

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE

SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE TECHNOLOGIE D'ORAN

**MOHAMED BOUDIAF**



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

Spécialité: Electrotechnique

Option : Commande Electrique

THESE DE DOCTORAT EN SCIENCES

Présentée par

**Mr. TABTI KHATIR**

Thème

**DEVELOPPEMENT D'UNE COMMANDE HYBRIDE  
APPLIQUEE A LA STABILITE LATERALE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE**

**Soutenu publiquement le 01/07/2015, Devant le Jury Composé de:**

<i>Président</i>	Mr. MIDOUN. Abdelhamid	Professeur	USTO-MB
<i>Rapporteur</i>	Mr. BOURAHLA. Mohamed	Professeur	USTO-MB
<i>Examinateur</i>	Mr. OMARI. Abdelhafid	Professeur	USTO-MB
<i>Examinateur</i>	Mr. MILOUD. Yahia	Professeur	UNIV.SAIDA
<i>Examinateur</i>	Mr. MEROUFEL. Abdelkader	Professeur	UNIV.SBA
<i>Examinateur</i>	Mr. HARTANI. Kada	Professeur	UNIV.SAIDA

## REMERCIEMENT

Ce travail a été effectué au sein de laboratoire de composants et de structures de l'électronique de puissance LCSEP de la faculté de Génie électrique à l'Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf d'Oran.

Je remercie Monsieur **M. BOURAHLA**, Professeur au département d'électrotechnique de l'université d'Oran (USTO), pour avoir accepté d'être le rapporteur de ce mémoire.

J'exprime mes vifs remerciements à monsieur **A. MIDOUN** Professeur à l'université d'Oran (USTO), pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je tiens à remercier très profondément :  
Monsieur **A. OMARI** professeur à l'université d'Oran (USTO), et  
Monsieur **A.MEROUFEL** professeur à l'université de Sidi Bel Abbes pour leur participation à la soutenance entant que membres de jury.

Je remercie également Messieurs : **Y.MILOUD** et **K.HARTANI** professeurs à l'université de Saida, pour l'attention qu'ils ont portés à ce travail, en acceptant de participer au jury.

Je tiens à remercier très profondément Monsieur **M. LOTFI**, Maître de conférences et chargé de cours à l'université de Saida, pour son contribution et son aide si précieuse quant à l'élaboration de ce travail.

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

# بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## إهداء

أهدي هذا العمل المتواضع

إلى الوالدين الكريمين...

إلى الأخوة و الأخوات...

إلى زوجتي وأولادي...

إلى كافة أفراد العائلة...

إلى كل من ساهم في تكويني...

إلى كل من عرفني و عرفته...

إلى القارئ العزيز...

ثابتي . نعم

## NOMENCLATURES

$\delta(k)$	Variable auxiliaire binaire/Logique
$Z(k)$	Variable auxiliaire continu (dynamique)
$x(k)$	Variabes d'états
$u(k)$	Variabes d'entrée (la commande)
$y(k)$	Variable de sortie
$r(k)$	La valeur de consigne (la référence)
$P_i(k)$	Polyèdres (Ensembles convexe)
Q	Matrice de pondération sur la variable d'état (x(k))
R	Matrice de pondération sur la variable d'entrée (u(k))
$N_H$	Horizon de production
$F_X$	Les forces longitudinales
$F_y$	Les forces latérales
$F_z$	Les forces normales
$M_Z$	Le moment de lacet
$v_x$	La vitesse longitudinale du véhicule
$v_y$	La vitesse latérale du véhicule
$r$	La vitesse de lacet
$r_d$	La vitesse de lacet de référence.
$\mu$	Coefficient d'adhérence
$v_w$	La vitesse de rotation des roues
R	Rayon de la roue
$\lambda$	Taux de glissement
$\alpha$	L'angle de dérive de la roue
$a$	Distance perpendiculaire entre le train avant et le centre de gravite
$b$	Distance perpendiculaire entre le train arrière et le centre de gravite
$\delta$	Angle de braquage des roues directrices
$\beta$	L'angle de dérive du vehicule.0
$*_fl$	Désignation : avant gauche
$*_fr$	Désignation : avant droite
$*_rr$	Désignation : arrière droite
$*_rl$	Désignation : arrière gauche
$M_{diff}$	Couple différentiel
$M_v$	Masse totale du véhicule
$I_z$	Inertie du véhicule

$v$	Vitesse du véhicule
$C_{\alpha f}$	Coefficient de raideur d'envisage des essieux avant
$C_{\alpha r}$	Coefficient de raideur d'envisage des essieux arrière
$T_e$	Couple électromagnétique de la (MSAP)
$T_r$	Couple résistant de la roue
$K$	Gradient de sous vireur.
$P_f, P_r$	Les angles de dérapage critiques (avant et arrière).
$\min J$	La fonction couts
$T_s$	La période d'échantillonnage

## ABREVIATIONS

MLD	<i>Mixed Logical Dynamical systems</i>
PWA	<i>PieceWise Affine system</i>
MPT	<i>Multi-Parametric Toolbox</i>
ESP	<i>Electronic Stability Program</i>
MILP	<i>Mixed Integer Linear Program</i>
MPC	<i>Model prédictive control</i>
HYSDEL	<i>HYbrid Systems DEscription Language</i>
MSAP	<i>Moteur Synchrone à aimant permanent</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
FLC	<i>Fuzzy logic control.</i>

# DEVELOPPEMENT D'UNE COMMANDE HYBRIDE APPLIQUEE A LA STABILITE LATERALE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE

## INTRODUCTION GENERALE

### CHAPITRE 1

---

#### MODELISATION ET COMMANDE DES SYSTEMES HYBRIDES

---

<b>I.1</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>3</b>
<b>I.2</b>	<b>LES SYSTEMES HYBRIDES .....</b>	<b>3</b>
I.2.1	Problématique sur les systèmes hybrides .....	3
I.2.2	Exemples de systèmes hybrides.....	5
I.2.3	Modélisation des systèmes hybrides .....	6
I.2.4	Formalismes.....	9
<b>I.3</b>	<b>LE FORMALISME MIXED LOGIC DYNAMICAL (MLD) .....</b>	<b>10</b>
I.3.1	Notion d'interfaces .....	11
I.3.2	Idées clés .....	12
I.3.3	Modèle MLD bien posé.....	16
I.3.4	Simulation des systèmes MLD .....	16
<b>I.4</b>	<b>LE FORMALISME PIECEWISE AFFINE (PWA) .....</b>	<b>17</b>
I.4.1	Définition (Polyèdre).....	17
I.4.2	Modèle PWA de base.....	17
I.4.3	Modèle PWA étendu.....	19
I.4.4	Commutation de modèles affines .....	21
<b>I.5</b>	<b>LA COMMANDE PREDICTIVE DES SYSTEMES HYBRIDES .....</b>	<b>21</b>
I.5.1	Principe de la commande .....	22
I.5.2	Formalisation.....	24
<b>I.6</b>	<b>OUTILS DE SIMULATION .....</b>	<b>24</b>
<b>I.7</b>	<b>CONCLUSION .....</b>	<b>25</b>

## CHAPITRE II

---

### MODELISATION DES COMPOSANTS DE VEHICULE ELECTRIQUE

<b>II.1</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>26</b>
<b>II.2</b>	<b>MODELISATION DE LA DYNAMIQUE LATERALE DU VEHICULE</b>	<b>26</b>
II.2.1	Equations de la dynamique.....	27
II.2.2	Les force de contacts (pneu/chaussée).....	29
II.2.2.1	Force longitudinale .....	30
II.2.2.2	Force latérale.....	31
II.2.2.3	Formulation des forces.....	32
II.2.3	Le modèle Bicyclette.....	34
II.2.3.1	Forces agissants sur le modele .....	34
II.2.3.2	Le modèle non linéaire du pneu /chaussée utilisé .....	36
II.2.3.3	Le modèle linéaire du véhicule étudié.....	38
<b>II.3</b>	<b>MODELE DE LA MOTORISATION ELECTRIQUE .....</b>	<b>40</b>
II.3.1	Structure du véhicule électrique étudié .....	40
II.3.2	Modèle de la machine utilisé.....	41
II.3.3	Commande de la machine.....	43
II.3.4	Couplage entre le modèle mécanique et la motorisation électrique.....	44
<b>II.4</b>	<b>CONCLUSION .....</b>	<b>46</b>

## CHAPITRE III

---

### COMMANDE DE LA DYNAMIQUE LATERALE PAR LA LOGIQUE FLOUE

<b>III.1</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>48</b>
<b>III.2</b>	<b>STRUCTURE D'UN CONTROLEUR FLOUE .....</b>	<b>48</b>
<b>III.3</b>	<b>Conception d'un contrôleur flou de la dynamique latérale .....</b>	<b>49</b>
III.3.1	Le contrôleur de la vitesse de lacet .....	51
III.3.2	Modélisation du contrôleur flou.....	52
III.3.2.1	Les éléments d'entrée: .....	52

III.3.2.2	Les éléments de sorties:.....	53
III.3.2.3	Les fonctions d'appartenance :.....	53
III.3.2.4	La base des règles floues .....	54
<b>III.4</b>	<b>Résultats de simulations.....</b>	<b>56</b>
<b>III.5</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>64</b>

## **CHAPITRE VI**

---

### **MISE EN OEUVRE DE LA COMMANDE HYBRIDE**

<b>IV.1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>65</b>
<b>IV.2</b>	<b>Le langage HYSDEL.....</b>	<b>65</b>
<b>IV.3</b>	<b>Le Model hybride du Véhicule .....</b>	<b>68</b>
<b>IV.4</b>	<b>La Commande prédictive explicite du véhicule étudié sous la forme PWA. 72</b>	
IV.4.1	Optimisation hors ligne (off -line) .....	72
IV.4.2	Choix du schéma de Contrôle .....	74
IV.4.3	Choix de la fonction coûts .....	74
IV.4.4	Choix de l'horizon de prédiction.....	76
IV.4.5	Conception du contrôleur .....	76
IV.4.6	Paramètres du contrôleur .....	77
<b>IV.5</b>	<b>Les résultats de simulation.....</b>	<b>78</b>
<b>IV.6</b>	<b>Synthèse des résultats de simulation.....</b>	<b>88</b>
<b>IV.7</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>90</b>

## **CONCLUSION GENERALE**

## **ANNEXES**

## **BILBLOGRAPHIE**

## **TRAVAUX SCIENTIFIQUES**

## **RESUME**





## INTRODUCTION GENERALE

le véhicule automobile reste l'une des principales causes de mortalité de notre vie moderne, et ce malgré les efforts consentis par les politiques en matière de prévention, d'information et de répression et ceux des constructeurs automobiles en matière de sécurité passive (air bag, caisse à déformation programmée, . . .) et de sécurité active (ABS, ESP, . . .).

Cet état de fait réside dans l'intervention de l'homme sur des processus complexes qui régissent la conduite (maintien du véhicule sur la route, respect de règles pas toujours évidentes,...) et qui ne sont pas toujours adaptés à ses propres limites physiologiques (acuité visuelle, évaluation de distances, perte d'attention, énervement,...), mais que les avancées technologiques de ces dernières années tentent de rendre plus facile.

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

Cependant, la recherche a pour **objectif** de développer des systèmes permettant de prévoir et compenser une défaillance d'un élément du système véhicule-infrastructure-conducteur et d'élaborer une loi de commande qui permette d'assister le conducteur dans ses manœuvres, l'usage des correcteurs classiques de type PID ou à gain fixe ne suffit plus dans lequel **l'approche hybride** basée sur la commande prédictive optimale sous contrainte (MPC) se révèle maintenant de plus en plus utilisée dans la résolution de problèmes de commande robuste et les résultats théoriques liés à cette approche sont connus.

A cet effet, nous proposons dans cette thèse un contrôleur sous contrainte basé sur les lois d'une commande optimale explicite calculés à l'avance. Par conséquent, aucune optimisation en ligne n'est nécessaire.

La finalité de cette thèse est de statuer sur l'efficacité du contrôle de la dynamique latérale du véhicule électrique pour des situations dans les limites de stabilité de la conduite, dans lequel, un modèle non linéaire des forces de contact pneumatique-chaussée est considéré et une approche affine par morceaux permet de faire face à la non-linéarité et qui conduit à un système hybride.

L'utilisation d'un système hybride est bénéfique surtout parce qu'il offre la possibilité de tenir compte des situations de conduite critiques telles que le sous virage et le survirage, ainsi des mesures pour éviter de telles situations peuvent être prises.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons abordé la modélisation du système hybride en utilisant les deux formalismes MLD et PWA. Nous avons obtenu les modèles hybrides par l'hybridisation d'une représentation multi-modèle vers un modèle MLD et la représentation PWA à partir d'une identification hybride.

A partir de l'approche affine par morceaux et par l'action est sur l'angle de braquage, le système de contrôle proposé est capable de commuter en fonction de **la vitesse de lacet**.

Un ensemble de simulations est réalisé en utilisant le fameux logiciel de simulation **MATLAB/SIMULINK** pour analyser la robustesse du système développé.

Le présent mémoire est organisé en quatre chapitres ; le premier chapitre introduit la notion des systèmes hybrides, en présentant les différents formalismes existants permettant de modéliser les systèmes hybrides, en insistant particulièrement sur deux d'entre eux à savoir : les systèmes affines par morceaux (PWA), et les systèmes mixtes dynamiques et logiques (MLD). La suite des chapitres traite la commande prédictive hybride et la mise en œuvre de lois de commande prédictive associées aux formalismes MLD / PWA.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons un modèle à trois degrés de liberté, traduisant la dynamique du véhicule : l'évolution du déplacement longitudinale (par rapport à l'axe X), du déplacement latérale (par rapport à l'axe Y) et le lacet (rotation autour de l'axe Z) du véhicule. Ensuite, nous développons une modélisation de la partie électrique (moteur-convertisseur).

Le troisième chapitre est consacré à la commande de la dynamique latérale du véhicule électrique en utilisant la logique flou. Cette technique de contrôle est efficace à la manipulation des incertitudes et des non linéarité.

Dans le dernier chapitre, une identification hybride est utilisée pour modéliser la dynamique latérale du véhicule. Le modèle obtenu a permis la mise en œuvre d'une commande prédictive explicite avec l'optimisation hors ligne (*off line*).

# CHAPITRE 1

---

## MODELISATION ET COMMANDE DES SYSTEMES HYBRIDES

---

<b>I.1</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>3</b>
<b>I.2</b>	<b>LES SYSTEMES HYBRIDES .....</b>	<b>3</b>
I.2.1	Problématique sur les systèmes hybrides .....	3
I.2.2	Exemples de systèmes hybrides.....	5
I.2.3	Modélisation des systèmes hybrides.....	6
I.2.4	Formalismes.....	9
<b>I.3</b>	<b>LE FORMALISME MIXED LOGIC DYNAMICAL (MLD) .....</b>	<b>10</b>
I.3.1	Notion d'interfaces .....	11
I.3.2	Idées clés .....	12
I.3.3	Modèle MLD bien posé .....	16
I.3.4	Simulation des systèmes MLD .....	16
<b>I.4</b>	<b>LE FORMALISME PIECEWISE AFFINE (PWA).....</b>	<b>17</b>
I.4.1	Définition (Polyèdre) .....	17
I.4.2	Modèle PWA de base.....	17
I.4.3	Modèle PWA étendu.....	19
I.4.4	Commutation de modèles affines .....	21
<b>I.5</b>	<b>LA COMMANDE PREDICTIVE DES SYSTEMES HYBRIDES .....</b>	<b>21</b>
I.5.1	Principe de la commande .....	22
I.5.2	Formalisation .....	24
<b>I.6</b>	<b>OUTILS DE SIMULATION .....</b>	<b>24</b>
<b>I.7</b>	<b>CONCLUSION .....</b>	<b>25</b>

## I.1 INTRODUCTION

Les systèmes hybrides se retrouvent dans beaucoup de disciplines, comme par exemple l'automobile, l'avionique, la robotique et la génétique, pour n'en citer que quelques-unes.

L'état de l'art en matière de méthodes et outils d'aide à la modélisation et l'analyse de systèmes hybrides est loin d'être à la hauteur des besoins. En effet, les concepteurs des applications complexes doivent aujourd'hui se contenter de l'utilisation de méthodes, modèles mathématiques et supports informatiques ad-hoc, d'où l'intérêt d'étudier le comportement des systèmes hybride dans le but de développer une méthodologie qui pourrait devenir un outil standard de modélisation et d'analyse pour les ingénieurs dans ces domaines d'application. C'est pourquoi, l'étude des systèmes hybrides est un sujet de recherche très important dans les milieux académiques et industriels.

Ce chapitre permet de présenter la notion des systèmes hybrides à travers des exemples concrets. On exposera ensuite, les différents formalismes existants permettant de modéliser les systèmes hybrides, en insistant sur deux d'entre eux qui seront utilisés ultérieurement à savoir : les systèmes affines par morceaux « *PieceWise Affine system* » (PWA), et les systèmes mixtes dynamiques et logiques « *Mixed Logical Dynamical systems* » (MLD). [Laribi, 2011]

## I.2 LES SYSTEMES HYBRIDES

Le terme hybride se réfère au couplage essentiel de phénomènes continus et discrets au sein d'un système (Fig.1.1). Un système dynamique hybride permet de représenter globalement l'interdépendance d'éléments dynamiques continus/discrets au sens classique d'équations différentielles, soumis à des éléments décisionnels discrets. Certains systèmes ont un caractère hybride fort et indiscutable dû, par exemple, à la présence d'une vanne qui est soit ouverte, soit fermée. Mais un modèle peut devenir hybride à cause de choix relevant de la phase de modélisation comme c'est le cas des systèmes multi-modèle incluant des commutations entre ces modèles.

### I.2.1 Problématique sur les systèmes hybrides

Dans chaque domaine scientifique, les chercheurs et les ingénieurs ont développé des formalismes et des modèles afin de pouvoir expliquer les phénomènes observés. L'automatique, et en particulier la commande, s'intéresse à la manipulation des variables d'un système afin

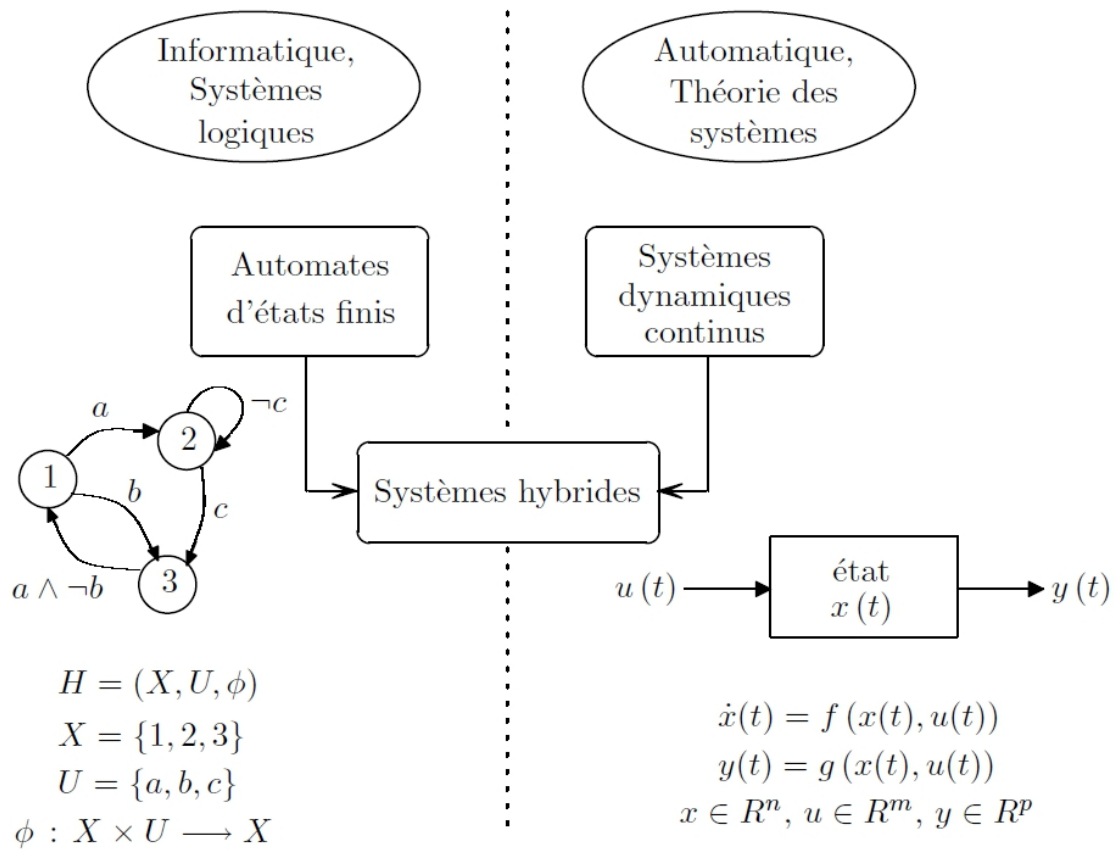
d'atteindre un objectif qui peut être formulé en termes de stabilité, robustesse, etc. La plupart des méthodologies et techniques d'automatique ont été développées pour des systèmes dont l'évolution peut être modélisée par des équations différentielles (à temps continu) ou des équations aux différences (à temps discret ou échantillonné) linéaires ou non-linéaires.

