance au roulement. L'algorithme d'observation pour chaque roue du véhicule peut améliorer les stratégies de contrôle (ABS/ASR) du véhicule qui fera l'objet du chapitre suivant.

## ***Chapitre 4***

***Etude des systèmes de sécurité d'anti-patinage et  
d'anti-blocage basés sur l'estimation des rayons  
effectifs des quatre roues motrices d'un véhicule  
électrique***



## **4.1 Introduction**

Le développement des véhicules électriques et hybrides ont provoqué un regain d'intérêt pour l'étude du contrôle du patinage. Les nouveaux moteurs électriques aux roues permettent un contrôle indépendant des roues et fournissent même plus de possibilités pour la sécurité active et le contrôle de trajectoire, puisqu'ils peuvent fournir un couple de freinage sur les roues plus rapidement que les freins conventionnels [Cha-12]. Les moteurs de traction utilisés dans les véhicules électriques ont l'avantage d'être précis et rapides et de faciliter la mesure du couple généré. La possibilité de fonctionner en génératrice et donc d'appliquer un couple négatif conduit à étudier une prestation de contrôle du glissement négatif qui contrôle le moteur électrique au lieu du système de freinage à l'instar de l'ABS [Har-18][Mer-16].

Le présent chapitre consiste à prendre en considération, dans la conception des systèmes d'anti-patinage et d'anti-blocage des roues, la variation de la pression du pneumatique c.-à-d. La variation du rayon effectif de la roue et la force de résistance au roulement du pneumatique.

## **4.2 Les systèmes de sécurité active en phase d'accélération et de décélération**

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'anti-blocage (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 [Cha-12][Sek-13].

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. Ils interprètent les signaux des divers capteurs pour réaliser des estimations des grandeurs caractéristiques et nécessaires aux algorithmes de contrôle [Cha-12]. Les systèmes embarqués qui fournissent les estimations doivent être robustes aux bruits de mesure et aux perturbations. Enfin, l'environnement dans lequel le véhicule fonctionne est dynamique et les caractéristiques d'adhérence peuvent varier en fonction de l'état de la route et les conditions climatiques. Ainsi, on ne peut prévoir les réactions du conducteur qui peuvent influencer la réponse du véhicule dans des situations d'urgence. Le contrôleur devrait prendre en compte tous ces aspects pour préserver un comportement stable du véhicule.

### **4.2.1 Contrôle du patinage**

Le contrôle du patinage est un sujet de recherche largement étudié dans le domaine du contrôle des véhicules [Cha-12]. Historiquement, les systèmes ASR et ABS sont les prestations les plus étudiées. L'ASR traite du patinage positif, c'est à dire que la vitesse de la roue est supérieure à celle du véhicule à cause d'une sollicitation des efforts de transmission de la roue vers la route [Cha-12]. Ce patinage peut être causé soit par un couple

moteur important ou par une baisse du potentiel d'adhérence longitudinale de la roue. Cependant, le système ABS considère le patinage négatif pendant les phases de freinage pour éviter le blocage des roues et ceci afin de permettre au conducteur de garder le contrôle sur la dirigeabilité du véhicule. L'ABS contrôle le couple de freinage appliqué aux roues motrices.

#### 4.2.1.1 La fonction ASR

La fonction ASR contrôle le patinage des roues motrices dans le cas d'un couple positif. Un glissement désiré noter  $\lambda^*$ , appelé pseudo-glissement, est défini afin de maintenir la motricité du véhicule dans les conditions de roulement dégradées ainsi que des situations extrêmes du véhicule [Cha-12][Har-18]. Les valeurs de glissement désiré sont un compromis entre les performances, le confort et la stabilité du véhicule. Généralement, le pseudo-glissement désiré est plus élevé à basse vitesse pour ne pas trop réduire le couple au démarrage du véhicule ou lors des manœuvres. Puis,  $\lambda^*$  est progressivement réduit au fur et à mesure que la vitesse du véhicule augmente. Dans notre étude, le glissement désiré est fixé a priori mais de nombreuses études portent sur la définition en temps réel du niveau de glissement optimal [Cha-12][Mer-16]. Si seul l'effort longitudinal transmis à la route est considéré, le pseudo-glissement optimal  $\lambda_{opt}$  peut être défini comme celui qui permet de transférer le maximum d'effort à la route. Il doit être calculé en temps réel car sa valeur varie en fonction du type de la route traversée.

#### 4.2.1.2 La fonction ABS

La fonction ABS étudiée dans ce chapitre, contrôle le glissement des roues dans le cas d'un couple négatif et peut être utilisé afin de maximiser la quantité d'énergie récupérable par les moteurs électriques tout en évitant le blocage des roues, ce qui pourrait entraîner une perte de contrôle du véhicule [Cha-12]. Les problématiques de définition du glissement optimal sont identiques à celles de l'ASR. Dans notre étude, nous avons choisis dans un premier temps, un pseudo-glissement désiré fixé au préalable et constant en fonction de la vitesse du véhicule.

#### 4.2.2 Modèle d'une roue

Le modèle du quart du véhicule présenté dans le chapitre précédent (§3.4) basé sur la représentation de Pacejka est utilisé. L'effort longitudinal  $F_x$  est calculé grâce à la représentation de Pacejka qui nécessite la connaissance du coefficient d'adhérence de la route  $\mu$ , l'effort vertical appliqué à la roue  $F_z$ , la vitesse de rotation de la roue et le taux de glissement.

$$F_x = \mu(\lambda)F_z \quad (4.1)$$

$$F_z = M_v g \quad (4.2)$$

$$\lambda = \frac{R_\omega \omega - V_x}{\max(R_\omega \omega, V_x)} \quad (4.3)$$

$$\mu(\lambda) = D \sin \left( C \tan^{-1} \left( B \lambda - E \left( B \lambda - \tan^{-1} (B \lambda) \right) \right) \right) + S_h \quad (4.4)$$

Les paramètres  $B$ ,  $C$ ,  $D$ ,  $E$ ,  $S_h$  sont définis au premier chapitre.

La roue est représentée par son rayon effectif estimé  $\hat{R}_\omega$  et son inertie  $J_\omega$ .

$$J_\omega \dot{\omega} = \Gamma - \hat{R}_\omega F_x - C_f \omega \quad (4.5)$$

$$M_v \dot{V}_x = F_x - F_d - F_r \quad (4.6)$$

$$F_r(V_x) = M_v g C_r(V_x) \quad (4.7)$$

Le contact roue-sol est l'un des points les plus importants dans le modèle du véhicule [Har-18]. La représentation de Pacejka est un modèle de représentation dont la détermination ne repose pas sur une analyse fine ou l'interprétation entièrement physique des phénomènes de contact. C'est une approximation mathématique de la courbe des forces de frottements en fonction du taux de glissement  $\lambda$  [Cha-12]. La Figure 4.1 représente le coefficient de frottement longitudinal en fonction du glissement longitudinal entre la roue et la route.

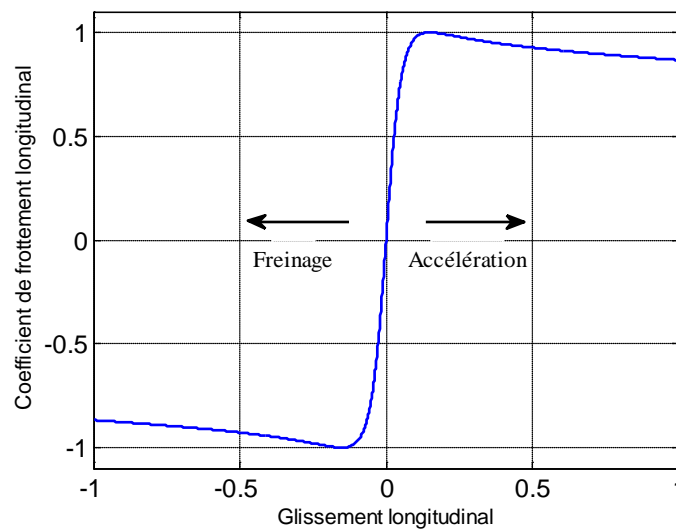


Figure 4.1 : Représentation de Pacejka en longitudinal

### 4.2.3 Synthèse des contrôleurs ASR /ABS

Pour représenter le système véhicule dans des environnements réalistes, un modèle d'interaction entre la route et le pneu a été pris en compte, puisqu'il définit le comportement de l'adhérence du véhicule sous différents profils de vitesse. Ceci est le cœur de la problématique de contrôle dynamique du véhicule. D'une part, un modèle de véhicule représentatif doit être configuré pour respecter des exigences d'analyse et d'autre part, on doit considérer un modèle de conducteur, afin de simuler les actions de ce dernier. Le modèle de conducteur aidera à simuler un suivi de profil de vitesse, la production des couples de freinage et des forces d'accélération.

Plusieurs lois de commande sont synthétisées pour contrôler le patinage des roues dans différentes situations de conduite [Mer-16]. La motivation de ce travail est l'amélioration de la stabilité longitudinale du véhicule électrique, avec la réalisation des deux fonctions de régulation du glissement : en phase d'accélération (ASR) et en phase de décélération (ABS). Cette coordination entre les deux systèmes assure le contrôle du glissement des roues, en activant les moteurs électriques embarqués en mode traction et en mode de freinage.

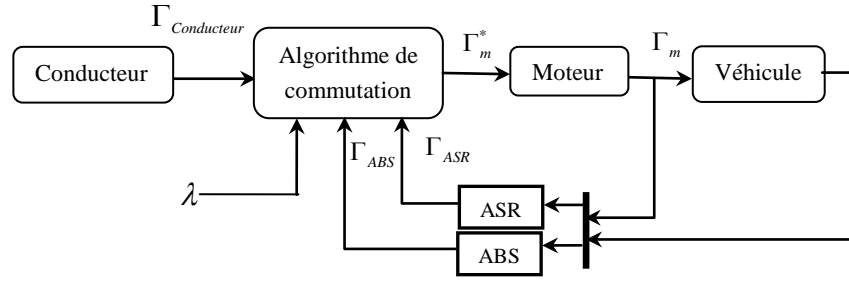


Figure 4. 2 : Schéma de principe du contrôle ASR/ABS

#### 4.2.3.1 Algorithme du contrôleur ASR

En phase d'accélération, lorsque  $R_\omega \omega > V_x$  (c.-à-d.  $\lambda > 0$ ), donc il existe un frottement entre la roue et le sol, ce qui contribue au mouvement du véhicule. Par conséquent, si le taux de glissement dépasse le seuil, la roue commence à glisser considérablement plus rapide que la vitesse du véhicule ce qui entraîne une perte d'adhérence. Dans cette situation, le contrôleur ASR intervient immédiatement afin de maintenir la valeur de glissement  $\lambda$  inférieure à sa valeur optimale  $\lambda_{opt}$  [Har-18].

#### 4.2.3.2 Seuil d'accélération angulaire

La relation entre l'accélération angulaire de la roue  $\dot{\omega}_m$ , le couple du moteur  $\Gamma$  et le taux de glissement ( $\lambda$ ) peut être décrits comme suit, en ignorant la résistance au roulement.

$$\lambda = \frac{\hat{R}_\omega \omega_m - V_x}{\hat{R}_\omega \omega_m} \Rightarrow \dot{\lambda} = \frac{-\dot{V}_x \omega_m \hat{R}_\omega + \dot{\omega}_m V_x \hat{R}_\omega}{(\hat{R}_\omega \omega_m)^2} = \frac{[J_\omega + (1-\lambda)M_v \hat{R}_\omega^2] \dot{\omega}_m - \Gamma}{\omega_m M_v \hat{R}_\omega^2} \quad (4.8)$$

$$\dot{\omega}_m = \frac{\Gamma}{J_\omega + M_v \hat{R}_\omega^2 (1-\lambda)} + \frac{\omega_m M_v \hat{R}_\omega^2 \dot{\lambda}}{J_\omega + M_v \hat{R}_\omega^2 (1-\lambda)} \quad (4.9)$$

Si le taux de glissement  $\lambda$  augmente lentement,  $\dot{\lambda} = 0$ , alors l'accélération angulaire de la roue peut être représentée comme suit :

$$\dot{\omega}_m = \frac{\Gamma}{J_\omega + M_v \hat{R}_\omega^2 (1-\lambda)} \quad (4.10)$$

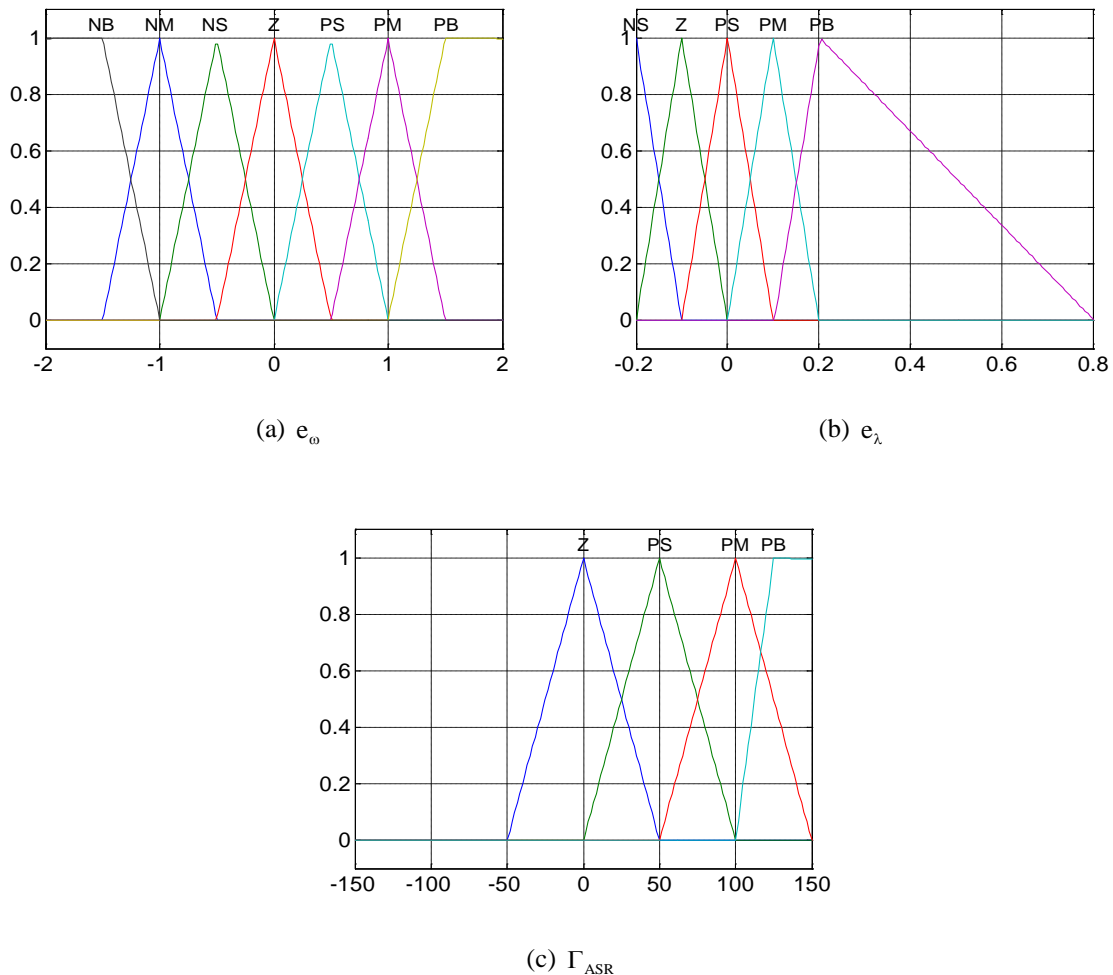
Selon la théorie de l'automobile, lorsque la roue passe dans une zone de glissement pendant la conduite, l'accélération angulaire de la roue et le taux de glissement augmente rapidement. Par conséquent, afin d'assurer la fonction ASR et d'obtenir une force motrice élevée, le taux de glissement devrait être proche de la valeur optimale  $\lambda_{opt}$ . Le seuil d'accélération angulaire peut être décrit comme suit:

$$\dot{\omega}_{m_{opt}} = \frac{\Gamma}{J_\omega + M_v \hat{R}_\omega^2 (1-\lambda_{opt})} \quad (4.11)$$

### 4.2.3.3 Contrôleur ASR basé sur la logique floue

Un contrôleur ASR flou est conçu selon la technique de la logique floue, afin de maintenir le patinage des roues dans la plage optimale en ajustant dynamiquement le couple du moteur. Dans le contrôleur flou (FLC), Figure 4.3, il y a deux variables d'entrée,  $e_\lambda = \lambda - \lambda_{opt}$  la différence entre le taux de glissement réel et le taux de glissement optimal, et  $e_\omega = \dot{\omega}_{m,opt} - \dot{\omega}_m$  la différence entre le seuil d'accélération angulaire et l'accélération angulaire réelle. Le contrôleur génère une sortie, le couple  $\Gamma_{ASR}$ , en fonction des valeurs d'entrées ( $e_\lambda, e_\omega$ ) et les règles floues, qui peut réduire le couple moteur et le taux de glissement simultanément correspondant à la roue motrice.

Les fonctions d'appartenance pour les deux variables d'entrée ( $e_\lambda, e_\omega$ ) et la variable de sortie  $\Gamma_{ASR}$  sont montrés à la Figure 4.3.



**Figure 4.3** : Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée ( $e_\omega, e_\lambda, \Gamma_{ASR}$ )

Les variables linguistiques suivantes :

**NG** : Négatif grand ; **NM** : Négatif moyen ; **NP** : Négatif petit ; **Z** : Zéro ; **PP** : Positif petit **PM** : Positif moyen ; **PG** : Positif grand.

Afin d'assurer les performances du système anti-patinage et éviter le patinage des roues du véhicule, une forte incrémentation du couple de compensation  $\Gamma_{ASR}$  est nécessaire pour réduire rapidement le couple moteur. Cependant, si l'accélération angulaire est inférieure à celle du seuil, cas d'une bonne adhérence de la roue, un couple de compensation nul est appliqué dans cette situation.

Le tableau 4.1 résume les règles floues utilisées.

| $\Gamma_{ASR}$ |    | $e_\omega$ |    |    |    |    |    |    |
|----------------|----|------------|----|----|----|----|----|----|
|                |    | NG         | NM | NP | Z  | PP | PM | PG |
| $e_\lambda$    | NP | Z          | Z  | Z  | Z  | Z  | Z  | Z  |
|                | Z  | Z          | Z  | Z  | Z  | Z  | PP | PP |
|                | PP | Z          | Z  | Z  | Z  | PP | PM | PM |
|                | PM | Z          | Z  | PP | PP | PM | PG | PG |
|                | PG | Z          | PP | PM | PM | PG | PG | PG |

Tableau 4.1 : Les règles floues

#### 4.2.3.4 Contrôleur ABS basé sur le mode glissant

La fonction de base du contrôleur ABS est de fournir un couple de freinage afin que le rapport de glissement entre le pneu et la route soit correctement maintenu. Lors du freinage, le patinage longitudinal du pneu est défini

$$\lambda = \frac{V_x - \hat{R}_\omega \omega_m}{V_x} \quad (4.12)$$

En prenant la dérivée du taux de glissement et en effectuant les substitutions appropriées, la dynamique du taux de glissement devient :

$$\dot{\lambda} = f - \frac{V_x - \hat{R}_\omega}{V_x J_\omega} \Gamma_b \quad (4.13)$$

Avec

$$f = \frac{(1-\lambda)V_x + (\hat{R}_\omega^2) \hat{F}_t}{V_x} \quad (4.14)$$

La connaissance du couple et la dynamique des roues permet d'estimer la force longitudinale pour chaque roue  $\hat{F}_{ti}$ .

$$\hat{F}_{ti} = \frac{1}{\hat{R}_\omega} (\Gamma - J_\omega \dot{\omega}_{mi} - R_{roll}) \quad (4.14)$$

Selon la théorie du contrôle par mode glissant (SMC). La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties.

- La commande discontinue assure la convergence de toutes les trajectoires du système vers la surface de glissement  $S(x) = 0$ .

- La commande équivalente assure le maintien du système sur la surface de glissement ( $S(x) = 0$ ) qui doit vérifier la condition  $\dot{S}(x) = 0$ .

Pour la synthèse de la loi de commande, le taux de glissement optimal est considéré constant et la surface de glissement est donc définie comme suit :

$$S = \dot{\lambda} - \dot{\lambda}_{opt} \quad (4.15)$$

$$S = 0 \Rightarrow f - \frac{V_x - \hat{R}_\omega}{V_x J_\omega} \Gamma_b - \dot{\lambda}_{opt} \quad (4.16)$$

Le terme de la commande équivalente peut être dérivé:

$$\Gamma_b = \frac{J_\omega (1 - \lambda) \dot{V}_x}{\hat{R}_\omega} + \hat{R}_\omega \hat{F}_t - \frac{V_x J_\omega}{\hat{R}_\omega} \dot{\lambda}_{opt} \quad (4.17)$$

Le rôle de la commande discontinue est de conduire les états du système à la surface de glissement, quelle que soit l'incertitude du modèle. Avec un terme de fonction de *sign* ajouté à  $\Gamma_b$ , le couple de commande totale est formé comme suit :

$$\Gamma_{bt} = \Gamma_b + K \text{sign}(S), \quad K > 0 \quad (4.18)$$

$K$  est une constante positive, qui doit être choisi de manière à garantir la condition de glissement.

La fonction de Lyapunov donne l'erreur de suivi suivante [Utk-77], [Sab-11]:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (4.19)$$

$$S \dot{S} \leq -\eta |S| \quad (4.20)$$

Où  $\eta$  est un réel strictement positif qui détermine le taux de convergence vers la surface de glissement. Afin de supprimer le problème de broutement inhérent à la commande de glissement, la fonction *sign* est remplacée par une fonction de saturation, et le couple de freinage souhaité devient [Dra-95] :

$$\Gamma_{ABS} = \Gamma_b = \frac{J_\omega (1 - \lambda) \dot{V}_x}{\hat{R}_\omega} + \hat{R}_\omega \hat{F}_t - \frac{V_x J_\omega}{\hat{R}_\omega} \dot{\lambda}_{opt} + K \text{sat} \left( \frac{\lambda - \lambda_{opt}}{\phi} \right) \quad (4.21)$$

#### 4.2.3.5 Stratégie de commutation

Puisque nous avons utilisé deux contrôleurs (ASR et ABS), pour les deux phases d'accélération et de décélération, nous aurons besoin d'un algorithme de commutation qui permet de basculer entre les deux couples des contrôleurs selon l'état des roues (patinage ou blocage).

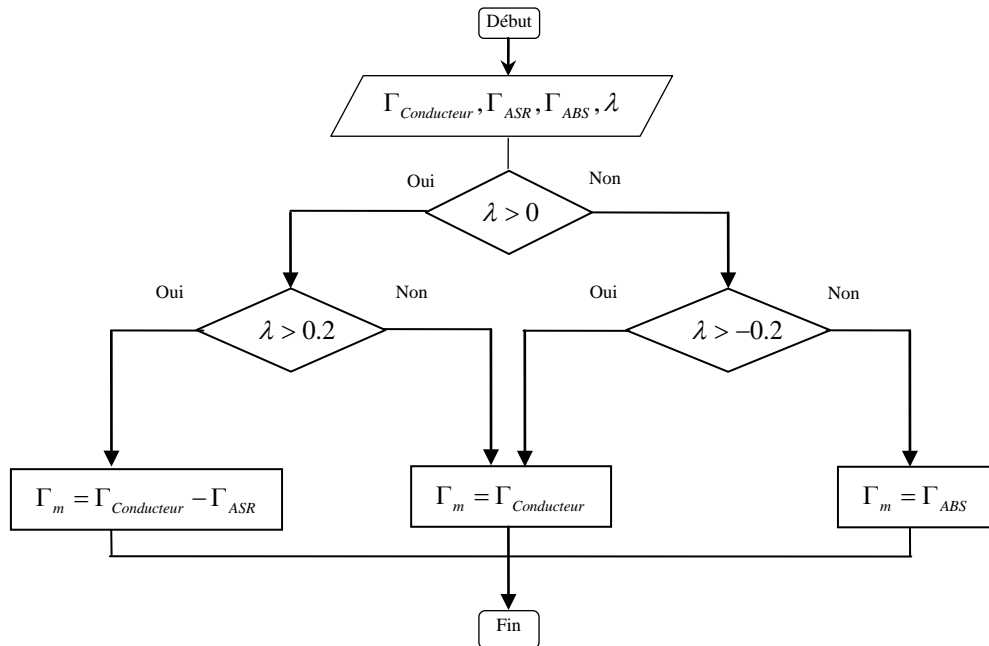


Figure 4. 4 : Organigramme de l'algorithme de commutation

### 4.3 Simulation et interprétation des résultats

Afin de caractériser le comportement du système de traction, le véhicule électrique constitué de quatre roues motrices est soumis à un mouvement rectiligne sur une route horizontale, en séquence urbaine, avec des accélérations et des décélérations constantes, telle que défini sur la Figure 4. 5. Il s'agit d'une partie du cycle de vitesse NEDC (New European Driving Cycle), [Dim]. C'est un cycle que l'on peut rencontrer sur les routes européennes. Son principe est de réaliser un scénario formé d'accélérations/décélérations et de plusieurs paliers de vitesse. Seule la partie extra urbain est retenue pour notre étude et le cycle urbain ne sera pas pris en compte EUDC (Extra-Urbain Driving Cycle).

On distingue trois phases différentes sur le profil de vitesse de la Figure 4. 5 :

- la phase où la vitesse croît linéairement, la phase d'accélération;
- la phase où la vitesse est constante, la phase constante;
- la phase où la vitesse décroît linéairement, la phase de décélération;



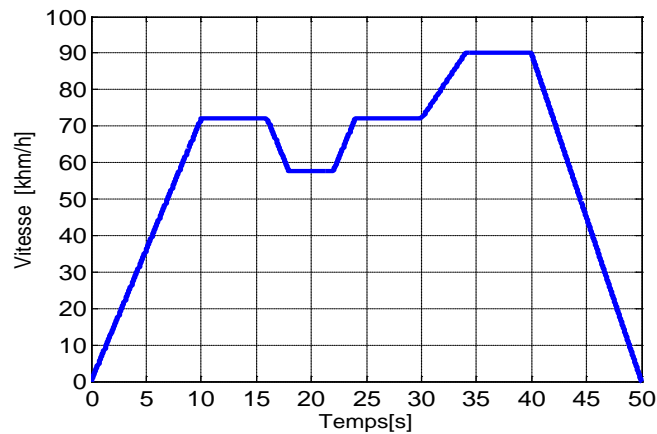


Figure 4.5 : Profil de la vitesse

Un essai avec un patinage successif des quatre roues motrices dans les deux phases (accélération /décélération) est simulé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Cette perturbation a été générée suite au passage des roues d'une route sèche à une route mouillée (humide), Figure 4.6.

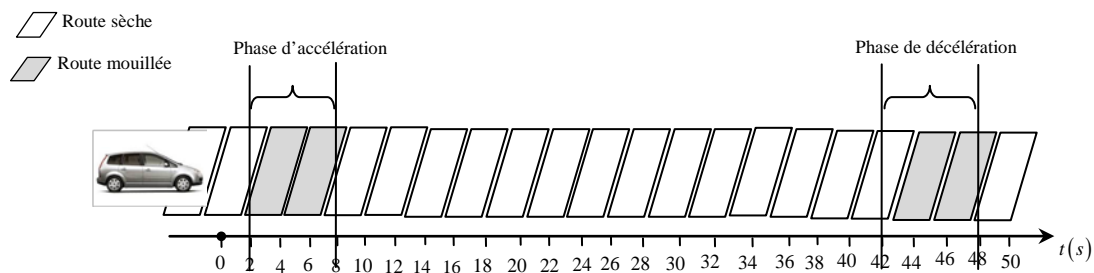


Figure 4.6 : Succession de passage d'une route sèche à une autre mouillée -phénomène de patinage/blocage

### 4.3.1 Essai 1

Dans cet essai de simulation, on a simulé le passage du véhicule électrique d'une route sèche à une autre mouillée sans l'intervention des contrôleurs ASR /ABS. On remarque que les vitesses linéaires des roues avant s'écartent de celle du véhicule pendant la phase d'accélération et de décélération  $t \in [2,8s]$  et  $t \in [42,48s]$  respectivement, Figure 4.6. Le dépassement de la valeur de glissement optimale  $\lambda_{opt} = 0.2$  et  $\lambda_{opt} = -0.2$  confirme la perte d'adhérence des roues, Figure 4.8 dans les deux phases accélération/ décélération respectivement, c'est le phénomène de patinage. Ce phénomène peut entraîner l'instabilité du véhicule pour deux raisons :

- Le déséquilibre des forces de traction induit par la perte d'adhérence [Har-18]
- L'augmentation du glissement engendrant une diminution des forces latérales nécessaires au maintien du véhicule sur sa trajectoire.

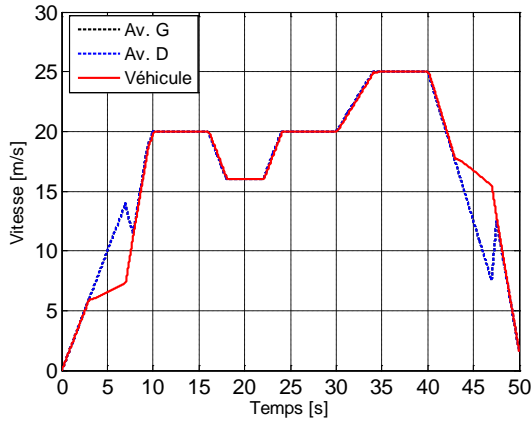


Figure 4.7 : Vitesses linéaires des roues et du véhicule

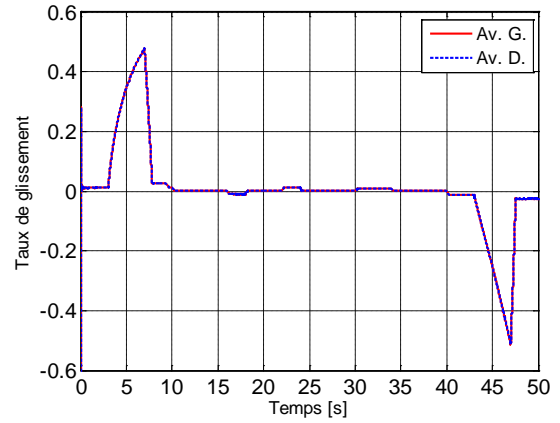


Figure 4.8 : Taux de glissement

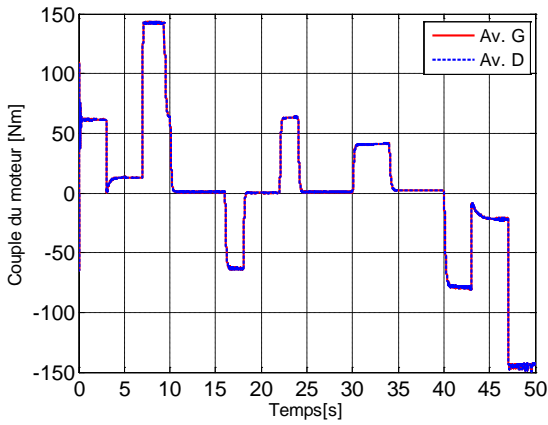


Figure 4.9 : Couples de moteurs

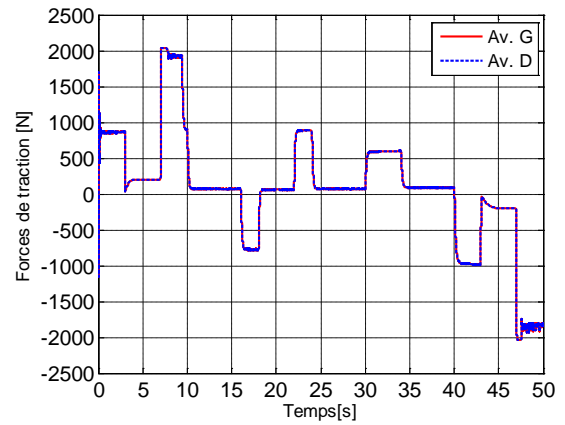


Figure 4.10 : Forces de traction

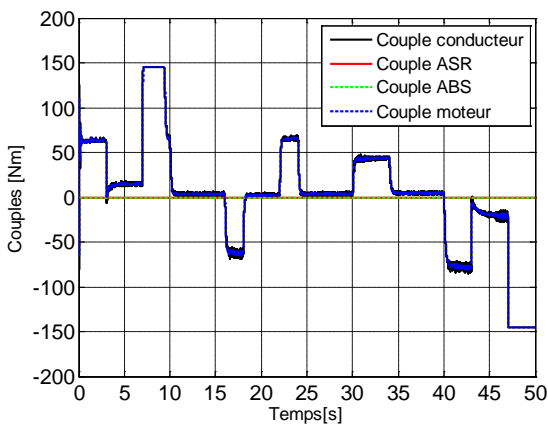


Figure 4.11 : Couples de moteur

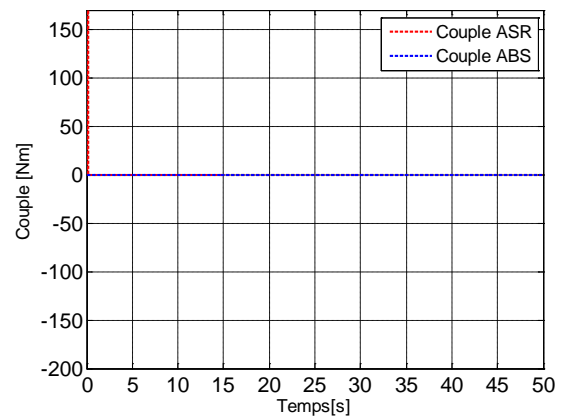


Figure 4.12 : Couples des contrôleurs (ASR et ABS)

### 4.3.2 Essai 2

Le deuxième essai de simulation est basé sur le précédent, mais cette fois-ci, nous utilisons les contrôleurs (ASR /ABS). Cet essai permet de vérifier le fonctionnement des contrôleurs avec une perturbation de perte d'adhérence des roues en phase d'accélération et de décélération. On remarque dans la Figure 4.13 que la vitesse de la roue avec contrôle s'écarte de celle du véhicule mais limitée, par contre la vitesse de la roue sans contrôle s'écarte de celle du véhicule et augmente sensiblement. Lorsque les roues commencent à patiner, la fonction ASR s'active et le couple appliqué à la roue par le moteur électrique associé est réduit comme montré sur la Figure 4.16. Dès que le taux de glissement dépasse sa valeur optimale, le couple demandé par le conducteur est limité par le couple calculé par la commande d'anti-patinage et d'anti-blocage, Figures 4.14, 4.17. Une fois la « réadhésion » est réalisée, l'écart de vitesse commence à diminuer rapidement.

La perte d'adhérence imposée à la roue (contrôlée) pendant la phase d'accélération produit une diminution du couple de charge appliqué à cette roue. Le comportement du moteur associé à cette roue qui perd de l'adhérence voit son couple de charge diminuer fortement par l'application d'un couple ASR, ce qui établit une autorégulation en réduisant son couple moteur, Figures 4.16, 4.17.

Le même phénomène se répète pendant la phase de décélération et lors de la perte d'adhérence simulée entre  $t = 42s$  et  $t = 48s$ , le contrôleur ABS agit immédiatement en générant un couple négatif afin d'établir une autorégulation en augmentant le couple moteur, Figures 4.16, 4.17.

Le système montre alors un comportement très stable vis-à-vis des perturbations de type patinage pour les différents conditions de l'environnement (humidité, verglas, etc.).

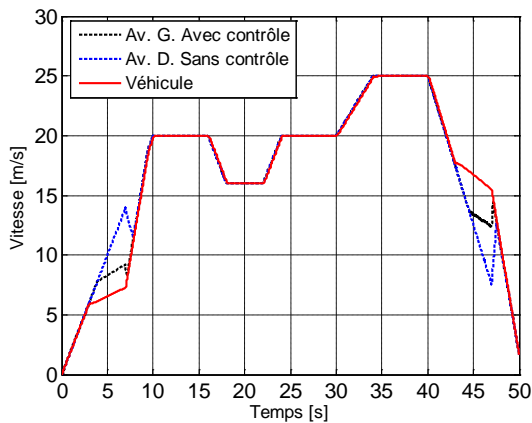


Figure 4.13 : Vitesses linéaires des roues et du véhicule

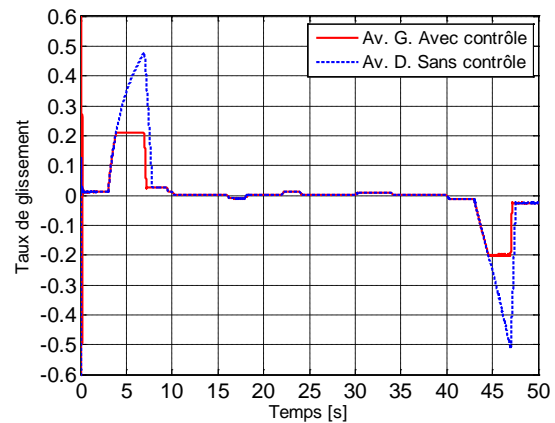


Figure 4.14 : Glissement des roues

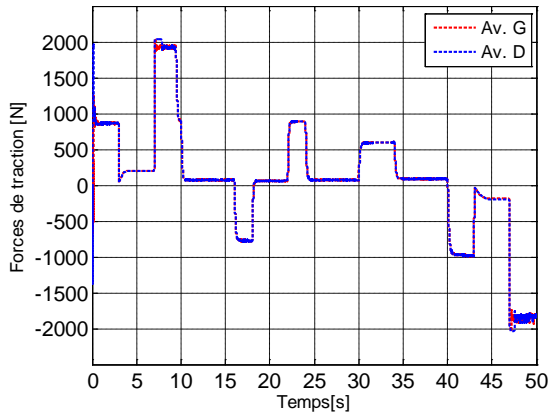


Figure 4.15 : Forces de traction

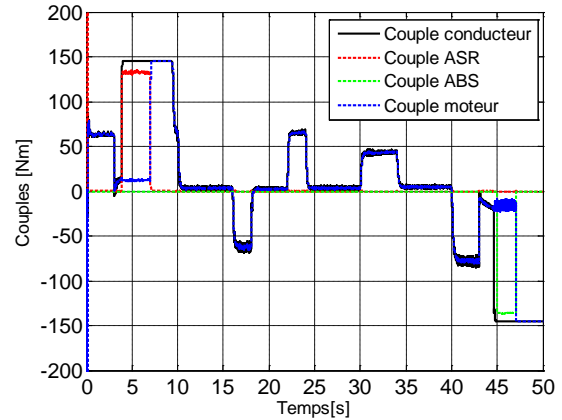


Figure 4.16 : Couples du moteur

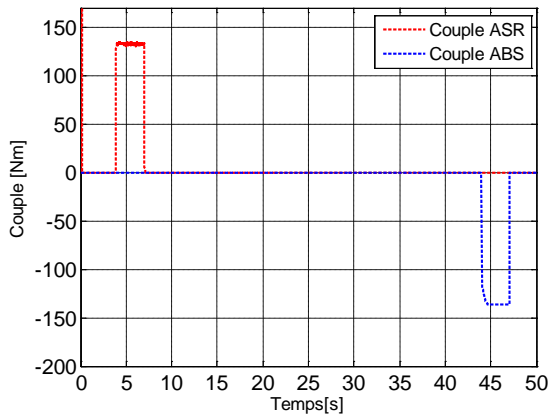


Figure 4.17 : Couples (ASR/ABS)

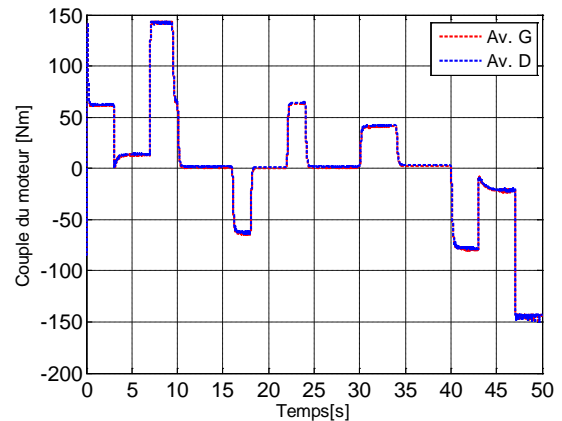


Figure 4.18 : Couple électromagnétique

### 4.3.3 Essai 3

Dans le troisième essai de simulation, nous avons pris en considération l'influence de la variation du rayon effectif de la roue sur les performances du système de contrôle proposé et sur la stabilité du véhicule. Dans ce scénario de simulation, nous avons simulé notre système avec le contrôle (ASR et ABS), en présence de deux types de perturbations : une perte d'adhérence, ( $t \in [2, 8s]$ ,  $t \in [42, 48s]$ ) en phase d'accélération et décélération respectivement et une chute de pression d'une roue (roue 1) entre  $t = 15s$  et  $t = 35s$  ce qui entraîne une diminution dans son rayon dynamique. La Figure 4.19 montre la vitesse du véhicule et celles des roues avant. Les vitesses des roues sont proches de celle du véhicule à l'exception la vitesse de la roue 1 (perturbée), qui est erronée. Notre système ne contrôle pas la vitesse erronée mais répartie le couple de chaque roue motrice de manière indépendante afin de garder le véhicule dans son trajectoire, Figure 4.22. Les résultats obtenus confirment donc l'intérêt de l'utilisation de l'estimation du rayon effectif de la roue et son importance dans les lois de commande.

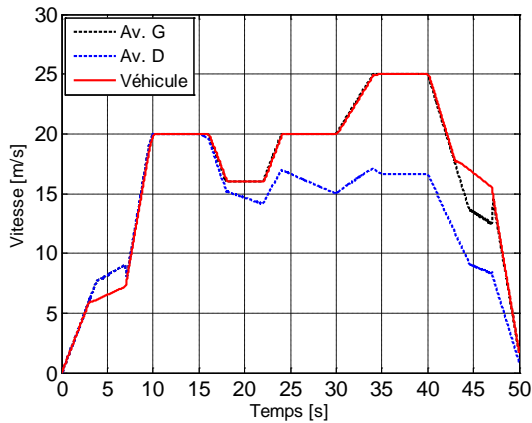


Figure 4.19 : Vitesses linéaires des roues et celle du véhicule

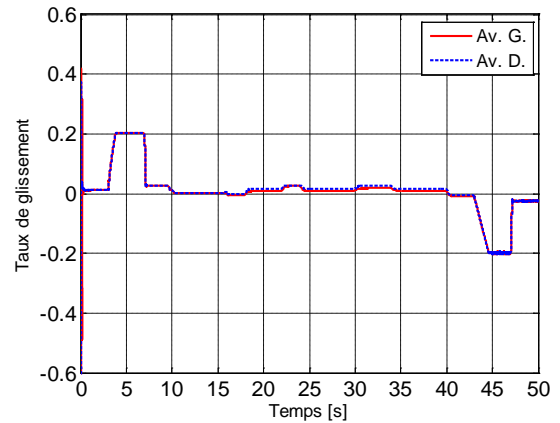


Figure 4.20 : Glissement des roues

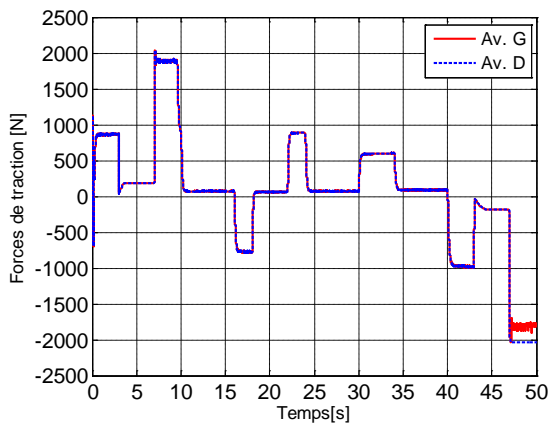


Figure 4.21 : Forces de traction

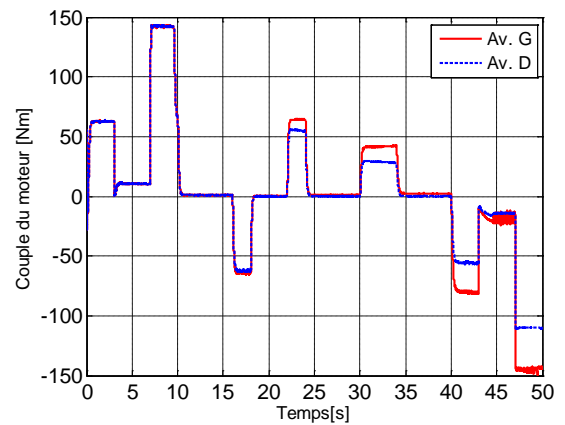


Figure 4.22 : Couples des moteurs de traction

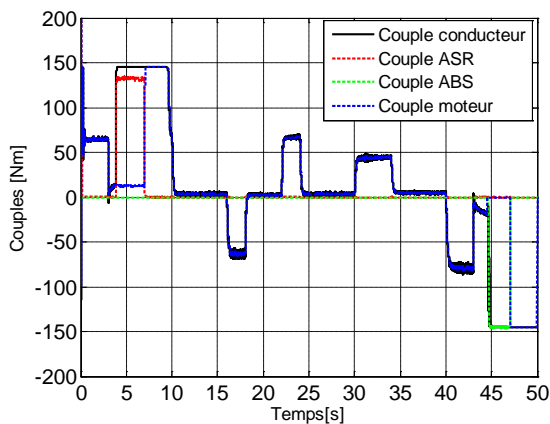


Figure 4.23 : Couples de moteur

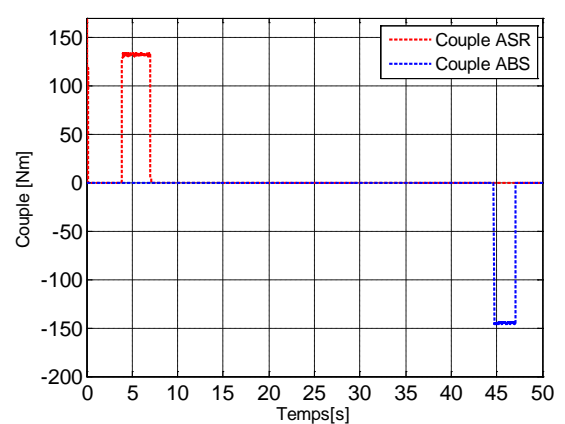


Figure 4.24 : Couples des contrôleurs (ASR et ABS)

## **4.4 Conclusion**

Nous avons étudié dans ce chapitre, la stabilité longitudinale du système de traction d'un véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage et anti-blocage basé sur les techniques de commande de la logique floue et modes glissants. La première partie présente, une modélisation d'un modèle de véhicule à une roue, afin de synthétiser les lois de commande pour résoudre les problèmes dus aux phénomènes de patinage et blocages des roues. Ces lois de commandes sont basées sur l'accélération angulaire de seuil, et le taux de glissement. Pour tester les performances des techniques de commande proposées, des essais en simulation ont été effectués. Ces différents essais ont été basés sur un modèle du véhicule électrique à quatre roues motrices où chaque moteur possède sa propre commande (DTC à 12 secteurs). À partir des résultats de simulation, on peut conclure que les contrôleurs proposés (ASR, ABS) ont résolu les problèmes du patinage et du blocage des roues et améliorés la sécurité du véhicule en présence de la variation du rayon effectif des roues. Ce qui confirme aussi l'intérêt de l'estimation du rayon effectif et son importance dans les lois de commande.

## *Chapitre 5*

# *Intégration des systèmes de sécurité active au contrôle de dynamiques latérales d'un véhicule électrique*

## 5.1 Introduction

Plusieurs fonctions de sécurité ont pour but d'aider le conducteur dans ses tâches de conduite, notamment dans le contrôle latéral du véhicule, tel que la direction assistée et le freinage différentiel. Ces systèmes contribuent dans la maîtrise des situations dangereuses, telles que la sortie de voie, collision, etc. L'actionneur électrique est constitué le composant primordial d'une assistance active au contrôle latéral. Il agit directement sur la dynamique latérale du véhicule. Deux principes d'assistance seront présentés dans ce chapitre : par intervention sur la colonne de direction et par freinage différentiel des roues. Le premier principe d'assistance consiste à ajouter un actionneur électrique, ou hydraulique sur la colonne de direction pour ajouter un angle de braquage correctif. Le deuxième principe d'assistance est basée sur le freinage différentiel des roues afin de créer un moment de lacet correctif qui va modifier la direction d'orientation du véhicule.

## 5.2 Modélisation du véhicule et analyse du mode latéral

Les dynamiques d'un véhicule peuvent être décrites par un modèle non linéaire détaillé de 6-DOF, Figure 5.1 mais souvent sont simplifiées pour cibler une application bien définie comme l'assistance au contrôle latéral [Sen-07].

Dans notre cas, un modèle linéaire simple dit « bicyclette », Figure 5.2 à trois degrés de liberté est largement utilisé pour la synthèse du contrôleur (3-DOF). Ce modèle se base sur le découplage entre les dynamiques latérales et longitudinales. Il considère le véhicule comme un corps rigide, il suppose qu'il y a une seule roue pour chaque train, en projetant les deux roues du train sur l'axe central du véhicule. La roue résultante aura un angle de braquage équivalent à l'angle de braquage des deux roues. Le modèle bicyclette présente 3 degrés de liberté seulement, correspondant au mouvement longitudinal, latéral et de lacet. .

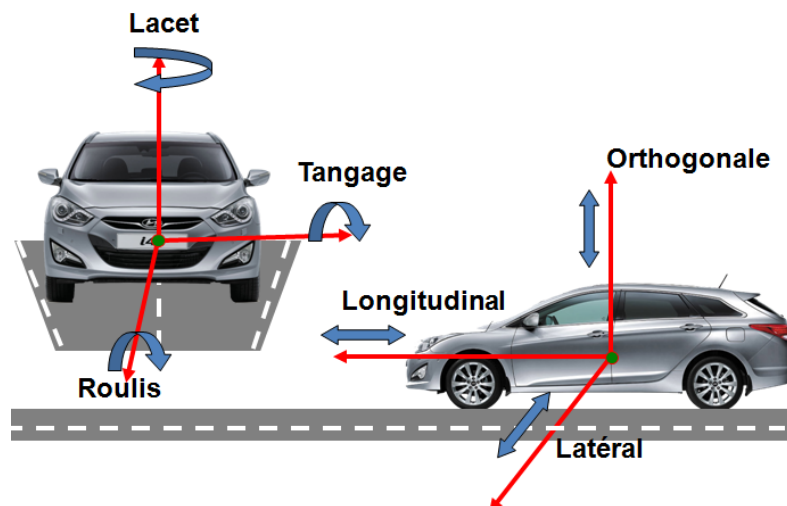


Figure 5. 1 : Les différents mouvements de véhicule



Les lois fondamentales de la dynamique sont formulées en considérant les forces de contact pneumatique-chaussée ( $F_{yf}$ ,  $F_{yr}$ ) comme les forces extérieures principales qui permettent de transmettre les forces agissant sur le volant au sol et ainsi assurer les différents mouvements du véhicule, Figure 5.2. Les simplifications supplémentaires précédentes permettront de retenir les seuls mouvements de lacet et de dérive, et d'aboutir ainsi aux équations du modèle « bicyclette ».

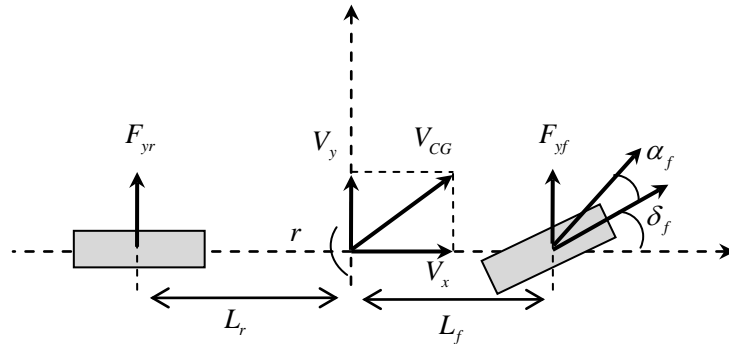


Figure 5. 2 : Modèle bicyclette

La vitesse du véhicule au point de contact pneu/chaussée n'est pas forcément dans l'axe du pneumatique. La composante latérale de la vitesse  $V_y$  génère une force qui lui est opposée d'après la loi de Coulomb. Cette force latérale peut être exprimée linéairement dans le cas où l'angle de dérive  $\alpha = \arctan(V_y/V_x)$  n'est pas très important (régime linéaire). Des relevés expérimentaux des forces de contact entre le pneumatique et la chaussée montrent l'existence de trois zones différentes comme la présente la Figure 5.3 [Rah-04].

Une zone de pseudo-glisement linéaire lors d'une conduite normale sur une ligne droite ou un virage non serré; une zone de pseudo-glisement et glissement. Ici le véhicule reste contrôlable et le pneumatique est utilisé dans la limite des ses capacités;

une zone de glissement total où la force de contact est saturée et le véhicule perd de sa manœuvrabilité.

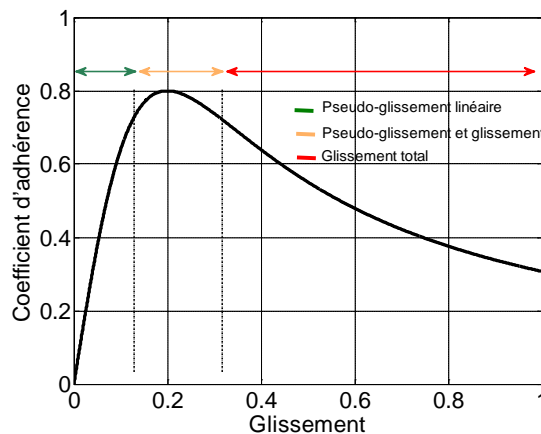


Figure 5. 3 : Forme de la courbe de la force latérale

Le cadre de l'application à l'assistance au contrôle latéral correspond à une conduite s'inscrivant dans la zone de pseudo-glisement linéaire. La courbe est assimilable à sa tangente à l'origine dont l'expression est la suivante :

$$F_y = \mu_y C_y \alpha \quad (5.1)$$

Avec  $C_y$  est la tangente à l'origine. Ce coefficient modélise la raideur du pneumatique.

Il dépend du pneumatique et de la force normale appliquée. Cette formulation des efforts de contact pneu/chaussée est intéressante dans la mesure où elle intègre l'adhérence  $\mu_y$  et constitue une expression linéaire de la force qui peut être utilisée dans les modèles de synthèse de lois de commande. Elle reste valable pour des faibles valeurs de  $\alpha$ , qui correspondent pour des pneumatiques récents à  $\alpha_{\max} = 0.07$  radian et  $\lambda_{\max} = 0.05$ .

Les forces longitudinales dépendent directement du coefficient de glissement du pneumatique ( $\lambda_i$ ) alors que les forces latérales dépendent des angles de glissement ( $\alpha_i$ ). La formule magique de Pacejka [Pac-79] est utilisée sur chaque pneu pour déterminer les forces latérales :

$$y(x) = D \cdot \sin \left[ C \cdot \arctan \left( B \cdot x - E \cdot (B \cdot x - \arctan(B \cdot x)) \right) \right] \quad (5.2)$$

Pour les efforts latéraux :

$$F_{yi}(\alpha_i) = F_z \cdot D_i \cdot \sin \left[ C_i \cdot \arctan \left( B_i \cdot \alpha_i - E_i \cdot (B_i \cdot \alpha_i - \arctan(B_i \cdot \alpha_i)) \right) \right] \quad (5.3)$$

Les coefficients  $B_i$  ;  $C_i$  ;  $D_i$  ;  $E_i$  dépendent des caractéristiques des pneumatiques, des conditions d'adhérence et des paramètres du véhicule.

| B | C | D   | E |
|---|---|-----|---|
| 5 | 2 | 0.3 | 1 |

**Tableau 5.1** : Paramètres de modèle de Pacejka

Il est possible de modifier les paramètres de pacejka comme suit [Pac-79] :

$$B_i = B_i \cdot (2 - \mu) \quad C_i = C_i \cdot \left( \frac{5}{4} - \frac{\mu}{4} \right) \quad D_i = D_i \cdot \mu \quad (5.4)$$

### 5.2.1 La linéarisation de la force latérale

La linéarisation des forces latérales résultant  $F_{yi}$  de l'équation (5.3) pour des petits  $\alpha_i$  est donné par l'équation suivante :

$$F_{yi} \approx \alpha_i \cdot (D_i C_i B_i) \quad (5.5)$$

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

$$C_{yi} = D_i C_i B_i \quad (5.6)$$

Alors, les forces latérales peuvent s'écrire :

$$F_{yf} = 2C_{yf}\alpha_f \quad F_{yr} = 2C_{yr}\alpha_r \quad (5.7)$$

Les angles de dérive  $\alpha_f$  et  $\alpha_r$  sont décrits en fonction des paramètres cinématiques du véhicule [Raj-06] :

$$\alpha_f = \delta_f - \arctan\left(\frac{V_y + L_f r}{V_x}\right) \approx \delta_f - \frac{V_y + L_f r}{V_x}$$

$$\alpha_r = -\arctan\left(\frac{V_y + L_r r}{V_x}\right) \approx -\frac{V_y + L_r r}{V_x} \quad (5.8)$$

Avec  $\delta_f$  est l'angle de braquage des roues avant, et  $r = \dot{\psi}$  est la vitesse de lacet.