Toutefois, dans beaucoup d'applications, le système à analyser ou à commander comporte des variables prenant leurs valeurs dans des ensembles continus et des variables prenant leurs valeurs dans des ensembles discrets : ce sont les systèmes hybrides, tels que les systèmes comportant des éléments de type on/off comme les vannes, les interrupteurs, les sélecteurs de position ou encore les systèmes décrits par des règles de type si-alors-sinon.

Culturellement, l'étude des systèmes à variables discrètes (ou systèmes à événements discrets) est liée aux domaines de l'informatique et de la logique tandis que l'étude des systèmes à variables continues est liée à la théorie des systèmes et à l'automatique. Les systèmes hybrides sont nés de la rencontre de ces deux domaines. Ainsi s'intéresser aux systèmes hybrides signifie plus exactement s'intéresser à une classe de systèmes prenant explicitement en considération des phénomènes continus et discrets ainsi que les interactions pouvant en résulter au sein d'une structure commune. On comprend immédiatement que le champ d'applications pratiques est vaste... et qu'il est à l'image des défis théoriques posés. Les deux grandes classes de problèmes de l'automatique se retrouvent autour des systèmes hybrides sont [Zaytoon 2001]:

- l'analyse qui fait appel à des techniques et des outils de simulation, validation et de vérification. Les problèmes rencontrés sont liés à la complexité de l'analyse et à l'interprétation de certaines propriétés telles que la stabilité globale du système à travers ses phases consécutives de fonctionnement ;
- la synthèse de lois de commande qui consiste à concevoir des contrôleurs hybrides (sorties continues et discrètes) avec des objectifs de performance et de sûreté de fonctionnement. Depuis une vingtaine d'années, la communauté scientifique s'intéressant aux systèmes hybrides n'a cessé de croître.

Les congrès internationaux en automatique ont tous une session consacrée à ce domaine et l'intérêt des communautés scientifiques voisines grandit. On peut citer l'électrotechnique où un certain nombre d'applications sont le siège de phénomènes relevant des systèmes hybrides (ex. : convertisseurs en électronique de puissance). Certaines conférences internationales sont consacrées exclusivement aux systèmes hybrides. Cet intérêt croissant pour le sujet se retrouve aussi dans les publications avec des numéros spéciaux et l'apparition de revues consacrées exclusivement aux systèmes hybrides comme " *International Journal of Hybrid Systems* " de l'IFNA.



**Fig. 1.1 : Le système hybride**

## I.2.2 Exemples de systèmes hybrides

Donnons à présent quelques exemples pour permettre de mieux appréhender les différents types de modèles hybrides souvent liés à un domaine d'application.

- Les systèmes avec éléments en commutation

Les systèmes de cette catégorie incluent des éléments en commutation comme les relais, les zones mortes ou les hystérésis. Un exemple pratique de ce type de processus est donné par le système de chauffage et de refroidissement d'une maison.

- Un superviseur couplé à un système continu

Au niveau du superviseur, des décisions sont prises selon un processus discret (ex. : automate d'états finis). L'aspect hybride se trouve dans la dépendance hiérarchique entre le système discret

et le système continu. Un exemple simple est l'essuie-glace automatique. Lorsqu'il pleut et que la quantité d'eau sur le pare-brise atteint un certain seuil (génération d'un évènement discret : c'est mouillé), le superviseur prend la décision de mettre en marche les essuie-glaces actionnés par un moteur à courant continu. Le moteur est alors alimenté avec une tension calculée en utilisant la mesure de la quantité d'eau (système continu).

- Systemes avec modèle de panne

Ce sont des systèmes pour lesquels, dans le cas de panne, le comportement peut être caractérisé par un autre modèle. Incluant alors une stratégie de commutation entre les deux fonctionnements (avec et sans panne), le système est considéré comme un système hybride [Domlan, 2004].

- Systemes multi-modèles

Cette catégorie regroupe les systèmes définis globalement et regroupant plusieurs sous modèles, résultant soit d'une partition de l'espace d'état soit d'un changement des paramètres du système selon un signe donné. [Thomas, 2004].

### I.2.3 Modélisation des systèmes hybrides

Le terme modéliser signifie formaliser un modèle (ou plusieurs) qui peut décrire le comportement souvent complexe du système, en tenant compte du sens physique et de la causalité des interactions. Plus précisément, ces interactions sont issues de l'interdépendance d'éléments dynamiques continus et discrets. Pour y voir plus clair, il convient de tenter une classification des différents phénomènes à l'origine du caractère hybride. La première formulation concernant la classification des systèmes hybrides a été proposée par [Branicky, 1998].

Soit  $x(.)$  la trajectoire d'un état continu du système hybride avec une valeur initiale fixée et arbitraire  $x(0)$  et  $\dot{x}(.)$  la vitesse de l'état continu pour le même système hybride. Le passage d'un état discret à l'autre peut se faire par commutation de la vitesse continue d'état ou par changement de l'état continu. Chacun de ces phénomènes peut se produire de façon autonome, comme l'évolution continue de  $\dot{x}(.)$ . Ou de façon commandée comme la réponse à une action externe d'une variable qui n'est pas mentionnée explicitement dans les modèles. Dans le cas de commutation commandée, cette commande peut être par exemple un signal issu d'une loi de commande avec commutation ou une fonction définie par morceaux.



Remarquons que dans la théorie des systèmes différentiels, les attributs « autonomes » et « non autonomes » ont la signification suivante : un système  $\dot{x}(t) = f(x(t))$  est dit autonome et un système  $\dot{x}(t) = f(x(t), u(t))$  est dit non-autonome.

À partir de ces considérations, *Branicky* a proposé la classification suivante concernant les catégories fondamentales des systèmes hybrides :

- Systèmes hybrides à commutation autonome (avec continuité de l'état).
- Systèmes hybrides à saut autonome (avec discontinuité de l'état).
- Systèmes hybrides à commutation contrôlée.
- Systèmes hybrides à saut contrôlé.

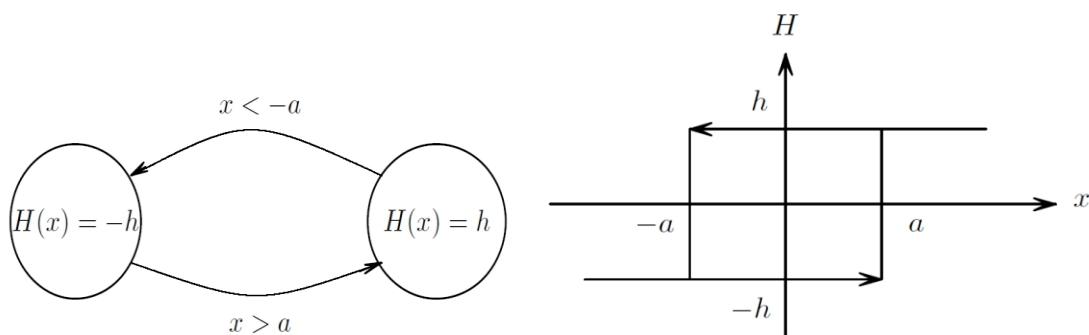
• Systèmes hybrides à commutation autonome

Les commutations autonomes sont des phénomènes qui apparaissent quand  $\dot{x}(\cdot)$  change de façon discontinue lorsque l'état continu  $x(\cdot)$  a atteint une surface spécifique dans l'espace des états continus. Ces surfaces peuvent représenter par exemple les valeurs limites imposées pour une variable d'état continue, dans un processus technologique. Soit le système  $\dot{x}(\cdot) = H(x)$  où un exemple de fonction  $H(x)$  est représenté ci-dessous (Fig.1.2).

Entre les commutations, la dynamique continue est modélisée par  $\dot{x} = h$  ou par  $\dot{x} = -h$ .

La vitesse  $\dot{x}(\cdot)$  a la valeur suivante :

$$\begin{aligned} h & \text{ si } x(t) = -a \text{ et } \dot{x}(t) < 0 \quad \text{Ou;} \\ -h & \text{ si } x(t) = a \text{ et } \dot{x}(t) > 0 \end{aligned} \quad (1.1)$$



**Fig. 1.2 Fonction hystérésis**

Ce système ne peut pas être modélisé par une équation différentielle ordinaire parce qu'il est nécessaire de prendre en considération la dérivée de  $\dot{x}(\cdot)$  à la limite de commutation.

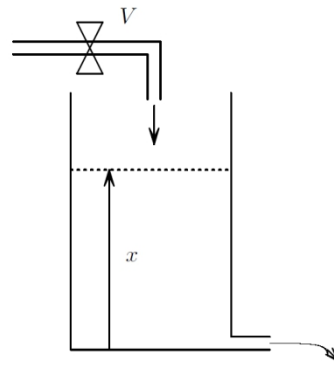
Le système hybride pour cet exemple peut avoir deux états discrets associés aux dynamiques continues possibles et son évolution peut être représentée par un modèle de type automate.

- Systèmes hybrides à saut autonome

Dans ce cas, lorsque la valeur de l'état  $x(\cdot)$  a atteint une certaine région de l'espace d'état,  $x(\cdot)$  passe de façon discontinue de sa valeur courante à une autre.

- Systèmes hybrides à commutation commandée

Dans ce cas, la vitesse de l'état continu change instantanément en raison de l'action d'une variable externe (commande). Soit un réservoir (Fig.1.3) équipé d'une vanne d'alimentation  $V$  et d'une conduite, l'état  $x(t)$  représente le niveau de liquide dans le réservoir et  $u(t)$  le signal de commande booléen qui commande l'ouverture ou la fermeture de la vanne.



**Fig. 1.3 Réservoir**

L'équation d'état du modèle peut s'écrire  $\dot{x} = -ax + bu$ , avec  $a$  et  $b$  constantes positives liées aux grandeurs physiques du réservoir. Quand l'état de la vanne passe de ouvert ( $u = 1$ ) à l'état fermé ( $u = 0$ ), la dérivée de l'état commute de  $-ax + b$  à  $-ax$  ; ce qui correspond à une commutation commandée.

- Systèmes hybrides à saut commandé

Dans ce cas, la valeur de  $x(\cdot)$  change de façon discontinue, en réponse à une entrée. Ce type de comportement est présent dans les systèmes électrotechniques, avec des entrées de type impulsion.

## I.2.4 Formalismes

- Automate hybride

Ce formalisme est né il y a une quinzaine d'années, [Henzinger, 1996]. C'est un automate d'états fini pour lequel une dynamique continue est associée à chaque état discret. Chaque transition entre deux états discrets est constituée d'une condition de transition et d'une relation de saut (réinitialisation).

Ainsi, à chaque instant, l'état de l'automate est donné par la paire  $(q, x)$  où  $q$  est l'état discret et  $x$  l'état continu. La trajectoire de l'automate évolue donc par transition instantanée entre états discrets et dans chaque état discret, l'état continu évolue selon la dynamique continue associée. Ce type d'automate est particulièrement bien adapté pour modéliser des systèmes obéissant aux lois de la physique (écoulement d'un fluide, objets en mouvement) sur lesquels il est possible d'agir par des commandes, modélisées par des transitions discrètes (ouverture ou fermeture d'une vanne commandant le vidage d'une cuve).

Un automate hybride est formalisé par la donnée  $(Q, \Sigma, X, A, Inv, F, q_0, x_0)$  [Zaytoon, 2001] avec :

$Q$  : ensemble fini d'états discrets

$\Sigma$  : ensemble d'évènements

$X$  : espace d'état continu

$A$  : ensemble de transitions entre les états discrets ;

$F : (Q \times X \rightarrow X)$  application (ex. : équation différentielle) qui donne l'évolution de l'état continu pour un état discret donné.

$Inv : (Q \times X)$  invariant qui définit une contrainte sur l'état continu pour un état discret donné.

$q_0$  : état initial discret

$x_0$  : état initial continu

Une transition est définie par un quintuplé  $(q, Guard, \sigma, Jump, q')$  où  $q$  et  $q'$  sont respectivement l'état de départ et l'état d'arrivée,  $Guard$  sont les gardes qui déterminent les conditions de commutation,  $\sigma$  l'évènement (synchronisation) associé à la transition et  $Jump$  la fonction de saut des variables continues.

L'état de l'automate (donné par la paire  $(q, x)$ ) évolue alors de deux manières différentes, soit par transition entre deux états discrets (dans la littérature : *event driven dynamics*) avec réinitialisation éventuelle des variables continues, soit par la progression du temps, c'est à dire l'évolution temporelle des variables continues (dans la littérature : *time driven dynamics*).

- Modèle Mixed Logical Dynamical (MLD)

Ce modèle repose sur l'interaction d'un sous-système discret et d'un sous-système continu. Ces deux sous-systèmes sont interconnectés par l'intermédiaire d'interface continu/discret et discret/continu. [Bemporad et Morari 1999].

- Modèle affine par morceaux (PWA: piecewise affine system)

Ce formalisme se caractérise par un découpage de l'espace d'état-commande en différentes régions polyédrales. Dans chacune de ces régions, le comportement du système est décrit par un système d'équations linéaires ou plus généralement affines. [Sontag 1981], [Bemporad, 2000].

### I.3 LE FORMALISME MIXED LOGIC DYNAMICAL (MLD)

Les modèles Logiques/dynamiques mixtes ou modèles MLD (*Mixed Logic Dynamical*) se différencient un peu des formes de modélisation classiques par la structure particulière de l'équation modélisant les différents régimes de fonctionnement du système. Le point fort des modèles MLD réside dans leur capacité à modéliser les parties logiques d'un processus (commutateurs « Marche/Arrêt », réseaux de mécanismes, réseaux de logiques combinatoires et séquentielles discrètes) et la représentation de la connaissance heuristique disponible sur le processus sous la forme d'inégalités linéaires de variables entières.

Ce modèle repose sur l'interaction d'un sous-système discret et d'un sous-système continu. Ces deux sous-systèmes sont interconnectés par l'intermédiaire d'interfaces continu/discret et discret/continu. Le formalisme MLD repose sur les idées-clés suivantes : inclure des variables binaires dans des équations aux différences, représenter le couplage entre les dynamiques discrètes et continues par des inégalités linéaires mixtes et représenter les relations logiques sous forme d'inégalités linéaires binaires [Bemporad et Morari 1999]. Un modèle MLD s'écrit :

$$x(k+1) = Ax(k) + B_1u(k) + B_2\delta(k) + B_3z(k) \quad (1.2a)$$

$$y(k) = Cx(k) + D_1u(k) + D_2\delta(k) + D_3z(k) \quad (1.2b)$$

$$E_2\delta(k) + E_3z(k) \leq E_4x(k) + E_1u(k) + E_5 \quad (1.2c)$$

Cette relation fait intervenir les grandeurs suivantes, mixtes continues/binaires, ou binaires, ou continues :

$$\text{L'état : } x = \begin{bmatrix} x_c \\ x_l \end{bmatrix}, x_c \in \mathfrak{R}^{n_c}, x_l \in \{0,1\}^{n_l}, n = n_c + n_l \quad (1.3)$$

$$\text{La sortie : } y = \begin{bmatrix} y_c \\ y_l \end{bmatrix}, y_c \in \mathfrak{R}^{p_c}, y_l \in \{0,1\}^{p_l}, p = p_c + p_l \quad (1.4)$$

$$\text{L'entrée : } u = \begin{bmatrix} u_c \\ u_l \end{bmatrix}, u_c \in \mathfrak{R}^{m_c}, u_l \in \{0,1\}^{m_l}, m = m_c + m_l \quad (1.5)$$

Les variables binaires auxiliaires :  $\in \{0,1\}^{r_l}$

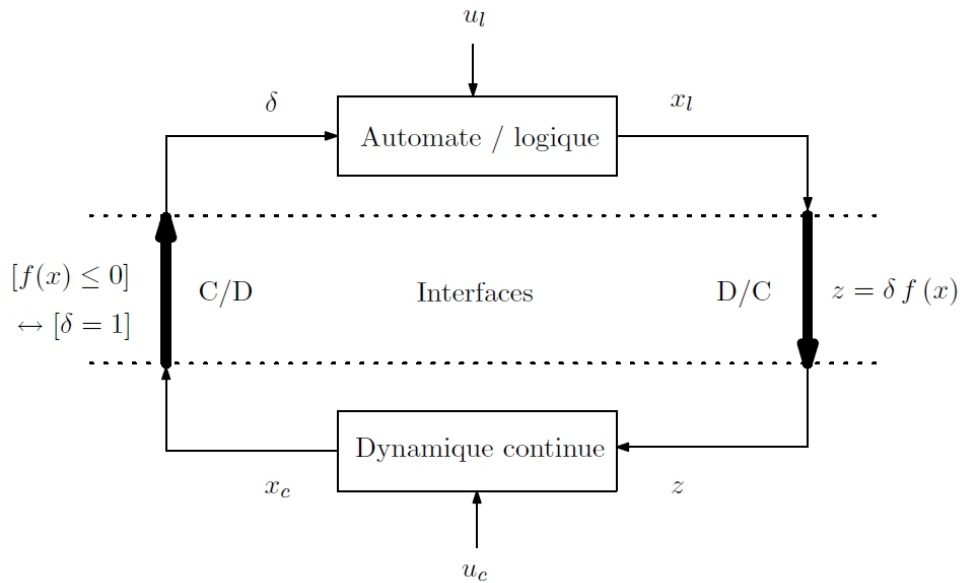
Les variables continues auxiliaires :  $z \in \mathfrak{R}^{r_c}$

Où  $x$ ,  $u$  et  $y$  sont respectivement l'état, l'entrée et la sortie du modèle.  $\delta$  et  $z$  sont des variables auxiliaires binaires et continues ajoutées lors de la modélisation de la dynamique discrète et du couplage entre les sous-systèmes discret et continu. La forme MLD représente le système hybride par des équations linéaires, avec des inégalités linéaires portant sur les variables continues et binaires. L'ensemble des inégalités de la forme MLD rassemble donc d'une part les contraintes du système, d'autre part les inégalités issues des propositions logiques et des variables auxiliaires.

### I.3.1 Notion d'interfaces

Un système hybride est en générale composé de deux parties, une partie liée aux dynamiques continues et l'autre aux dynamiques discrètes/numériques. La Figure (Fig.1.4) illustre la schématisation d'un modèle MLD pour un système hybride ainsi que les passages continu/discret associés.

Des variables auxiliaires permettent de modéliser les relations existantes entre les parties continue et discrète. Ainsi, le passage de la partie continue à la partie discrète nécessite l'ajout de variables logiques. En général, une variable logique auxiliaire est définie pour traduire un phénomène de commutation. Un tel phénomène, peut être représenté par une proposition de la forme  $[\delta = 1] \Leftrightarrow [f(x) \leq 0]$ . Pour la partie correspondant au passage discret/continu, des variables auxiliaires continues sont ajoutées, telles que *si*  $\delta = 1$ , *alors*  $z = f_1(x)$ , *sinon*  $z = f_2(x)$ .



**Fig.1.4 Structure d'un modèle MLD**

### I.3.2 Idées clés

Le formalisme MLD repose sur la transformation de relations d'implication ( $\rightarrow$ ) et d'équivalence ( $\leftrightarrow$ ) en inégalités mixtes. Des relations de ces types interviennent aux interfaces et leur transformation en inégalités va permettre de les formaliser pour les inclure dans un modèle mathématique global. Le terme mixte que l'on retrouvera souvent dans la suite désigne la présence de variables à valeurs continues (réelles) et de variables à valeurs discrètes (logiques/binaires) dans les équations.