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

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

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_y \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\frac{C_{yf} + C_{yr}}{M_v V_x} & 2\frac{-C_{yf}L_f + C_{yr}L_r}{M_v V_x} - V_x \\ -2\frac{C_{yf}L_f + C_{yr}L_r}{J_v V_x} & -2\frac{C_{yf}L_f^2 + C_{yr}L_r^2}{J_v V_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2C_{yf}}{M_v} \\ \frac{2C_{yf}L_f}{J_v} \end{bmatrix} \delta_f + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_v} \end{bmatrix} M_z + \begin{bmatrix} \frac{1}{M_v} \\ \frac{l_w}{J_v} \end{bmatrix} F_w \quad (5.9)$$

En définissant l'angle de dérive du 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 :

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\frac{C_{yf} + C_{yr}}{M_v V_x} & 2\frac{-C_{yf}L_f + C_{yr}L_r}{M_v V_x^2} - 1 \\ -2\frac{C_{yf}L_f + C_{yr}L_r}{J_v} & -2\frac{C_{yf}L_f^2 + C_{yr}L_r^2}{J_v V_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2C_{yf}}{M_v V_x} \\ \frac{2C_{yf}L_f}{J_v} \end{bmatrix} \delta_f + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_v} \end{bmatrix} M_z + \begin{bmatrix} \frac{1}{M_v V_x} \\ \frac{l_w}{J_v} \end{bmatrix} F_w \quad (5.10)$$

### 5.2.2 Système de direction assistée électrique

La colonne de direction est un système qui transforme un angle de braquage du volant en un angle de braquage des roues, dans le mode assistance active. Nous supposons l'existence d'un lien mécanique entre le volant et les roues avant directrices. Dans cette étude, le modèle utilisé pour la synthèse de la loi de commande peut être plus simple et que la colonne de direction est composée d'un arbre unique, Figure 5.4. Cette hypothèse permet de formuler la dynamique de la colonne comme un système linéaire du second ordre schématisé sur la Figure 5.5.

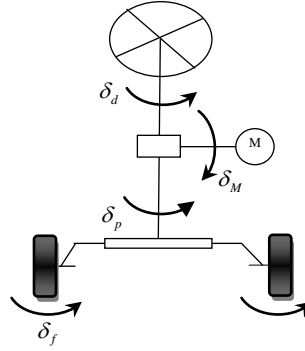


Figure 5. 4 : Modèle réduit de la colonne de direction

La représentation d'état de ce modèle est la suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\delta}_d \\ \ddot{\delta}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B_s}{I_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_d \\ \dot{\delta}_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{I_s} & \frac{1}{I_s} & -\frac{1}{I_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma_a \\ \Gamma_d \\ \Gamma_s \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

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

Les entrées de ce modèle sont le couple conducteur  $\Gamma_d$ , le couple d'assistance  $\Gamma_a$  et le couple d'auto-alignement  $\Gamma_s$ . Le couple d'auto-alignement peut être modélisé comme le produit de la chasse géométrique  $\eta_t$  et de la force latérale sur les roues avant  $F_{yf} = 2C_{yf} \left( \delta_f - \beta - \frac{rL_f}{V_x} \right)$ . L'expression obtenue au niveau du volant est :

$$\Gamma_s = -T_{SB}\beta - T_{Sr}r + \frac{2C_{yf}\eta_t}{R_{ss}V_x} \quad (5.12)$$

Ou

$$T_{SB}\beta = \frac{2C_{yf}\eta_t}{R_{ss}V_x}, \quad T_{Sr}r = \frac{2C_{yf}L_f\eta_t}{R_{ss}V_x}$$

Le paramètre  $R_{ss}$  est le rapport de réduction de la direction et  $I_s$  représente le moment d'inertie de la colonne de direction.

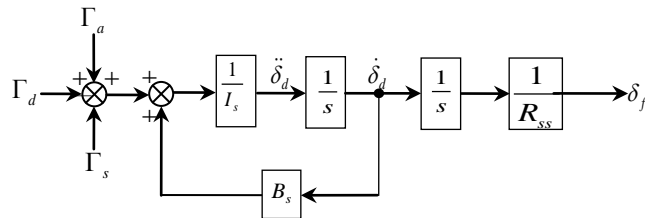


Figure 5. 5 : Modèle de la colonne de direction pour la synthèse des lois de commande

## 5.3 Les systèmes de sécurité active

### 5.3.1 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. Il est également intéressant de faire varier la démultiplication avec la vitesse. La conduite à basse vitesse se caractérise par de grands angles de braquage (suite de virages en montagne, conduite urbaine, manœuvres de stationnement, etc.) et demande en conséquence une direction plus directe (braquage important des roues pour une faible rotation du volant). À haute vitesse, une direction très directe serait difficilement acceptable car le moindre mouvement du volant aurait une trop grande influence sur la stabilité de la voiture. Il est donc nécessaire de réduire la démultiplication. Une direction active offre donc une assistance élevée et une direction plus directe à basse vitesse, l'inverse à haute vitesse [Mer-16].

#### 5.3.1.1 Le principe de fonctionnement

La Figure 5.6 montre le principe d'AFS : le conducteur suit la trajectoire du véhicule via le volant de direction. L'angle du volant résultant est désigné par  $\delta_d$ . L'AFS actionne un angle supplémentaire à l'aide de son moteur électrique. Les deux angles se traduisent par un angle de pignon  $\delta_p$  à la crémaillère de direction. L'angle de braquage de roue qui en résulte peut alors être calculé par l'intermédiaire de l'angle de pignon [Kar-08].

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 (moteur). Alors l'angle de braquage total est définie par :

$$\delta_f = \frac{\delta_d}{R_{ss}} + \Delta\delta_f \quad (5.13)$$

Où  $\delta_d$  est l'angle de volant de direction fixée par le conducteur et  $R_{ss}$  est le rapport de démultiplication de direction.

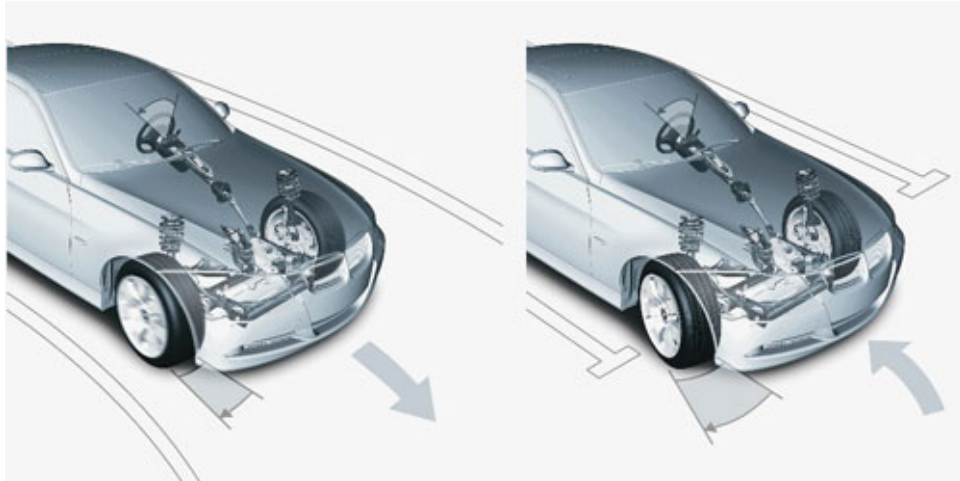


Figure 5. 6 : Direction active (AFS)

### 5.3.1.2 Les variables de contrôle

Le contrôle AFS utilise comme variables de commande principale : le taux de lacet ( $r$ ) et/ou l'angle de dérive de véhicule ( $\beta$ ). Le taux de lacet joue un rôle crucial dans le contrôle dynamique du véhicule et sa valeur désirée (dérivé du modèle de bicyclette du véhicule [Shi-93]) est en fonction de l'angle de braquage des roues avant. Il peut être interprété comme étant la réponse du véhicule souhaitée par le conducteur.

L'angle de dérive du véhicule est aussi un état essentiel du véhicule qui doit être minimisée. Lorsque l'angle de dérive du véhicule augmente à des valeurs élevées, le moment de lacet généré par les forces latérales de pneu descend généralement [Shi-93]. Lorsque l'angle de dérive du véhicule est suffisamment grand, le moment du 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 un grand sentiment de contrôle sur le véhicule en virage [Fur-97].

Le taux de lacet est le plus liée à la manipulation du véhicule et le l'angle de dérive de véhicule est reliée principalement à la stabilité du véhicule, ces deux états du véhicule ne sont pas indépendants, à la place, ils sont intrinsèquement liées par la dynamique du véhicule (voir les équations de véhicules de mouvement). Par conséquent, ils ont tous les deux une incidence sur le comportement du véhicule et la stabilité.

### 5.3.1.3 Modèle de référence

En 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 est égal à zéro, et le taux de lacet est approché pour être le premier système de commande. Généralement, la fonction de transfert de la vitesse de lacet désirée  $r_d$  et l'angle de braquage des pneus avant  $\delta_f$  peuvent obtenue par le modèle de référence [Nag-99], il peut être donné par :

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

$$\beta_d = 0 \quad (5.14)$$

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

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

### 5.3.1.4 Conception des contrôleurs

Afin d'améliorer la sécurité, la stabilité et la manœuvrabilité de véhicule étudié, nous avons conçu trois contrôleurs, à savoir : le control classique (PI), la commande par mode glissant (SMC) et la commande par logique floue (FLC).

#### 5.3.1.4.1 Le contrôleur PI

Pour suivre la trajectoire désirée, on cherche toujours à rendre nulle l'erreur entre la vitesse de lacet réelle du véhicule ( $r$ ) et la vitesse de lacet désirée ( $r_d$ ) en utilisant un contrôleur proportionnel intégral (PI).

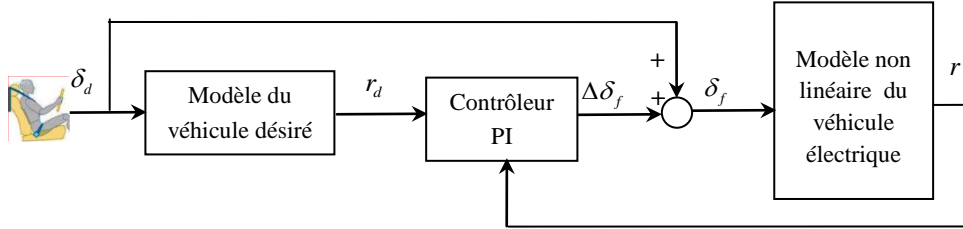


Figure 5.7 : Schéma de principe d'AFS en utilisant contrôleur PI

La commande est définie par l'expression suivante :

$$\Delta \delta_f = (r_d - r) \cdot \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \quad (5.15)$$

#### 5.3.1.4.2 Commande par mode glissant

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

$$e_r = r - r_d \quad (5.16)$$

On choisit la surface de glissement comme suit :

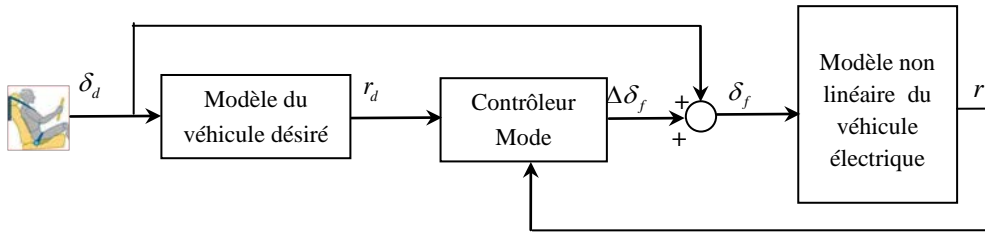
$$S = e_r + \lambda \dot{e}_r \quad (5.17)$$

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

$$\begin{aligned} S = 0 &\Rightarrow e_r + \lambda \dot{e}_r = 0 \\ &\Rightarrow (r - r_d) + \lambda (\dot{r} - \dot{r}_d) = 0 \\ &\Rightarrow (r - r_d) + \lambda (a_{21}v_y + a_{22}r + b_2\delta_f - \dot{r}_d) = 0 \end{aligned} \quad (5.18)$$

Donc, la valeur de la commande équivalente est donnée par:

$$\delta_{feq} = -\frac{1}{\lambda b_2} \left[ (r - r_d) + \lambda (a_{21}v_y + a_{22}r - \dot{r}_d) \right] \quad (5.19)$$



**Figure 5. 8 :** Schéma de principe d'AFS en utilisant contrôleur mode glissant

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

$$\Delta\delta_f = \delta_{feq} - \delta_{rob} \cdot \text{sgn}(S) \quad (5.20)$$

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

$$\Delta\delta_f = \delta_{feq} - \delta_{rob} \cdot \text{sat}(S) \quad (5.21)$$

La commande robuste est déterminée en utilisant les conditions aux limites. Donc, on définit l'angle de braquage comme suit :

$$\Delta\delta_f = -\frac{1}{\lambda b_2} \left[ (r - r_d) + \lambda (a_{21}v_y + a_{22}r - \dot{r}_d) \right] - \frac{\eta}{b_2} \cdot \text{sat}(S) \quad (5.22)$$

### 5.3.1.4.3 Commande par logique floue

Le problème de contrôle qui nous intéresse est d'atteindre une position latérale désirée, soit sur une ligne droite ou un cercle du rayon " $R_d$ ". Le contrôleur flou (AFS) se compose de deux variables d'entrée et une seule sortie.

Les entrées sont l'erreur sur la vitesse de lacet  $e_r$  et l'erreur sur l'angle de dérive de véhicule  $e_\beta$ . La première



entrée ( $e_r = r - r_d$ ) a sept fonctions d'appartenance triangulaires avec un univers de discours de  $[-0.5, 0.5]$ , Figure 5.10 (a). La deuxième variable d'entrée ( $e_\beta = \beta_d - \beta$ ) a cinq fonctions d'appartenance triangulaires avec un univers de discours de  $[-1, 1]$ , Figure 5.10 (b). La sortie du Contrôleur logique flou est l'angle de braquage correctif des roues avant  $\Delta\delta_f$ . La variable de sortie est composée de sept fonctions d'appartenance triangulaires avec un univers de discours de  $[-0.5, 0.5]$  Figure 5.10 (c).

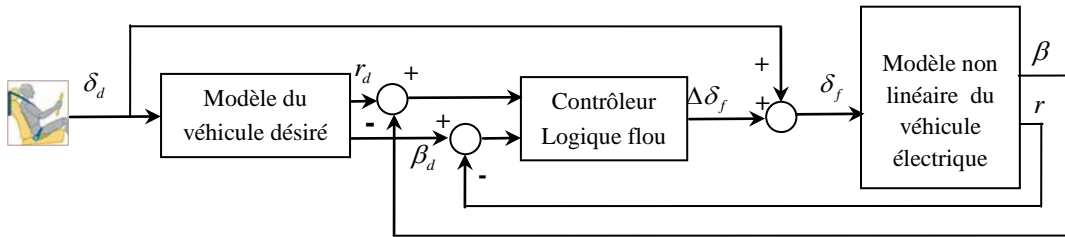


Figure 5.9 : Schéma de principe d'AFS en utilisant contrôleur logique flou

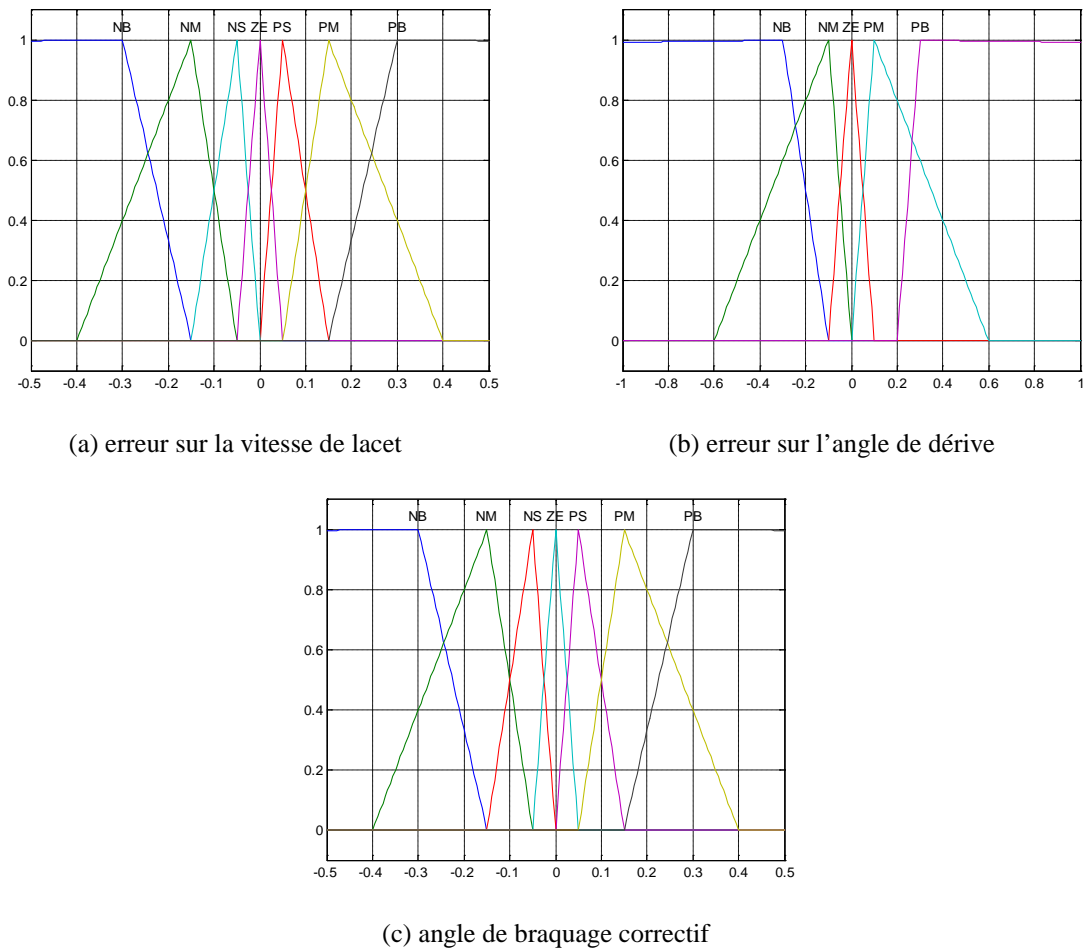


Figure 5.10 : Les fonctions d'appartenances pour (a)  $e_r$ ; (b)  $e_\beta$ ; (c)  $\Delta\delta_f$

| $\Delta\delta_f$ |    | $e_\beta$ |    |    |    |    |
|------------------|----|-----------|----|----|----|----|
|                  |    | NB        | NM | ZE | PM | PB |
| $e_r$            | 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 |

Tableau 5.2 : Les règles de base de connaissance

### 5.3.1.5 Simulation et interprétation des résultats

Afin de tester la robustesse et les performances des contrôleurs proposés, on a imposé deux perturbations : la variation de la vitesse longitudinale et l'introduction d'un coup de vent latéral, Figure 5.11. Le test effectué en supposant que le conducteur conduit le véhicule en générant une entrée d'angle de braquage avec double manœuvre en phase d'accélération et décélération, Figure 5.12 (a).

Par l'application d'un double changement de voie de circulation, le modèle non linéaire du véhicule électrique montre des réponses appropriées. Les contrôleurs soustraient ou ajoutaient un angle de braquage correctif à l'angle de braquage fourni par le conducteur. Pendant tous les manœuvres en utilisant les trois contrôleurs, on remarque que l'angle de braquage correctif généré par les trois contrôleurs ne présente pas des oscillations, Figure 5.12 (b), ce qui correspond à un angle de braquage total (la somme de l'angle de braquage effectué par le conducteur et l'angle de braquage correctif généré par les contrôleurs) lisse et exempte d'oscillations.

La vitesse de lacet du véhicule suite sa valeur désirée, Figure 5.14, ce qui permet une meilleure tenue de la route malgré les perturbations et les incertitudes, soit par la variation de vitesse longitudinale de véhicule, ou si le véhicule est soumis à une rafale de vent latéral. L'angle de dérive du véhicule est approximativement environ de zéro, Figure 5.13 (a), ce qui augmente la stabilité pendant le changement de voie. L'angle de braquage correctif ajouté par les contrôleurs permet de diminuer l'accélération latérale du véhicule pour assurer le confort des passagers, Figure 5.13 (b), la zone de confort se situe entre **0.2g** et **0.3g**. A partir de **0.4g**, la situation de conduite devient inconfortable et le risque de sortie de la route est élevé. On remarque aussi que le contrôleur flou présent des bonnes performances par rapport au contrôleur de mode glissant, ces résultats nous ont permis d'interpréter la dépendance des deux variables de contrôle  $r$  et  $\beta$ , l'exigence de les contrôler les deux à la fois.

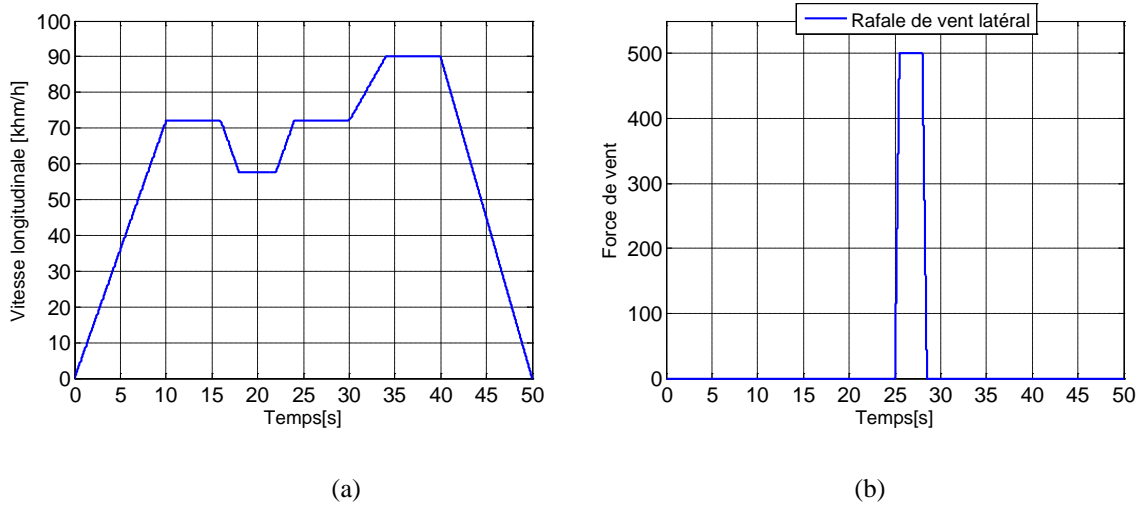


Figure 5.11 : (a) Vitesse longitudinale du véhicule électrique; (b) Vent latéral [Sal-12].

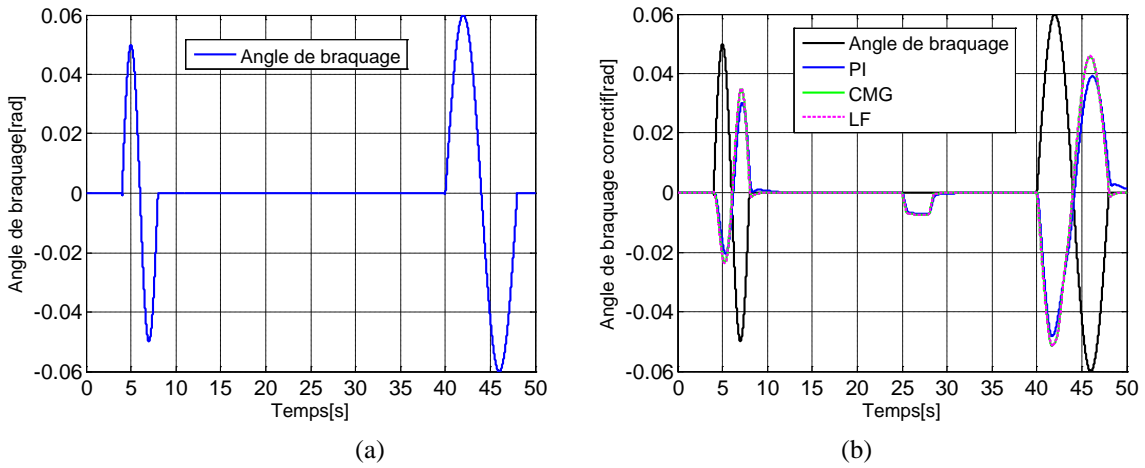


Figure 5.12 : (a) Angle de braquage du conducteur; (b) les angles de braquage correctif effectués par les contrôleurs

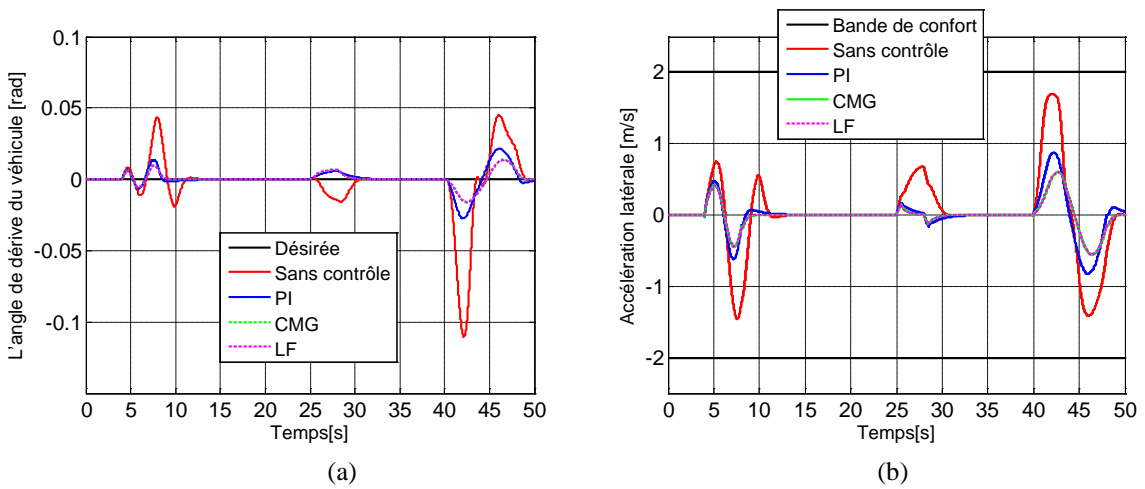


Figure 5.13 : (a) L'angle de dérive du véhicule; (b) Accélération latérale du véhicule

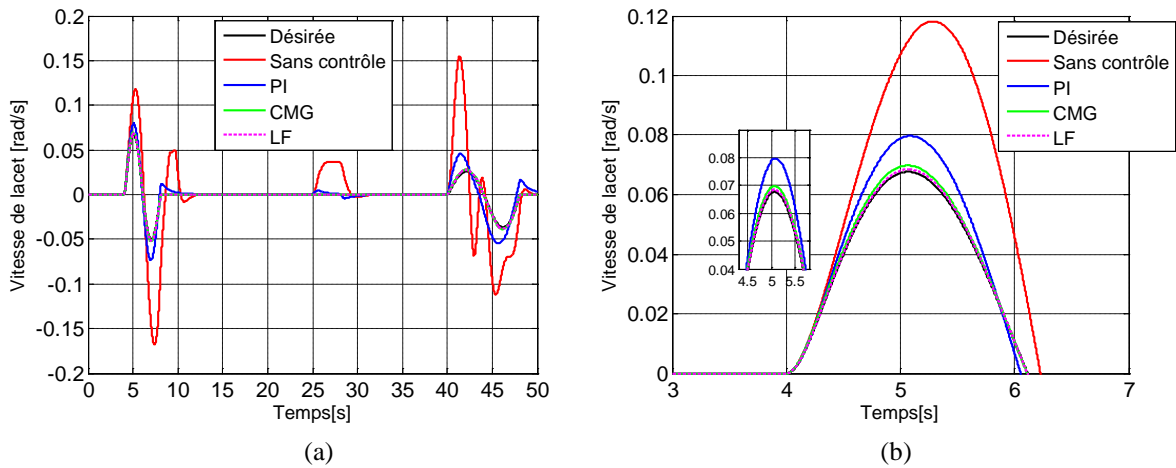


Figure 5.14 : (a) Vitesse de lacet du véhicule; (b) Zoom de vitesse de lacet du véhicule

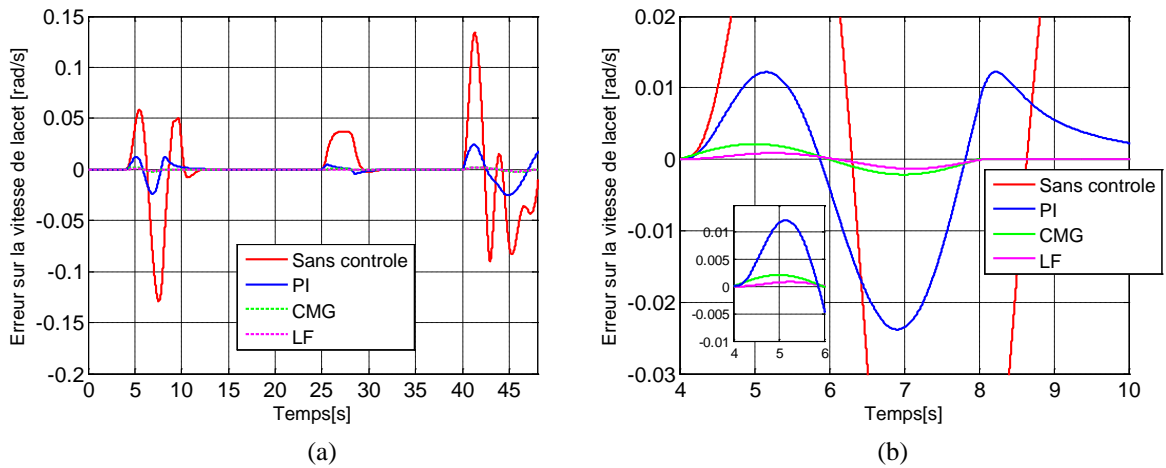


Figure 5.15 : (a) Erreur sur la vitesse de lacet; (b) Zoom de l'erreur sur la vitesse de lacet