**\*Pour la partie dynamique continue**, si les équations sont linéaires, les inégalités mixtes seront aussi linéaires. Dans les développements actuels du modèle MLD, la dynamique continue est décrite par des équations linéaires à temps discret (équations aux différences/de récurrence).

Le formalisme MLD repose donc sur les idées-clés suivantes :

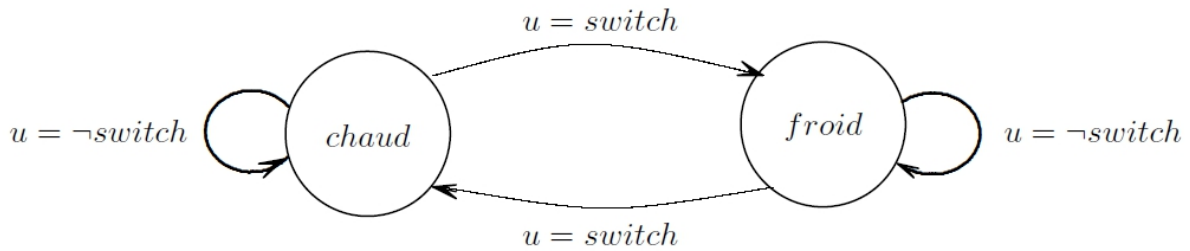
- représenter le couplage entre les dynamiques discrètes et continues par des inégalités linéaires mixtes.
- représenter les relations logiques sous forme d'inégalités linéaires binaires
- inclure des variables binaires dans des équations aux différences.

**\*La partie discrète du modèle** permet de décrire des dynamiques typiquement représentées par un automate d'état fini. Considérons l'automate de la figure (Fig. 1.4). Il est composé de deux

états (chaud et froid) et d'un interrupteur poussoir. Le comportement du système est très simple : il reste dans l'état courant tant que l'interrupteur n'est pas actionné.

Le système change d'état quand on appuie sur l'interrupteur. Pour décrire ce comportement, il faut donc considérer une variable d'état  $x(t) \in \{\text{chaud}, \text{froid}\}$  et une entrée de commande  $u(t) \in \{\neg\text{switch}, \text{switch}\}$

La dynamique de ce système est la suivante :



**Fig.1.5. Exemple d'automate d'états fini**

- si  $x(t) = \text{chaud}$  et  $u(t) = \text{switch}$  alors  $x(t + 1) = \text{froid}$
- si  $x(t) = \text{chaud}$  et  $u(t) = \neg\text{switch}$  alors  $x(t + 1) = \text{chaud}$
- si  $x(t) = \text{froid}$  et  $u(t) = \text{switch}$  alors  $x(t + 1) = \text{chaud}$
- si  $x(t) = \text{froid}$  et  $u(t) = \neg\text{switch}$  alors  $x(t + 1) = \text{froid}$

(1.6)

En introduisant les variables binaires  $\delta_i \in \{0, 1\}$  suivantes :

$$\begin{aligned}
 \delta 1 &= 1 \leftrightarrow x(t) = \text{chaud} \\
 \delta 2 &= 1 \leftrightarrow u(t) = \text{switch} \\
 \delta 3 &= 1 \leftrightarrow x(t + 1) = \text{chaud}
 \end{aligned}
 \tag{1.7}$$

Le comportement du système s'écrit :

$$\begin{aligned}
 [\delta 1 = 1] \wedge [\delta 2 = 1] &\rightarrow [\delta 3 = 0] \\
 [\delta 1 = 1] \wedge [\delta 2 = 0] &\rightarrow [\delta 3 = 1] \\
 [\delta 1 = 0] \wedge [\delta 2 = 1] &\rightarrow [\delta 3 = 1] \\
 [\delta 1 = 0] \wedge [\delta 2 = 0] &\rightarrow [\delta 3 = 0]
 \end{aligned}
 \tag{1.8}$$

Il s'agit d'un ensemble de relations logiques qui peuvent être transformées en inégalités linéaires par l'intermédiaire des transformations décrites dans le tableau (1.1).

$$\begin{aligned}
 -\delta 1 - \delta 2 + \delta 3 &\leq 0 \\
 -\delta 1 + \delta 2 - \delta 3 &\leq 0 \\
 \delta 1 - \delta 2 - \delta 3 &\leq 0 \\
 \delta 1 + \delta 2 + \delta 3 &\leq 0
 \end{aligned}
 \tag{1.9}$$

\* **Interfaces:** Elles permettent de représenter les interactions entre la partie discrète et la partie continue du modèle. Prenons quelques exemples : lorsqu'une grandeur continue atteint un certain seuil, un évènement d'alarme est généré (passage continu vers discret) ; l'arrêt d'urgence a été demandé, les vannes de vidanges doivent s'ouvrir (changement de mode : passage discret vers continu). Pour passer du monde continu vers le monde discret et vice-versa, le tableau de transformations (1.2) sera utilisé.  $\varepsilon > 0$  représente une tolérance permettant d'obtenir des inégalités non-strictes, ce qui sera nécessaire pour les utiliser comme contraintes lors de mise en forme de problèmes d'optimisation.  $f$  est une fonction de  $x \in R$  telle que  $f(x) \in [m, M]$  où  $m$  et  $M$  sont respectivement un minorant et un majorant de  $f$ .

**NB :** Dans ce tableau (TAB 1.1) extrait de [Mignone, 2002], une barre supérieure signifie la négation logique, notée  $\neg$  dans le reste du document.

Relation	Proposition logique	Inégalité linéaires binaires
AND : $x_1 \wedge x_2$	$[\delta_1 = 1] \wedge [\delta_2 = 1]$	$\delta_1 = 1, \delta_2 = 1$
$x_3 \leftrightarrow x_1 \wedge x_2$	$[x_3] \leftrightarrow [\delta_1 = 1] \wedge [\delta_2 = 1]$	$-\delta_1 + \delta_3 \leq 0$ $-\delta_2 + \delta_3 \leq 0$ $\delta_1 + \delta_2 - \delta_3 \leq 1$
OR : $x_1 \vee x_2$	$[\delta_1 = 1] \vee [\delta_2 = 1]$	$\delta_1 + \delta_2 \geq 1$
$x_3 \leftrightarrow x_1 \vee x_2$	$[x_3] \leftrightarrow [\delta_1 = 1] \vee [\delta_2 = 1]$	$\delta_1 - \delta_3 \leq 0$ $\delta_2 - \delta_3 \leq 0$ $-\delta_1 - \delta_2 + \delta_3 \leq 0$
NOT : $\overline{x_1}$	$\overline{[\delta_1 = 1]}$	$\delta_1 = 0$
XOR : $x_1 \oplus x_2$	$[\delta_1 = 1] \oplus [\delta_2 = 1]$	$\delta_1 + \delta_2 \geq 1$
$x_3 \leftrightarrow x_1 \oplus x_2$	$[x_3] \leftrightarrow [\delta_1 = 1] \oplus [\delta_2 = 1]$	$-\delta_1 - \delta_2 + \delta_3 \leq 0$ $-\delta_1 + \delta_2 - \delta_3 \leq 0$ $\delta_1 - \delta_2 - \delta_3 \leq 0$ $\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 \leq 2$
IMPLY : $x_1 \rightarrow x_2$	$[\delta_1 = 1] \rightarrow [\delta_2 = 1]$	$\delta_1 - \delta_2 \leq 0$
IFF : $x_1 \leftrightarrow x_2$	$[\delta_1 = 1] \leftrightarrow [\delta_2 = 1]$	$\delta_1 - \delta_2 = 0$

**Tableau 1.1.** Conversion des relations logiques en inégalités linéaires binaires.



Relation	Proposition logique	Inégalité linéaires binaires
IMPLY : $ f(x) \leq 0  \rightarrow X$	$ f(x) \leq 0  \rightarrow [\delta = 1]$	$f(x) \geq \varepsilon + (m - \varepsilon)\delta$
$X \rightarrow  f(x) \leq 0 $	$[\delta = 1] \rightarrow  f(x) \leq 0 $	$f(x) \leq M - M\delta$
IFF : $ f(x) \leq 0  \leftrightarrow X$	$ f(x) \leq 0  \leftrightarrow [\delta = 1]$	$f(x) \geq \varepsilon + (m - \varepsilon)\delta$ $f(x) \leq M - M\delta$
IF X THEN $z = f(x)$ ELSE $z = 0$	$z = \delta \cdot f(x)$	$z \leq M\delta$ $-z \leq m\delta$ $z \leq f(x) - m(1 - \delta)$ $-z \leq -f(x) + M(1 - \delta)$

**Tableau 1.2.** Conversion des relations logiques mixtes en inégalités mixtes

À l'interface continue vers discret, l'introduction de variables auxiliaires binaires  $\delta$  sera nécessaire pour représenter les événements (ex. : franchissement d'un seuil). La relation :

$$|f(x) \leq 0| \rightarrow [\delta = 1] \quad (1.10)$$

Est convertie en deux inégalités mixtes :

$$\begin{cases} f(x) \geq \varepsilon + (m - \varepsilon)\delta \\ f(x) \leq M - M\delta \end{cases} \quad (1.11)$$

De même, à l'interface discret vers continu, des variables auxiliaires réelles  $z$  seront introduites pour prendre en compte des changements de mode (ex. : vanne ouverte). La relation :

$$z = \delta \cdot f(x) \quad (1.12)$$

Est convertie en quatre inégalités mixtes :

$$\begin{cases} z \leq M\delta \\ -z \leq m\delta \\ z \leq f(x) - m(1 - \delta) \\ -z \leq -f(x) + M(1 - \delta) \end{cases} \quad (1.13)$$

**\*Remarque** Dans ce qui précède, nous avons vu que la dynamique discrète pouvait être convertie en inégalités linéaires binaires. À l'interface, l'introduction de variables auxiliaires permet de décrire par des inégalités mixtes l'influence de l'état continu sur la dynamique discrète

(événements) et l'influence de l'état discret sur la dynamique continue (changement de mode). On retrouvera donc les variables auxiliaires binaires  $\delta$  dans les équations de la dynamique discrète et les variables auxiliaires réelles  $z$  dans les équations de la dynamique continue.

### I.3.3 Modèle MLD bien posé

Un modèle MLD est dit bien posé si pour tout couple  $(x(k), u(k))$ , les variables  $x(k+1)$  et  $y(k)$  existent de façon unique, permettant d'obtenir une trajectoire unique de l'état  $x$  et de la sortie  $y$  pour un état initial  $x(k)$  et une séquence de commandes  $\{u(k), \dots, u(k+N)\}$ . Un modèle MLD est dit complètement bien posé si le couple  $(d(k), z(k))$  est également unique.

Pour tester l'existence du couple  $(\delta(k), z(k))$  une façon de procéder est de formuler un problème d'optimisation mixte linéaire dit de type MILP (*Mixed Integer Linear Program*).

Étant donné le couple  $(x(k), u(k))$ , il s'agit de résoudre :

$$\min_{(\delta(k), z(k))} \sum_{i=1}^{r_l} \delta_i(k) + \sum_{i=1}^{r_c} z_i(k) \quad (1.14)$$

Sous les contraintes (1.2c) pour déterminer le couple  $(\delta(k), z(k))$  solution. Pour tester l'unicité, le lecteur est invité à se reporter à [Bemporad et Morari 1999] où est présenté un algorithme basé sur un test de faisabilité.

### I.3.4 Simulation des systèmes MLD

L'algorithme suivant permet de simuler un système modélisé sous forme MLD [Leirens, 2006] :

1. Choisir l'état initial  $\mathbf{x}(\mathbf{k})$  ;
2. Choisir la commande  $\mathbf{u}(\mathbf{k})$  ;
3. Pour le couple  $(\mathbf{x}(\mathbf{k}), \mathbf{u}(\mathbf{k}))$ , obtenir  $(\boldsymbol{\delta}(\mathbf{k}), \mathbf{z}(\mathbf{k}))$  en effectuant un test de faisabilité sur les contraintes (1.2c) ;
4. Déterminer  $\mathbf{x}(\mathbf{k} + 1)$  avec (1.2a) ;
5. Aller à 2 en prenant  $\mathbf{k} = \mathbf{k} + 1$ .

Les contraintes sont indissociables des équations dans la formulation du modèle. Les relations aux interfaces ont été transformées en inégalités linéaires mixtes. Pour simuler un système MLD, il est donc nécessaire de résoudre à chaque instant  $k$  un problème d'optimisation de type MILP pour déterminer le couple  $(\boldsymbol{\delta}(\mathbf{k}), \mathbf{z}(\mathbf{k}))$  nécessaire pour obtenir l'état suivant  $\mathbf{x}(\mathbf{k} + 1)$  et la sortie  $\mathbf{y}(\mathbf{k})$  à l'aide des équations (1.2a) et (1.2b).

## I.4 LE FORMALISME PIECEWISE AFFINE (PWA)

Les modèles affines par morceaux ou modèles PWA (PieceWise Affine) résultent d'un partitionnement de l'espace entrée/état du système en polyèdres et de l'affectation à chacun des polyèdres obtenus d'une fonction affine de mise à jour de l'état et d'une fonction de sortie définissant les mesures effectuées sur le système. [Sontag, 1981].

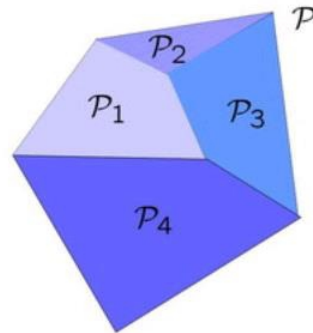
Pour en savoir plus, le lecteur peut consulter la littérature concernant l'automatique non-linéaire où figure l'approche multi- modèle, voir [Toscano, 2005].

### I.4.1 Définition (Polyèdre)

Un ensemble convexe  $P \in \mathfrak{R}^n$  défini par l'intersection d'un nombre fini  $s$  de demi plans est appelé polyèdre.  $P$  s'explique alors par :

$$P = \{x \in \mathfrak{R}^n | H_x \leq G\}, H \in \mathfrak{R}^{q \times n}, G \in \mathfrak{R}^q \quad (1.15)$$

Sur la figure (Fig.1.6), les ensembles  $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$  définissent une partition polyédrique dans un espace à deux dimensions.



**Fig. 1.6 exemple de partition polyédrique dans un espace à deux dimensions**

### I.4.2 Modèle PWA de base

Le modèle PWA de base est le résultat de l'approximation d'un système non-linéaire par un ensemble de modèles linéaires (ou plus généralement affines). L'espace d'état-commande est divisé en régions polyédrales contiguës et dans chacune de ces régions, le comportement du système est décrit par un système d'équations linéaires ou plus généralement affines. Ainsi, une

région est définie par un ensemble d'inégalités linéaires qui constituent des contraintes (inégalités) additionnelles du modèle d'état. En temps discret, un modèle PWA prend la forme suivante :

$$x(k+1) = A_i x(k) + B_i u(k) + f_i \quad (1.16a)$$

$$y(k) = C_i x(k) + D_i u(k) + g_i \quad (1.16b)$$

Où l'indice  $i$  repère la région  $X_i$  de l'espace d'état-commande définie par l'inégalité matricielle:

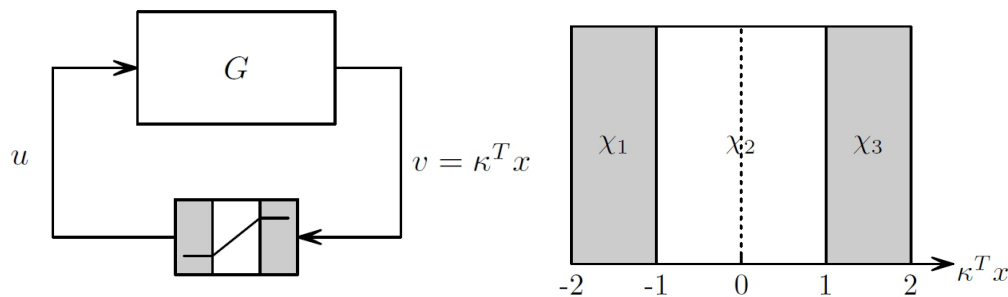
$$F_i x + G_i u \leq f_i \quad (1.17)$$

Et avec  $x$ ,  $u$  et  $y$  respectivement l'état, l'entrée et la sortie du modèle. Il faut noter que ce modèle, de par sa nature continue par morceaux, impose la continuité de l'état. La variable  $i$  est communément appelée le mode.

Pour faire le lien avec les autres formalismes hybrides, le mode dans lequel se trouve le système est analogue à l'état discret (d'un automate hybride par exemple.).

❖ *Exemple de système PWA simple :*

Soit le système linéaire  $G$  [Johansson, 2003], il est bouclé par un retour d'état saturé (saturation de l'actionneur) :



**Fig.1.7: Un bouclage par retour d'état saturé induit un système affine par morceaux avec une partition polyédrale de l'espace d'état**

Le système est décrit par :

$$x(k+1) = a \cdot x(k) + b \cdot \text{sat}(v(k)) \quad (1.18)$$

La saturation est définie par la fonction suivante :

$$\text{sat}(v) = \begin{cases} -1 & \text{si } v \leq -1 \\ v & \text{si } -1 \leq v \leq 1 \\ 1 & \text{si } v \geq 1 \end{cases} \quad (1.19)$$

$$\text{Et} \quad v = K^T x \quad (1.20)$$

La non-linéarité induit une partition de l'espace d'état en régions polyédrales correspondant à la saturation négative ( $\chi_1 : v \leq -1$ ), la région linéaire ( $\chi_2 : -1 \leq v \leq 1$ ) et la saturation positive ( $\chi_3 : v \geq 1$ ).

La dynamique du système bouclé s'écrit alors :

$$x(k+1) = \begin{cases} ax(k) - b & \text{si } x \in \chi_1 \\ (a + bk^T)x(k) & \text{si } x \in \chi_2 \\ ax(k) + b & \text{si } x \in \chi_3 \end{cases} \quad (1.21)$$

### I.4.3 Modèle PWA étendu

Une évolution du modèle de base consiste à considérer la présence d'entrées continues et discrètes. On considère le cas où l'entrée  $u$  est de nature mixte ; pour clarifier l'écriture, on note  $u_c \in U_c \subset \mathbb{R}^{n_{uc}}$  le vecteur d'entrées continues et  $u_d \in U_d \subset \mathbb{Z}^{n_{ud}}$  avec  $n_u = n_{uc} + n_{ud}$ .

Les équations du modèle (1.16) sont alors modifiées comme suit :

$$\begin{cases} x(k+1) = A_i x(k) + B_i u_c(k) + a_i \\ y(k) = C_i x(k) + D_i u_c(k) + C_i \end{cases} \quad (1.22)$$

L'indice  $i$  dénote le mode  $i(k) \in I \subset N$  à l'instant  $k$  qui est défini par une valeur de  $u_d(k)$  et l'appartenance à une région  $\chi_j$  ( $j \in I \subset N$ ) de l'espace d'état-commande :

$$(x(k), u_c(k)) \in \chi_j = \{(x, u) | F_j x + G_j u_c \leq f_j\} \quad (1.23)$$

On définit alors une fonction:

$$\varphi: X \times U_c \times U_d \rightarrow I \quad (1.24a)$$

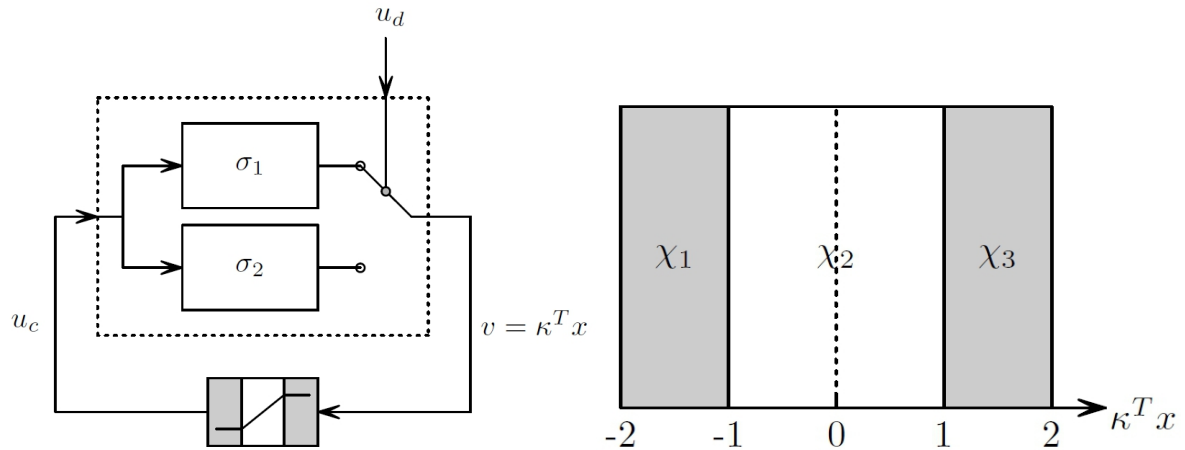
$$\text{Telle que : } i(k) = \varphi(x(k), u_c(k), u_d(k)) \quad (1.24b)$$

Cette extension du modèle PWA de base trouve tout son sens dès lors que l'on considère un système possédant des interrupteurs commandés.