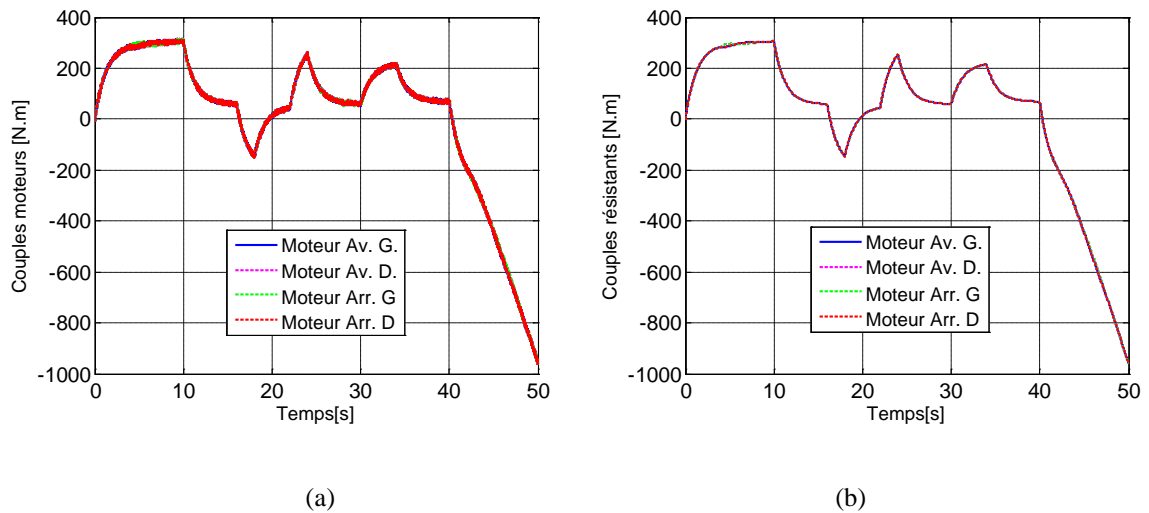


Figure 5.16 : (a) Les couples moteurs; (b) les Couples résistants

### 5.3.2 Contrôle du moment de lacet

Selon FURUKAWA et ABE [Fur-97], pour contrôler le mouvement latéral d'un véhicule en utilisant les forces longitudinales développées par les pneumatiques, il faut que les forces de traction et de freinage sont correctement réparties entre les roues gauches et droites, dans ce cas-là, un moment de lacet résultant de cette répartition est obtenu. Cette technique de contrôle direct du moment de lacet du véhicule



**Figure 5. 17 :** *Moment de lacet résultant entre les roues gauches et droites*

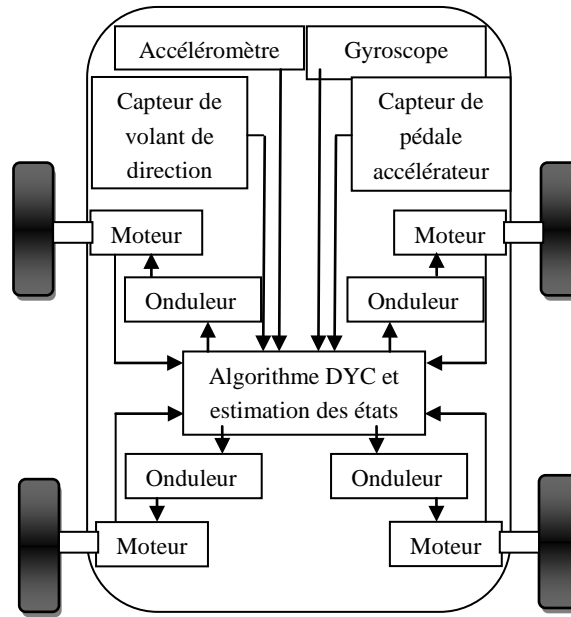
Dans notre étude, le contrôle de moment de lacet direct (DYC) emploie des moteurs électriques pour générer un moment de lacet correctif grâce à un contrôle individuel des forces longitudinales de pneus. Ce type de DYC est principalement conçu pour les véhicules électriques ou hybrides équipés par des moteurs d'entraînement indépendants. La Figure 5.18 montre le schéma d'un système DYC. Le processeur du système de commande reçoit des signaux provenant par les différents capteurs embarqués, tels que le gyroscope et un capteur de pédale d'accélérateur. Sur la base des signaux de capteur et de l'observation des informations d'état, le processeur calcule les commandes de couple de moteur gauche et droit en fonction de l'algorithme de DYC. Ensuite, les commandes de couple sont envoyées aux convertisseurs pour entraîner les moteurs électriques.

Ce nouveau type de DYC présente plusieurs avantages par rapport aux d'autres types de DYC :

Les nouveaux systèmes de DYC génèrent un moment de lacet correctif en continu afin d'améliorer la tenue de route et la stabilité à tout moment, au lieu de fonctionner que dans des conditions de conduite critiques.

La génération de couple du moteur est rapide et précis, et le couple du moteur est mesurable. Ces attributs facilitent la conception et la mise en œuvre des régimes de DYC.

Les moteurs peuvent générer un couple négatif dans le mode de freinage électrique [Mul-01] ce qui aide le système de freinage classique et un rendement énergétique accru par le freinage par récupération.



**Figure 5. 18** : Schématique d'un système de DYC typique pour véhicule électrique équipé de quatre moteurs à roues

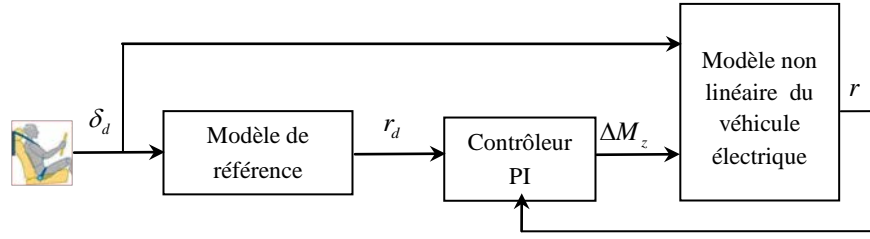
Dans ce chapitre, une relation mathématique entre la vitesse de lacet et le moment de lacet correctif produit par le système DYC est dérivée à partir des équations de mouvement du véhicule établie précédemment. Cette relation mathématique révèle que le taux de lacet désiré dépend directement de la différence de couple entre les moteurs d'entraînement gauche et droite ce qui implique qu'il peut être contrôlé en réglant la différence de couple. Le modèle bicyclette utilisé pour la synthèse des contrôleurs et la génération des variables de référence est déjà présenté dans l'équation (5.14) : Le moment direct de lacet  $M_z$  sera transformé en couple de freinage différentiel.

### 5.3.2.1 Conception des contrôleurs

Sur la base de relation mathématique entre la vitesse de lacet et le moment de lacet, une méthode de DYC basée sur le taux de lacet est proposée. Deux techniques de commande avancées tel que la commande par mode glissant et la logique floue seront proposées et leurs performances seront comparées par une technique de commande classique (PI).

#### 5.3.2.1.1 Le contrôleur PI

Dans ce chapitre, nous allons intégrer un contrôleur proportionnel intégral (PI) en cherchant à rendre l'erreur nulle entre la vitesse de lacet réelle du véhicule ( $r$ ) et la vitesse de lacet désirée ( $r_d$ ).



**Figure 5. 19 :** Schéma de principe de DYC en utilisant contrôleur PI

Donc la commande est définie par l'expression suivante :

$$\Delta M_z = (r_d - r) \cdot \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \quad (5.23)$$

### 5.3.2.1.2 Commande par mode glissant

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

$$e_r = r - r_d \quad (5.24)$$

La surface de glissement est donnée par :

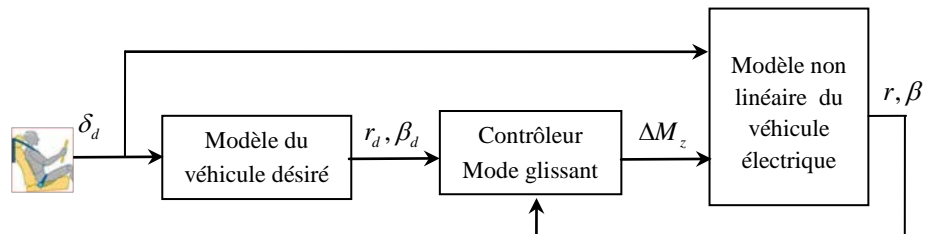
$$S = e_r + \lambda \dot{e}_r \quad (5.25)$$

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

$$\begin{aligned} S = 0 &\Rightarrow e_r + \lambda \dot{e}_r = 0 \\ &\Rightarrow (r - r_d) + \lambda (\dot{r} - \dot{r}_d) = 0 \\ &\Rightarrow (r - r_d) + \lambda (a_{21}v_y + a_{22}r + b_2\delta_f + h_2M_z - \dot{r}_d) = 0 \end{aligned} \quad (5.26)$$

Donc la valeur de la commande équivalente est donnée par :

$$M_{zeq} = -\frac{1}{\lambda h_2} \left[ (r - r_d) + \lambda (a_{21}v_y + a_{22}r + b_2\delta_f - \dot{r}_d) \right] \quad (5.27)$$



**Figure 5. 20 :** Schéma de principe de DYC en utilisant contrôleur par mode glissant

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 le moment de lacet résultant par :

$$\Delta M_z = \Delta M_z - \Delta M_{zrob} \cdot \text{sign}(S) \quad (5.28)$$

Pour remédier les effets indésirables du broutement "Chattering", à ce niveau, en remplaçant la fonction Signe par la fonction Saturation. Le Nouveau moment de lacet est donné par :

$$\Delta M_z = \Delta M_{zeq} - \Delta M_{zrob} \cdot \text{sat}(S) \quad (5.29)$$

La commande robuste est déterminée en utilisant les conditions aux limites, donc le moment de lacet correctif est donné par :

$$\Delta M_z = -\frac{1}{\lambda h_2} \left[ (r - r_d) + \lambda (a_{21} v_y + a_{22} r + b_2 \delta_f - \dot{r}_d) \right] - \frac{\eta}{h_2} \cdot \text{sat}(S) \quad (5.30)$$

### 5.3.2.1.3 Commande par logique floue

Le contrôleur flou se compose de deux entrées et une seule sortie. Les entrées sont l'erreur sur la vitesse de lacet  $e_r$  et sa dérivée  $\dot{e}_r$ .

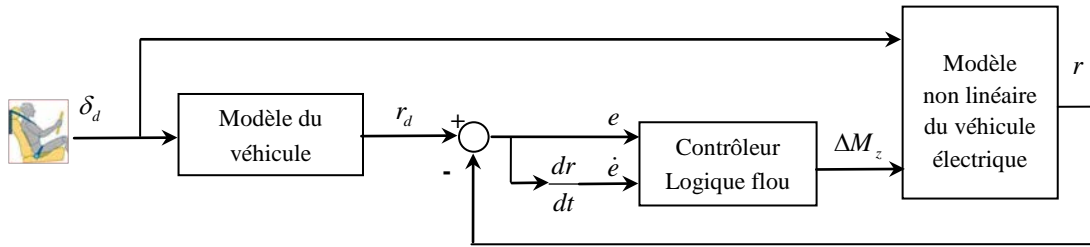


Figure 5. 21 : Schéma de principe de DYC en utilisant contrôleur logique flou

La première entrée ( $e_r = r - r_d$ ) à sept fonctions d'appartenance triangulaires avec un univers de discours de  $[-0.5, 0.5]$ , Figure 5.22 (a). La deuxième variable d'entrée ( $\dot{e}_r$ ) à cinq fonctions d'appartenance triangulaires avec un univers de discours de  $[-1,1]$ , Figure 5.22 (b).

La sortie de contrôleur est le moment de lacet correctif  $\Delta M_z$ . Cette sortie est composée de sept fonctions d'appartenance triangulaires avec un univers de discours de  $[-0.5, 0.5]$ , Figure 5.22 (c).



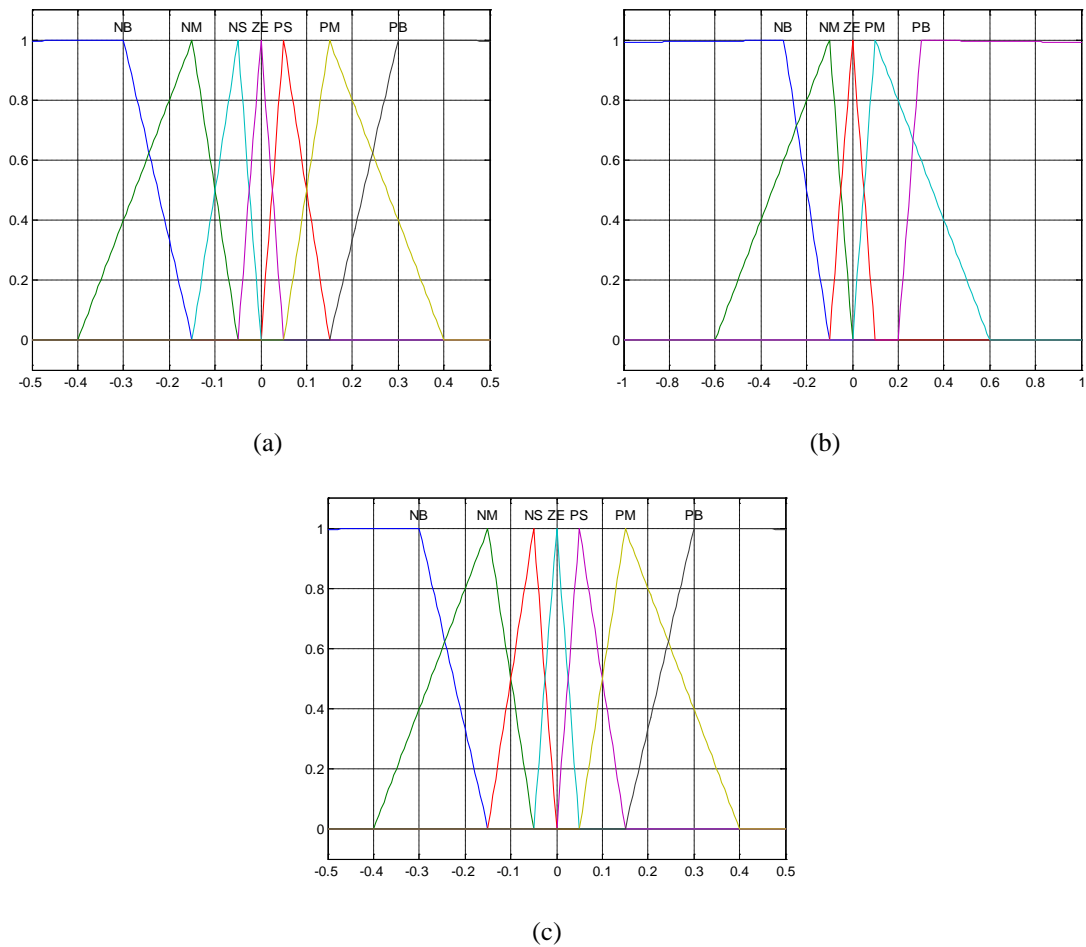


Figure 5.22 : Les fonctions d'appartenances pour (a)  $e_r$ ; (b)  $\dot{e}_r$ ; (c)  $\Delta M_z$

| $\Delta M_z$ |    | $\dot{e}_r$ |    |    |    |    |
|--------------|----|-------------|----|----|----|----|
|              |    | NB          | NM | ZE | PM | PB |
| $e_r$        | 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 |

Tableau 5.3 : Les règles de base de connaissance

### 5.3.2.2 Simulation et interprétation des résultats

Les tests de la robustesse des techniques de contrôle utilisées seront les mêmes que les testes effectués précédemment avec une entrée d'angle de braquage double manœuvres en phase accélération et décélération représenté sur la Figure 5.24 (a).

D'après les résultats de simulation, on remarque que les trois contrôleurs soustraient ou ajoutent un moment de lacet correctif qui se transforme à un freinage électrique différentiel appliqué sur les quarts moteurs roues.

La vitesse de lacet de véhicule suit sa valeur désirée, Figure 5.26, ce qui permet une meilleure tenue de la route malgré les perturbations et les incertitudes, soit par la variation de la vitesse du véhicule, ou si le véhicule est soumis à une rafale de vent latéral. L'angle de dérive du véhicule est approximativement environ de zéro, Figure 5.25 (a), ce qui augmente la stabilité pendant le changement de direction, le moment de lacet correctif crier par les contrôleurs est lisse et exempté d'oscillations, Figure 5.24 (b) et permet de diminuer l'accélération latérale du véhicule pour assurer le confort des passagers, Figure 5.25 (b).

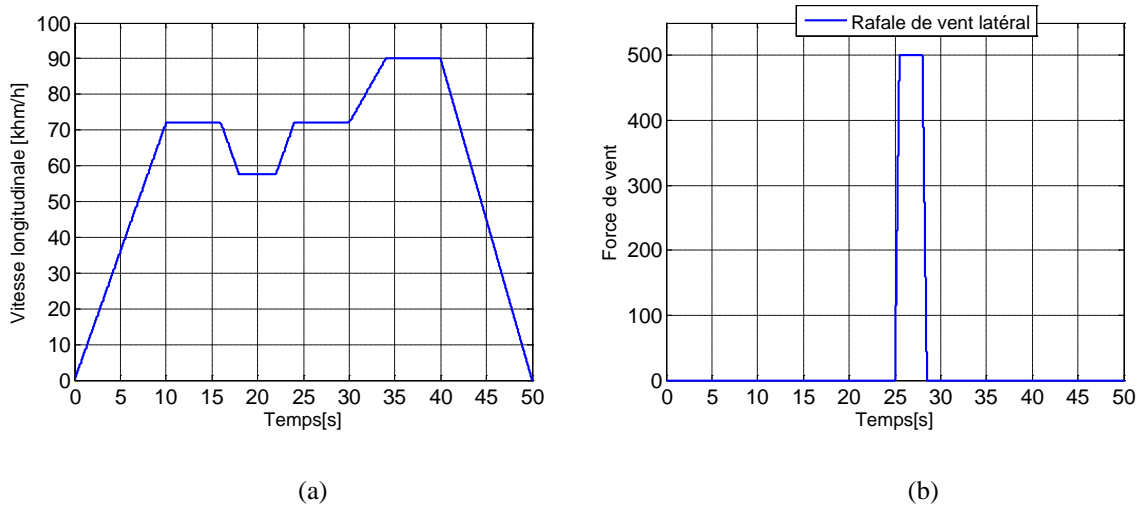


Figure 5. 23 : (a) Vitesse longitudinale du véhicule électrique; (b) Vent latéral [Sal-12].

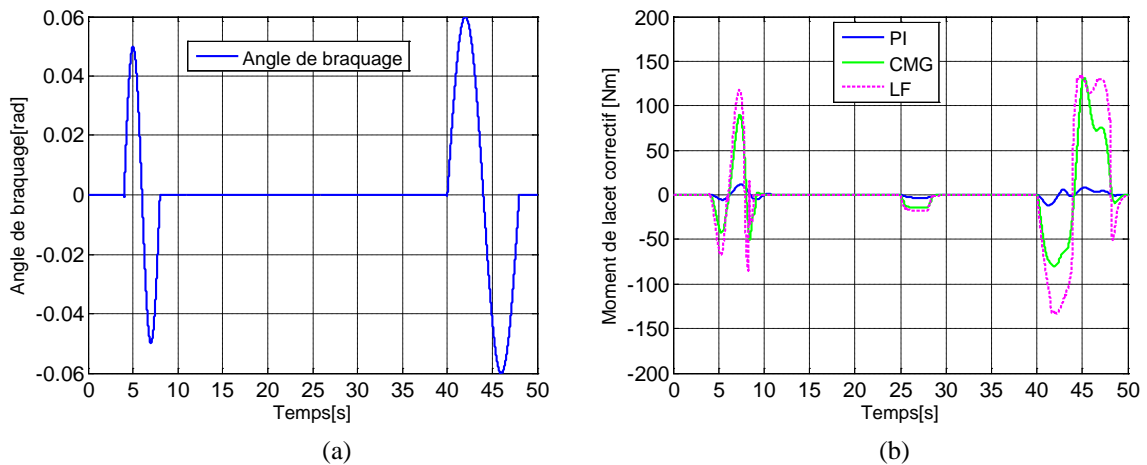


Figure 5. 24 : (a) Angle de braquage du conducteur ; (b) Les moments correctifs effectués par les contrôleurs

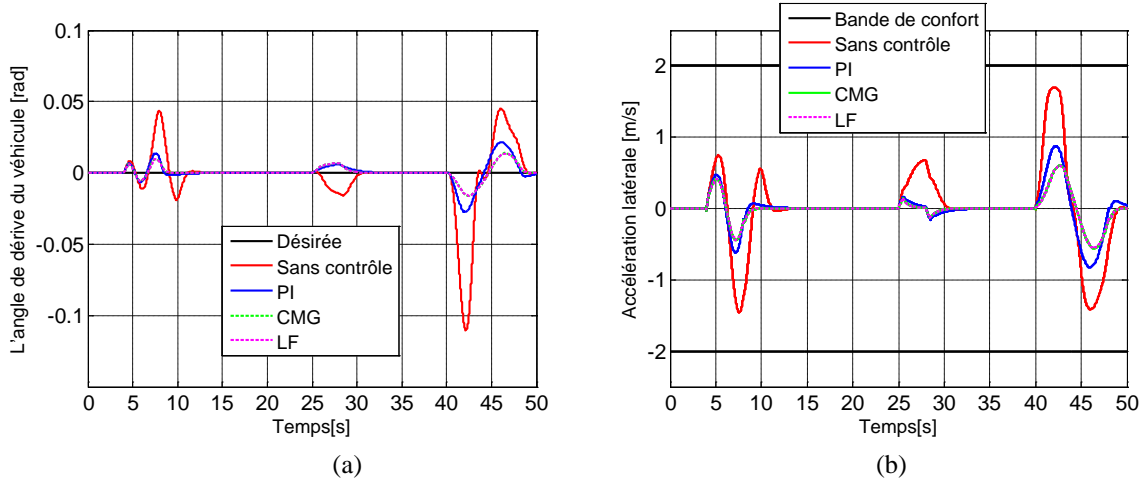


Figure 5.25 : (a) L'angle de dérive du véhicule; (b) Accélération latérale du véhicule

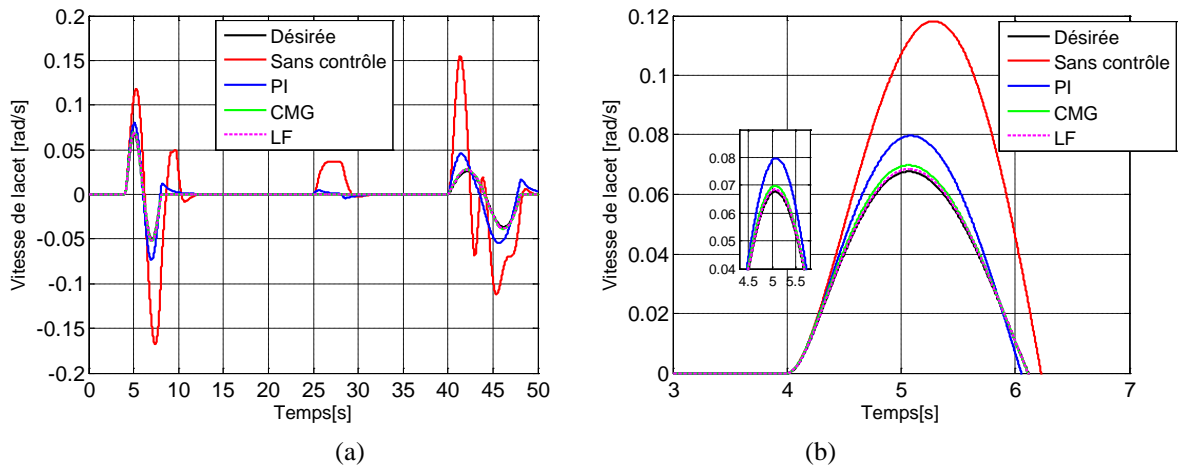


Figure 5.26 : (a) Vitesse de lacet du véhicule; (b) Zoom de vitesse de lacet du véhicule

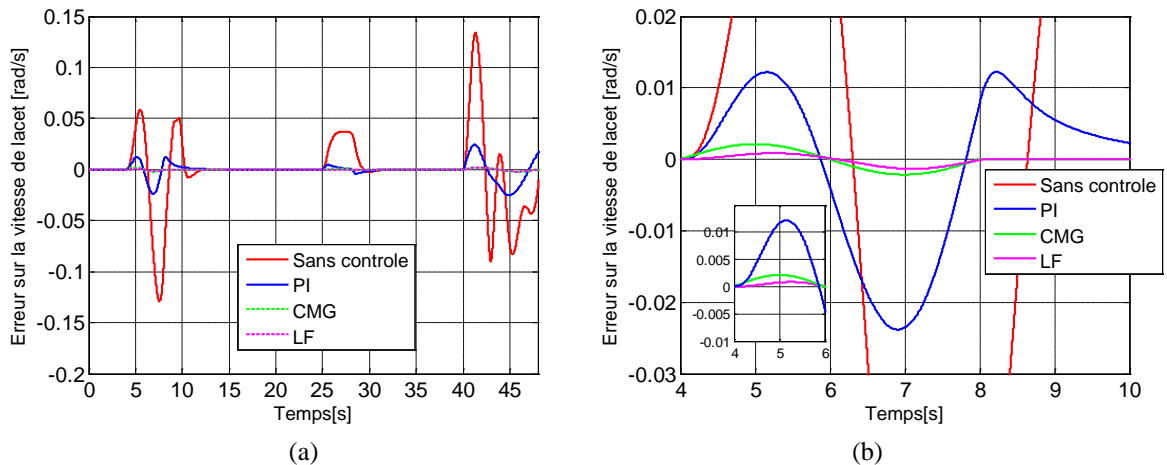


Figure 5.27 : (a) Erreur sur la vitesse de lacet; (b) Zoom de l'erreur sur la vitesse de lacet

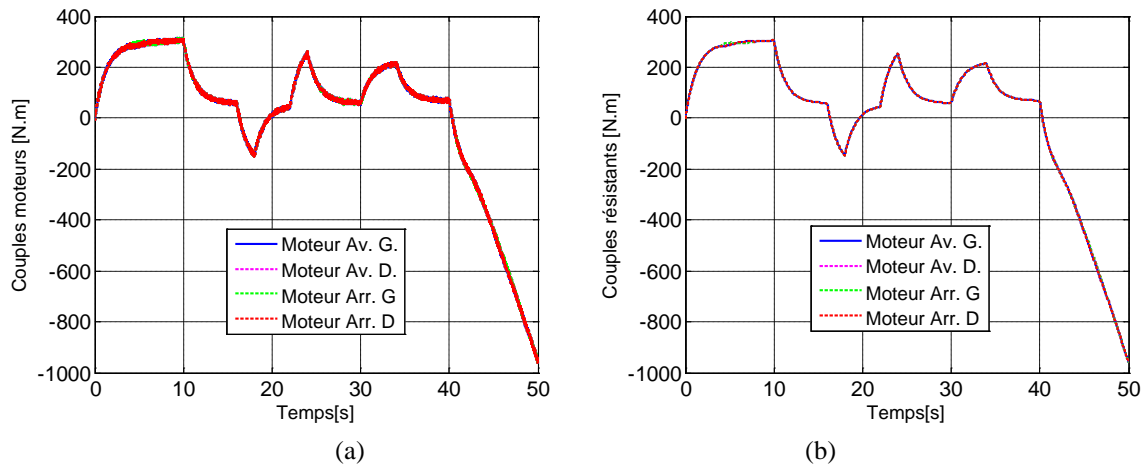


Figure 5. 28 : (a) Les couples moteurs ;(b) les Couples résistants

## 5.4 Conclusion

Le travail envisagé, dans ce chapitre, porte sur le développement des systèmes de sécurité active pour l'amélioration de la stabilité et la sécurité du véhicule électrique. Deux systèmes de sécurité active ont été proposés. Ces deux systèmes ont été développés à base des techniques de commande avancées tel que la commande par mode glissant et la logique floue pour générer un angle de braquage et un moment de lacet correctifs. Les résultats de simulation montrent que les techniques de contrôle proposées permettent de corriger la trajectoire de véhicule lors d'une perte de contrôle causé par des perturbations comme les rafales de vent latéral et la variation de la vitesse de véhicule. Le suivi des références est respecté et les manœuvres excessives de conducteur ont été limitées, ce qui permet une meilleure tenue de route, et assurer le confort des passagers.

## *Chapitre 6*

# *Contrôle latéral partagé entre le conducteur et le système d'assistance d'un véhicule électrique*

## 6.1 Introduction

Selon les statistiques, les accidents par sortie de voie représentent 30% à 40% des sinistres (direction erronée du véhicule, perte de contrôle ou mauvaise visibilité) [Sal-12]. Pour réduire ce type des accidents, plusieurs efforts de recherche ont été menés pour assurer un guidage latéral automatique du véhicule. Dans le système de direction classique, le comportement du conducteur n'est pas toujours pris en charge ou le partage de contrôle est généralement limité à un simple gain entre la sortie de contrôle et l'action du conducteur.