❖ Exemple de système PWA avec entrée mixte

Le système G est maintenant doté d'une entrée binaire  $u_d$  commandant un interrupteur qui permet de commuter de façon contrôlée entre deux sous-systèmes  $\sigma_1$  et  $\sigma_2$ :

**NB:** Dans cet exemple, l'interrupteur n'a pas de sens physique, le schéma de la figure (Fig. 1.8) est une vue fonctionnelle qui traduit la commutation entre deux modèles, sous l'hypothèse de continuité de l'état du système.



**Fig.1.8** Système PWA avec entrée mixte

$$x(k+1) = \begin{cases} a_1 x(k) + b_1 \text{ sat}(v(k)) & \text{si } u_d = 0 (\sigma_1) \\ a_2 x(k) + b_2 \text{ sat}(v(k)) & \text{si } u_d = 1 (\sigma_2) \end{cases} \quad (1.25)$$

Avec  $v = K^T x$ , le model PWA de ce système à alors six modes possibles :

$$x(k+1) = \begin{cases} a_1 x(k) - b_1 & \text{si } x \in \chi_1 \text{ et } u_d = 0 \\ (a_1 + b_1 k^T) x(k) & \text{si } x \in \chi_2 \text{ et } u_d = 0 \\ a_1 x(k) + b_1 & \text{si } x \in \chi_3 \text{ et } u_d = 0 \\ a_2 x(k) - b_2 & \text{si } x \in \chi_4 \text{ et } u_d = 1 \\ (a_2 + b_2 k^T) x(k) & \text{si } x \in \chi_5 \text{ et } u_d = 1 \\ a_2 x(k) + b_2 & \text{si } x \in \chi_6 \text{ et } u_d = 1 \end{cases} \quad (1.26)$$

#### I.4.4 Commutation de modèles affines

Ce modèle est une version simplifiée du modèle PWA étendu pour lequel on ne considère pas de partition de l'espace d'état-commande engendré par  $x$  et  $u_c$  (il n'y a pas de commutations autonomes). Le mode  $i$  est alors entièrement défini par une valeur de  $u_d$ . Les équations d'état et de sortie sont inchangées :

$$\begin{cases} x(k+1) = A_i x(k) + B_i u_c(k) + a_i \\ y(k) = C_i x(k) + D_i u_c(k) + C_i \end{cases} \quad (1.27)$$

Avec :

$$i(k) = \varphi(u_d(k)) \quad (1.28)$$

Ce type de système est appelé (*Switched Affine Systems*) (SAS).

## I.5 LA COMMANDE PREDICTIVE DES SYSTEMES HYBRIDES

La stratégie de commande prédictive consiste à résoudre un problème de commande optimale en boucle ouverte sur un horizon de prédiction glissant. La boucle est fermée par l'utilisation d'une nouvelle mesure de l'état du système à chaque instant d'échantillonnage.

La méthodologie prédictive peut s'envisager non seulement dans le cas de la commande de systèmes continus par ordinateur, mais encore dans le cas de la commande de systèmes hybrides.

De fait, beaucoup de processus contiennent des composantes discrètes, telles que des valves, commutateurs, sélecteurs de vitesse, en plus d'une partie continue décrite par une équation différentielle par exemple. Les systèmes hybrides, qui soulèvent le problème de la modélisation de ces deux types de composantes, ouvrent un domaine de recherche riche avec des problèmes importants tels que la commande et la surveillance dans les industries de processus [Slupphaug et Foss, 1997]; [Bemporad et Morari, 1999].

La prédiction est une notion qui joue un rôle important pour toute activité dans laquelle on cherche à anticiper une trajectoire prédéfinie. De fait, de nombreuses activités humaines telles que la marche, la conduite d'une automobile ou la pratique sportive cherchent à anticiper une trajectoire afin de prévoir les gestes et manœuvres à effectuer (Fig. 2.10). C'est sur ce concept intuitif et « naturel » que se base la commande prédictive. Les processus industriels, pour une grande partie d'entre eux, doivent également suivre certaines consignes.

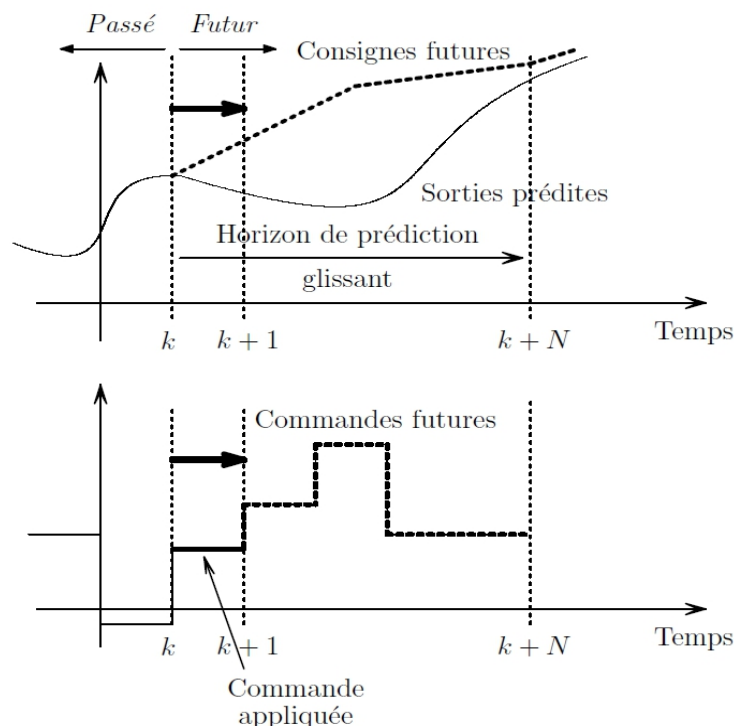
### I.5.1 Principe de la commande

Le but premier de la commande prédictive tient à la création d'un effet anticipatif exploitant les connaissances explicites sur l'évolution de la trajectoire à suivre dans le futur (connaissances nécessaires requises au moins sur un horizon de quelques points au-delà de l'instant présent).

Cette contrainte permet de tirer parti de toutes les ressources de la méthode ce qui restreint nécessairement le domaine d'application à la commande de systèmes pour lesquels la trajectoire à suivre est parfaitement connue et stockée point par point dans le calculateur [Leirens, 2006].

Quatre grandes idées sont communes à toutes les méthodes :

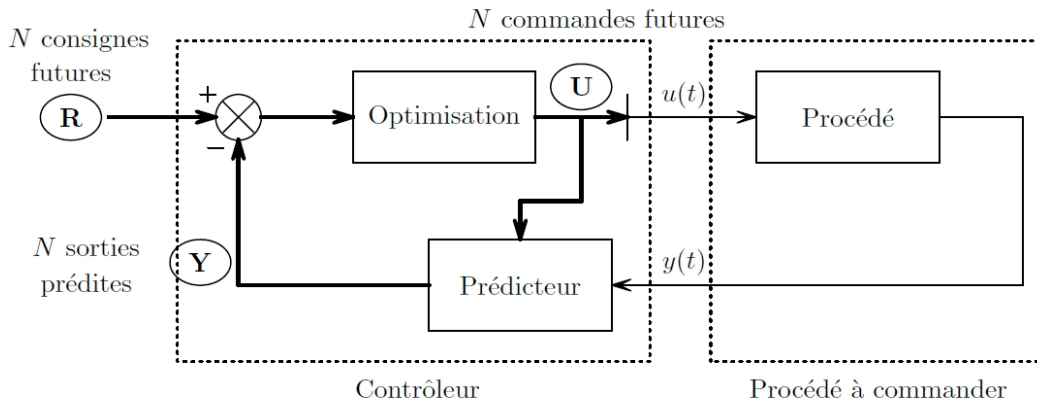
- Définition d'un modèle numérique du système permettant de réaliser la prédiction du comportement futur du système. Ce modèle discret résulte le plus souvent d'une identification préalable hors ligne.
- Minimisation d'un critère quadratique à horizon fini portant sur les erreurs de prédiction futures, écarts entre la sortie prédite du système et la consigne future ou une trajectoire de référence réalisant un filtre de la consigne (Fig. 1.9).
- Elaboration d'une séquence de commandes futures, optimale au sens du critère précédent, dont seule la première valeur est appliquée sur le système et le modèle.
- Réitération des étapes précédentes à la période d'échantillonnage suivante selon le principe de l'horizon fuyant.



**Fig. 1.9 Principe de la commande prédictive**

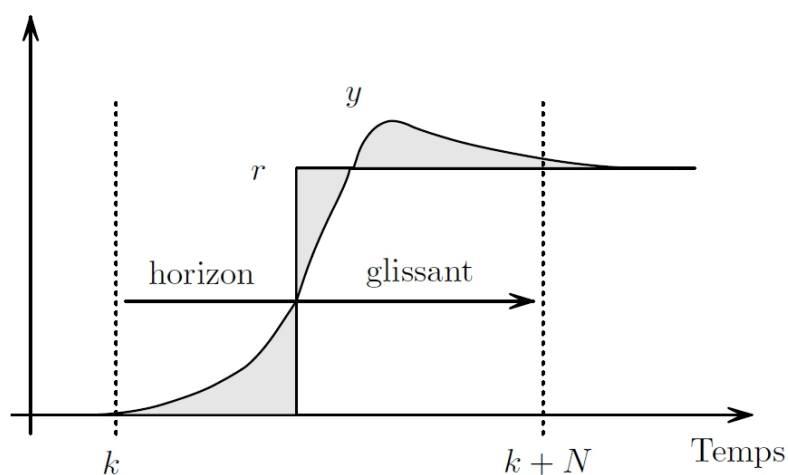


La structure du contrôleur obtenu couplé au procédé à commander est représentée sur la figure (Fig. 1.10). Le temps  $t$  est échantillonné et un horizon de  $N$  échantillons est utilisé pour la prédiction. On définit  $\mathbf{U}$  la séquence de commandes futures,  $\mathbf{R}$  la séquence de consignes futures et  $\mathbf{Y}$  la séquence de sorties prédites.



**Fig. 1.10-Schéma bloc du contrôleur couplé au procédé**

Dans le cas classique d'un critère (fonction de coût) à minimiser comportant une somme de termes quadratiques, le terme basé sur l'écart entre les sorties prédites et les consignes futures sur l'horizon de prédiction correspond à l'aire grisée de la figure (Fig. 1.11) Pour réduire la charge de calcul, le nombre de commandes futures peut être choisi inférieur à la longueur de l'horizon de prédiction. On parle d'horizon de commande. Les commandes restantes jusqu'à la fin de l'horizon de prédiction sont alors supposées constantes.



**Fig. 1.11 – Objectif de l'optimisation : minimiser la surface grisée**

## I.5.2 Formalisation

La commande prédictive consiste donc à utiliser un modèle du système à commander pour prédire l'évolution du système sur un horizon temporel futur et ainsi choisir la meilleure commande à appliquer pour un objectif donné en prenant en considération des contraintes.

Dans un cadre général non-linéaire, considérons le modèle :

$$x(l + 1) = f(x(l), u(l)) \quad (1.29)$$

Connaissant  $x(k)$ , la stratégie de commande prédictive consiste à résoudre le problème de commande optimale sous contraintes suivant pour un horizon de prédiction de longueur  $\mathbf{N}$  instants d'échantillonnage.

$$P_n(x(k)): J_N^0(x(k)) = \min_u J_N(x(k), U) \quad (1.30)$$

Où :

$$U = \{u(k), u(k + 1), \dots, u(k + N - 1)\} \quad (1.31)$$

Avec le cout :

$$J_N(x(k), U) = \sum_{l=k}^{k+N-1} L(x(l), u(l)) + f(x(k + N)) \quad (1.32)$$

Sous les contraintes :

$$u(l) \in U \quad l = k, k + 1, \dots, k + N - 1 \quad (1.33)$$

$$x(l) \in X \quad l = k, k + 1, \dots, k + N \quad (1.34)$$

U et X sont les ensembles de contraintes.

## I.6 OUTILS DE SIMULATION

Un certain nombre d'outils ont été développés ou étendus pour permettre l'étude des systèmes hybrides. La compatibilité et la possibilité d'interfaçage avec les logiciels du marché (ex. : Matlab) sont des éléments à prendre en compte lors du choix d'un outil de simulation. On cite ici les principaux logiciels de modélisation et de simulation [Wang, 2007]:

### • MATLAB/SIMULINK:

Le langage de programmation *MATLAB* développé par *The MathWorks* est un environnement de modélisation et de simulation basé sur l'utilisation de schémas blocs et de calculs numériques

matriciels; Le *SIMULINK* a été largement utilisé pour la modélisation, la simulation et l'analyse du système de véhicule. Le *STATEFLOW* a été utilisé pour modéliser la logique, les États et transitions pour le contrôleur de surveillance du véhicule.

- **HYSDDEL** (*HYbrid Systems DEscription Language*):

HYSDDEL est un langage gratuit pour la modélisation des systèmes, créé par le laboratoire de contrôle automatique de *l'EPF de Zurich* qui permet la modélisation d'une classe de systèmes hybrides appelés automates hybrides discrète.

La boîte à outils « *Le HYSDDEL toolbox* » pour MATLAB peut transformer cette description dans d'autres représentations hybrides.

- **MPT** (*Multi-Parametric Toolbox*):

MPT est une boîte à outils MATLAB gratuit créé par le laboratoire de contrôle automatique de *l'EPF de Zurich* qui a été utilisé pour aider à la conception, l'analyse et la mise en œuvre de contrôleurs MPC explicites pour la thèse. MPT est capable d'importer des fichiers de modèle HYSDDEL pour servir de modèles internes dans les contrôleurs prédictifs, et comprenait une bibliothèque *SIMULINK* pour aide au dépiage de l'automate.

Le choix d'un outil de modélisation et de simulation relève d'une étude précise des phénomènes auxquels on s'intéresse ainsi que des possibilités fonctionnelles de l'outil (éditeur graphique, structure hiérarchique des modèles...).

## I.7 CONCLUSION

Ce premier chapitre traite des principaux modèles utilisés dans la littérature pour la représentation des systèmes hybrides, les deux formalismes utilisés dans le cadre de cette thèse à savoir les modèles PWA et MLD ont été détaillés et expliqués à travers des exemples.

Un aperçu sur les Outils de simulation, langages de programmation et logiciels pour systèmes hybrides est également donné, permettant ainsi au lecteur d'avoir une idée globale sur le domaine de la modélisation des systèmes hybrides.

## CHAPITRE II

---

# MODELISATION DES COMPOSANTS DE VEHICULE

## ELECTRIQUE

### SOMMAIRE

---

<b>II.1</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>26</b>
<b>II.2</b>	<b>MODELISATION DE LA DYNAMIQUE LATERALE DU VEHICULE</b>	<b>26</b>
II.2.1	Equations de la dynamique.....	27
II.2.2	Les force de contactes (pneu/chaussée).....	29
II.2.2.1	Force longitudinale .....	30
II.2.2.2	Force latérale.....	31
II.2.2.3	Formulation des forces.....	32
II.2.3	Le modèle Bicyclette.....	34
II.2.3.1	Forces agissants sur le modele .....	34
II.2.3.2	Le modèle non linéaire du pneu /chaussée utilisé .....	36
II.2.3.3	Le modèle linéaire du véhicule étudié.....	38
<b>II.3</b>	<b>MODELE DE LA MOTORISATION ELECTRIQUE .....</b>	<b>40</b>
II.3.1	Structure du véhicule électrique étudié .....	40
II.3.2	Modèle de la machine utilisé.....	41
II.3.3	Commande de la machine.....	43
II.3.4	Couplage entre le modèle mécanique et la motorisation électrique.....	44
<b>II.4</b>	<b>CONCLUSION .....</b>	<b>46</b>

## II.1 INTRODUCTION

Toute commande est conçue à partir d'un modèle idéalisé et simplifié d'un système réel qui peut être méconnu, mal identifié, en outre non linéaire et non stationnaire. La commande doit non seulement imposer la réponse du processus, mais également maintenir son comportement face aux dérives des paramètres physiques, aux perturbations externes et cela, en dépit des imperfections du modèle.

L'objectif étant d'élaborer des stratégies d'assistance au contrôle latéral de véhicule routier léger, il est indispensable de modéliser le véhicule. Depuis quelques années, la modélisation des véhicules routiers pour le contrôle automatique et plus généralement pour le contrôle global de châssis est la préoccupation des chercheurs. Le véhicule est un système mécanique complexe dans la mesure où il possède des caractéristiques non linéaires introduites notamment par des organes de liaison tels que des ressorts et amortisseurs. De plus, il est l'objet de nombreuses variations de paramètres tels que la masse, la vitesse et l'adhérence par exemple.

Le contrôle dynamique de châssis peut être envisagé selon plusieurs axes [Thibaute, 2004]. Son principe reste toutefois fondé sur l'analyse des forces qui s'exercent aux pieds des roues selon les directions longitudinale, transversale et verticale. Des stratégies de contrôles individuelles ou combinées de ces trois modes peuvent donc être mises en œuvre. Dans le cadre du suivi de trajectoire et pour plus de simplicité, ces recherches ont finalement abouti à aborder la modélisation selon deux domaines : un mode latéral qui tient compte des mouvements transversaux du véhicule sur la chaussée et un mode longitudinal gérant la dynamique du véhicule relative au régime moteur (accélération et freinage).

Dans le cadre de l'application, nous nous intéressons à la commande de la dynamique latérale c'est pourquoi la modélisation du mode latéral du véhicule est utilisée.

Dans ce chapitre, nous cherchons à minimiser les effets des non linéarités en se basant sur des hypothèses simplificatrices dans le but d'aboutir à un modèle simple qui, par la suite, sera utilisé pour la synthèse des contrôleurs dans les chapitres qui suivent.

## II.2 MODELISATION DE LA DYNAMIQUE LATÉRALE DU VEHICULE

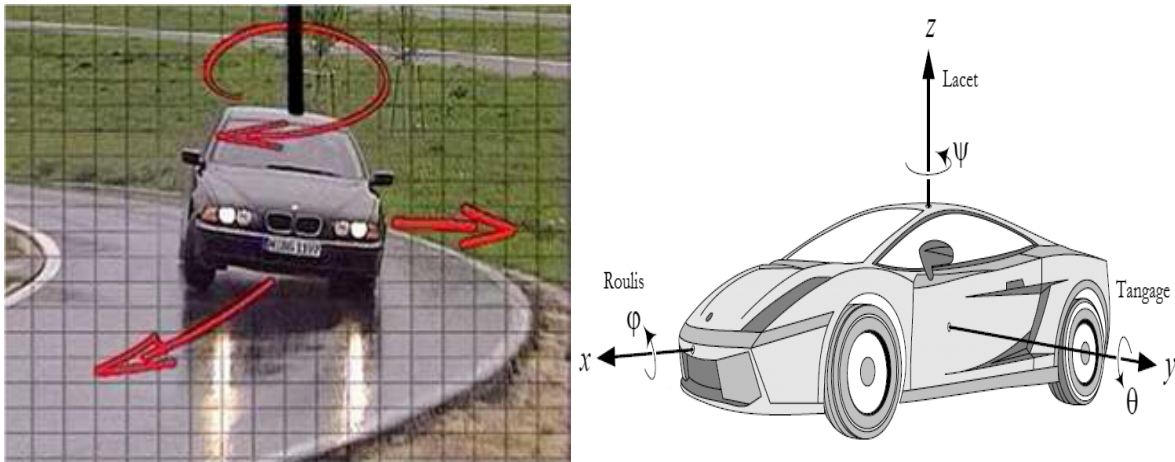
Dans ce paragraphe, l'objectif est d'établir les équations de la dynamique du mode transversal d'un véhicule dont les seuls mouvements envisagés sont la translation, le roulis et le lacet. On supposera par la suite que le véhicule n'effectue pas de mouvement de tangage. Ce mode

concerne la dynamique longitudinale. Il est en effet engendré par les sollicitations d'accélération et de freinage.