Ce chapitre est dédié à l'étude des dispositifs d'assistance préventive au contrôle latéral du véhicule électrique et l'opération de coopération entre le conducteur et les systèmes d'assistance. Cette coopération est connue sous le nom de contrôle partagé. Avec le contrôle partagé, le conducteur et l'assistance ont l'autorité de contrôler le véhicule ont exerçant une action sur le système de direction.

## 6.2 Les systèmes de sécurité préventive

Les systèmes actuels d'assistance au suivi de voie visant à fonctionner sur des routes de faible courbure (autoroute) ou le véhicule roule à une vitesse supérieure à 70 km/h. L'assistance assure la sécurité du véhicule lors d'une conduite dégradée caractérisée soit par l'inattention du conducteur (malaise, endormissement, assoupissement, évanouissement, fatigue, alcoolisation, activité annexe, etc. ...) ou par une erreur de guidage. Pour se positionner sur la voie et mesurer l'orientation du véhicule par rapport au centre de la voie de circulation, les systèmes d'assistance peuvent s'appuyer sur une camera frontale qui peut fournir le positionnement latéral et l'erreur sur l'angle de cap grâce à deux algorithmes de vision exécutés en temps réel et en parallèle, [Sal-12].

Selon le mode de fonctionnement, les systèmes préventifs de sortie de voie prennent la forme d'un système LKS (Lane Keeping Support), ou d'un système LDA (Lane Departure Avoidance). La différence principale entre les deux types est que le LKS agit de façon continue pour le maintien sur la voie, tandis que le LDA agit de manière conditionnelle sur la base d'un seuil de criticité. La figure (6.1) montre une illustration de ces deux systèmes.

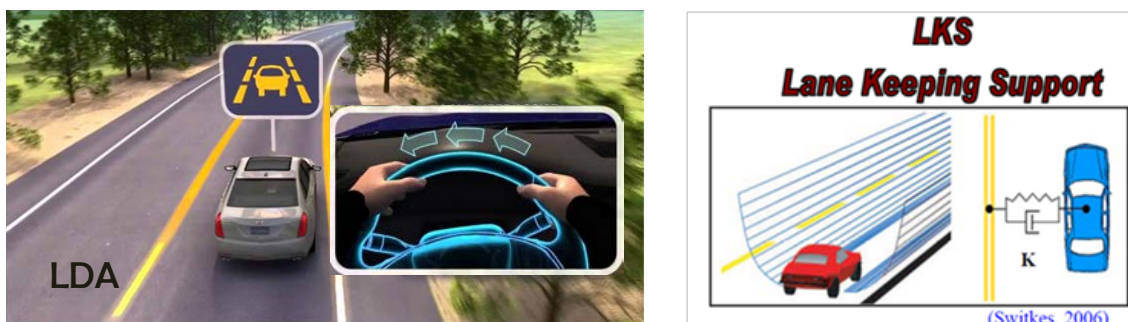


Figure 6. 1 : Systèmes.LKS/LDA [Swi-06]

Le LKS aide à éviter la sortie de voie en réduisant la déviation latérale du centre de la trajectoire. Le couple ajouté au volant oppose une résistance lorsque le conducteur s'éloigne du centre de la voie et l'incite à aller dans

le sens de l'automate. Le LKS peut être représenté comme un ressort qui crée autour du véhicule un genre de champ potentiel [Swi-06].

Le LDA anticipe la sortie de voie et agit de manière conditionnelle afin de l'éviter. Ce dernier envoie une alerte au conducteur quand le véhicule est proche de la sortie de voie, puis il dirige automatiquement le véhicule vers le centre de la voie [Ena-08], [Mer-10].

### 6.3 Modèle de véhicule-route pour le suivi de la voie

La dynamique latérale du véhicule est régie par le volant, la colonne de direction, les roues directrices et le contact pneu/chaussée. Ces éléments permettent au véhicule de se déplacer latéralement par action du conducteur sur le volant. Dans le cadre de l'application considérée, un moteur d'assistance est installé sur la colonne de direction pour assister le conducteur dans des manœuvres et un système de vision (Caméra frontale) fournir les informations nécessaires pour positionner le véhicule correctement sur la voie.

#### 6.3.1 Positionnement du véhicule sur la voie

Le système de vision est chargé de fournir les informations sur la position du véhicule et la géométrie de la route. Ce système fournit deux mesures, Figure 6.2 :

- $\psi_l$  : L'erreur sur l'angle de cap, à savoir la différence entre le cap de véhicule  $\psi$  et l'angle de la route  $\psi_d$
- $Y_L$  : l'écart latéral du véhicule par rapport au centre de voie, mesuré à une distance  $l_s$  en avant du véhicule.

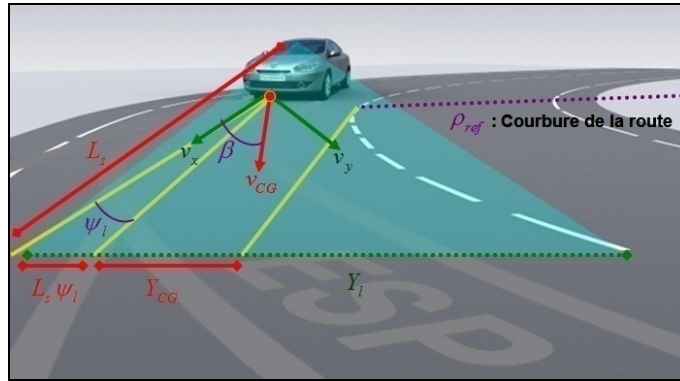


Figure 6.2 : Positionnement du véhicule sur la voie

La mesure de l'erreur latérale à une distance  $l_s$ , permet de compenser des retards introduits par le traitement des mesures et les délais dus aux actionneurs physiques du véhicule. Selon [Raj-06] :

$$\psi_l = \psi - \psi_d \rightarrow \dot{\psi}_l = r - V_x \rho_{ref} \quad (6.1)$$

$$\dot{Y}_L = \beta V_x + l_s r + \psi_l V_x \quad (6.2)$$

$\rho_{ref}$  est la courbure de la route au centre de gravité CG,  $\rho_{ref} = \frac{1}{R}$  où  $R$  est le rayon de la route au centre de

gravité du véhicule. Le « positionnement du véhicule sur la voie » peut être donc donné par le modèle suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_l \\ \dot{Y}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ V_x & l_s & V_x & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ r \\ \psi_l \\ Y_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_x \\ 0 \end{bmatrix} \rho_{ref} \quad (6.3)$$

Quand  $Y_L$  n'est pas directement mesurable, cet écart peut être approché par la projection de l'offset du centre de gravité du véhicule ( $Y_{CG}$ ) à une distance  $l_s$  :

$$Y_L = Y_{CG} + \psi_l l_s \quad (6.4)$$

Dans ce cas, on trouve que :

$$\dot{Y}_L = \beta V_x + l_s r + \psi_l V_x - l_s V_x \rho_{ref} \quad (6.5)$$

Le modèle « positionnement sur la voie » deviendra :

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_l \\ \dot{Y}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ V_x & l_s & V_x & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ r \\ \psi_l \\ Y_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_x \\ -l_s V_x \end{bmatrix} \rho_{ref} \quad (6.6)$$

### 6.3.2 Modèle véhicule-route (VR)

En combinant le modèle bicyclette, la colonne de direction et le système de vision. On obtient le modèle VR représenté par le modèle augmenté suivant :

$$\dot{x} = Ax + B_1 u + B_2 w$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{r} \\ \dot{\psi}_l \\ \dot{Y}_L \\ \dot{\delta}_d \\ \ddot{\delta}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 & \frac{b_1}{R_{ss}} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & \frac{b_2}{R_s} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ V_x & l_s & V_x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{T_{S\beta}}{I_s} & \frac{T_{Sr}}{I_s} & 0 & 0 & -\frac{T_{S\beta}}{R_{ss} I_s} & -\frac{B_s}{I_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ r \\ \psi_l \\ Y_L \\ \delta_d \\ \delta_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{I_s} \end{bmatrix} (\Gamma_a + \Gamma_d) + \begin{bmatrix} e_{11} & 0 \\ e_{22} & 0 \\ 0 & -V_x \\ 0 & -l_s V_x \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_w \\ \rho_{ref} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

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



$$b_1 = \frac{2C_{yf}}{M_v V_x}, b_2 = \frac{2C_{yf} L_f}{J_v}, e_{11} = \frac{1}{M_v V_x}, e_{22} = \frac{l_w}{J_v}, T_{S\beta} = \frac{2K_m C_{yf} \eta_t}{R_{ss}}, T_{Sr} = \frac{2K_m C_{yf} \eta_t L_f}{R_{ss} V_x}$$

### 6.3.3 Partage en vue de la coopération conducteur-assistance

Les assistantes LKS et LDA sont définies sur la base du système véhicule-route sans faire appel explicitement à un modèle conducteur. L'assistance LDA/LKS corrige/résiste alors, sans tenir compte de la trajectoire effectivement souhaitée par le conducteur. Ceci en fait des copilotes qui ne cherchent pas à compléter l'action du conducteur en soi, mais uniquement à suivre un profil routier. Enfin, les LKS et LDA n'anticipent pas la réaction probable du conducteur, et n'essaient pas de coordonner leurs actions avec lui pour réagir vis-à-vis d'erreurs dites « imprévues », issues de perturbations extérieures ou d'une perception imparfaite de l'environnement. Pour cela, la conception des automates d'assistance LKS et LDA nécessite encore la prise en compte des facteurs humains en termes de modélisation des processus sensorimoteurs et cognitifs impliqués dans la tâche de contrôle de la trajectoire. [Sal-12][Mer-16].

Le mode partagé, tel qu'il est envisagé dans cette thèse, relève du contrôle mutuel en proposant une interaction continue entre le conducteur et l'automate basée sur l'anticipation du risque et sur la prédiction des actions les plus probables du conducteur. La littérature comporte à l'heure actuelle peu d'éléments sur ce sujet qui pourraient être utilisés pour la conception d'une assistance [Sal-12]. La prise en compte d'un modèle du conducteur dans la synthèse des lois de commande pour l'assistance représente une seconde voie, à condition bien-sûr que le modèle représente fidèlement les actions du conducteur. Cette approche est un enjeu encore très ouvert. Le fonctionnement du mode partagé tel qu'il est envisagé, s'appuiera sur un modèle cybernétique du conducteur, support de la prédiction à court terme de son comportement. La Figure 6.3, représente le schéma global d'un dispositif de conduite avec assistance, basé sur le contrôle partagé.

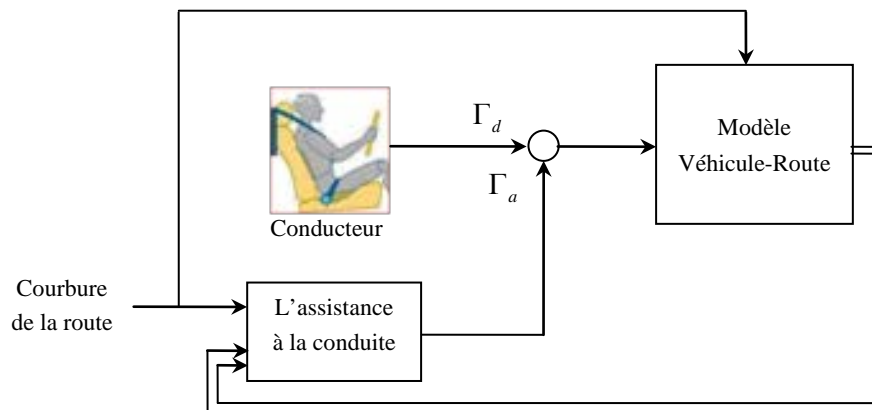


Figure 6.3 : Architecture d'assistance

L'automate a ainsi la charge de compléter, de manière continue, l'action du conducteur sans générer d'interférences négatives (contre-réaction) au sein du couple conducteur-assistance. La loi de commande robuste mise en œuvre tirera parti d'un modèle de conducteur, support de la prédiction des actions probables ou souhaitées.

Notre but est d'améliorer la performance des systèmes existants en termes de coopération homme-machine et d'élargir leur domaine de validité en couvrant les virages dont le rayon est relativement faible. L'objectif est de mettre en œuvre un correcteur qui soit en mesure d'assister le conducteur dans les situations de suivi de voie. Il devra rejeter diverses perturbations auxquelles est soumis le véhicule telles que des vents latéraux, tout en respectant les contraintes de confort et d'acceptabilité. L'assistance fonctionnera sur des routes de rayon supérieur à 120 m, lorsque la vitesse longitudinale est supérieure à 70Km/h (zone du comportement linéaire de la dynamique du véhicule). Le changement de voie n'est pas traité dans cette étude, l'assistance se désactive quand le conducteur montre, par les clignotants, son intention de changer la voie.

### **6.3.3.1 Développement d'un modèle cybernétique du conducteur**

L'activité de conduite peut être décrite comme une activité impliquant différentes tâches organisées hiérarchiquement selon trois niveaux de contrôle : stratégique, tactique et opérationnel [Mic-85]. Le niveau stratégique se réfère aux activités liées à la planification du trajet et à la navigation. Le niveau tactique se réfère à l'interaction avec l'environnement (routes, trafics et autres usagers) via des règles de décision qui déterminent les manœuvres à effectuer selon le cas, comme l'évitement d'obstacle ou le changement de voie. Le niveau opérationnel concerne la mise en œuvre des actions sur les commandes pour le contrôle longitudinal et latéral du véhicule. Chaque boucle de contrôle repose sur des processus cognitifs spécifiques et avec des temporalités différentes, du plus lent (stratégique) au plus rapide (opérationnel). La réalisation d'un contrôle partagé du véhicule efficace et harmonieux dépendra nécessairement d'une bonne prise en compte du comportement du conducteur à la fois au niveau tactique et opérationnel. En conséquence, le projet PARTAGE s'est fixé l'objectif de modéliser l'activité de conduite de sorte que l'action des systèmes d'assistance soit déterminée par un ensemble de diagnostics et de prédictions du comportement du conducteur [Sal-12][Mer16].

### **6.3.3.2 La pertinence de l'approche cybernétique pour la modélisation**

Les premiers travaux portant sur la modélisation du conducteur ont consisté à modéliser celui-ci comme un régulateur d'écart latéral dans la voie, en utilisant les résultats de commande optimale, la logique floue, les réseaux neuronaux, etc. [Plö-07]. Ces modèles ne cherchent pas à représenter les processus sensorimoteurs et cognitifs que le conducteur humain met en jeu. Leur domaine de validité est limité à des situations de conduite précises, pour lesquelles le conducteur agit comme un organe de contrôle déterminant les actions nécessaires au suivi de la trajectoire souhaitée [Cac-07]. Selon [Mul-04], ces modèles ignorent souvent :

Le fait que les caractéristiques de la perception humaine peuvent affecter le contrôle. Par exemple, plusieurs modèles considèrent la géométrie de la route comme une entrée directe, en supposant que le conducteur perçoit correctement la courbure en avance, ce qui n'est pas forcément cohérent avec la perception humaine.

Le fait que le conducteur contrôle son véhicule en utilisant des variables « estimées » et non pas toujours directement perçues. L'estimation de ces intermédiaires tient compte de l'état que le conducteur désire atteindre.

### 6.3.3.3 Modèle cybernétique du conducteur

Dans le cadre du contrôle latéral pour le suivi de voie, il est largement admis que le conducteur contrôle sa trajectoire en se basant sur la perception visuelle, puis il utilise son système neuromusculaire pour appliquer des commandes appropriées sur le volant. La Figure (6.4) montre la structure commune des modèles de contrôle de la trajectoire [Sav-99], [Plö-07].

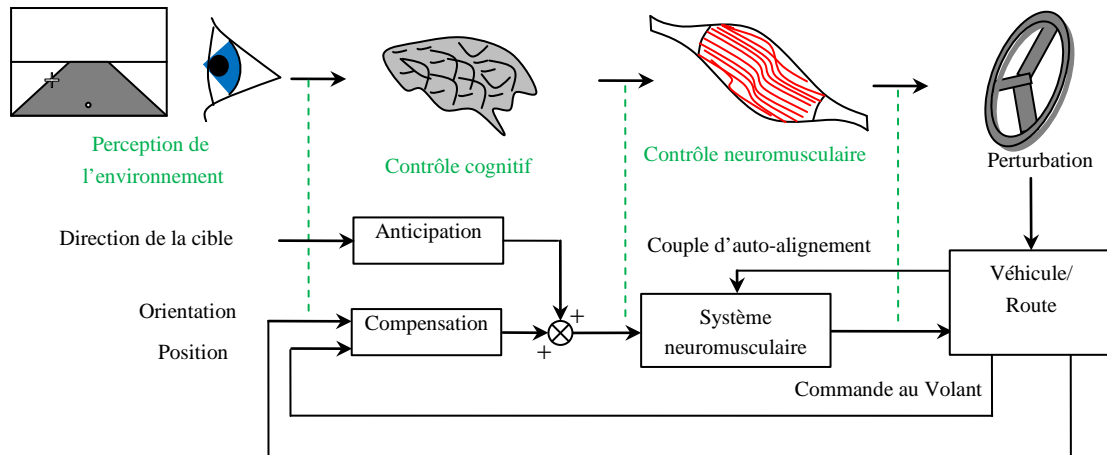


Figure 6. 4 : Architecteur de modèle conducteur [Sal-12]

Le conducteur exerce, à partir de sa perception de l'environnement, un contrôle visuel suivant deux modalités différentes résumées par :

Un modèle compensatoire, par lequel le conducteur corrige le positionnement du véhicule par rapport au centre de la voie en s'appuyant sur certaines variables perçues dans la région proche. L'erreur de positionnement considérée consiste en la différence entre le positionnement désiré du véhicule, et celui obtenu en maintenant les actions de pilotage en cours. Le modèle compensatoire possède souvent deux boucles de rétroaction : l'une sur la position latérale par rapport au centre de la voie (visée à une distance proche à l'avant du véhicule), et l'autre sur l'angle de cap du véhicule par rapport à la route (ex. [Hes-90])

Un Modèle anticipatoire, par lequel le conducteur dirige son véhicule en fonction de la perception anticipée des changements de la courbure de la route. La nature des stratégies visuelles qui sous-tendent cette anticipation fait encore débat à l'heure actuelle, [Wil-10].

Les deux processus se construisent pendant l'apprentissage de la conduite. Le module interne d'anticipation détermine la commande de pilotage appropriée pour poursuivre la trajectoire souhaitée. Le module interne de compensation reflète la mémorisation des dynamiques latérales du véhicule et détermine donc la commande de pilotage appropriée pour compenser la déviation latérale par rapport à la trajectoire souhaitée [Kee-06].

Un délai est nécessaire pour le traitement des informations visuelles perçues et la transmission de ces informations au système moteur des bras. Les évaluations de ce délai montrent qu'il ne doit pas dépasser 180 ms dans des conditions quasi idéales [Mac-03]

L'architecture de la Figure 6.4, englobe la plupart des modèles cybernétiques publiés sur l'aspect de contrôle latéral du conducteur. Ils diffèrent souvent par la représentation mathématique dans laquelle les sous-modèles sont réalisés.

En explorant la revue de question sur la modélisation cybernétique du conducteur pour le contrôle de la trajectoire, un modèle avancé à retenu notre attention :

Louay Salah [Sal-12] a développé le modèle cybernétique de la Figure 6.5. Ce modèle intègre et prolonge certaines avancées telles que celles proposées dans [Sen-09] et [Col-08].

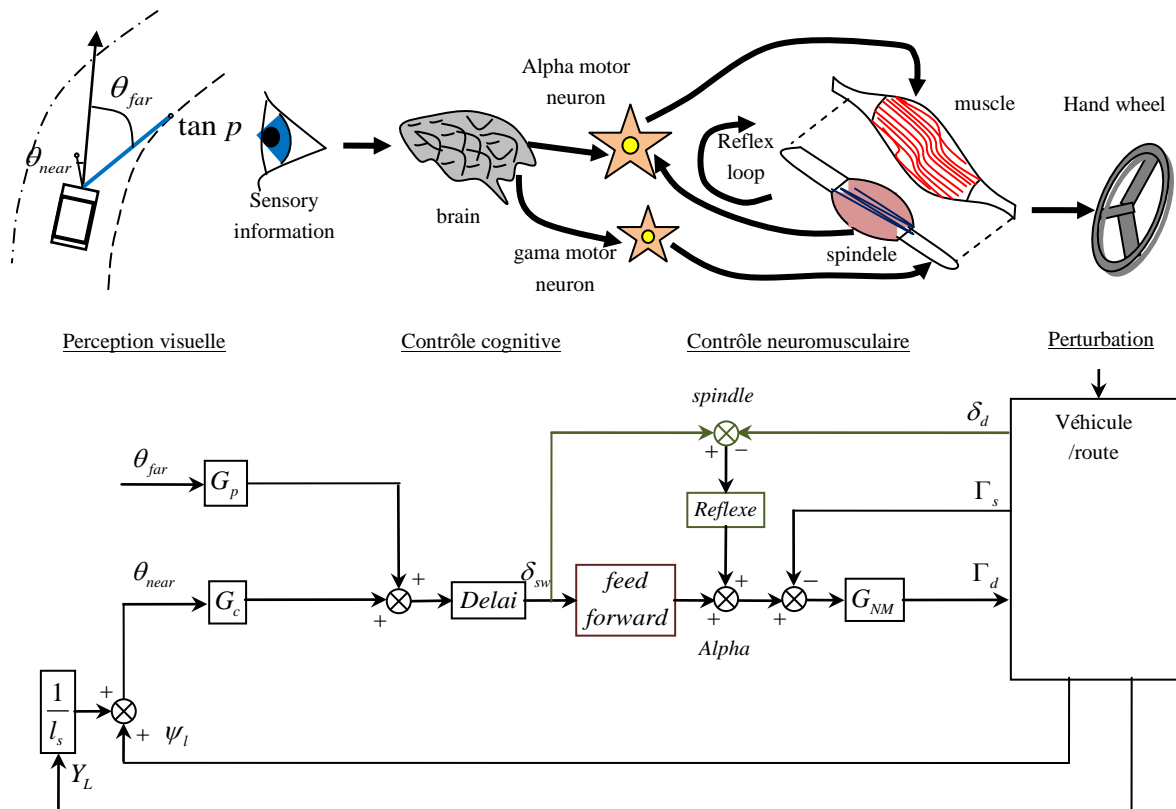
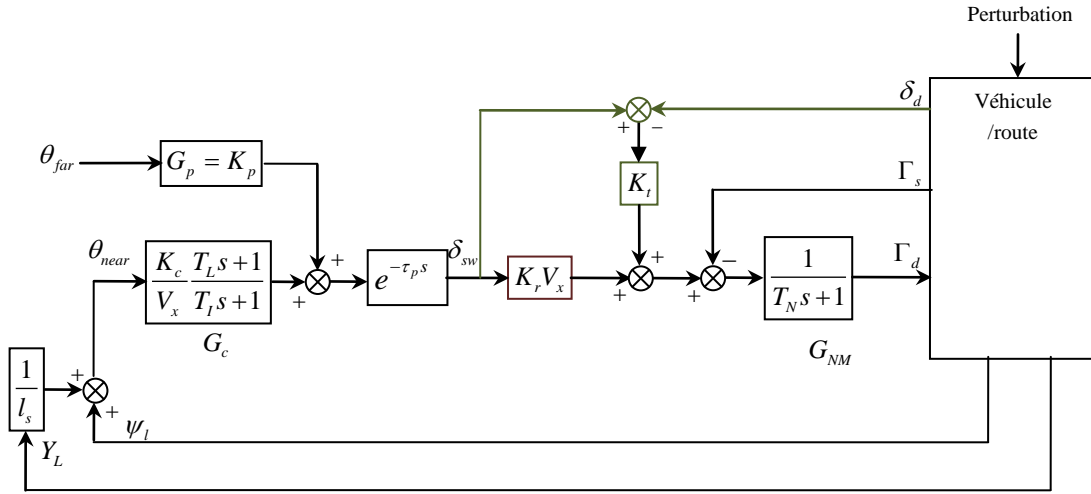


Figure 6.5 : Le modèle proposé par [Sal-12]

L'anticipation est réalisée par une simple action proportionnelle ( $G_p$ ) sur l'angle au point tangent  $\theta_{far}$ . La stratégie de compensation du conducteur est par ailleurs supposée déduite de l'angle au point proche ( $\theta_{near}$ ) perçu à distance  $l_s$  à l'avant du véhicule, par l'intermédiaire de la transmittance ( $G_c$ ).  $G_c$  agrège d'un certain point de vue la dynamique latérale du véhicule telle qu'elle peut être mémorisée par le conducteur. Finalement, le module de contrôle cognitif génère un angle ( $\delta_{sw}$ ), supposé traduire l'intention du conducteur en terme d'angle au volant, compte tenu d'un délai de traitement  $\tau_p$ . Le modèle du système NMS s'appuie sur les considérations physiologiques issues de [Col-08]. Le modèle proposé ici élabore un couple sur le volant ( $\Gamma_d$ ), et non une consigne angulaire. Cette hypothèse est à la fois plus réaliste, et conforme à l'objectif poursuivi, visant à

développer un système d'aide à la conduite censé ajouter un couple d'assistance à celui produit par le conducteur. La Figure 6.6, donne la représentation mathématique considérée pour chaque sous-modèle.



**Figure 6.6 :** la représentation mathématique de modèle conducteur proposé par [Sal-12]

Le module de compensation ( $G_c$ ) est considéré comme un régulateur dynamique agissant sur l'angle au point proche  $\theta_{near} = \psi_l + Y_L / l_s$ , où  $\psi_l$  est l'angle de cap du véhicule et  $Y_L$  est l'écart latéral visé à distance  $l_s = 5m$  devant le véhicule. Le gain de compensation ( $K_c$ ) est modulé par la vitesse longitudinale du véhicule ( $V_x$ ) en considérant que le conducteur effectue moins de compensation avec l'augmentation de la vitesse. Le gain  $K_r$  représente le réflexe d'étirement du muscle par lequel le système NMS vérifie que l'angle désiré  $\delta_{sw}$  est conforme à l'angle appliqué sur le volant ( $\delta_d$ ). Cette boucle fermée est censée être capable de rejeter les perturbations à haute fréquence comme les rafales de vent [Sen-09], [Col-08]. Le modèle interne de la raideur de la direction ('Feedforward') est considéré comme un gain  $K_r$  modulé par la vitesse  $V_x$ ; cela permet de tenir compte du fait que la direction durcit avec la vitesse. Les propriétés passives des bras (inertie, amortissement,...) sont modélisées par un système dynamique de premier ordre  $G_{NM}$ . Le retour d'effort pneumatique ( $\Gamma_s$ ) sert à détecter les changements rapides de perturbations extérieures comme celle provenant de la chaussée ou d'un coup de vent. Ce retour fournit au conducteur des informations complémentaires sur la dynamique du véhicule et sert à stabiliser le véhicule.

### 6.3.3.4 Mise en équation du modèle

Selon la Figure 6.6, le couple du conducteur s'écrit en fonction des entrées comme suit :

$$\Gamma_d = G_{NM} \begin{bmatrix} (K_r V_x + K_t) G_p e^{-\tau_p s} & ((K_r V_x + K_t) G_c e^{-\tau_p s}) & -K_t & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_{far} \\ \theta_{near} \\ \delta_d \\ \Gamma_s \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

L'approximation de délai de traitement ( $e^{-\tau_p s}$ ) est donné par un modèle de *Padé* du premier ordre :

$$(e^{-\tau_p s}) = \frac{1 - 0.5\tau_p s}{1 + 0.5\tau_p s} \quad (6.9)$$

L'erreur de cette approximation est négligeable devant les incertitudes liées à la variabilité comportementale d'un conducteur.

En considérant les variables d'état intermédiaires suivantes :

$$x_{1d}(s) = \frac{1}{T_I s + 1} \theta_{near} \quad x_{2d}(s) = \frac{1}{1 + 0.5\tau_p s} (G_p \theta_{far} + G_c \theta_{near}) \quad (6.10)$$

On obtient la représentation d'état minimale

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1d} \\ \dot{x}_{2d} \\ \dot{\Gamma}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11d} & 0 & 0 \\ a_{21d} & a_{22d} & 0 \\ a_{31d} & a_{32d} & a_{33d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1d} \\ x_{2d} \\ \Gamma_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & b_{12d} & 0 & 0 \\ b_{21d} & b_{22d} & 0 & 0 \\ b_{31d} & b_{32d} & b_{33d} & b_{34d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_{far} \\ \theta_{near} \\ \delta_d \\ \Gamma_s \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Avec

$$\begin{aligned} a_{11d} &= -\frac{1}{T_I} & a_{21d} &= \frac{2K_c}{\tau_p V_x} \left( \frac{T_L}{T_I} - 1 \right) & a_{22d} &= -\frac{2}{\tau_p} \\ b_{34d} &= -\frac{1}{T_N} & a_{32d} &= 2 \frac{K_r V_x + K_t}{T_N} & a_{33d} &= -\frac{1}{T_N} \\ b_{12d} &= \frac{1}{T_I} & b_{21d} &= \frac{2}{\tau_p} K_p & b_{22d} &= -\frac{2T_L K_c}{\tau_p T_I V_x} \\ b_{31d} &= -K_p \frac{K_r V_x + K_t}{T_N} & b_{32d} &= \frac{K_r V_x + K_t}{T_N} \frac{K_c}{V_x} \frac{T_L}{T_I} & b_{33d} &= -\frac{K_t}{T_N} \\ a_{31d} &= -\frac{K_r V_x + K_t}{T_N} \frac{K_c}{V_x} \left( \frac{T_L}{T_I} - 1 \right) \end{aligned}$$

| Modèle interne  | Paramètre         | Domaine de variation                    | Fonction   | Description  |
|---|-------------------|---|--|--|
| $G_p = K_p$   | $K_p$             | $K_p = 3.4$<br>$K_p \in [2-5]$          | Gain d'Anticipation  | $K_p > 15$ : sur-virer, $K_p < 2$ : sous- virer  |
| $G_c = \frac{K_c T_L s + 1}{V_x T_L s + 1}$           | $\frac{K_c}{V_x}$ | $K_c \in [15-30]$                       | Gain de compensation   | $K_c > 30$ : trop de compensation qui amène à un système oscillant. $K_c$ est modulé par la vitesse pour indiquer une moindre dépendance sur l'information visuelle proche avec une vitesse croissante.  |
|   | $T_l$             | $T_l = 1$<br>$T_l \in [0.5-2]$          | Constant compensatoire (détermine-la bande- passante de la compensation) | $T_l$ détermine l'intervalle des fréquences de l'angle au point proche dans laquelle la compensation s'effectue. Une valeur très faible indique que toutes les fréquences doivent être compensées, ce qui rend le système oscillant. Lorsque $T_l > 2$ , $G_c$ ne compense que les variations trop lentes de l'angle au point proche. Ce constant peut être utilisé comme un indicateur de la fatigue du conducteur [Pil-99] |
|   | $T_L$             | $T_L = 3$<br>$T_L \in [2-5]$            | Constant compensatoire (détermine l'amortissement en compensation)       | $T_L$ détermine la rapidité en compensation de l'angle au point proche. Lorsque $T_L > 5$ , la compensation est très rapide et amènerait à un système oscillant.   |
| $e^{-\tau_p s} = \frac{1-0.5\tau_p s}{1+0.5\tau_p s}$ | $\tau_p$          | $\tau_p = 0.04$<br>$\tau_p \in [0-0.1]$ | Délai de traitement  | Le délai de traitement approximé par Padé.<br>Les tests ont montré qu'une valeur supérieure à 0.1s déstabilise le système. Lors de la simulation numérique, le temps d'exécution des algorithmes interfère avec $\tau_p$ et doit en être soustrait.  |
| $K_r V_x$   | $K_r$             | $K_r = 1$<br>$K_r \in [0.5-1.5]$        | Le modèle interne de la raideur de la direction                          | $K_r > 1.5$ : sur-virer, $K_r < 0.5$ : sous-virer. Cette valeur dépend de la rigidité de la colonne de direction et le retour d'effort pneumatique. $K_r$ augmente avec des colonnes plus rigides ou avec des retours d'efforts plus importants.   |
| $K_t$   | $K_t$             | $K_t = 12$<br>$K_t \in [0-16]$          | Le gain du réflexe d'éirement  | Détermine la force par laquelle le conducteur tient le volant. Lorsque $K_t = 0$ , le conducteur ne tient pas bien le volant, ce qui rend le système vulnérable aux perturbations. Théoriquement, cette valeur peut-être très élevée reflétant la force maximale que le conducteur puisse l'exercer.   |
| $G_{NM} = \frac{1}{T_N s + 1}$                        | $T_N$             | $T_N = 0.1$                             | Constant neuromusculaire   | Ce paramètre a été fixé pendant toutes les simulations selon plusieurs études qui ont amené à la même valeur.  |

**Tableau 6.1 :** Description des paramètres de modèle cybernétique du conducteur [Sal-12]

En considérant que la courbure de la route reste à peu près constante dans les virages, et que l'angle au point tangent peut être exprimé par sa tangente, nous pouvons approximer  $\theta_{far}$  par  $(D_{far} \times \rho_{ref})$ , où  $D_{far}$  est la distance au point tangent. La distance au point tangent est donc supposée constante en fonction de la courbure de la route ; cette hypothèse n'est pas absurde : sa valeur reste la plupart du temps dans l'intervalle [15-20] m sur les pistes ciblées par les systèmes d'assistance [Sen-09], La qualité de l'approximation ( $\theta_{far} \approx D_{far} \times \rho_{ref}$ ) est très

faiblement sensible à la variation de  $D_{far}$ , notamment en ligne droite qui correspond au cas ( $\rho_{ref} \approx 0$ ). Cependant, cette approximation est négligeable devant les incertitudes venant de la variabilité de comportement d'un conducteur.

## 6.4 Observation de l'état du conducteur

Le modèle conducteur évolue dans temps au travers de l'équation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_d \\ \dot{\Gamma}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11d} & A_{12d} \\ A_{21d} & A_{22d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ \Gamma_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{1d} \\ B_{2d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_{far} \\ \theta_{near} \\ \delta_d \\ \Gamma_s \end{bmatrix} \quad x_d = \begin{bmatrix} x_{1d} \\ x_{2d} \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Le vecteur d'état du modèle conducteur est composé des variables dont la signification est précisée dans le tableau 6.2. Le couple du conducteur  $\Gamma_d$  est connu, mais les deux autres « états » ( $x_{1d}$ ,  $x_{2d}$ ) ne peuvent pas être mesurés directement. En revanche, ces deux variables peuvent être estimées en utilisant le filtre de Kalman étendu qui exploiterait d'un côté les entrées du modèle conducteur  $u_d = [\theta_{near} \quad \theta_{far} \quad \delta_d \quad \Gamma_s]$ , et de l'autre sa sortie  $\Gamma_d$ .

| Variable d'état du modèle conducteur   | Signification   |
|--|---|
| $x_{1d}(s) = \frac{1}{T_I s + 1} \theta_{near}$                                | Image de l'angle au point proche tel que perçue par le conducteur ( $T_I$ indique la fatigue ou la distraction du conducteur) |
| $x_{2d}(s) = \frac{1}{1 + 0.5\tau_p s} (G_p \theta_{far} + G_c \theta_{near})$ | Image de l'intention du conducteur en termes d'angle au volant  |
| $\Gamma_d$   | Couple exercé par le conducteur sur le volant   |

**Tableau 6.2 :** Variables d'état du modèle conducteur

Pour estimer le comportement du conducteur par un filtre de Kalman étendu, il est nécessaire de représenter le modèle du système sous forme espace d'état discret comme suit :

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, u_k) + w_k \\ y_k = h(x_k) + v_k \end{cases} \quad (6.13)$$



Notez que la discrétisation est effectuée par une approximation d'Euler. Avec  $x_k$ ,  $u_k$  et  $y_k$  indiquent respectivement vecteur d'état, vecteur d'entrée et le vecteur de mesure. Les fonctions  $f(\cdot)$  et  $h(\cdot)$  sont l'évolution d'état et l'équation d'observation, le bruit du processus et le bruit de mesure sont respectivement  $w_k$  et  $v_k$ .

Le vecteur d'état  $x_k$  à chaque instant  $k$  comprend le couple du conducteur et l'état du conducteur:

$$x_k = [\Gamma_d \quad x_1 \quad x_2]^T \quad (6.14)$$

Le vecteur d'entrée  $u_k$  comprend l'angle au point loin, l'angle au point proche, l'angle de braquage et la déférence entre le couple d'auto-alignement et le couple d'assistance.

$$u_k = [\theta_{far} \quad \theta_{near} \quad \delta_d \quad \Gamma_s - \Gamma_a]^T \quad (6.15)$$

Le vecteur de mesure comprend l'état du conducteur

$$y_k = [x_1 \quad x_2]^T \quad (6.16)$$

L'algorithme du filtre de Kalman peut être exprimé comme suit:

- **Initialisation**

$$\begin{cases} \hat{x}_0 = E[x_0] \\ P_0 = E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T] \end{cases} \quad (6.17)$$

Où  $\hat{x}_0$  et  $P_0$  sont respectivement l'état initial et la covariance initiale.

- **La prédiction**

$$\begin{cases} \hat{x}_{k|k-1} = f(\hat{x}_{k-1}, u_k) \\ P_{k|k-1} = F_k P_{k-1} F_k^T + Q \end{cases} \quad (6.18)$$

- **La mise à jour et correction**

$$\begin{cases} K_k = P_{k|k-1} H_k (H_k P_{k|k-1} H_k^T + R)^{-1} \\ \hat{x}_k = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - h(\hat{x}_{k|k-1})) \\ P_k = P_{k|k-1} - K_k H_k P_{k|k-1} \end{cases} \quad (6.19)$$

Où  $F_k$  et  $H_k$  sont respectivement le processus et la mesure Jacobiens,  $P_k$  la matrice de covariance et  $K_k$  est le gain du filtre à l'étape  $k$ .

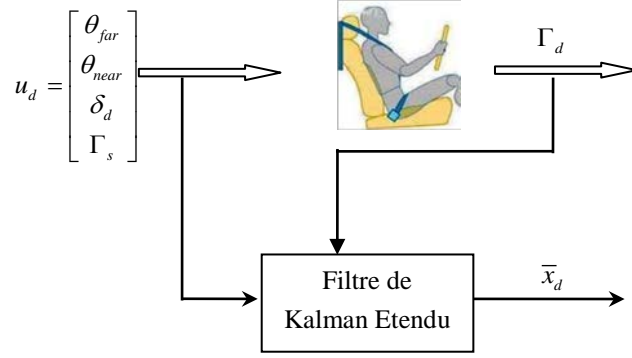


Figure 6.7 : Observateur de l'état du conducteur

## 6.5 Élaboration du modèle global CVR

Grace à la modélisation du conducteur, il est désormais possible d'élaborer un modèle global CVR pour l'ensemble du système conducteur-véhicule-route, afin de l'utiliser pour la synthèse d'un contrôle latéral partagé. Le modèle CVR sera obtenu en augmentant le modèle véhicule-route par le modèle du conducteur, on trouve le modèle CVR suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{r} \\ \dot{\psi}_l \\ \dot{Y}_L \\ \dot{\delta}_d \\ \ddot{\delta}_d \\ \dot{x}_{1d} \\ \dot{x}_{2d} \\ \dot{\Gamma}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11c} & a_{12c} & 0 & 0 & a_{15c} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{21c} & a_{22c} & 0 & 0 & a_{25c} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ V_x & l_s & V_x & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_{61c} & a_{62c} & 0 & 0 & a_{65c} & a_{66c} & 0 & 0 & b_{61c} \\ 0 & 0 & b_{12d} & b_{12d}/l_s & 0 & 0 & a_{11d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{22d} & b_{22d}/l_s & 0 & 0 & a_{21d} & a_{22d} & 0 \\ b_{n31d} & b_{n32d} & b_{32d} & b_{32d}/l_s & b_{n35d} & 0 & a_{31d} & a_{32d} & a_{33d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ r \\ \psi_l \\ Y_L \\ \delta_d \\ \dot{\delta}_d \\ x_{1d} \\ x_{2d} \\ \Gamma_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ b_{61c} \\ 0 \\ 0 \\ -b_{34c} \end{bmatrix} \Gamma_a + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -V_x \\ -V_x l_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ b_{21d} D_{far} \\ b_{31d} D_{far} \end{bmatrix} \rho_{ref} \quad (6.20)$$

$$a_{11c} = -\frac{2(C_{yf} + C_{yr})}{M_v V_x}, a_{12c} = \frac{2(C_{yr} L_r - C_{yf} L_f)}{M_v V_x^2} - 1, a_{15c} = \frac{2C_{yf}}{M_v V_x R_{ss}}, a_{21c} = \frac{2(C_{yr} L_r - C_{yf} L_f)}{J_v}, b_{61c} = \frac{1}{I_s}$$

$$a_{22c} = -\frac{2(C_{yf} L_f^2 + C_{yr} L_r^2)}{J_v V_x}, a_{25c} = \frac{2C_{yf} L_f}{J_v R_{ss}}, a_{61c} = \frac{T_{S\beta}}{I_s}, a_{62c} = \frac{T_{Sr}}{I_s}, a_{65c} = -\frac{T_{S\beta}}{R_{ss} I_s}, a_{66c} = -\frac{B_s}{I_s}, b_{12d} = \frac{1}{T_l}$$

$$a_{11d} = -\frac{1}{T_l}, b_{22d} = -\frac{2T_l K_c}{\tau_p T_l V_x}, a_{21d} = \frac{2K_c}{\tau_p V_x} \left( \frac{T_l}{T_l} - 1 \right), a_{22d} = -\frac{2}{\tau_p}, b_{n31d} = -b_{34d} T_{S\beta}, b_{n32d} = -b_{34d} T_{S\beta} \frac{L_f}{V_x},$$

$$b_{32d} = \frac{K_r V_x + K_t}{T_N} \frac{K_c}{V_x} \frac{T_L}{T_l}, b_{n35d} = -b_{33d} + \frac{T_{S\beta}}{R_{ss}} b_{34d}, a_{31d} = -\frac{K_r V_x + K_t}{T_N} \frac{K_c}{V_x} \left( \frac{T_L}{T_l} - 1 \right), a_{32d} = 2 \frac{K_r V_x + K_t}{T_N},$$

$$a_{33d} = -\frac{1}{T_N}, \quad b_{21d} = \frac{2}{\tau_p} K_p, \quad b_{31d} = -K_p \frac{K_r V_x + K_t}{T_N}, \quad b_{33d} = -\frac{K_t}{T_N}, \quad b_{34d} = -\frac{1}{T_N}.$$

Ce modèle CVR sera le modèle support de la conception du contrôle partagé

## 6.6 Contrôle partagé entre le conducteur et l'assistance

L'architecture générale considérée du système de contrôle latéral partagé est rappelée sur la Figure 6.8.

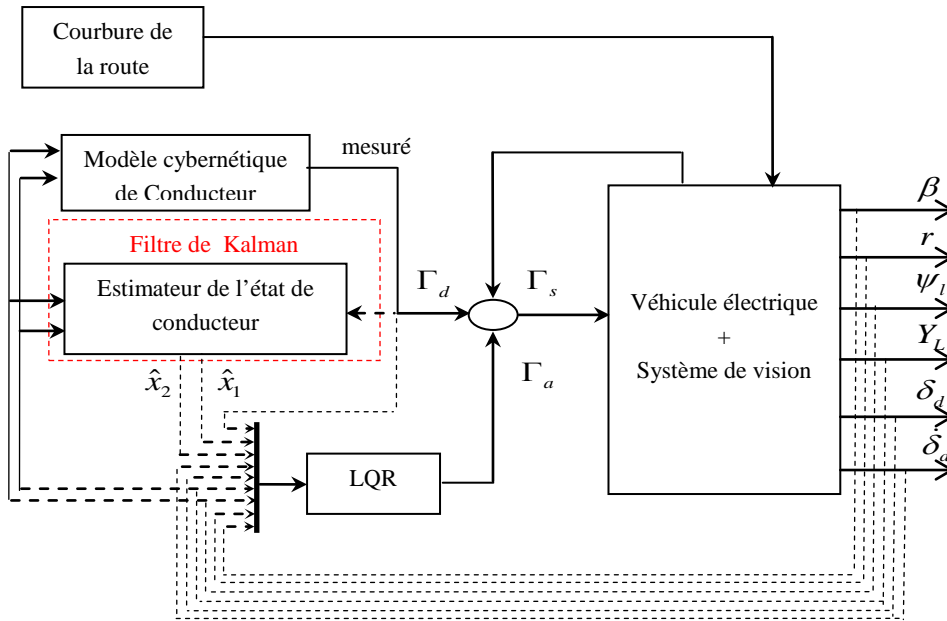


Figure 6.8 : Architecture de contrôle partagé

### 6.6.1 Conception du contrôleur

L'objectif du contrôleur est de générer un couple supplémentaire pour aider le conducteur dans sa tâche de conduite sans l'entraver, à tel façons de garder le véhicule dans les limites de la route. La dynamique latérale du véhicule est contrôlée à l'aide d'un régulateur quadratique linéaire (LQR), la synthèse du contrôleur est conçue pour minimiser le vecteur de performance qui contient l'angle de dérive  $\beta$ , la vitesse de lacet  $r$ , l'erreur sur l'angle de cap  $\psi_l$ , l'écart latéral  $Y_L$ , l'angle au volant  $\delta_d$ , variation de vitesse sur l'angle au volant  $\dot{\delta}_d$ , couple conducteur  $\Gamma_d$ , couple d'assistance  $\Gamma_a$  et l'estimation de comportement du conducteur  $(\hat{x}_1, \hat{x}_2)$  comme il est montré dans la figure (6.8)

### 6.6.2 La commande linéaire quadratique (LQR)

On considère le système linéaire continu, invariant dans le temps, régi par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A.x(t) + B.u(t) \\ y(t) = C.x(t) \end{cases} \quad x(t_0) = x_0 \quad (6.21)$$

Où  $x(t) \in R^n$  désigne le vecteur d'état,  $u(t) \in R^n$  le vecteur de commande,  $y(t) \in R^q$  le vecteur de sortie, et  $x_0$  désigne l'état initial à l'instant initial  $t = 0$ ,  $A$  est la matrice d'évolution ou d'état,  $B$  la matrice de commande ou d'entrée,  $C$  la matrice de sortie ou de mesure.

La synthèse linéaire quadratique dénommée LQ ou LQR (Linéaire Quadratique Regulator) [Mal-94], [Ous-95] consiste en la recherche d'une matrice gain  $K$ , telle que la commande par retour  $u(t) = -K.x(t)$  stabilise le système et minimise le critère quadratique.

$$J = \int_0^{\infty} (x^T . Q . x + u^T . R . u) dt \quad (6.22)$$

Où les matrices de pondérations  $Q$  et  $R$  satisfont :

$$Q = Q^T \geq 0 \quad R = R^T > 0 \quad (6.23)$$

La matrice gain  $K$  optimale est donnée par :

$$K = -R^{-1} . B^T . \rho_0 \quad (6.24)$$

Où  $\rho_0$  est la solution de l'équation algébrique de Riccati :

$$\rho_0 A + A^T \rho_0 - \rho_0 B R^{-1} B^T \rho_0 + Q = 0 \quad (6.25)$$

L'obtention du gain  $K$  passe donc par la recherche de la solution  $\rho_0$  symétrique définie positive de l'équation de Riccati qui reportée dans l'équation (6.24), fournit la matrice gain  $K$ .

### 6.6.2.1 Application sur le véhicule électrique

Les trois couples appliqués sur le volant sont le couple de conducteur, le couple d'auto-alignement provoqué par le retour d'efforts des pneumatiques et finalement le couple d'assistance fourni par le copilote électronique, ce dernier est synthétisé en utilisant la commande linéaire quadratique.

Le vecteur de performance doit tenir compte tous les signaux corrélés avec la qualité de stabilité du véhicule  $(B, r)$ , la qualité en termes de suivi de voie  $(\psi_l, Y_L)$ , l'état du conducteur  $(\hat{x}_1, \hat{x}_2)$ , les efforts appliqués sur le volant  $(\Gamma_d, \Gamma_a, \delta_d, \dot{\delta}_d)$ .  $q_1 - q_9$  Sont les facteurs de pondération qui indiquent l'importance relative des signaux correspondants et  $r_1$  est le facteur de pondération de variable de contrôle.

L'équation (6.22) peut être réécrite sous la forme suivante:

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} \left[ q_1 \beta^2 + q_2 r^2 + q_3 \psi_l^2 + q_4 Y_L^2 + q_5 \delta_d^2 + q_6 \dot{\delta}_d^2 + q_7 \hat{x}_1^2 + q_8 \hat{x}_2^2 + q_9 \Gamma_d^2 + r_1 \Gamma_a^2 \right] dt \quad (6.26)$$

### 6.6.2.2 Choix des matrices de pondération

La synthèse des matrices de gain du contrôleur optimal, repose directement sur les matrices de pondération  $Q$  et  $R$ . On peut trouver dans la littérature deux méthodes pour les choisir. La première méthode est la règle de Bryson [Oli-94] qui suggère de choisir des matrices de pondération diagonales, dont les coefficients diagonaux sont égaux au carré de l'inverse de l'écart maximum souhaité sur la variable correspondante. Bryson [Oli-94] indique également que cette règle ne fournit que des valeurs initiales, que l'on peut ensuite améliorer par simulations successives. La règle de Bryson donne :

$$Q = \text{diag}(q_1, q_2, \dots, q_n) \quad \text{et} \quad R = \text{diag}(r_1, r_2, \dots, r_m) \quad (6.27)$$

Avec

$$r_i = \left[ \frac{1}{\text{sup}(u_i)} \right]^2 \quad i = 1, 2, \dots, m \quad q_i = \left[ \frac{1}{\text{sup}(y_i)} \right]^2 \quad i = 1, 2, \dots, n$$

## 6.7 Simulation et interprétation des résultats

Des essais de simulation sur le logiciel Matlab/Simulink de système proposé Figure 6.8, sont présentés pour montrer l'efficacité et la fiabilité de la méthode proposée. Tous les tests figurant dans ces essais de simulation sont réalisés sur une piste de 5.4 km qui comporte plusieurs virages, Figure 6.9 (a). Deux modes d'interaction entre le conducteur et l'assistance ont été simulés :

- Mode passif : c'est le mode où l'assistance n'a aucune action sur le véhicule, mais il fournit des informations au conducteur pour le but de l'avertissement, dans ce mode le conducteur prend totalement la tâche de conduite.
- Mode correctif : dans ce mode, une correction de la trajectoire du véhicule est effectuée par un couple d'assistance supplémentaire pour ramener le véhicule au centre de la voie.

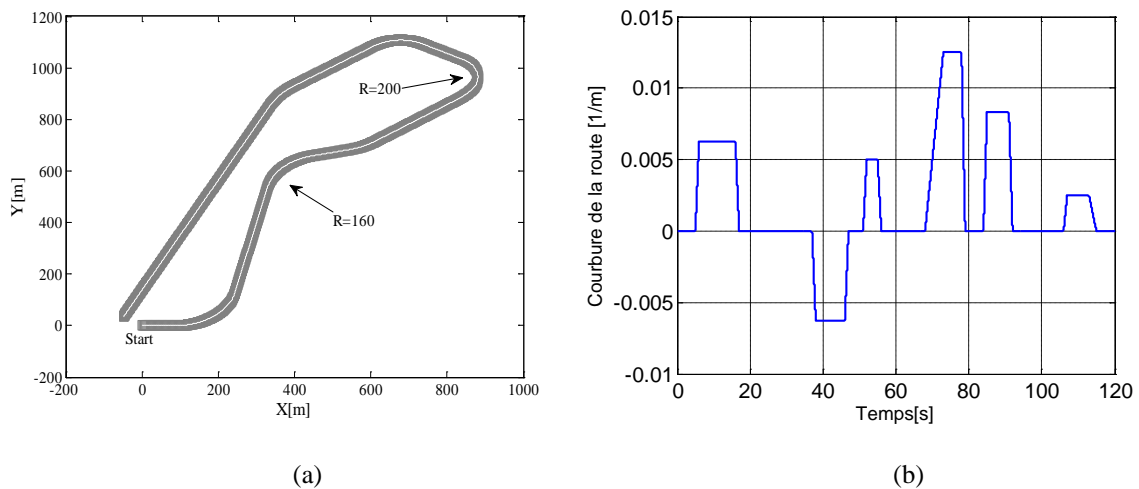
Dans le premier essai, le conducteur prend totalement la tâche de conduite ceci est traduit par un couple d'assistance presque nul, Figure 6.10 (a) et positionne le véhicule au centre de voie avec un l'écart latéral très faible, cet écart est un indicateur important de risque de sortie de voie et de suivi la trajectoire, Figure 6.10 (b) et les angles de dérive et de cap ne dépassent pas 0.015rad .

Dans le deuxième essai de simulation, le conducteur réduit jusqu'à 50% les efforts appliqués sur le volant et l'assistance développe un couple supplémentaire nécessaire pour contrôler le véhicule, la coopération entre le conducteur et l'assistance se fait correctement sans crier aucune contradiction, Figure 6.12 (a). L'écart latéral et l'angle de cap restent toujours en dessous des marges critiques (25 cm et 0,01 radian), [Mam-06]. Figure 6.12 (b), 6.13 (b).

Dans le dernier essai, l'assistance détecte un effort insuffisant appliqué par le conducteur sur le volant et développe un couple supplémentaire nécessaire pour suivre la trajectoire, Figure 6.14 (a) avec un écart latéral et l'angle de cap toujours faibles, Figures 6.14 (b), 6.15 (b).

La vitesse longitudinale du véhicule  $V_x$  est montrée sur la Figure 6.17 (a). On constate une dissipation d'énergie, due au glissement latéral. Cette dissipation est traduite par une légère diminution de la vitesse quand le véhicule prend les virages. . Quand à la vitesse latérale  $V_y$  et celle de lacet  $r$ , une constatation immédiate s'impose, leur existence est conditionnée par la consigne du couple de braquage comme le montre les Figure 6.17 (b) et 6.18 (b). On peut remarquer que ces deux vitesses se manifestent uniquement pendant les virages et elles s'annulent quand le véhicule roule sur une route droite.

Sur la Figure 6.18 (a), 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). Nous signalons 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 signaler 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, produit 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, Figures 6.19 (a).