### II.2.1 Equations de la dynamique

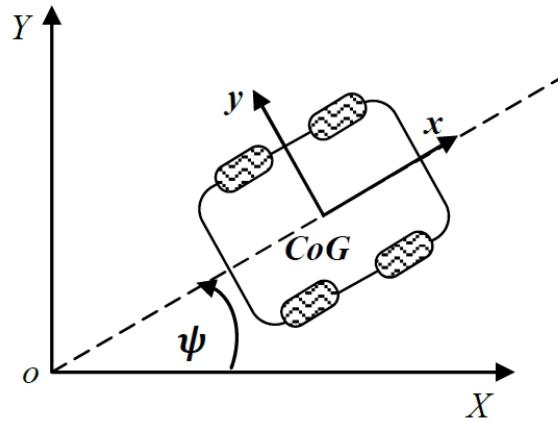
Dans ce paragraphe nous décrivons la modélisation du véhicule en considérant un déplacement de long de des axes  $X$ ,  $Y$ , ainsi qu'une rotation autour l'axe  $Z$ . Les rotations autour de ces trois axes sont respectivement (Fig. 2.1) :

- Le roulis, le mouvement longitudinal de véhiculé ;
- Le tangage, qui est le mouvement latéral de véhicule ;
- Le lacet, qui est le mouvement vertical de véhicule.



**Fig.2.1. Mouvements du véhicule.**

Dans ce cas, l'automobile peut être assimilée à un corps solide et les contacts des pneus au sol à des points. Une symétrie par rapport au plan vertical ( $XoZ$ ) et une équi-répartition des charges sont supposées. Pour décrire la cinématique du véhicule, nous employons un modèle à trois degrés de liberté. Le système d'axes cartésien ( $XoY$ ) est utilisé pour étudier le déplacement du centre du gravité(CG) du véhicule auquel on associe un système d'axes ( $X, Y$ ) On définit aussi l'angle de lacet  $\psi$  entre les repères  $oX$  et  $oY$  (Fig.2.2).



**Fig.2.2 Mouvement du véhicule dans le système d'axes (X, Y)**

Pour ce faire, il faut appliquer le principe fondamental de la dynamique au véhicule dans le repère lié à la caisse (Fig. 2.2) qui s'exprime à partir des deux équations suivantes [Duysinx, 2010]:

– L'équation des forces :

Il traduit le fait que la somme des forces extérieures appliquées au véhicule est égale à sa masse, supposée constante, multipliée par son accélération :

$$\sum \vec{F}_{ext} = \frac{d}{dt} (M \cdot \vec{V}) \quad (2.1a)$$

– L'équation des moments :

Il exprime une relation similaire avec la somme des moments extérieurs, le moment d'inertie et la l'accélération angulaire :

$$\sum \vec{M}_{ext} = \frac{d}{dt} (I \cdot \vec{\omega}) \quad (2.1b)$$

A base de ces deux principes fondamentales de la dynamiques du véhicule, les forces généralisées  $F_X$ ,  $F_Y$  et le moment de rotation totale autour de l'axe Z ( $M_Z$ ). Sont exprimées par :

$$M_v \ddot{X} = \sum F_X \quad (2.2a)$$

$$M_v \ddot{Y} = \sum F_Y \quad (2.2b)$$

$$I_z \ddot{\psi} = \sum M_Z \quad (2.2c)$$

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

$$\begin{pmatrix} \dot{X} \\ \dot{Y} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 0 \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_x \\ v_y \\ r \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

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

En dérivant (2.3) par rapport au temps, on obtient les accélérations :

$$\frac{d\dot{X}}{dt} = \dot{v}_x \cos(\psi) - v_x \dot{\psi} \sin(\psi) - \dot{v}_y \sin(\psi) - v_y \dot{\psi} \cos(\psi) \quad (2.4a)$$

$$\frac{d\dot{Y}}{dt} = \dot{v}_x \sin(\psi) + v_x \dot{\psi} \cos(\psi) + \dot{v}_y \cos(\psi) - v_y \dot{\psi} \sin(\psi) \quad (2.4b)$$

$$\frac{d\dot{\psi}}{dt} = \dot{r} \quad (2.4c)$$

En tenant compte de (2.2), dans les équations (2.4), on obtient :

$$\frac{F_X}{M_v} = (\dot{v}_x - v_y \dot{\psi}) \cos(\psi) - (\dot{v}_y + v_x \dot{\psi}) \sin(\psi) \quad (2.5a)$$

$$\frac{F_Y}{M_v} = (\dot{v}_x - v_y \dot{\psi}) \sin(\psi) + (\dot{v}_y + v_x \dot{\psi}) \cos(\psi) \quad (2.5b)$$

$$\frac{M_Z}{I_z} = \dot{r} \quad (2.5c)$$

On substituant l'équation (2.3) dans (2.5), on obtient les expressions des accélérations au centre de gravité du véhicule comme suit :

$$M_v (\dot{v}_x - r v_y) = \sum F_X \quad (2.6a)$$

$$M_v (\dot{v}_y + r v_x) = \sum F_Y \quad (2.6b)$$

$$I_z \dot{r} = M_Z \quad (2.6c)$$

## II.2.2 Les force de contacts (pneu/chaussée)

La loi de frottement de Coulomb est une loi qui décrit le comportement des forces de contact entre deux solides :

Première loi : La résultante des efforts de frottement est une force tangentielle qui s'oppose à la vitesse de glissement.

Deuxième loi : Le module de cette composante est inférieur ou égal à la force normale au point d'application multiplié par un facteur, appelé coefficient de frottement de glissement, ou adhérence.

L'adhérence notée  $\mu$ , est une variable difficilement mesurable. Elle est fonction du revêtement routier, du pneumatique et surtout des conditions climatiques.  $\mu$  Varie entre 0 et 1. Lorsque l'adhérence est proche de 1, le contact entre le pneumatique et la chaussée est très bon. La chaussée est alors sèche avec de bons pneumatiques. Une adhérence comprise entre 0,5 et 0,6



correspond au déplacement du véhicule sur une chaussée humide ou légèrement mouillée. Lorsque la valeur atteint  $0.2 \sim 0.3$ , la chaussée est très glissante, en dessous, la route est verglacée.

Soit  $F_N$ , la force normale au niveau du point de contact entre le pneumatique et la chaussée. Selon la deuxième loi du frottement de Coulomb, la relation suivante entre la force normale et la force tangentielle  $F_T$  est établie :

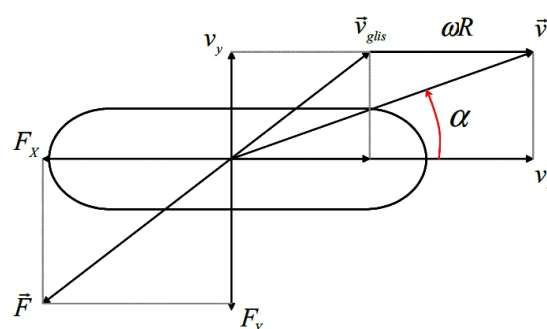
$$\|F_T\| \leq \mu \|F_N\| \quad (2.7)$$

Cette force tangentielle  $F_T$  permet de guider le véhicule.  $F_T$  peut être formulée selon deux composantes  $F_X$  et  $F_Y$ . D'après l'équation (2.8), on peut écrire :

$$\frac{F_X^2 + F_Y^2}{F_N^2} \leq \mu^2 \quad (2.8)$$

L'équation (2.8) est celle d'un disque dans le repère  $(F_X; F_Y)$ . Pour le contact pneumatique chaussée, les caractéristiques du pneumatique en longitudinale sont meilleures que celles en latérale, c'est pourquoi on parle couramment d'ellipse de friction. De plus, les forces longitudinales et latérales sont couplées et un pneumatique ne peut pas délivrer un effort maximal à la fois en longitudinal et en latéral. Ceci explique l'origine de perte de contrôle lorsque le frottement est maximal en longitudinal. La force longitudinale est alors maximale et d'après la formule de Coulomb, le pneumatique ne peut pas générer une force latérale suffisante pour guider le véhicule.

Toutefois, cette formulation ne permet d'exprimer les forces latérale et longitudinale. Il convient donc de comprendre les phénomènes à l'origine de ces forces. [Thibaute, 2004]



**Fig.2.3 Vitesse au niveau du contact pneu/chaussée**

### II.2.2.1 Force longitudinale

D'après la première loi de Coulomb, la force tangentielle créée est une force qui s'oppose à la vitesse de glissement. Sur la Figure (fig.2.3),  $v_x$  est la vitesse du véhicule au point de contact pneu/chaussée selon l'axe longitudinal et  $v_{px}$  est la vitesse de roulement du pneumatique. Cette

vitesse s'exprime à partir de la vitesse de rotation du pneumatique  $\omega$  et son rayon  $R$  et vaut  $v_{px} = \omega R$ . La vitesse de glissement est alors la différence entre ces deux vitesses, soit :

$$v_{glisx} = v_x - \omega R \quad (2.9)$$

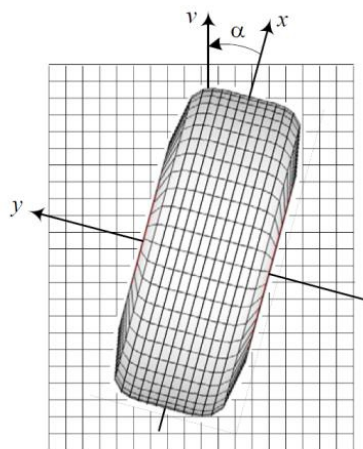
Partant d'une vitesse de glissement nulle, lorsque le véhicule freine, le dispositif de freinage applique un couple visant à diminuer la vitesse de rotation de la roue.  $\omega$  diminue, la vitesse de glissement devient positive et une force de frottement  $\vec{F}$  se crée. Elle s'oppose au glissement et freine le véhicule. Plus communément, la variable  $\lambda$  appelée taux de glissement normalisé est utilisée pour définir l'origine des forces de contact longitudinales. Elle a pour expression [Hori 2004] :

$$\lambda = \frac{\omega R - v_x}{\max(\omega R, v_x)} \quad (2.10)$$

### II.2.2.2 Force latérale

De même que pour les forces longitudinales, la vitesse du véhicule au point de contact pneu/chaussée, n'est pas forcément dans l'axe du pneumatique. Cette vitesse résiduelle  $v_y$  génère une force qui lui est opposée. Dans la suite, on introduit l'angle de dérive  $\alpha$ . Il est utilisé pour définir le module de la force. L'expression de  $\alpha$  est la suivante (fig.2.4) [Jazar, 2008] :

$$\alpha = \arctan \frac{v_y}{v_x} \quad (2.11)$$



**Fig.2.4 Glissement latérale de la roue.**

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 latérale pour les deux trains avant et arrière, respectivement  $\alpha_f$  et  $\alpha_r$ , comme suit :

$$\begin{pmatrix} \alpha_f \\ \alpha_r \end{pmatrix} = \frac{1}{v_x} \begin{pmatrix} 1 & a \\ 1 & -b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_y \\ r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \delta \quad (2.12)$$

Où

- $a$  : distance perpendiculaire entre le train avant et le centre de gravité ;
- $b$  : distance perpendiculaire entre le train arrière et le centre de gravité ;
- $\delta$  : angle de braquage des roues directrices.

La torsion de la gomme du pneu suivant l'axe transversal crée la force latérale.

### II.2.2.3 Formulation des forces

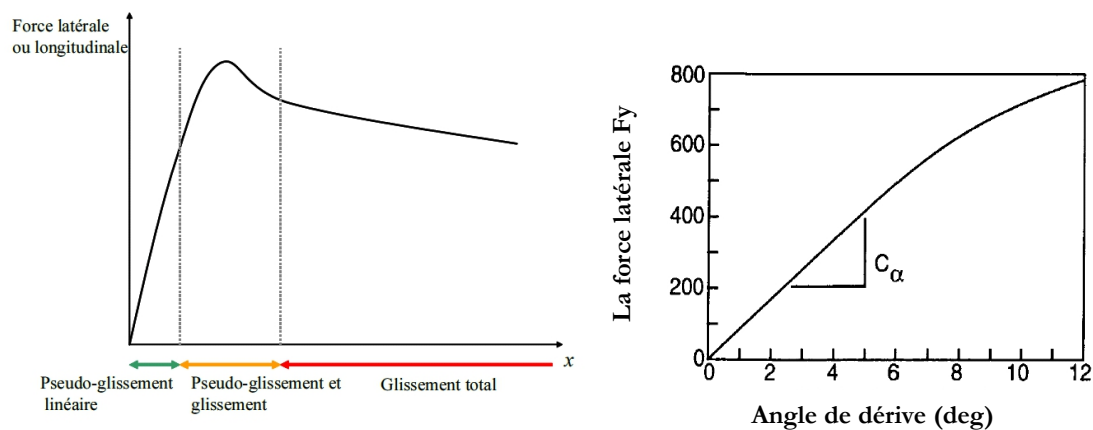
Après avoir défini les variables à l'origine des efforts de contact pneu/chaussée, on se focalise maintenant sur la formulation de ces derniers. Les phénomènes à la base de la génération des efforts de contact pneu/chaussée sont très complexes. En tenant compte d'hypothèses simplificatrices, il est possible d'établir leurs expressions.

On distingue :

- **les modèles statiques** : Dans ce cas, la force de contact à un instant donné est uniquement fonction de paramètres tels que l'adhérence, la force normale et le taux de glissement. De nombreux modèles existent dont on peut citer ceux de Pacejka [pacejka 2009].
- **les modèles dynamiques** : Ils répondent à une lacune de la formulation des modèles statiques en prenant en compte des phénomènes de retard et d'hystérésis. La force FT est alors décrite par des équations différentielles [Rajmani 2000].

**Remarque :** Dans la suite, on appelle  $\times$  la variable de la force lorsqu'il n'y a pas lieu de distinguer la formulation pour le mode latéral ou pour le mode longitudinal.  $\times$  représente donc soit le taux de glissement  $\lambda$ , soit l'angle de dérive  $\alpha$ .

Des relevés expérimentaux des forces de contact entre le pneumatique et la chaussée montrent l'existence de trois zones différentes comme le présente la Figure (fig.2.5).



**FIG. 2.5. Forme de la courbe de la force latérale ou longitudinale**

On distingue :

- La zone de pseudo-glisserment linéaire : Lors d'une conduite normale, les efforts de contact pneu/chaussée sont mobilisés. La force peut être assimilée à sa tangente à l'origine.
- La zone de pseudo-glisserment et glissement : Le véhicule reste contrôlable et le pneumatique est utilisé dans la limite de ses capacités.
- La zone de glissement totale. La force de contact est saturée et le véhicule perd de sa manœuvrabilité.

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

$$F(x) = \mu C_x x \quad (2.13)$$

Où  $C_x$  est la tangente à l'origine.

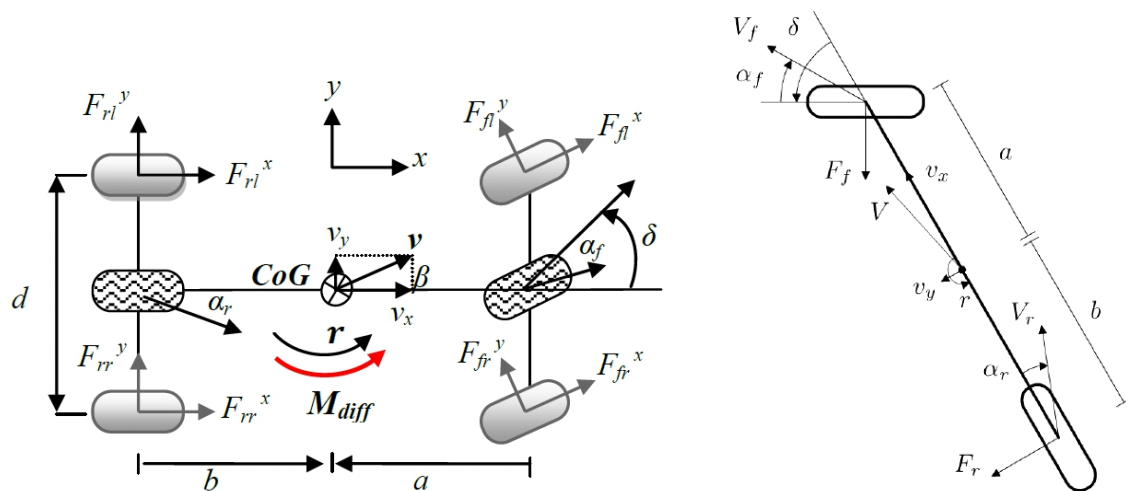
Ce coefficient modélise la raideur du pneumatique. Il dépend du pneumatique et de la force normale appliquée. Cette formulation des efforts de contact pneu/chaussée est intéressante dans la mesure où elle intègre l'adhérence  $\mu$  et constitue une expression linéaire de la force qui peut être utilisée dans les modèles de synthèse de lois de commande ([Annexe II](#)). Elle reste valable pour des faibles valeurs de  $x$ , qui correspondent pour des pneumatiques récents à  $\alpha_{max} \approx 0.07$  radian et  $\lambda_{max} \approx 0.05$ .

### II.2.3 Le modèle Bicyclette

Afin d'étudier le comportement dynamique et la stabilité latérale du véhicule, on recourt au modèle bicyclette du véhicule rigide illustré à la figure (fig.2.6). On formule les hypothèses suivantes :

- Roues directrices à l'avant du véhicule ;
- Angle d'inclinaison transversale de la roue ( $\alpha_{pt} = 0$ ) ;
- Repère associé au CG du véhicule.
- efforts transversaux faibles ;
- petits angles ;
- pas d'effet de roulis ni de tangage ;
- distribution des masses concentrées sur les trains.

Ce modèle peut être obtenu en considérant un modèle à quatre roues sous un petit angle de braquage. Dans ce cas, la largeur de voie du véhicule devient négligeable par rapport au rayon de virage. Ainsi, les virages égaux pour les deux roues d'un axe peuvent être pris en charge.



**Fig 2.6 . Modele de bicyclette.**

#### II.2.3.1 Forces agissants sur le modèle

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 (Fig.2.6).

La résultante des forces résistantes  $F_{res}$  dans la direction (X), incluant respectivement la force aérodynamique, la résistance due à la pente  $\alpha_p$  à gravir et à la résistance due au roulement, est donnée par : [nouh, 2008] :

$$\sum F_{res} = 0.5\rho S_f C_{px} v_x^2 + M_v g \cdot \sin(\alpha_p) + \mu g M_v \quad (2.14)$$

Le tableau (Tab2.1) précise les notions utilisées dans les équations des forces ci-dessus.

Paramètre	Unité	Définitions
$M_v$	$Kg$	Masse totale du véhicule
$I_z$	$Kg.M^2$	Inertie du véhicule
$v$	$m.s^{-1}$	Vitesse du véhicule
$g=9.81$	$m.s^{-1}$	Accélération de la pesanteur
$C_{px}$	-	Coefficient de pénétration dans l'air
$S_f$	$m^2$	Section frontale véhicule
$\rho$	$m.s^{-1}$	Densité volumique de l'air

**Tab.2.1 variable utilisées lors du bilan des efforts**

Les forces de propulsion et celles de freinage sont incluses dans  $F_{tx}$  et elles sont données par l'expression :

$$\sum F_{tx} = F_{xfl} + F_{xfr} + F_{xrl} + F_{xrr} \quad (2.15)$$

On obtient la résultante des forces selon la direction (X) :

$$\sum F_X = \sum F_{tx} - \sum F_{res} \quad (2.16)$$

Idem, on obtient la résultante des forces selon la direction (Y) :

$$\sum F_Y = F_{yfl} + F_{yfr} + F_{yrl} + F_{yrr} \quad (2.17)$$

Le moment des forces agissent sur l'axe Z est alors donné par la relation suivante :

$$\sum M_Z = a(F_{yfl} + F_{yfr}) - b(F_{yrl} + F_{yrr}) + M_{diff} \quad (2.18)$$

Où  $M_{diff}$  représente la dynamique produite par le freinage différentiel.