**Figure 6. 9 :** (a) Piste d'essai; (b) Courbure de la route

### 6.7.1 Essai 1

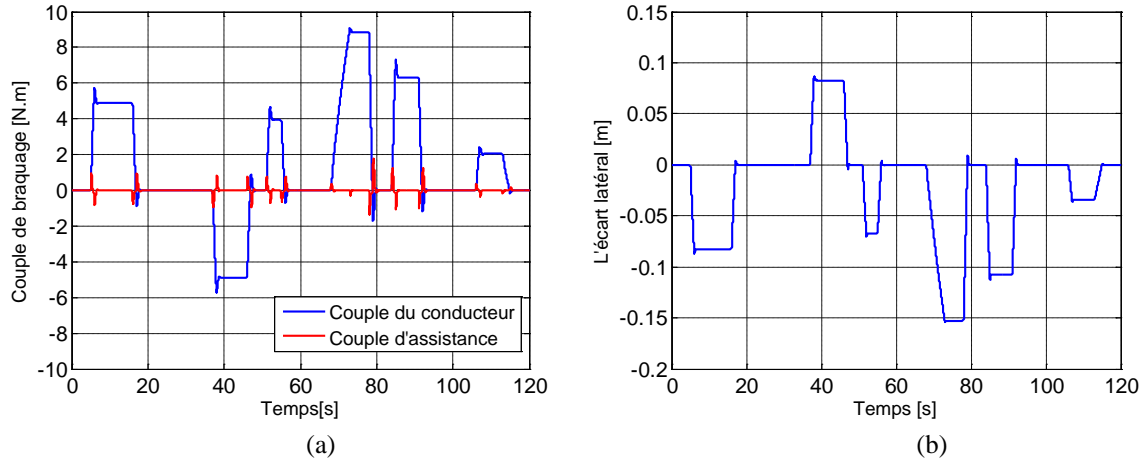


Figure 6. 10 : (a) Couple du conducteur et couple d'assistance; (b) L'écart latéral

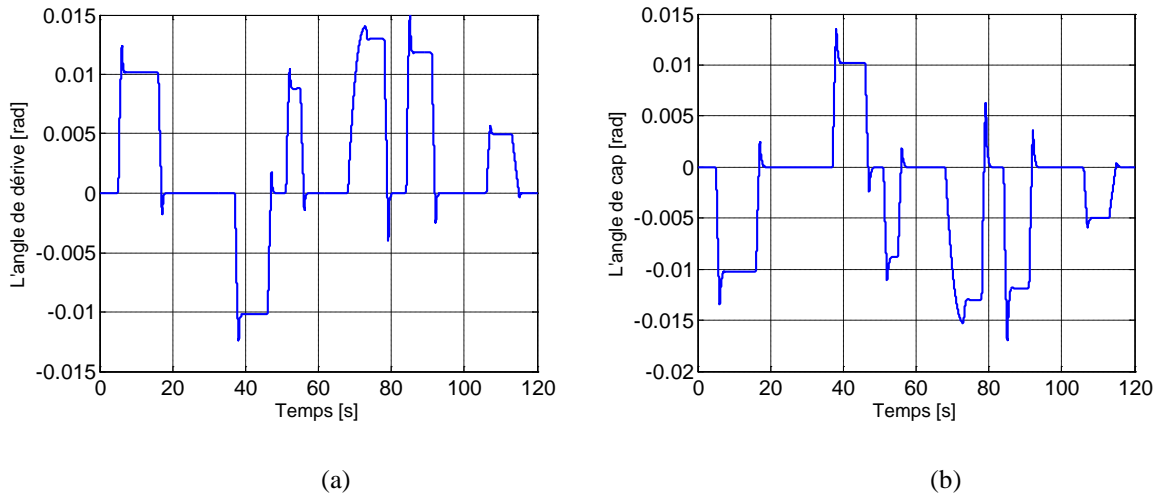
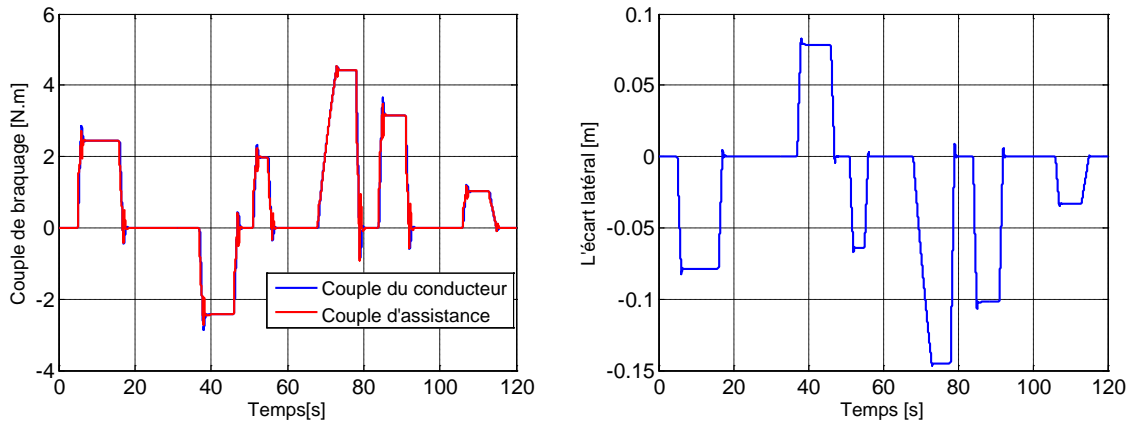


Figure 6. 11 : (a) L'angle de dérive ; (b) L'angle de cap

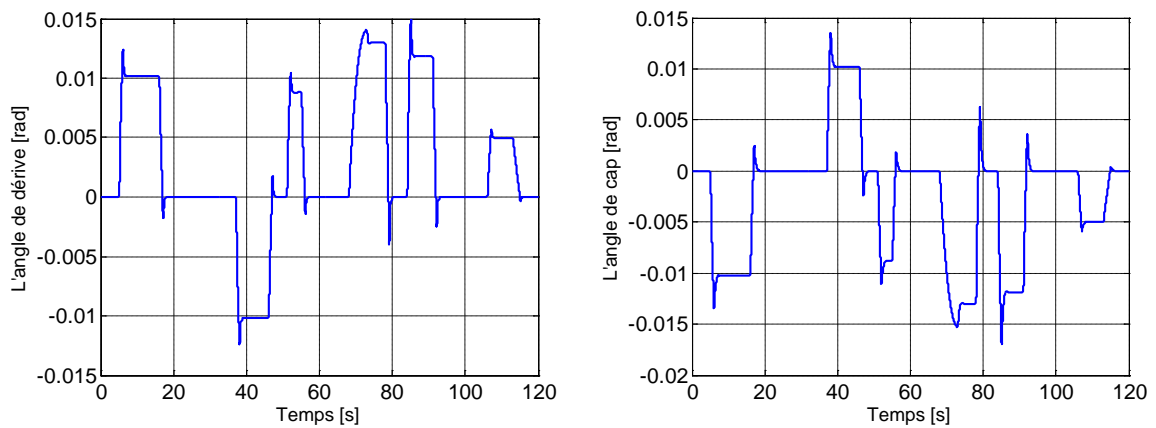
### 6.7.2 Essai 2



(a)

(b)

**Figure 6. 12 :** (a) *Couple du conducteur et couple d'assistance;* (b) *L'écart latéral*



(a)

(b)

**Figure 6. 13 :** (a) *L'angle de dérive;* (b) *L'angle de cap*



### 6.7.3 Essai 3

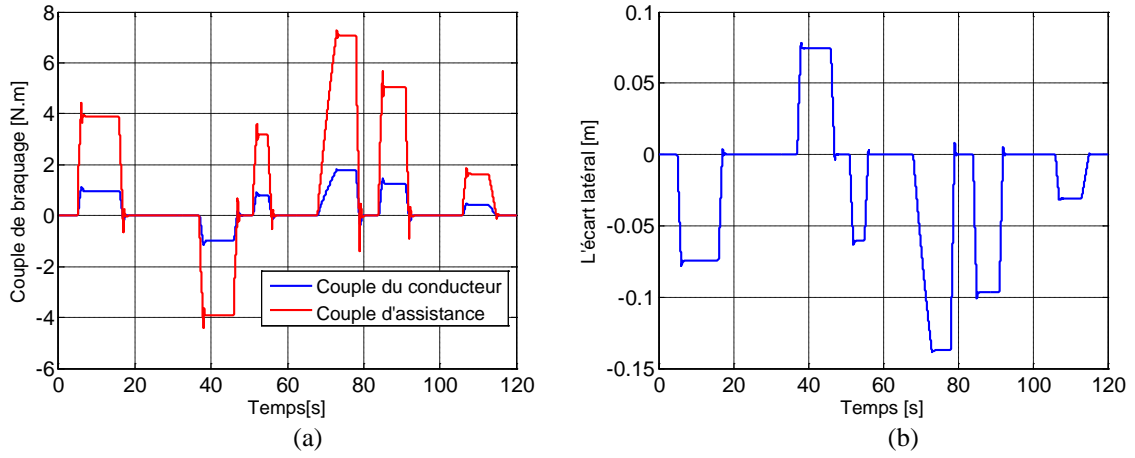


Figure 6.14 : (a) Couple du conducteur et couple d'assistance ; (b) L'écart latéral

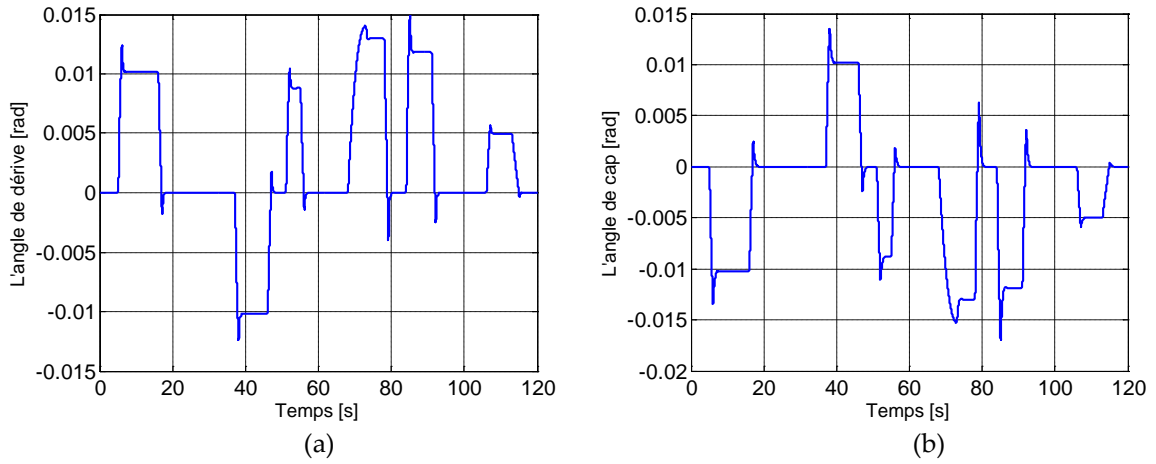


Figure 6.15 : (a) L'angle de dérive ; (b) L'angle de cap

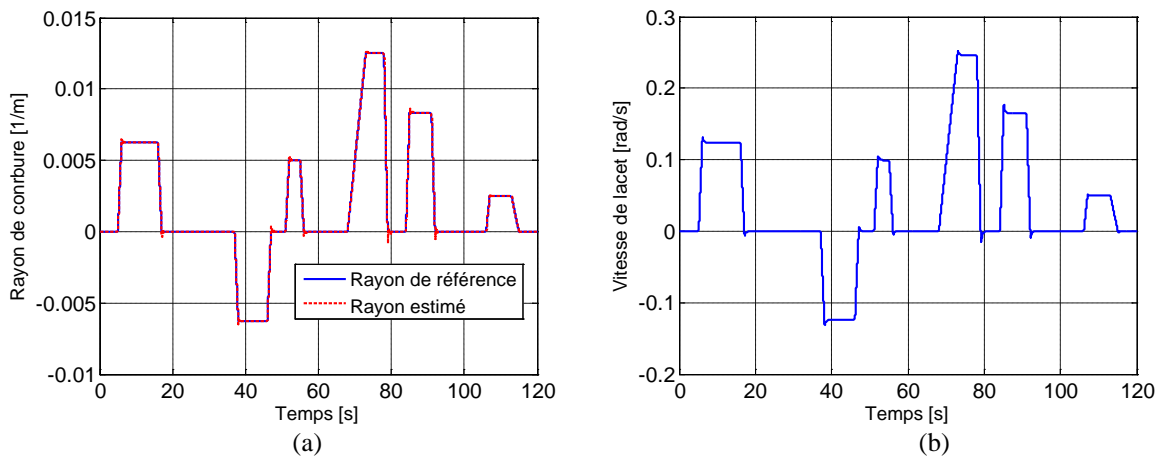


Figure 6.16 : (a) Courbure de la route ; (b) Vitesse de lacet

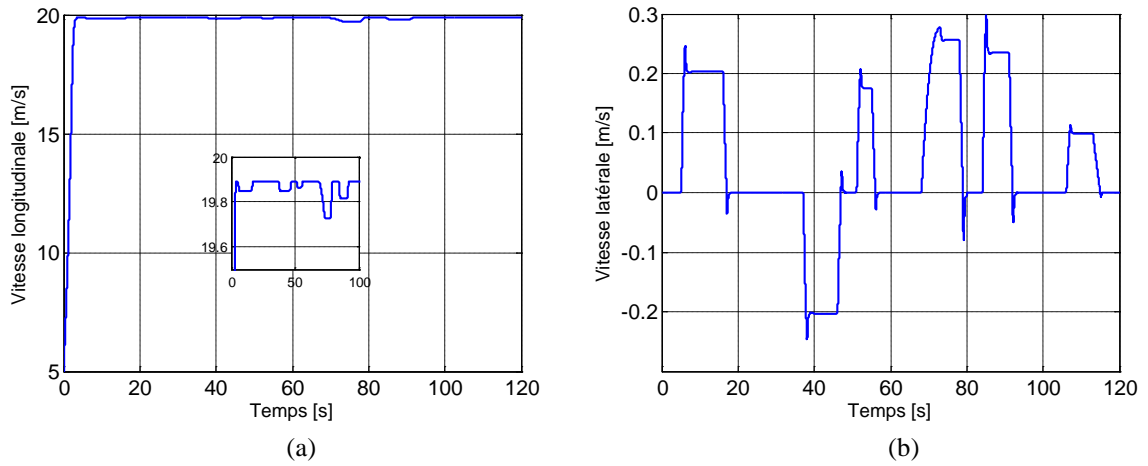


Figure 6.17 : (a) Vitesse longitudinale ; (b) Vitesse latérale

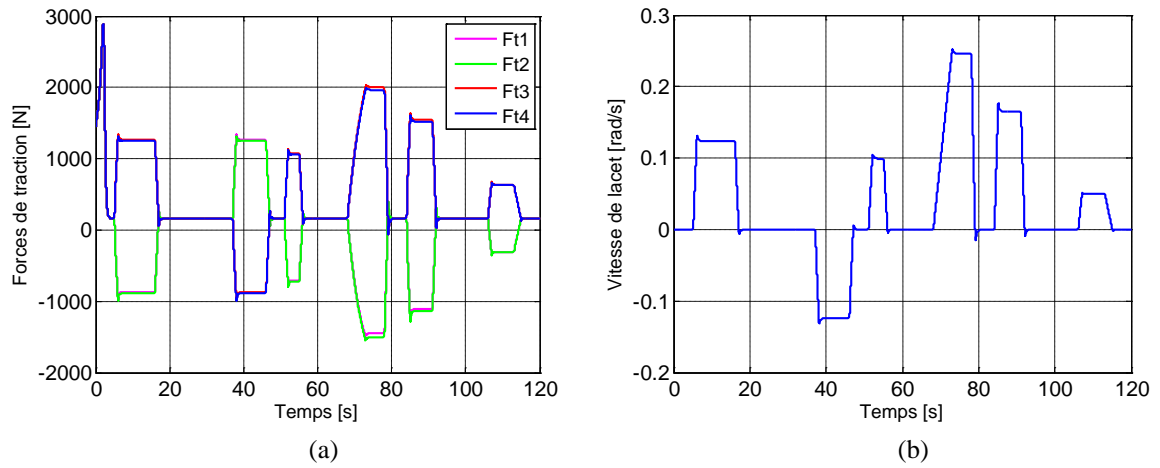


Figure 6.18 : (a) Forces de traction ; (b) Vitesse de lacet

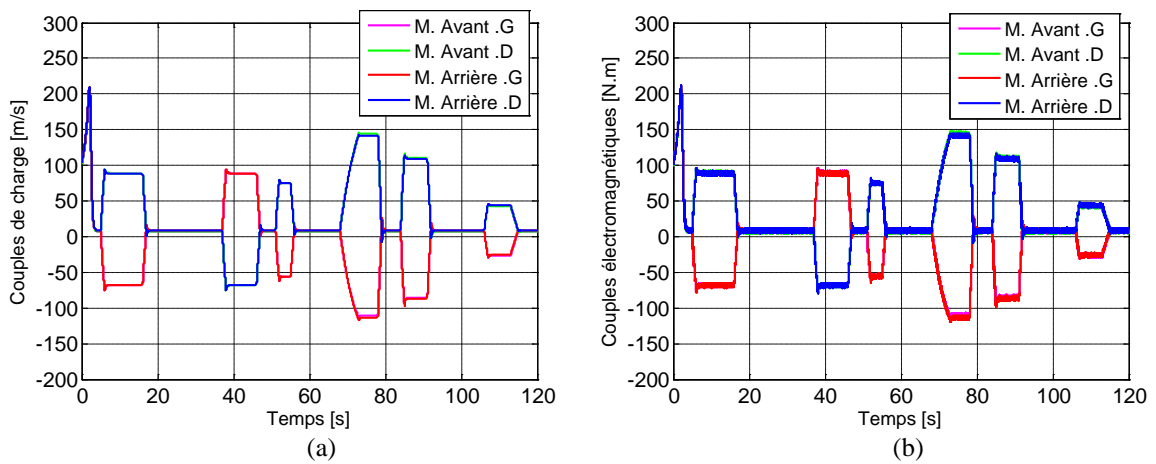


Figure 6.19 : (a) Couples de charge ; (b) Couples moteurs

## **6.8 Conclusion**

Ce chapitre porte sur le développement des systèmes de sécurité préventive pour l'amélioration de stabilité et la sécurité du véhicule électrique proposé. Pour l'amélioration des performances des systèmes de sécurité préventive en termes de suivi de voie, nous avons utilisé la technique LQR, la synthèse de ce dernier est basée sur un modèle CVR augmenté qui regroupe le modèle cybernétique de conducteur, le modèle bicyclette de véhicule, la colonne de direction et le système visuel. D'après les résultats de simulation, cette technique permet de compléter suffisamment et correctement la tâche de conduite par l'application des efforts d'assistance cohérente aux actions de conducteur.

Finalement, le chapitre a mis en évidence les caractéristiques du contrôle partagé, développé sur la base d'un modèle cybernétique de conducteur, qui a pu améliorer la qualité du suivi de voie et la qualité du partage des actions entre l'assistance et le conducteur.

## Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse traitent l'analyse des différents systèmes d'assistance à la conduite (active et préventive) au contrôle latéral d'un véhicule électrique. Nous nous sommes aussi intéressés à l'estimation des états dynamiques du véhicule électrique et aux paramètres d'interaction avec son environnement, qui est le rayon effectif de la roue et la force au roulement.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté une modélisation des principaux constitutifs d'une chaîne de propulsion d'un véhicule électrique : le groupe motopropulseur et la partie mécanique. La modélisation du moteur de traction synchrone à aimants permanents, alimenté par un onduleur de tension, a été développée. Étant donné que l'onduleur peut être considéré comme un élément de connexion du moteur de traction avec la source d'énergie, qui a été modélisé par une matrice de connexion dont les éléments sont des variables logiques. Ensuite, nous avons présenté la modélisation de la partie mécanique de la chaîne de traction. Dans la deuxième partie, nous avons présenté un modèle à trois degrés de liberté, traduisant la dynamique du véhicule : l'évolution du déplacement longitudinal, du déplacement latéral et le lacet du véhicule.

Le deuxième chapitre de cette thèse porte sur la commande classique directe de couple appliquée au modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension. Nous avons présenté les relations fondamentales sur la DTC à travers le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique; ensuite, on a développé l'estimation des deux grandeurs de commande (couple-flux) et on a présenté aussi les comparateurs à hystérésis. On peut conclure que la commande DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. En revanche, l'évolution de deux grandeurs (couple-flux) présente des ondulations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commande. Pour améliorer les performances de la commande directe du couple classique et réduire les ondulations du couple électromagnétique et le flux statorique, on a utilisé une nouvelle approche dite DTC (à 12 secteurs) qui n'introduit pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité de la DTC classique. Cette technique améliore nettement la forme du couple et du flux par la minimisation de ses ondulations tout en conservant la même dynamique de la DTC conventionnelle.

Le troisième chapitre a traité l'observation de l'état dynamique du véhicule électrique et aux paramètres d'interaction avec son environnement à l'aide des observateurs à modes glissants. Ensuite la synthèse des observateurs qui estiment les grandeurs non mesurables tels que le rayon effectif de la roue et la force de résistance au roulement est présentée, en utilisant des grandeurs mesurées (couple moteur, vitesse angulaire de la roue). Le choix de la technique des modes glissants d'ordre supérieur (d'ordre trois) a été fait pour ses caractéristiques bien connues de robustesse et de précision. Les grandeurs estimées sont utilisées pour détecter la chute de pression du pneumatique. Cette détection est considérée comme un point-clé afin de mettre une alarme pour informer le conducteur au niveau du pneumatique. Les observateurs développés ont été validés en simulation numérique sous logiciel Matlab//Simulink. Les résultats de simulation montrent une estimation satisfaisante du rayon effectif et de la force de résistance au roulement.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié deux systèmes de sécurité active les plus importants en phase d'accélération et décélération, le système de contrôle de traction (ASR) rétablit la traction si les roues commencent à patiner. Dans le cas de freinage, le système décisif est le système d'anti-blocage (ou ABS), qui empêche le blocage des roues. Une modélisation d'un modèle de véhicule à une roue a été présentée, afin de

synthétiser les lois de commande pour résoudre les problèmes dus aux phénomènes de patinage et blocages des roues. Ces lois de commandes sont basées sur l'accélération angulaire de seuil, et le taux de glissement. Pour tester les performances des techniques de commande proposées, des essais en simulation ont été effectués. Ces différents essais ont été basés sur un modèle du véhicule électrique à quatre roues motrices où chaque moteur possède sa propre commande (DTC à 12 secteurs). À partir des résultats de simulation, on peut conclure que les contrôleurs proposés (ASR, ABS) ont résolu les problèmes de patinage et de blocage des roues et améliorés la sécurité du véhicule en présence de la variation du rayon effectif des roues.

Dans le cinquième chapitre, on a développé deux systèmes de sécurité active pour l'amélioration de la stabilité et de la sécurité du véhicule électrique. Ces systèmes ont été développés à base des techniques de commande avancées tels que la commande par mode glissant et la logique floue pour générer un angle de braquage et un moment de lacet correctifs, pour corriger la trajectoire de véhicule. Les résultats de simulation ont montrés que les techniques de contrôle proposées permettent de corriger la trajectoire du véhicule lors d'une perte de contrôle causée par des perturbations comme les rafales de vent latéral et la variation de la vitesse de véhicule. Le suivi des références est respecté et les manœuvres excessifs de conducteur ont été limités, ce qui permet une meilleure tenue de la route, et assurer le confort des passagers.

Dans le but de proposer un système de sécurité préventive à la sortie de voie de circulation, le chapitre 6 a présenté une architecture du contrôle partagé entre le conducteur et le système d'assistance. Cette architecture de contrôle latéral proposée permet au système de coopérer avec le conducteur sur les actions au niveau du volant. Cela est possible grâce à la commande LQR, la synthèse de la commande est basée sur un modèle CVR augmenté qui regroupe le modèle cybernétique de conducteur, le modèle bicyclette du véhicule, système de la colonne de direction et le système visuel. D'après les résultats de simulation, cette technique permet de compléter suffisamment et correctement la tâche de conduite par l'application des efforts d'assistance cohérente aux actions de conducteur.

## Perspectives

A la lumière des résultats obtenus au cours de nos travaux, un certain nombre de perspectives peut être envisagé. Les axes de recherche suivants sont recommandés pour continuer cet effort :

- Au niveau de la commande des moteurs électriques de traction, l'utilisation des nouvelles méthodes de commande des moteurs MSAP tels que DTC 36 secteurs avec des onduleurs multi niveaux pour minimiser les ondulations de couple et diminuer la fréquence de commutation des interrupteurs.
- Utilisation des stratégies adéquates pour la détermination adaptative des gains des observateurs du rayon effectif et la force de résistance au roulement.
- La combinaison des différents systèmes de sécurité active, la direction active du volant et le contrôle direct du moment de lacet, dans un seul système qui corrige l'angle de braquage et le moment de lacet en même temps.
- Recherche des nouvelles méthodes de contrôle robuste pour l'assistance préventive à la sortie involontaire de voie, telles  $H_2$  et  $H_\infty$ .

## Bibliographie

- [And-10] Anderson, Sterling J, Steven C Peters, Tom E Pilutti, and Karl Iagnemma. "An Optimal-Control-Based Framework for Trajectory Planning, Threat Assessment, and Semi-Autonomous Control of Passenger Vehicles in Hazard Avoidance Scenarios." *International Journal of Vehicle Autonomous Systems* 8, no. 2-4 (2010): 190-216.
- [Ari-01] Arias Pujol, Antoni. "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors." Universitat Politècnica de Catalunya, 2001.
- [Bar-94] Barbier, Claude-Éric. "Modélisation Et Simulation Du Système Véhicule Électrique Pour La Conception Et Le Contrôle De Sa Chaîne De Traction." Toulouse, INPT, 1994.
- [Bee-10] Beerten, Jef, Jan Verweckken, and Johan Driesen. "Predictive Direct Torque Control for Flux and Torque Ripple Reduction." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57, no. 1 (2010): 404-12.
- [Ber-94] Bernard, M, and L Hirsinger. "Problème De La Motorisation D'un Véhicule Électrique." Journées Electrotechniques, Club EEA, Cachan, 1994.
- [Bes-83] Bestle, David, and M Zeitz. "Canonical Form Observer Design for Non-Linear Time-Variable Systems." *International Journal of control* 38, no. 2 (1983): 419-31.
- [Bon-98] Bonal, Jean, and Guy Séguier. *Entraînements Électriques À Vitesse Variable. Volume 2, Rappels D'électrotechnique De Puissance Et D'automatique, Les Variateurs Électroniques De Vitesse*. Lavoisier Tec&Doc, 1998.
- [Bou-11] MOHAMED, BOUNADJA. "Contribution à La Commande Directe Du Couple D'une Machine Asynchrone Pour L'alternodémarreur Intégré.", thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran, 2011.
- [Bur-07] Burke, Andrew F. "Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles." *Proceedings of the IEEE* 95, no. 4 (2007): 806-20.
- [Cac-07] Cacciabue, Pietro C. *Modelling Driver Behaviour in Automotive Environments: Critical Issues in Driver Interactions with Intelligent Transport Systems*. Springer, 2007.
- [Cap-79] Captain, KM, AB Boghani, and DN Wormley. "Analytical Tire Models for Dynamic Vehicle Simulation." *Vehicle system dynamics* 8, no. 1 (1979): 1-32.
- [Car-12] Carsten, Oliver, Frank CH Lai, Yvonne Barnard, A Hamish Jamson, and Natasha Merat. "Control Task Substitution in Semiautomated Driving: Does It Matter What Aspects Are Automated?". *Human factors* 54, no. 5 (2012): 747-61.
- [Cha-08] Chau, KT, Ching Chuen Chan, and Chunhua Liu. "Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55, no. 6 (2008): 2246-57.
- [Cha-12] Chapuis, Cédric. "Architecture Et Contrôle Du Patinage D'un Véhicule Mono Et Multi-Source De Puissance.", thèse de doctorat, INSA de Lyon, 2012.

- [Cha-93] Chan, CC. "An Overview of Electric Vehicle Technology." *Proceedings of the IEEE* 81, no. 9 (1993): 1202-13.
- [Che-12] Chen, Yan, and Junmin Wang. "Design and Evaluation on Electric Differentials for Overactuated Electric Ground Vehicles with Four Independent in-Wheel Motors." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 61, no. 4 (2012): 1534-42.
- [Che-14] Chen, B-C, and C-C Kuo. "Electronic Stability Control for Electric Vehicle with Four in-Wheel Motors." *International Journal of Automotive Technology* 15, no. 4 (2014): 573-80.
- [Col-08] Cole, David. "Neuromuscular Dynamics and Steering Feel." *Proceedings of SteeringTech, TU Munich, Germany* (2008).
- [Dab-15] Dabladji, Mohammed El-Habib. "Vers Un Système De Sécurité Semi-Actif Pour Les Véhicules À Deux-Roues Motorisés.", thèse de doctorat, Université Paris-Saclay; Université d'Evry Val d'Essonne; Laboratoire Informatique, Biologie Intégrative et Systèmes Complexes, 2015.
- [Dep-87] Depenbrock, Manfred. "Direct Self-Control (Dsc) of Inverter Fed Induktion Machine." Paper presented at the 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1987.
- [Dim] Dimitrov, R, M Magdziak-Tokłowicz, LJ Sitnik, M Reksa, M Tkaczyk, and R Wróbel. "A Comparison of Fuel Consumption between the New European Driving Cycle Test and the Natural Operation of a Vehicle." *MTM Machines, Technologies, Materials* 8, no. 2 (2014): 23-25.
- [Dra-95] Drakunov, Sergey, Umit Ozguner, Peter Dix, and Behrouz Ashrafi. "Abs Control Using Optimum Search Via Sliding Modes." *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 3, no. 1 (1995): 79-85.
- [Duf-07] Dufour, Christian, Tetsuhiro Ishikawa, Simon Abourida, and Jean Bélanger. "Modern Hardware-in-the-Loop Simulation Technology for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles." Paper presented at the Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE, 2007.
- [Eme-86] Emelyanov, SV, SK Korovin, and LV Levantovskiy. "A Drift Algorithm in Control of Uncertain Processes." *PROB. CONTROL INFO. THEORY.* 15, no. 6 (1986): 425-38.
- [Ena-08] Enache, Nicoleta Minoiu. "Assistance Préventive À La Sortie De Voie.", thèse de doctorat, Université d'Evry-Val d'Essonne, 2008.
- [Erl-16] Erlien, Stephen M, Susumu Fujita, and Joseph Christian Gerdes. "Shared Steering Control Using Safe Envelopes for Obstacle Avoidance and Vehicle Stability." *IEEE Trans. Intelligent Transportation Systems* 17, no. 2 (2016): 441-51.
- [Esm-01] Esmailzadeh, E, GR Vossoughi, and A Goodarzi. "Dynamic Modeling and Analysis of a Four Motorized Wheels Electric Vehicle." *Vehicle system dynamics* 35, no. 3 (2001): 163-94.
- [Esm-03] Esmailzadeh, Ebrahim, Avesta Goodarzi, and GR Vossoughi. "Optimal Yaw Moment Control Law for Improved Vehicle Handling." *Mechatronics* 13, no. 7 (2003): 659-75.

- [Fur-97] Furukawa, Yoshimi, and Masato Abe. "Advanced Chassis Control Systems for Vehicle Handling and Active Safety." *Vehicle system dynamics* 28, no. 2-3 (1997): 59-86.
- [Gai-15] Gaikwad, Vijay, and Shashikant Lokhande. "Lane Departure Identification for Advanced Driver Assistance." *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* 16, no. 2 (2015): 910-18.
- [Gen-97] Genta, Giancarlo. "Motor Vehicle Dynamics: Modeling and Simulation (Series on Advances in Mathematics for Applied Sciences—Vol. 43)." *World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd Sharp RS, Casanova D, Symonds P (2000) Mathematical model for driver steering control, with design, tuning and performance results. Veh Syst Dyn* 33, no. 5 (1997): 289-326.
- [Gil-92] Gillespie, Thomas D. "Fundamentals of Vehicle Dynamics. Warrendale, Pa: Society of Automotive Engineers." Inc, 1992.
- [Giz-97] Gizolme, Olivier. "Modélisation Et Optimisation D'une Machine Synchrone Et De Son Alimentation Pour La Traction Électrique." Ecully, Ecole centrale de Lyon, 1997.
- [Goo-07] Goodarzi, Avesta, and Ebrahim Esmailzadeh. "Design of a Vdc System for All-Wheel Independent Drive Vehicles." *IEEE/ASME Transactions On Mechatronics* 12, no. 6 (2007): 632-39.
- [Goo-15] Goodarzi, Avesta, and Mostafa Ghajar. "Integrating Lane-Keeping System with Direct Yaw Moment Control Tasks in a Novel Driver Assistance System." *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part K: Journal of Multi-body Dynamics* 229, no. 1 (2015): 16-38.
- [Gor-15] Gordon, TJ, and Mathias Lidberg. "Automated Driving and Autonomous Functions on Road Vehicles." *Vehicle system dynamics* 53, no. 7 (2015): 958-94.
- [Guy-97] Guy-97 Guy, and Guy Clerc. *Actionneurs Électriques: Principes, Modèles, Commande*. Eyrolles, 1997.
- [Han-17] Hannan, Mohammad A, MS Hossain Lipu, Aini Hussain, and Azah Mohamed. "A Review of Lithium-Ion Battery State of Charge Estimation and Management System in Electric Vehicle Applications: Challenges and Recommendations." *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 78 (2017): 834-54.
- [Har-07] Hartani, K. "Contribution À La Stabilité Du Véhicule Électrique À L'aide Du Contrôle Des Systèmes Anti-Patinage." thèse de Doctorat, USTO, Oran, Algérie, 2007.
- [Har-08] Hartani, Kada, Mohamed Bourahla, and Yahia Miloud. "New Anti-Skid Control for Electric Vehicle Using Behaviour Model Control Based on Energetic Macroscopic Representation." *Journal of Electrical Engineering* 59, no. 5 (2008): 225-33.
- [Har-10] Hartani, Kada, Yahia Miloud, and Abdellah Miloudi. "Improved Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Electrical Vehicle Motor with Proportional-Integral Resistance Estimator." *Journal of Electrical Engineering and Technology* 5, no. 3 (2010): 451-61.