En freinage différentiel, inégaux couples de freinage sont appliquées aux différentes roues du véhicule pour atteindre la dynamique requis [conte, 2009]

$$M_{diff} = \frac{1}{2} d (F_{xrl} - F_{xrr}) \quad (2.19)$$

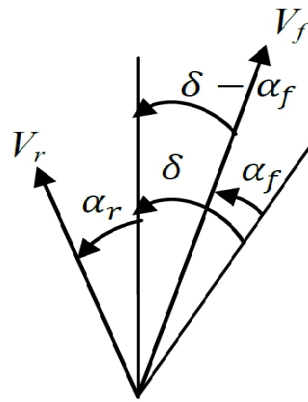
Etudions également la stabilité dans une approche de petites perturbations par rapport à un mouvement à vitesse donnée. Dans ce cadre il est légitime de faire l'hypothèse que la dérive du véhicule reste petite  $\beta \in [0^\circ, 15^\circ]$ .

Cela revient à admettre que l'on a une évolution normale sans dérapage important. Il vient alors :

$$v_x = V \cos \beta \approx V \quad (2.20)$$

$$v_y = V \sin \beta \approx V\beta \approx \beta v_x \quad (2.21)$$

L'angle de braquage  $\delta$  est également considéré comme faible, de sorte que  $\cos \delta \approx 1$  et  $\sin \delta \approx \delta$ .



**Fig.2.7 Vecteurs vitesses et angles sous les roues du véhicule**

### II.2.3.2 Le modèle non linéaire du pneu /chaussée utilisé

Notre travail étant centré sur le contrôle latéral, un modèle non linéaire simple de véhicule est élaboré en négligeant les mouvements de pompage, de roulis et de tangage de la caisse. Ce modèle considère les deux translations suivant les axes x et y et la dynamique de lacet. L'interaction entre le pneu et la route est décomposée en forces longitudinale  $f_x(\lambda)$  et latérale  $f_y(\alpha)$ . Les forces longitudinales dépendent directement du coefficient de glissement du pneumatique( $\alpha$ ) alors que les forces latérales dépendent des angles de glissement( $\lambda$ ). La formule magique de Pacejka [Pacejka 2006] est utilisée sur chaque pneu pour déterminer :

– les forces latérales :

$$f_y(\alpha) = D \sin[C \tan^{-1}\{B(1 - E)\alpha + E \tan^{-1}(B\alpha)\}] \quad (2.22)$$

Les coefficients B, C, D et E dépendent des caractéristiques des pneumatiques, des conditions d'adhérence et des paramètres du véhicule.

– Les forces longitudinales :

Sont de la même forme que les forces latérales et sont fonction du taux de glissement ( $\lambda$ ) de la roue :

$$f_x(\lambda) = D' \sin[C' \tan^{-1}\{B'(1 - E')\lambda + E' \tan^{-1}(B'\lambda)\}] \quad (2.23)$$

Les coefficients  $B'$ ,  $C'$ ,  $D'$  et  $E'$  dépendent des caractéristiques des pneumatiques, des conditions d'adhérence et des paramètres du véhicule.

Soit  $\delta$  l'angle de braquage des roues directrices. Rappelons de la définition des paramètres de l'expression (2.13) que  $\alpha_f$  et  $\alpha_r$  sont définis comme étant les angles entre la direction géométrique de la roue et la direction du vecteur vitesse au point de contact de la roue. En examinant la figure (fig.2.5), la compatibilité entre la vitesse et les angles de dérive s'écrit [Duysinx, 2010] :

$$\tan(\delta - \alpha_f) = \frac{ar + v_y}{v_x} \quad (2.24a)$$

$$\tan(\alpha_r) = \frac{br - v_y}{v_x} \quad (2.24b)$$

Si les angles de dérive sous les roues restent petits, on peut écrire :

$$\alpha_f \simeq \delta - \frac{ar + v_y}{v_x} \quad (2.25a)$$

$$\alpha_r \simeq \frac{br - v_y}{v_x} \quad (2.25a)$$

En utilisons la définition de l'angle de dérive globale du véhicule au centre de gravité :

$$\beta \simeq v_y/v_x \quad (2.26)$$

En tenant compte du fait que  $v_x = V$  reste constante, il vient :

$$\alpha_f \simeq \delta - \frac{ar}{v_x} - \beta \quad (2.27a)$$

$$\alpha_r \simeq \frac{br}{v_x} - \beta \quad (2.27b)$$

Pour des faibles angles de dérive, la force laterale  $F_{y*}$  peut s'écrit en fonction du coefficient de raideur d'envirage des essieux  $C_{\alpha*}$  (figure 2.5) [khadraoui 1996] :

$$F_{yf} = -C_{\alpha f} \alpha_f \quad (2.28a)$$

$$F_{yr} = -C_{\alpha r} \alpha_r \quad (2.28b)$$



**II.2.3.3 Le modèle linéaire du véhicule étudié**

En substituant les équations [(2.14)-(2.19)] et [(2.24)-(2.28)] dans (2.6), on aboutit au modèle linéaire simplifié (2.32) [jazar.2008] qui sera utilisé dans les chapitres suivants.

$$\dot{v}_x = v_y r + \frac{\Sigma F_{tx} - \Sigma F_{res}}{M_v} \tag{2.29}$$

Si le véhicule déplace avec une vitesse constante c'est-à-dire  $\dot{v}_x = 0$ , l'équation (2.29) devient indépendante.

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_y \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{C_{ar} + C_{af}}{M_v v_x} & \frac{C_{ar} b - C_{af} a}{M_v v_x} - v_x \\ \frac{C_{ar} b - C_{af} a}{I_z v_x} & -\frac{C_{ar} b^2 + C_{af} a^2}{I_z v_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{C_{af}}{M_v} & 0 \\ \frac{C_{af} a}{I_z} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \\ M_{diff} \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

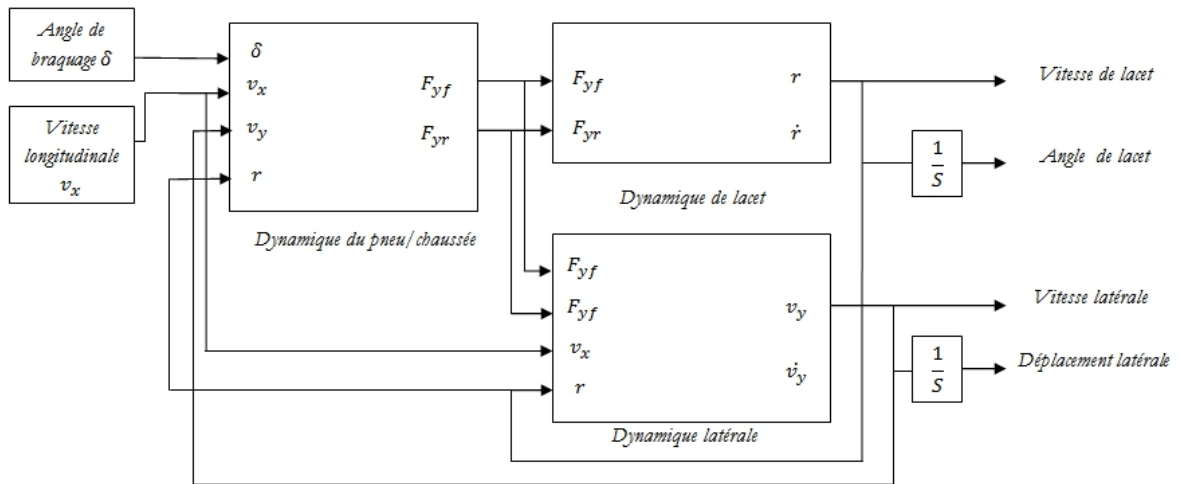
Par conséquent, nous pouvons considérer l'équation (2.30) comme un système de contrôle linéaire on peut l'écrire son équation d'état de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{2.31}$$

.Avec la substitution de l'angle de dérive  $\beta$  de l'équation (2.26), le modèle linéaire devient :

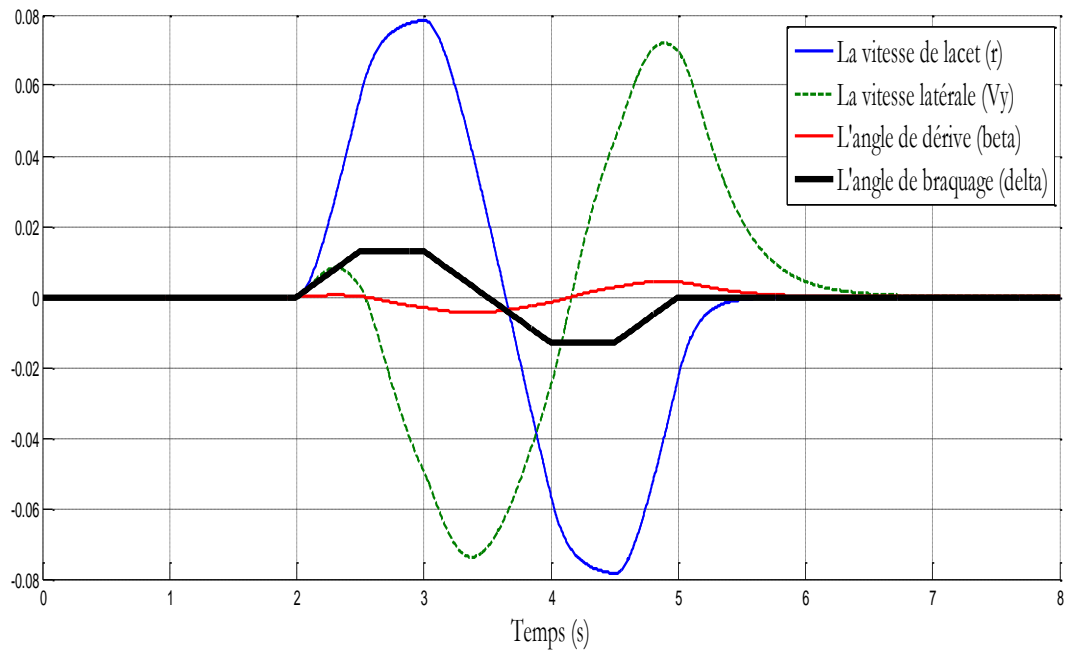
$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{C_{ar} + C_{af}}{M_v v_x} & \frac{C_{ar} b - C_{af} a}{M_v v_x^2} - 1 \\ \frac{C_{ar} b - C_{af} a}{I_z} & -\frac{C_{ar} b^2 + C_{af} a^2}{I_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{C_{af}}{M_v v_x} & 0 \\ \frac{C_{af} a}{I_z} & \frac{1}{I_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \\ M_{diff} \end{bmatrix} \tag{2.32}$$

Sachant que l'angle de braquage  $\delta$  et le moment de freinage différentiel  $M_{diff}$  sont les entrées de la commande, la vitesse latérale  $v_y$  et la vitesse de lacet  $r$  sont les états du système et la vitesse de lacet  $r$  supposée comme la sortie du système.

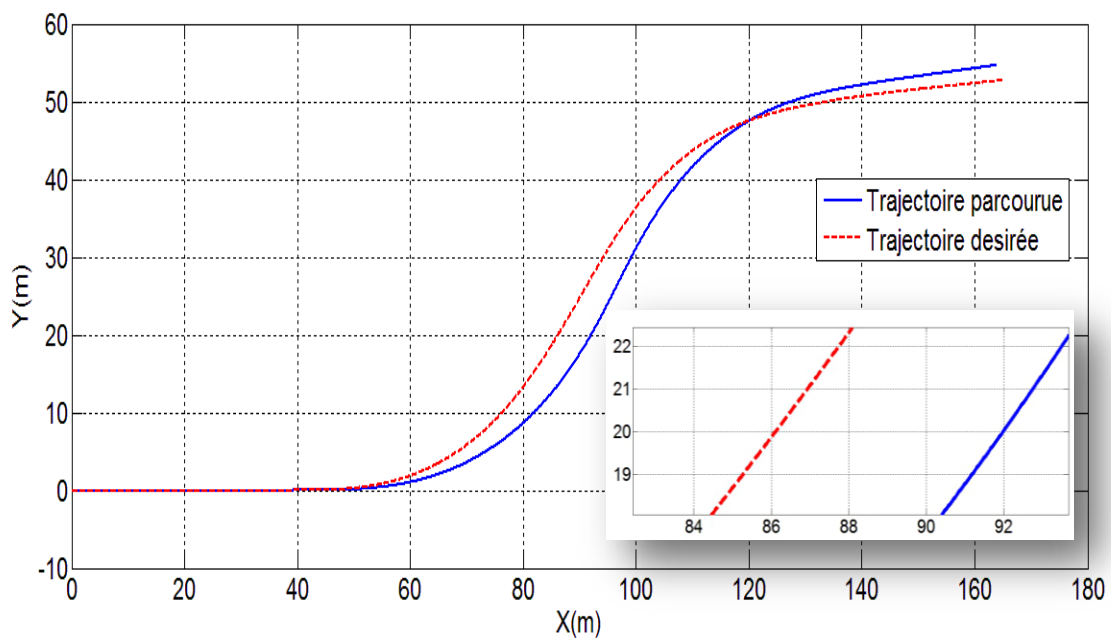


**Fig.2.8 modèle de la dynamique latérale du véhicule.**

Les figures (fig.2.9) et (fig.2.10) montrent respectivement le comportement dynamique des différents paramètres du véhicule étudié et la trajectoire parcourue par ce dernier sans contrôle et avec une vitesse longitudinale constante  $v_x = Cts$ .



**Fig.2.9 Le comportement dynamique des différents paramètres**



**Fig.2.10 La trajectoire parcourue**

## II.3 MODELE DE LA MOTORISATION ELECTRIQUE

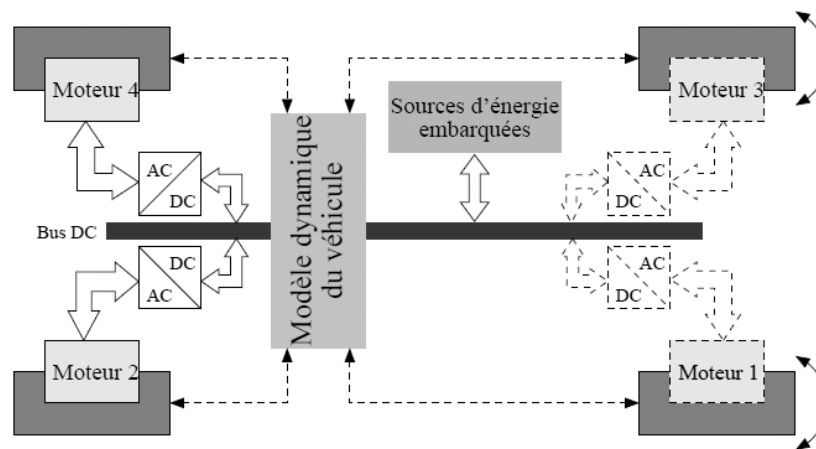
### II.3.1 Structure du véhicule électrique étudié

L'objet de la transmission de puissance mécanique est de relier la roue d'énergie, le ou les moteurs électriques, aux roues motrices du véhicule, il s'agit d'adapter la vitesse  $\Omega$  et le couple  $T_e$  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 pur à entraînement direct constitué :

- Un châssis ;
- De deux ou quatre moteurs roues de type synchrone à aimants permanents (MSAP).
- D'une batterie d'accumulateur.
- D'un onduleur triphasé pour chaque moteur.

La figure (Fig. 2.11) suivante donne une idée générale sur structure de notre système.

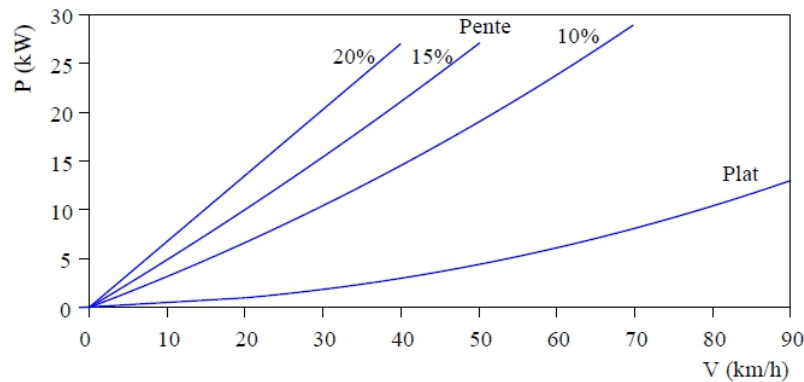


**Fig. 2.11 structure générale du véhicule électriques étudié.**

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

$$P = F_{res} \cdot V_{veh} \quad (2.33)$$

La figure (Fig. 2.12) montre l'évolution de la puissance requise en fonction de la vitesse stabilisée, pour l'entraînement d'un véhicule urbain (masse en charge de 1841 kg,  $S_f = 2.5$  m<sup>2</sup>,  $C_{px} = 0.32$ ) en palier et en pente à P% [multon, 2001].



**Fig. 2.12 Puissance requise aux roues pour une voiture urbaine à vitesse stabilisée.**

Le tableau (Tab2.2) résume les ordres de grandeurs de la puissance maximale nécessaire pour les différentes catégories des véhicules.

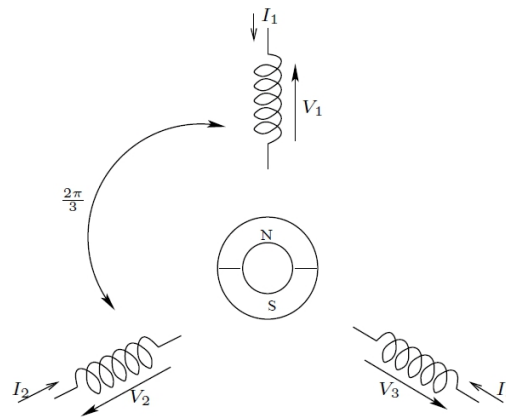
Type de véhicule	Puissance maximale
Bicyclette assistée	100 à 400 W
Scooter	2 kW
Voiture urbaine	20 à 40 kW
Voiture routière	50 à 70 kW
Bus Urbain	160 kW

**Tab.2.2- Puissance maximale nécessaire pour divers véhicule**

### II.3.2 Modèle de la machine utilisé

Pour l'élaboration de stratégies de commande, il faut trouver un compromis entre la complexité et la précision de la modélisation. Notre choix s'est dirigé vers le modèle construit à partir des équations globales de la machine. La modélisation de Park est construite à partir des équations globales du comportement électromagnétique de la machine. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale, la saturation du circuit magnétique, les pertes fer, les harmoniques d'encoches et d'espaces ne sont pas pris en compte dans la modélisation. En raison de la simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.

On se propose de réaliser la modélisation d'une machine synchrone triphasée à aimant permanent possédant des enroulements produisant une FMM sinusoïdale et étant le siège d'une FEM induite sinusoïdale. la figure (Fig.2.13) donne une représentation symbolique de cette machine.



**Fig. 2.13 Représentation symbolique de la MSAP.**

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

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (2.34)$$

Avec ;

- $\Omega_s$  : vitesse de rotation du champ tournant en  $rad. s^{-1}$ .
- $\omega_s$  : pulsation des courants alternatifs en  $rad. s^{-1}$ .
- $p$  : nombre de paires de pôles.

Le champ tournant du stator accroche le champ inducteur solide du rotor et donc le rotor ne peut tourner qu'à la vitesse de synchronisme.

On utilise les notations suivantes (TAB-2.3) pour les variables et les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

$V_a, V_b, V_c$	Tensions des trois phases statoriques.	$V$
$I_a, I_b, I_c$	Courants des trois phases statoriques.	$A$
$\Omega$	Vitesse angulaire de rotor.	$rad. s^{-1}$
$T_e$	Couple électromagnétique de la machine.	$N.m$
$\theta_e$	Angle électrique du stator.	$rad$
$L_s$	Inductance cyclique statorique.	$H$
$R_s$	Résistance d'un enroulement statorique.	$Ohm$
$K$	Constante FEM.	$V/rad.s^{-1}$ .
$p$	nombre de paires de pôles.	