- [Har-15] Hartani, Kada, Abdelkader Merah, and Azeddine Draou. "Stability Enhancement of Four-in-Wheel Motor-Driven Electric Vehicles Using an Electric Differential System." *Journal of Power Electronics* 15, no. 5 (2015): 1244-55.
- [Har-18] Hartani, Kada, Mohamed Khalfaoui, Abdelkader Merah, and Norediene Aouadj. "A Robust Wheel Slip Control Design with Radius Dynamics Observer for Ev." *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH* 2, no. 10-02-02-0009 (2018).
- [Hay-16] Hayette, MESLOUB. "Commande Dtc Prédictive D'une Machine Synchrone À Aimants Permanents.", thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [Hes-90] Hess, RA, and A Modjtahedzadeh. "A Control Theoretic Model of Driver Steering Behavior." *IEEE Control Systems Magazine* 10, no. 5 (1990): 3-8.
- [Ito-13] Itoh, Makoto, Tatsuya Horikome, and Toshiyuki Inagaki. "Effectiveness and Driver Acceptance of a Semi-Autonomous Forward Obstacle Collision Avoidance System." *Applied ergonomics* 44, no. 5 (2013): 756-63.
- [Jia-15] Li, Jianqiu, Ziyong Song, Zhibin Shuai, Liangfei Xu, and Minggao Ouyang. "Wheel Slip Control Using Sliding-Mode Technique and Maximum Transmissible Torque Estimation." *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 137, no. 11 (2015): 111010.
- [Kar-08] Karbalaei, Reza, Mohammad Ali, S Hamed Tabatabaei, Reza Kazemi, and Ali Ghaffari. "Integrated Control of Afs and Dyc in the Vehicle Yaw Stability Management System Using Fuzzy Logic Control." SAE Technical Paper, 2008.
- [Kee-06] Keen, Steven D, and David J Cole. "Steering Control Using Model Predictive Control and Multiple Internal Models." Paper presented at the Proceedings of the 8th International Symposium on Automotive Control (AVEC 2006), 2006.
- [Ken-10] Kennel, R, J Rodriguez, J Espinoza, and M Trincado. "High Performance Speed Control Methods for Electrical Machines: An Assessment." Paper presented at the Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on, 2010.
- [Kha-18] Khalfaoui, Mohamed, Kada Hartani, Abdelkader Merah, and Norediene Aouadj. "Development of Shared Steering Torque System of Electric Vehicles in Presence of Driver Behaviour Estimation." *International Journal of Vehicle Autonomous Systems* 14, no. 1 (2018): 18-39.
- [Kie-00] Kiencke, Uwe, and Lars Nielsen. "Automotive Control Systems: For Engine, Driveline, and Vehicle." IOP Publishing, 2000.
- [Kre-85] Krener, Arthur J, and Witold Respondek. "Nonlinear Observers with Linearizable Error Dynamics." *SIAM Journal on Control and Optimization* 23, no. 2 (1985): 197-216.
- [Kwo-16] Kwon, YH. "Improving Multi-Channel Wave-Based V2x Communication to Support Advanced Driver Assistance System (Adas)." *International Journal of Automotive Technology* 17, no. 6 (2016): 1113-20.

- [Leb-11] Lebastard, Vincent, Yannick Aoustin, and Franck Plestan. "Estimation of Absolute Orientation for a Bipedal Robot: Experimental Results." *IEEE Transactions on Robotics* 27, no. 1 (2011): 170-74.
- [Lef-15] Lefèvre, Stéphanie, Ashwin Carvalho, Yiqi Gao, H Eric Tseng, and Francesco Borrelli. "Driver Models for Personalised Driving Assistance." *Vehicle system dynamics* 53, no. 12 (2015): 1705-20.
- [Lev-03] Levant, Arie. "Higher-Order Sliding Modes, Differentiation and Output-Feedback Control." *International Journal of control* 76, no. 9-10 (2003): 924-41.
- [Lev-93] Levant, Arie. "Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control." *International Journal of control* 58, no. 6 (1993): 1247-63.
- [Lud-95] Ludtke, I, and MG Jayne. "A New Direct Torque Control Strategy." (1995).
- [Luz-15] Bi, Luzheng, Mingtao Wang, Cuie Wang, and Yili Liu. "Development of a Driver Lateral Control Model by Integrating Neuromuscular Dynamics into the Queuing Network-Based Driver Model." *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* 16, no. 5 (2015): 2479-86.
- [Maa-18] Maata Fatima, Zohra. "Contribution À La Modélisation D'un Véhicule Électrique À Quatre Roues Motrices Et La Mise En Oeuvre D'observateur Pour L'estimation Des Efforts D'interaction Roue-Sol." thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf d'Oran, 2018.
- [Mac-03] Macadam, Charles C. "Understanding and Modeling the Human Driver." *Vehicle system dynamics* 40, no. 1-3 (2003): 101-34.
- [Mal-94] Malaterre, Pierre-Olivier. "Modélisation, Analyse Et Commande Optimale Lqr D'un Canal D'irrigation." Paris, ENGREF, 1994.
- [Mam-02] Mammam, Said, and Damien Koenig. "Vehicle Handling Improvement by Active Steering." *Vehicle system dynamics* 38, no. 3 (2002): 211-42.
- [Mam-06] Mammam, Said, Sébastien Glaser, and Mariana Netto. "Time to Line Crossing for Lane Departure Avoidance: A Theoretical Study and an Experimental Setting." *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* 7, no. 2 (2006): 226-41.
- [Mar-03] Martin, Jean-Philippe. "Contribution À L'alimentation En Tension De Machines Synchrones À Aimants Permanents À Nombre De Phases Elevé: Fonctionnement Normal Et Dégradé." Vandoeuvre-les-Nancy, INPL, 2003.
- [Mar-14] Mars, Franck, Mathieu Deroo, and Jean-Michel Hoc. "Analysis of Human-Machine Cooperation When Driving with Different Degrees of Haptic Shared Control." *IEEE transactions on haptics* 7, no. 3 (2014): 324-33.
- [Mas-14] Mashadi, Behrooz, Mehdi Mahmoudi-Kaleybar, Pouyan Ahmadizadeh, and Atta Oveisi. "A Path-Following Driver/Vehicle Model with Optimized Lateral Dynamic Controller." *Latin*

*American journal of solids and structures* 11, no. 4 (2014): 613-30.

- [Mer-12] Merat, Natasha, A Hamish Jamson, Frank CH Lai, and Oliver Carsten. "Highly Automated Driving, Secondary Task Performance, and Driver State." *Human factors* 54, no. 5 (2012): 762-71.
- [Mer-16] Abdelkader, 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, 2016.
- [Mic-85] Michon, John A. "A Critical View of Driver Behavior Models: What Do We Know, What Should We Do?". In *Human Behavior and Traffic Safety*. 485-524: Springer, 1985.
- [Mou-14] Mourad, Lama, Fabien Claveau, and Philippe Chevrel. "Direct and Steering Tilt Robust Control of Narrow Vehicles." *IEEE Trans. Intelligent Transportation Systems* 15, no. 3 (2014): 1206-15.
- [Mul-01] Multon, Bernard. "Motorisation Des Véhicules Électriques." *Techniques de l'ingénieur. Electronique* 3, no. E3996 (2001): 1-28.
- [Mul-04] Mulder, Max, MM van Paassen, and Erwin R Boer. "Exploring the Roles of Information in the Manual Control of Vehicular Locomotion: From Kinematics and Dynamics to Cybernetics." *Presence: Teleoperators & Virtual Environments* 13, no. 5 (2004): 535-48.
- [Mul-12] Mulder, Mark, David A Abbink, and Erwin R Boer. "Sharing Control with Haptics: Seamless Driver Support from Manual to Automatic Control." *Human factors* 54, no. 5 (2012): 786-98.
- [Mul-94] Multon, Bernard, and Laurent Hirsinger. "Problème De La Motorisation D'un Véhicule Électrique." Paper presented at the Journées de la section électrotechnique du club EEA 1994, 1994.
- [Nag-02] Nagai, Masao, Motoki Shino, and Feng Gao. "Study on Integrated Control of Active Front Steer Angle and Direct Yaw Moment." *JSAE review* 23, no. 3 (2002): 309-15.
- [Nag-99] Nagai, Masao, Sachiko Yamanaka, and Yutaka 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* 42, no. 2 (1999): 301-08.
- [Nam-12] Nam, Kanghyun, Hiroshi Fujimoto, and Yoichi 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* 61, no. 5 (2012): 1972-85.
- [Nam-14] Nam, Kanghyun, Hiroshi Fujimoto, and Yoichi Hori. "Advanced Motion Control of Electric Vehicles Based on Robust Lateral Tire Force Control Via Active Front Steering." *IEEE/ASME Transactions On Mechatronics* 19, no. 1 (2014): 289-99.
- [Nam-15] Nam, Kanghyun, Yoichi Hori, and Choonyoung Lee. "Wheel Slip Control for Improving Traction-Ability and Energy Efficiency of a Personal Electric Vehicle." *Energies* 8, no. 7 (2015): 6820-40.

- [Nas-97] Nash, James N. "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control without an Encoder." *IEEE Transactions on Industry Applications* 33, no. 2 (1997): 333-41.
- [Nis-15] Nishimura, Ryota, Takahiro Wada, and Seiji Sugiyama. "Haptic Shared Control in Steering Operation Based on Cooperative Status between a Driver and a Driver Assistance System." *Journal of Human-Robot Interaction* 4, no. 3 (2015): 19-37.
- [Nog-84] Noguchi, Toshihiko, and Isao Takahashi. "Quick Torque Response Control of an Induction Motor Based on a New Concept." Paper presented at the IEEJ Tech. Meeting Rotating Mach, 1984.
- [Nou-08] Nouh, Aïman. "Contribution Au Développement D'un Simulateur Pour Les Véhicules Électriques Routiers.", thèse de doctorat, Besançon, 2008.
- [Oli-94] Oliver M. "Équipement Pour L'eau Et L'environnement : Modélisation, Analyse Et Commande Optimale LQR D'un Canal D'irrigation.", thèse de doctorat, École nationale du génie Rural des eaux et des Forêts, 1994.
- [Ora-07] Oraby, Walid AH. "Improvement of Vehicle Lateral Stability During Overtaking Process by Active Front Steering System." SAE Technical Paper, 2007.
- [Ous-95] Oustaloup, A. "La Dérivation Non Entière (Théorie, Synthèse Et Applications),© Hermès (Traité Des Nouvelles Technologies-Série Automatique), Paris, 508 P." ISBN, 1995.
- [Pac-05] Pacejka, Hans. *Tire and Vehicle Dynamics*. Elsevier, 2005.
- [Pac-79] Pacejka, Hans Bastiaan. "Tyre Factors and Vehicle Handling." *International journal of vehicle design* 1, no. 1 (1979): 1-23.
- [Ple-08] Plestan, Franck, Alain Glumineau, and Salah Laghrouche. "A New Algorithm for High-Order Sliding Mode Control." *International Journal of Robust and Nonlinear Control: IFAC-Affiliated Journal* 18, no. 4-5 (2008): 441-53.
- [Plö-07] Plöchl, Manfred, and Johannes Edelmann. "Driver Models in Automobile Dynamics Application." *Vehicle system dynamics* 45, no. 7-8 (2007): 699-741.
- [Pre-13] Preindl, Matthias, and Silverio Bolognani. "Model Predictive Direct Speed Control with Finite Control Set of Pmsm Drive Systems." *IEEE Transactions on Power Electronics* 28, no. 2 (2013): 1007-15.
- [Rah-04] Raharijaona, Thibaut. "Commande Robuste Pour L'assistance Au Contrôle Latéral D'un Véhicule Routier.", thèse de doctorat, Université Paris Sud-Paris XI, 2004.
- [Rah-97] Rahman, M Azizur, and Ruifeng Qin. "A Permanent Magnet Hysteresis Hybrid Synchronous Motor for Electric Vehicles." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 44, no. 1 (1997): 46-53.
- [Raj-06] Rajamani, Rajesh. "Vehicle Dynamics and Control, 2006." Springer, New York, 2006.

- [Rek-03] Rekioua, T, and D Rekioua. "Direct Torque Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Machines." Paper presented at the 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, 2003.
- [Sab-11] Sabanovic, Asif. "Variable Structure Systems with Sliding Modes in Motion Control—a Survey." *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 7, no. 2 (2011): 212-23.
- [Sal-12] Saleh, Louay. "Contrôle Latéral Partagé D'un Véhicule Automobile.", thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2012.
- [Sal-13] Saleh, Louay, Philippe Chevrel, Fabien Claveau, Jean-François Lafay, and Franck Mars. "Shared Steering Control between a Driver and an Automation: Stability in the Presence of Driver Behavior Uncertainty." *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* 14, no. 2 (2013): 974-83.
- [Sav-00] Savkooor, AR, and S Ausejo. "Analysis of Driver's Steering and Speed Control Strategies in Curve Negotiation." Paper presented at the THE DYNAMICS OF VEHICLES ON ROADS AND ON TRACKS-SUPPLEMENT TO VEHICLE SYSTEM DYNAMICS, VOLUME 33. PROCEEDINGS OF THE 16TH IAVSD SYMPOSIUM HELD IN PRETORIA, SOUTH AFRICA, AUGUST 30-SEPTEMBER 3, 1999, 2000.
- [Sch-00] Schimetta, Gernot, Franz Dollinger, and Robert Weigel. "A Wireless Pressure Measurement System Using a Saw Hybrid Sensor." Paper presented at the Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International, 2000.
- [Sek-13] M'Hamed, SEKOUR. "Contribution À La Commande Robuste D'un Système De Traction Multimachine—Application Au Véhicule Électrique.", thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran, 2013.
- [Sek-17] Sekour, M'hamed, Kada Hartani, and Abdelkader Merah. "Electric Vehicle Longitudinal Stability Control Based on a New Multimachine Nonlinear Model Predictive Direct Torque Control." *Journal of Advanced Transportation* 2017 (2017).
- [Sen-07] Sentouh, Chouki. "Analyse Du Risque Et Détection De Situations Limites: Application Au Développement Des Systèmes D'alerte Au Conducteur.", thèse de doctorat, Université d'Evry-Val d'Essonne, 2007.
- [Sen-09] Sentouh, Chouki, Philippe Chevrel, Franck Mars, and Fabien Claveau. "A Human-Centered Approach of Steering Control Modeling." Paper presented at the Proceedings of the 21st IAVSD Symposium on Dynamics of Vehicles on Roads and Tracks, Stockholm, Sweden, 2009.
- [Shi-93] Shibahata, Yasuji, Kazuhiko Shimada, and Tatsuhiro Tomari. "Improvement of Vehicle Maneuverability by Direct Yaw Moment Control." *Vehicle system dynamics* 22, no. 5-6 (1993): 465-81.
- [Slo-87] Slotine, J-JE, J Kand Hedrick, and EA Misawa. "On Sliding Observers for Nonlinear Systems." *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 109, no. 3 (1987): 245-52.

- [Suz-14] Suzuki, Yuta, Yoshio Kano, and Masato Abe. "A Study on Tyre Force Distribution Controls for Full Drive-by-Wire Electric Vehicle." *Vehicle system dynamics* 52, no. sup1 (2014): 235-50.
- [Swi-06] Switkes, JP. "Handwheel Force Feedback with Lanekeeping Assistance: Combined Dynamics, Stability and Bounding.", thèse de doctorat, Stanford University, 2006.
- [Tak-86] Takahashi, Isao, and Toshihiko Noguchi. "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor." *IEEE Transactions on Industry Applications*, no. 5 (1986): 820-27.
- [Tan-12] El Tannoury, Charbel. "Développement D'outils De Surveillance De La Pression Dans Les Pneumatiques D'un Véhicule À L'aides Des Méthodes Basées Sur L'analyse Spectrale Et Sur La Synthèse D'observateurs.", thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2012.
- [Tou-08] Toufouti, Riad. "Contribution À La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone.", thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, 2008.
- [Uls-12] Ulsoy, A Galip, Huei Peng, and Melih Çakmakci. *Automotive Control Systems*. Cambridge University Press, 2012.
- [Utk-77] Utkin, Vadim. "Variable Structure Systems with Sliding Modes." *IEEE Transactions on Automatic control* 22, no. 2 (1977): 212-22.
- [Wan-11] Wang, Jun-nian, Qing-nian Wang, Li-qiang Jin, and Chuan-xue Song. "Independent Wheel Torque Control of 4wd Electric Vehicle for Differential Drive Assisted Steering." *Mechatronics* 21, no. 1 (2011): 63-76
- [Wil-10] Wilkie, Richard M, GK Kountouriotis, Natasha Merat, and John P Wann. "Using Vision to Control Locomotion: Looking Where You Want to Go." *Experimental Brain Research* 204, no. 4 (2010): 539-47.
- [Won-08] Wong, Jo Yung. *Theory of Ground Vehicles*. John Wiley & Sons, 2008.
- [Zha-16] Zhai, L, TM Sun, QN Wang, and Jiangping Wang. "Lateral Stability Control of Dynamic Steering for Dual Motor Drive High Speed Tracked Vehicle." *International Journal of Automotive Technology* 17, no. 6 (2016): 1079-90.
- [Zha-17] Zhang, Hui, and Junmin Wang. "Active Steering Actuator Fault Detection for an Automatically-Steered Electric Ground Vehicle." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 66, no. 5 (2017): 3685-702.
- [Zho-12] Zhong, Ming En, Ping Dong Wu, and Jun Qiang Peng. "Internet Based Shared Control of Vehicle Steering When Driver Is under Situation of Tendency to Accidents." Paper presented at the Materials Science Forum, 2012.
- [Zhu-15] Zhu, Tianjun, Amir Khajepour, Avesta Goodarzi, Shih-Ken Chen, and Bakhtiar Litkouhi. "Development of an Optimal Driver Command Interpreter for Vehicle Dynamics Control." *International Journal of Vehicle Autonomous Systems* 13, no. 1 (2015): 43-64.

## Annexe

### 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 :                   | 1.525 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                  |
| Longueur entre le centre de la roue et le point où sa charge agit : | 0.0037 m                |
| Rapport de réduction de la direction                                | 16                      |
| Coefficient d'amortissement de la colonne                           | 5.73                    |
| Largeur de contact du pneu  | 0.185 m                 |

### Paramètres des machines électriques

|                                      |               |
|--------------------------------------|---------------|
| Puissance maximale :                 | 18 kw         |
| Couple maximal :                     | 145 N.m       |
| Courant maximal :                    | 180 A         |
| Résistance statorique :              | 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             |

### Paramètres du modèle conducteur

|  |          |      |
|--|----------|------|
| Gain d'anticipation  | $K_p$    | 3.4  |
| Gain de compensation                                       | $K_c$    | 15   |
| Constante de temps de la compensation :<br>retard de phase | $T_I$    | 1    |
| Constante de temps de la compensation :<br>avance de phase | $T_L$    | 3    |
| Délai de traitement visuel                                 | $\tau_p$ | 0,03 |
| Gain interne de la raideur de direction                    | $K_r$    | 0,3  |
| Gain de reflexe d'étirement                                | $K_t$    | 0,5  |
| Constante de temps neuromusculaire                         | $T_N$    | 0.1  |



## "المساهمة في تحليل نظم المساعدة الوقائية للسيطرة الجانبية على سيارة كهربائية"

الملخص:

يتطرق العمل المقدم في هذه الأطروحة بدراسة وتحليل أنظمة المساعدة في التحكم الجانبي للسيارة الكهربائية. يسعى العمل إلى تحسين سلامة السيارة الكهربائية باستخدام أنظمة التحكم الجانبية لتسهيل القيادة ومنع حوادث الاصطدام وحوادث خروج السيارة عن الطريق. وقد تم العمل بشكل أساسي حول محورين: وضع نموذج تحكم في مجموعة نقل الحركة من ناحية وتحليل أنظمة المساعدة الوقائية للسيطرة الجانبية على السيارة الكهربائية من ناحية أخرى. إن نظام الجر الذي تم دراسته هو عبارة عن سيارة كهربائية بالكامل تعمل بأربعة محركات كهربائية تستمد الطاقة من بطاريات تخزين من خلال محولات ثلاثية الطور. يتم التحكم في السيارة عن طريق التحكم في سلسلة الجر، والتي تُترجم بدورها عن طريق التحكم في العجلات الموجهة. من أجل تحسين سلامة واستقرار المركبات الكهربائية تُساهم هذه الأطروحة أيضا في تطوير مراقب لتقدير نصف قطر العجلة الفعال وقوة الجر للمركبة، وتكمن أهمية تقدير نصف القطر الفعال لعجلة المركبة، في إبلاغ السائق بمستوى ضغط الإطارات. تمّت دراسة تقنيات التحكم في إنزلاق العجلات و إنغلاقها مع الأخذ في الاعتبار قطر العجلة لديناميكي الذي سبق دراسته، هذه التقنيات تمكننا من التحكم في المركبة أثناء التسارع و التباطؤ على حدّ سواء. العديد من أنظمة المساعدة على القيادة النشطة (DYM,AFS) و التقنيات التحكم المطبقة عليها تمّ إبرازها في الجزء الأخير من الأطروحة. يتم التحكم بالديناميكيات الجانبية للمركبة بواسطة عجلة القيادة و المحركات الموجهة، تسمح هذه العناصر للمركبة بالتحرك الجانبي من خلال عمل السائق على عجلة القيادة وتعمل تقنية التحكم (CMG) بشكل مباشر على تصحيح زاوية التوجيه لعجلة القيادة وتضيف زاوية تصحيحية لتصحيح مسار السيارة أثناء فقدان التحكم الناجم عن الاضطرابات مثل هبوب الرياح الجانبية أو ضعف في معامل الالتصاق بين العجلة و الطريق. تمّ إجراء العديد من عمليات المحاكاة لإختبار كفاءات التقنية المقترحة ومقرنتها مع تقنيات أخرى. إن وضع نموذج كُلي للسائق و المركبة و الطريق يسمح بوضع تصميم للقيادة المشتركة لكل من السائق و نظام المساعدة على القيادة الذي تم تصميمه وذلك بتطبيق قانون التحكم LQR (Linéaire quadratique régulateur) من أجل تصميم قيادة آلية للمركبة وذلك من أجل تفادي خروج لارادي للمركبة عن الطريق.

كلمات مفتاحية: المركبات الكهربائية ، أنظمة المساعدة التنبؤية ، التحكم الجانبي ، الجر الكهربائي ، التحكم LQR.

## « Contribution à l'analyse des systèmes d'assistance préventive au contrôle latéral d'un véhicule électrique »

### Résumé :

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'étude et l'analyse des systèmes d'assistance au contrôle latéral d'un véhicule électrique à traction intégrale sur tout en assurant la stabilité du véhicule pour les différentes conditions d'adhérence. Le travail cherche à améliorer la sécurité d'un véhicule électrique à l'aide des systèmes de contrôle latéral pour faciliter la conduite et prévenir les accidents de collision et par sortie de voie. Ce travail a été articulé autour de deux objectifs : la modélisation et la commande du groupe motopropulseur synchrone à aimants permanents d'une part, et l'analyse des différents systèmes d'assistance préventive au contrôle latéral d'un VE d'autre part. Le système de traction étudié est un véhicule tout électrique à entraînement direct, il est propulsé par quatre moteurs roues de type synchrone à aimants permanents, et alimentés par des batteries d'accumulateurs à travers des onduleurs triphasés. Le contrôle du véhicule s'effectue par la commande de sa chaîne de traction, qui se traduit à son tour par la commande de roues motrices.

Afin d'améliorer la sécurité et la stabilité des véhicules électriques, cette thèse apporte une contribution à développer un observateur par modes glissants d'ordre supérieur pour estimer conjointement le rayon effectif d'une roue et la force de résistance au roulement, l'importance de l'estimation du rayon effectif peut être utilisée pour informer le conducteur du niveau de pression des pneumatiques et son évolution afin d'émettre une alarme. Ensuite, des techniques de commande d'anti-patinage et anti-blocage ont été étudiées en prenant en compte le rayon dynamique estimé précédemment. Ces commandes permettent d'assurer le contrôle longitudinal de véhicule dans les phases d'accélération et de décélération et d'obtenir un meilleur comportement routier et d'assurer la fonction d'anti-patinage/ anti-blocage.

Différents systèmes de sécurité active (DYC, AFS) et les techniques de commandes appliquées sur ces systèmes tels que logique floue et mode glissant ont été présentés dans la dernière partie de ce travail. La dynamique latérale du véhicule est régie par le volant, la colonne de direction, les roues directrices et le contact roue-route. Ces éléments permettent au véhicule de se déplacer latéralement par action du conducteur sur le volant. Une structure de commande CMG agit directement sur l'angle de braquage et permet d'ajouter un angle braquage correctif pour corriger la trajectoire de véhicule lors d'une perte de contrôle causée par des perturbations comme les rafales de vent latérales et les pertes d'adhérence. Ensuite, un algorithme basé sur la technique CMG est développé pour contrôler le moment de lacet entre les roues gauche et droite du véhicule. Des simulations numériques ont été effectuées avec trois situations permettant et leurs performances d'examiner la robustesse de la technique proposée comparée par d'autres techniques de commande telles que la commande PID et la logique floue. Un modèle global CVR : conducteur – véhicule - route permet de modéliser avec efficacité l'action partagée avec le conducteur sur la direction du véhicule (quelques soit l'état de la route) a été développé. Ensuite, une stratégie de commande robuste avec retour d'état LQR a été appliquée pour la synthèse d'une conduite automatisée pour l'évitement des sorties involontaires de la voie de circulation.

**Mots clés :** Véhicule électrique, Systèmes d'assistance prédictive, contrôle latéral, Traction électrique, LQR contrôle

## « Contribution to the analysis of predictive assistance systems for the lateral control an electric vehicle »

### Abstract :

The work presented in this thesis concerns the study and analysis of lateral control assistance systems for an all-wheel drive electric vehicle while ensuring vehicle stability for different adhesion conditions. The work aims to improve the safety of an electric vehicle by using lateral control systems to facilitate driving and to prevent collision and lane departure accidents. This work has been articulated into two objectives: the modelling and control of the permanent magnet synchronous powertrain, on the one hand and the analysis of the different preventive assistance systems for lateral control of an EV, on the other hand. The traction system studied is an all-electric vehicle with direct drive; it is propelled by four permanent-magnet synchronous wheel motors, and supplied by accumulator batteries through three-phase inverters. The vehicle is controlled by the control of its traction chain, which in turn is translated into the control of the driving wheels.

In order to improve the safety and stability of electric vehicles, this thesis contributes to the development of a higher order sliding-mode observer to jointly estimate the effective wheel radius and rolling resistance force, the importance of the effective radius estimation can be used to inform the driver of the tire pressure level and its evolution in order to issue an alarm. Then, anti-slip and anti-blocking control techniques were studied, taking into account the dynamic radius estimated previously. These controls make it possible to ensure the longitudinal control of the vehicle in the acceleration and deceleration phases to obtain better road behavior and to provide the anti-slip / anti-block function.

Different active safety systems (DYC, AFS) and the control techniques applied to these systems such as fuzzy logic and sliding mode were presented in the last part of this work. The vehicle's lateral dynamics are controlled by the steering wheel, steering column and wheel-road contact. These elements allow the vehicle to move sideways by the driver's action on the steering wheel. A CMG control structure acts directly on the steering angle and allows the addition of a corrective steering angle to correct the vehicle's trajectory during a loss of control caused by disturbances such as side wind gusts and loss of adhesion. Then, an algorithm based on the CMG technique is developed to control the yaw moment between the left and right wheels of the vehicle. Numerical simulations were carried out with three situations allowing and their performance to examine the robustness of the proposed technique compared by other control techniques such as PID control and fuzzy logic. A global CVR model: driver - vehicle - road - allows to efficiently modeling the action shared with the driver on the steering of the vehicle (whatever the road condition) has been developed. Then a robust control strategy LQR has been applied for the synthesis of an automated driving to avoid the risk of lane departure.

**Key words:** Electric vehicle, Predictive assistance systems, lateral control, Electric traction, Control LQR