**Tab 2.3- Notations des paramètres de la MSAP**

Les équations du modèle ([Annexe III](#)), représentant la MSAP en régime transitoire, sont les suivantes :

- **Equations électriques :**

$$L_s \frac{dI_a}{dt} = V_a - R_s I_a + K\Omega \sin \theta_e \quad (2.35a)$$

$$L_s \frac{dI_b}{dt} = V_b - R_s I_b + K\Omega \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.35b)$$

$$L_s \frac{dI_c}{dt} = V_c - R_s I_c + K\Omega \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.35c)$$

- **Equation du couple électromagnétique :**

$$T_e = -KI_a \sin(\theta_e) - KI_b \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) - KI_c \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.36)$$

### II.3.3 Commande de la machine

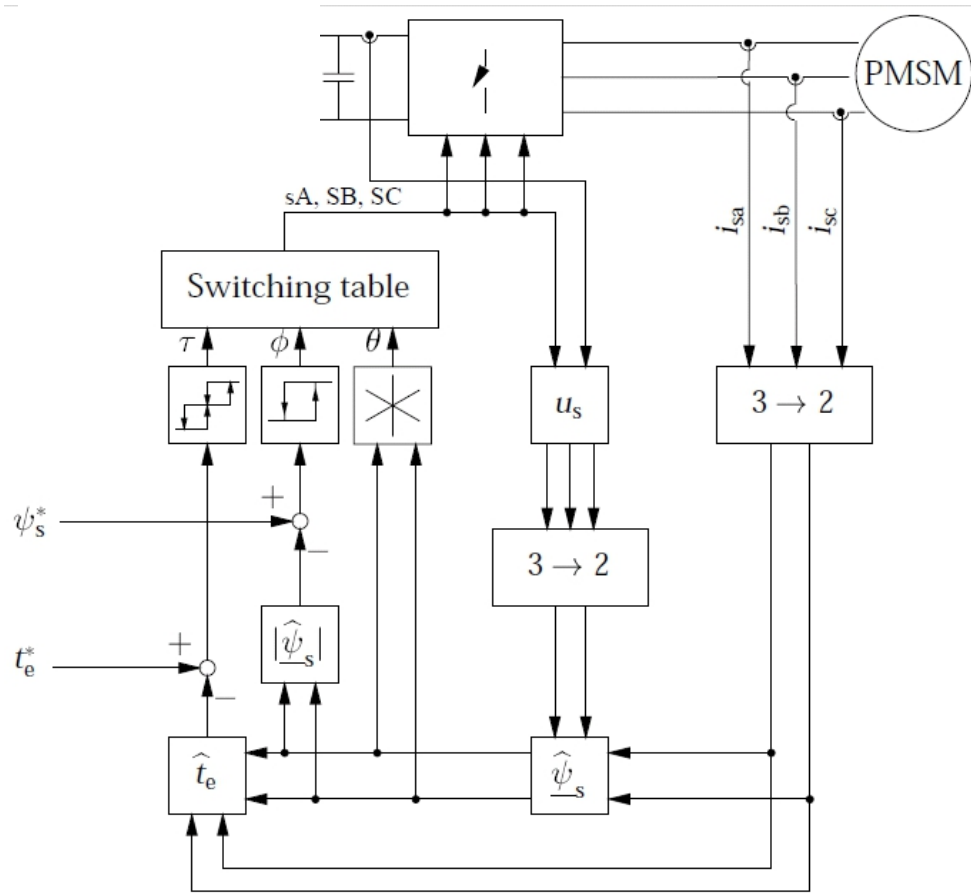
Le but de cette partie n'est pas de donner des outils complets et précis pour l'utilisation des diverses commandes, mais plutôt de décrire quelques architectures du contrôle-commande des machines électriques.

Dans la littérature, nous trouvons principalement trois grandes familles de commande :

- La Commande scalaire.
- La Commande vectorielle.
- La Commande directe de couple.

Qu'on contrôle directement le couple électromagnétique et le flux statorique du moteur, il n'est pas nécessaire d'utiliser un modulateur pour contrôler la fréquence et la tension, comme c'est le cas des convertisseurs MLI. On supprime ainsi un intermédiaire, ce qui permet à l'entraînement de réagir beaucoup plus rapidement à toute variation de couple. La technologie DTC offre, par ailleurs, un niveau de précision exceptionnel en régulation de couple sans recourir à un capteur. [\[ABB, 2008\]](#).

L'entrée de la commande du moteur est la vitesse de référence, qui est directement appliquée par la pédale du véhicule afin de générer un couple de référence correspondant à la vitesse demandée (introduction d'un régulateur **PI, FLC,...**). La commande est réalisée avec des comparateurs hystérésis et une table logique de commutation choisissant les configurations appropriées de commutation de l'onduleur de tension. La figure ([fig. 2.14](#)) représente la configuration globale de la commande directe du couple.



**Fig. 2.14** Schéma de principe de la DTC pour une machine MSAP/(PMSM)

### II.3.4 Couplage entre le modèle mécanique et la motorisation électrique

Faisons référence à la figure (fig.2.15), le couplage entre la partie dynamique et celle de la motorisation pour chaque roue motrice se donne par la fameuse équation [Esmailzadeh ,2001] [Hori 2003]:



**Fig. 2.15-** Couplage entre mécanique et motorisation

$$(J_{\omega} + J_m)\dot{\omega} = T_e - T_r \quad (2.37)$$

Avec ;

- $J_{\omega}$  : moment d'inertie de la roue (kg.m<sup>2</sup>) ;
- $J_m$  : moment d'inertie du moteur électrique (kg.m<sup>2</sup>) ;
- $T_e$  : couple moteur électrique de la roue motrice (N.M) ;
- $T_r$  : couple résistant de la roue (N.M) ;

L'expression de couple résistants qui agissent sur chaque roue sont données par [Esmailzadeh, 2001] :

$$T_r = \frac{1}{gr} R \cdot F_{res} \quad (2.38)$$

Où

- $gr$  : est le rapport de réduction (*gear ratio*).
- $R$  : est le rayon de la roue.

### **Remarque :**

En outre, puisque les réponses dynamiques du variateur de vitesse et le moteur électrique utilisé sont beaucoup plus rapides que la dynamique de la roue, et compte tenu des pôles dominants du système en boucle fermée, le moteur électrique et son entraînement peut être simplement modélisée par une fonction de transfert comme suit [Tahami 2003] [Tahami 2002]:

$$G(s) = \frac{T_e}{T_e^*} = \frac{k}{(1+s\tau_o)(1+s\tau_m)} \quad (2.39)$$

Où :

- $\tau_o$  est la constante de temps de l'onduleur.
- $\tau_m$  est la constante de temps du moteur (électrique et mécanique).



## II.4 CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la modélisation et l'identification du comportement d'un véhicule électrique à deux ou quatre roues motrices. Le choix des modèles a été réalisé en fonction de l'utilisation envisagée. Pour la construction du modèle mécanique, les simplifications réalisées consistent à négliger les effets au roulis. Une bonne partie des forces qui agissent sur le véhicule sont considérées et il apparaît tout à fait suffisant de s'y limiter dans le cadre de notre travail de thèse.

Pour la motorisation, nous sommes partis dans la modélisation du moteur roue (*in-Wheel*) qui est un moteur de type synchrone à aimants permanent (MSAP).

Dans les chapitres suivants, on s'intéresse plus par l'utilisation de la logique floue afin de statuer sur l'efficacité du contrôle de la dynamique latérale du véhicule électrique pour des situations dans les limites de stabilité de la conduite, dans lequel, le modèle non linéaire des forces latérales de contact roue-sol et le modèle linéaire du véhicule étudié sont considérés ainsi le control du lacet (DYC : *Direct yaw control*).

## CHAPITRE III

---

# COMMANDE DE LA DYNAMIQUE LATÉRALE PAR LA LOGIQUE FLOUE

## SOMMAIRE

---

<b>III.1</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>48</b>
<b>III.2</b>	<b>STRUCTURE D'UN CONTROLEUR FLOUE .....</b>	<b>48</b>
<b>III.3</b>	<b>Conception d'un contrôleur flou de la dynamique latérale .....</b>	<b>49</b>
III.3.1	Le contrôleur de la vitesse de lacet .....	51
III.3.2	Modélisation du contrôleur flou.....	52
III.3.2.1	Les éléments d'entrée: .....	52
III.3.2.2	Les éléments de sorties:.....	53
III.3.2.3	Les fonctions d'appartenance :.....	53
III.3.2.4	La base des règles floues .....	54
<b>III.4</b>	<b>Résultats de simulations.....</b>	<b>56</b>
<b>III.5</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>64</b>

### III.1 INTRODUCTION

Introduite par *L.A. Zadeh* en 1965, la logique floue a depuis été mise en œuvre avec succès dans de nombreux projets industriels. Son intérêt n'est plus à démontrer pour le contrôle de systèmes, tout particulièrement lorsque aucun modèle du système à piloter n'est disponible.

Partant de la notion de raisonnement, la logique floue permet de faire le lien entre modélisation numérique et modélisation symboliques, ce qui a permis des développements industriels spectaculaires à partir d'algorithmes très simples de traduction de connaissances symbolique en entité numérique et inversement.

Sur ce, l'automobile, où les fonctions pilotées électroniquement se généralisent (ABS, contrôle moteur, climatisation, boîte de vitesses automatique, etc.), s'intéresse depuis plusieurs années à la logique floue. De nombreux brevets traitent de systèmes à base de « *Fuzzy Logic* » (logique floue) et plusieurs véhicules actuellement commercialisés utilisent cette technique dans certaines fonctions embarquées.

À partir d'informations fournies, un calculateur embarqué commande selon la dynamique latérale (en s'appuyant sur le freinage différentiel) et d'autres mouvements de véhicule.

Ce dispositif permet de maintenir le véhicule dans sa voie de circulation en cas de manque de contrôle du conducteur.

Dans un premier temps, l'ensemble du module de commande a été développé selon les principes de l'automatique. Puis, à titre de comparaison, le même système a été mis au point sur véhicule avec une approche basée sur la logique floue. Les résultats obtenus prouvent que cette solution constitue une alternative pragmatique adaptée à certains problèmes industriels.

### III.2 STRUCTURE D'UN CONTRÔLEUR FLOUE

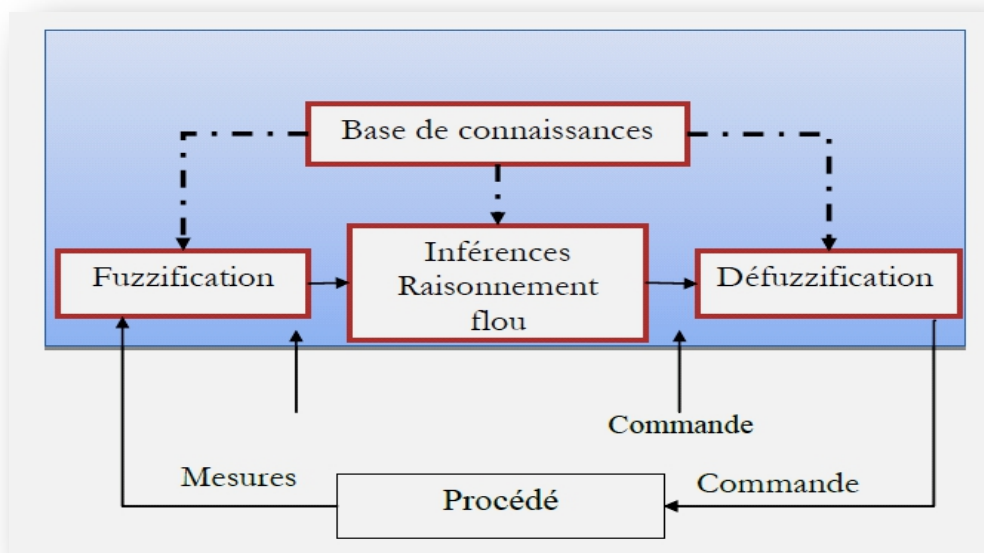
La configuration de base d'un F.L.C, sous la forme la plus générale est illustrée par la figure (fig.3.1), quel que soit le type d'application du contrôleur, on retrouve généralement, la même configuration de base, et qui consiste en trois modules à savoir :

- Le premier module traite les entrées du système (valeurs réglant). On définit tout d'abord un univers de discours, un partitionnement de cet univers en classes pour chaque entrée, et des fonctions d'appartenance pour chacune de ces entrées (par exemple vitesse grande, petite, faible, n'égative grande). La première étape, appelée « fuzzification », consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps  $t$  sa fonction d'appartenance à

chacune des classes préalablement définies, donc à transformer l'entrée réelle en un ensemble flou.

- Le deuxième module consiste en application de ces règles vont permettre de passer d'un degré d'appartenance d'une grandeur réglant au degré d'appartenance d'une commande. Ce module est constitué d'une base de règles et d'un moteur d'inférence qui permet le calcul.
- Le troisième et le dernier module décrit l'étape de « défuzzification » qui est la transformation inverse de la première. Il permet de passer d'une règle d'appartenance d'une commande à la détermination de la valeur à donner à cette commande.

Les étapes de normalisation et de dénormalisation sont des étapes optionnelles.



**Fig.3.1 Structure d'un contrôleur flou**

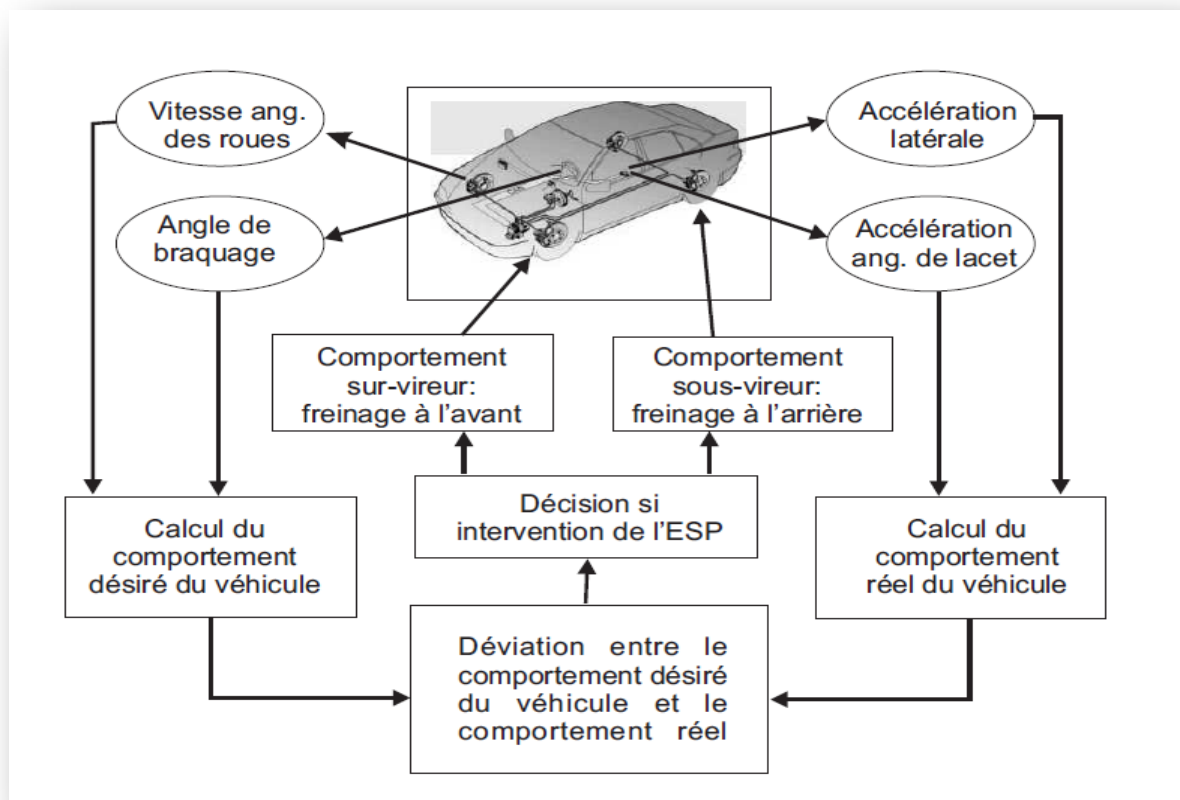
### III.3 Conception d'un contrôleur flou de la dynamique latérale

Pour surmonter les incertitudes caractéristiques pneu-route et les paramètres du véhicule, une approche de logique floue est utilisée, dans lequel un contrôleur de logique floue est utilisé pour contrôler la vitesse de lacet d'un véhicule électrique équipé de deux moteurs électriques individuels à l'arrière et une direction classique des roues avant.

L'application de forces de freinage non symétriques conduit à l'apparition d'un moment de lacet qui permet de contrôler la dynamique latérale du véhicule [Duisinx 2010].

Par analogie avec le système ESP (**Electronic Stability Program**) montré sur la figure (Fig.3.2), Le principe de notre système de contrôle de stabilité doit tout d'abord déterminer le statut actuel du véhicule basé sur la mesure de la vitesse de lacet, de l'accélération latérale de la vitesse de rotation des roues. A cette fin, le système mesure l'angle de rotation du volant ainsi que les pressions sur les pédales de frein et d'accélération. Ces valeurs lui permettent de comparer la trajectoire réelle à la trajectoire idéale souhaitée par le conducteur.

Si le système enregistre une différence significative entre le comportement réel et idéal du véhicule, le système de contrôle de stabilité intervient. Sur la base d'un algorithme, le contrôleur décide de moduler la force de freinage des roues de manière asymétrique afin de créer un moment de lacet ( $M_{diff}$ ) de nature à modifier la dérive et la vitesse de lacet [Tahami, 2002].



**Fig. 3.2 – Principe de fonctionnement du système de contrôle de stabilité ESP.**

### III.3.1 Le contrôleur de la vitesse de lacet

Une force longitudinale irrégulière sur la roue peut avoir un effet indésirable significatif sur la dynamique de lacet.

Dans cette partie, un couple différentiel  $M_{diff}$  est appliqué aux roues arrière motrices, afin de compenser la perturbation du moment de lacet  $M_z$ .

Réarrangement de l'équation (2.18) pour un véhicule électrique propulsé par les roues arrière et de négliger la force longitudinale des roues non motrices on peut écrire:

$$\sum M_z = a(F_{yfl} + F_{yfr}) - b(F_{yrl} + F_{yrr}) + M_{diff} \quad (3.1)$$

Où  $M_{diff}$  représente la dynamique produite par le freinage différentiel s'exprimé par :

$$M_{diff} = \frac{1}{2}d (F_{xrl} - F_{xrr}) \quad (3.2)$$

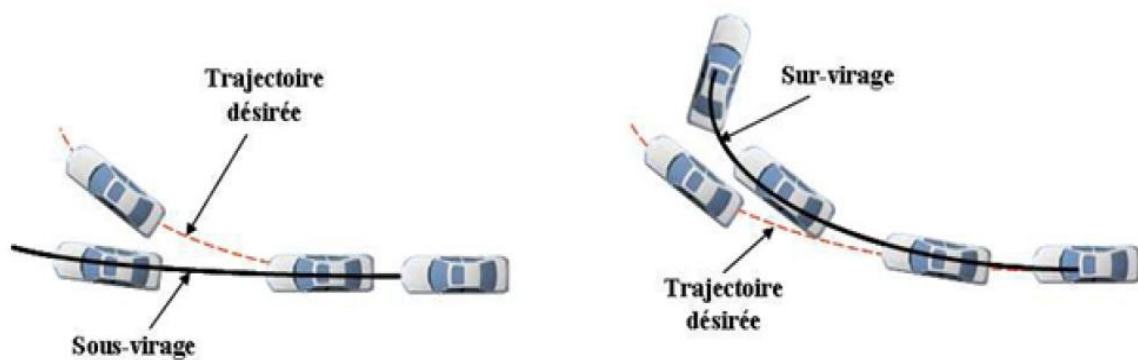
Par conséquent, la vitesse de lacet peut être directement commandée par l'application d'un couple d'entrée du différentiel (dans la zone de stabilité de la roue).

Dans un virage, en utilisant le modèle de bicyclette (§ II.2.3) dans un état d'équilibre, nous savons que la vitesse de lacet d'un véhicule répond à l'équation suivante :

$$\frac{r}{\delta} = \frac{V/L}{1 + \frac{KV^2}{L}} \quad (3.3)$$

Où :

- K : est le gradient de sous-virage.
- L : est l'empattement du véhicule, ( $L=a+b$ ).



**Fig. 3.3– Sous-virage et survirage du véhicule.**

Un braquage neutre ( $K = 0$ ) sera obtenu si la vitesse de lacet est maintenue avec la valeur suivante:

$$r_d = \frac{\delta V}{L} \quad (3.4)$$

Le rôle du contrôleur utilisé est de de maintenir la vitesse de lacet de sa valeur désirée (fig.3.3).

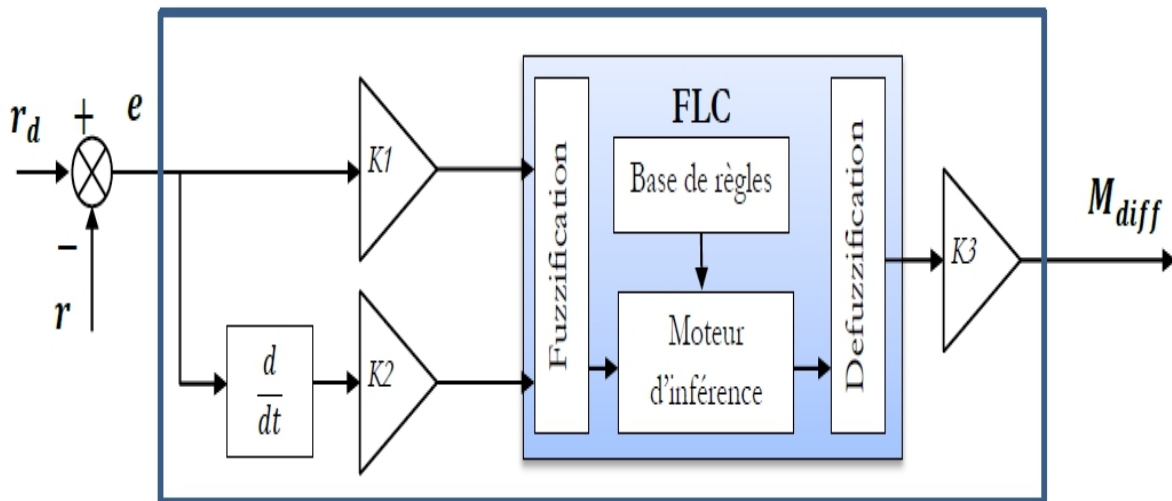
### III.3.2 Modélisation du contrôleur flou

#### III.3.2.1 Les éléments d'entrée:

Le problème de contrôle qui nous considère est de maintenir la vitesse de lacet de sa valeur désirée.

$$e = r - r_d \quad (3.5)$$

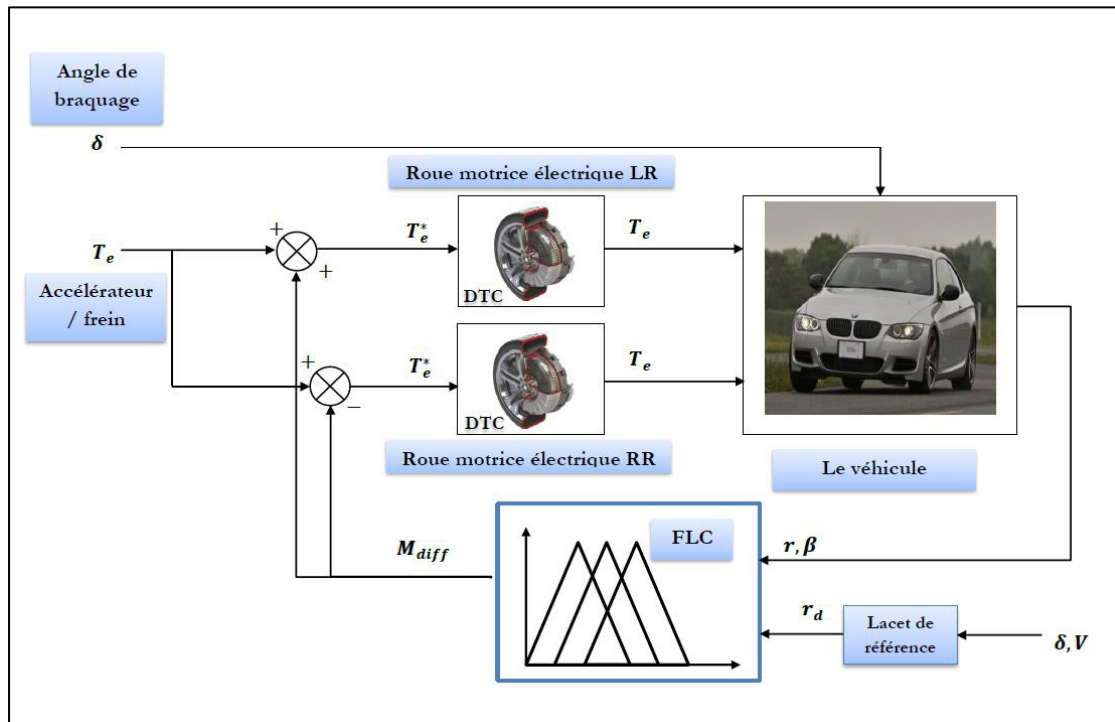
L'erreur  $e$  et le changement dans l'erreur sont appliqués au contrôleur flou comme le montre la figure (fig. 3.4).



**Fig3.4 Structure d'un FLC**

### III.3.2.2 Les éléments de sorties:

La sortie du dispositif de commande est l'écart dans les forces longitudinales des roues arrière (l'équation 3.3) produisant le couple  $M_{diff}$  (le couple différentiel de compensation) appliqué au moteur (fig.3.5). La figure 3.4 montre le schéma de principe du modèle de véhicule et le contrôleur de la vitesse de lacet.

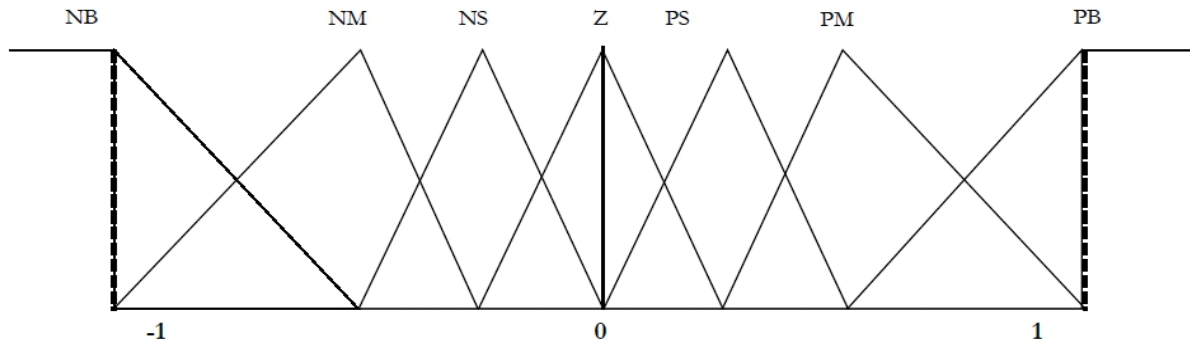


**Fig.3.5 le schéma de principe du modèle de véhicule et le contrôleur de la vitesse de lacet.**

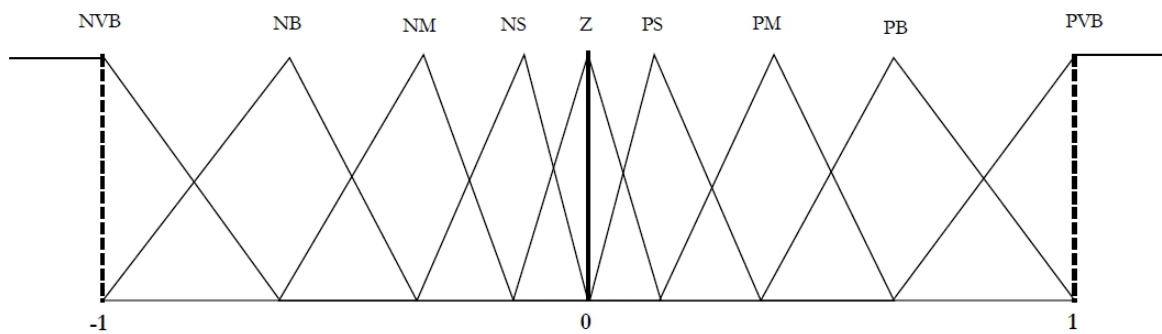
### III.3.2.3 Les fonctions d'appartenance :

Chaque sous-ensemble flou peut être représenté par sa fonction d'appartenance [Sugeno 1985], les deux entrées du régulateur flou possèdent des fonctions d'appartenance triangulaire où on peut classer les tous en sept classes, graphiquement, on peut représenter ces fonctions d'appartenance, par la figure suivante [Tahami, 2002]:





**Fig.3.6** les fonctions d'appartenance de l'erreur  $e = r - r_d$  et l changements d'erreur  $\frac{de}{dt}$



**Fig.3.7** les fonctions d'appartenance du couple différentiel  $M_{diff}$

Les fonctions d'appartenance normalisées pour défuzzification de la sortie du contrôleur sont représentées sur la [figure \(3.7\)](#) ainsi la surface de commande présentée sur la [figure \(3.8\)](#).

### III.3.2.4 La base des règles floues

Normalement le régulateur flou est reçu à chaque instant la valeur de ses entrées, et donne une valeur de l'angle de braquage envoyé au véhicule, nous avons choisi une base de règle que l'on trouve dans la plupart des applications, le mode de commande est illustré par cet exemple (case rouge) : Si l'erreur "e" Positive Grande (PB) et la variation de l'erreur "de" Positive Grande (PB), alors la sortie "de" positive plus Grande (PVB).

Les règles floues sont associées dans le tableau suivant (TAB.3.1) [Tahami, 2002]:

		ERREUR « e »						
		NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
CHANGEMENT d'ERREUR « de »	NB	NVB	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z
	NM	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z	PS
	NS	NVB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
	Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PVB
	PM	NS	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB
	PB	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB	PVB

**TAB .3.1 la base des règles floues du contrôleur de la vitesse de lacet.**

Pour la stratégie de défuzzification, nous avons utilisé celle du centre de gravité.

### III.4 Résultats de simulations

Afin de mesurer l'efficacité de notre contrôleur, Certains changements soudains de direction ont été simulés pour montrer le suivi de la consigne en vitesse de lacet et la réponse du véhicule contrôlé.

Les paramètres du véhicule ainsi les paramètres des moteurs électriques MSAP sont définis respectivement dans les tableaux suivants [Bernardini 2009] et [Takeuchi 2007]:

$M_v$	1704.7 kg	$V_x$	20m/s
$I_z$	2619.28 kg.m <sup>2</sup>	$T_s$	***
$a$	1.014m	$b$	1.675m

**TAB 3.2. Les paramètres du véhicule Electrique.**

Paramètre	valeur	Paramètre	valeur
$L_s$	0.09 mH	$P_a/P_{max}$	16 kw/40kw
$R_s$	0.0178 $\Omega$	$I_a/I_{max}$	135 A/310A
$\phi_m$	0.0335 Vs/rad	$V/V_{max}$	90 V/120V
$PP$	4	$W_m/Wm_{max}$	400 rad/1000 rad
$J_m$	0.01275 kgm <sup>2</sup>	$T/Tmax$	40Nm / 100 Nm
$gr$	5 :1		

**TAB 3.3 les paramètres des Moteurs (MSAP) utilisés.**

La figure (3.9) montre un changement de direction soudain réalisé par le conducteur sur l'angle de braquage ( $\delta$ ) avec une commande de (4°- degré) et une autre avec (8°-degré), avec une vitesse longitudinale constante de véhicule de 20 m/s - (72km/h), cette vitesse correspond un couple de consigne par moteur de (172 Nm).

Les figures (3.10) et (3.12) montrent les résultats obtenus pour la commande latérale du véhicule électrique étudiés à deux roues arrière motrices dont le dispositif est inactif.

Par l'activation du dispositif du control, Les figures de (3.13) aux (3.23) montrent Les résultats obtenus par l'introduction du contrôleur flou (FLC) afin de corriger la trajectoire désirée du véhicule électrique étudiés à deux roues arrière motrices avec deux tests de robustesse différents.

Sans le dispositif de commande, le véhicule manqua la trajectoire désirée, dont des efforts supplémentaires sont nécessaires pour le rendre dans la trajectoire voulue. Par l'introduction de ce dispositif, ce dernier garde la vitesse de lacet du véhicule à proximité de celle de la référence. Cette proximité est bien remarquable sur la figure (3.13).

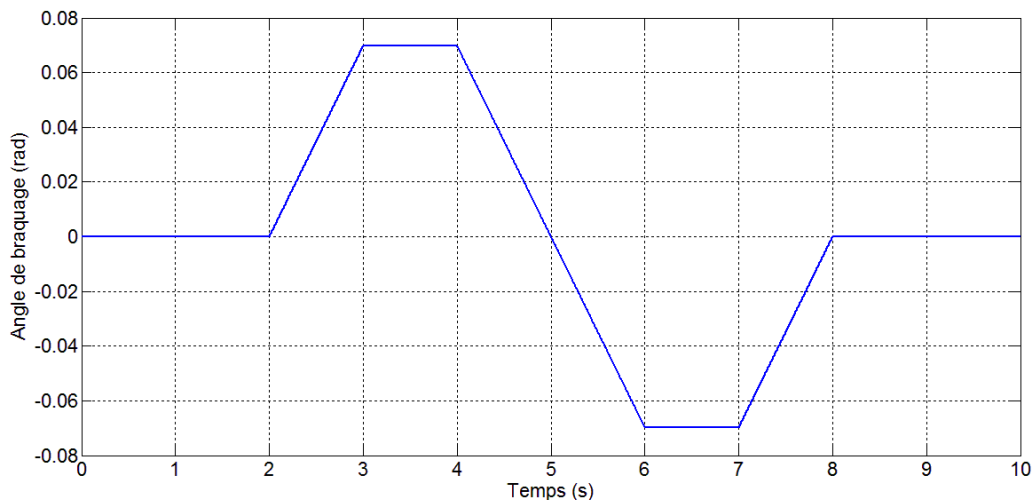
La stabilité dynamique du véhicule lors de virage est assurer par le moment différentiel  $M_{diff}$  fournit par les deux moteurs électriques des roues arrières du véhicule comme le montre la figure (3.15).

Les figures (3.18) présentent l'allure des couples développées par les moteurs synchrones à aimant permanent commandés par la DTC.

L'allure des vitesses linéaires des roues arrières gauche et droite (*Left, Right*) respectivement sont présentées dans la figure (fig.3.16).

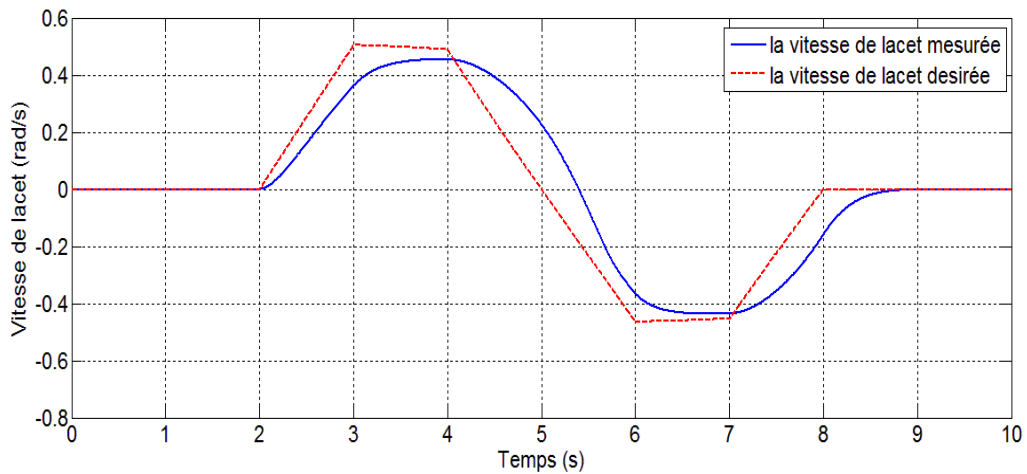
A partir de ces résultats obtenus, on vient de résumer que notre contrôleur FLC présente un avantage **limité** pour la commande latérale du véhicule car il permet au conducteur de traiter le changement partiel de voie et maintien la trajectoire désirée.

D'un autre coté et Lors de son virage avec un angle de braquage de ( $8^\circ$ ), le FLC perd son control et provoqua une situation de dérapage dans lequel le véhicule n'a pas maintenu son trajectoire désirée comme le montrent les figures de (3.18) aux (3.23).

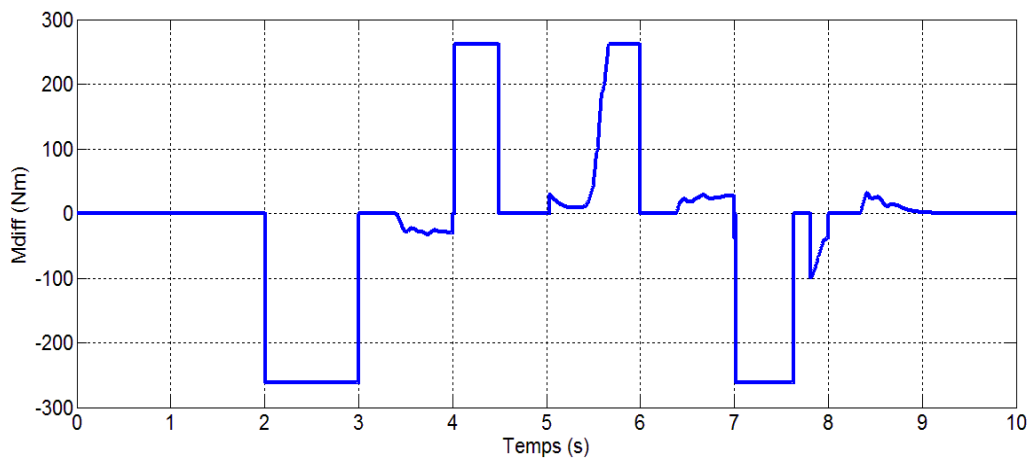


**Fig. (3.9) manœuvres sur l'angle de braquage.**

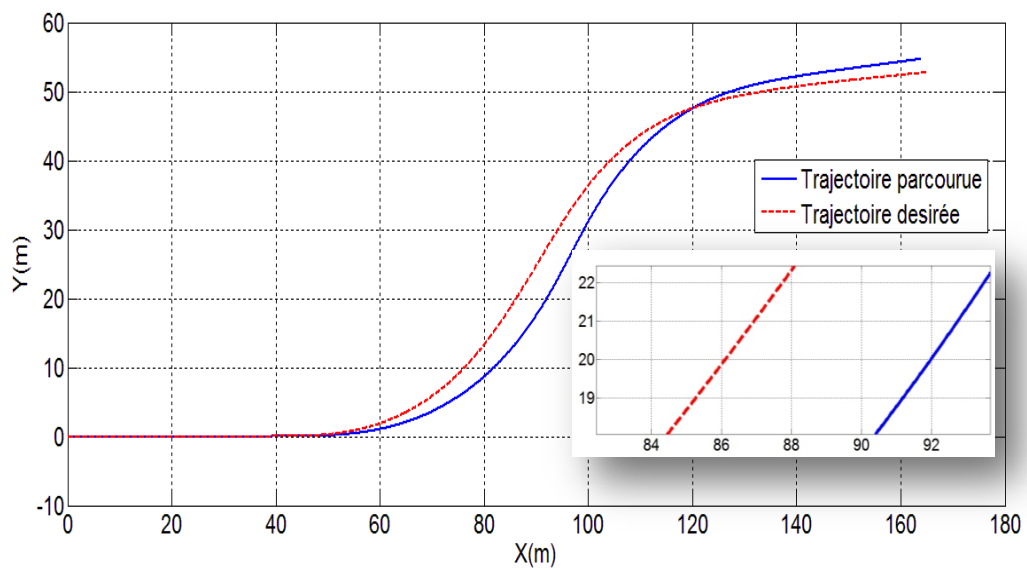
**A. Le Dispositif de commande est inactif :**



**Fig. (3.10) la vitesse de lacet non contrôlée.**



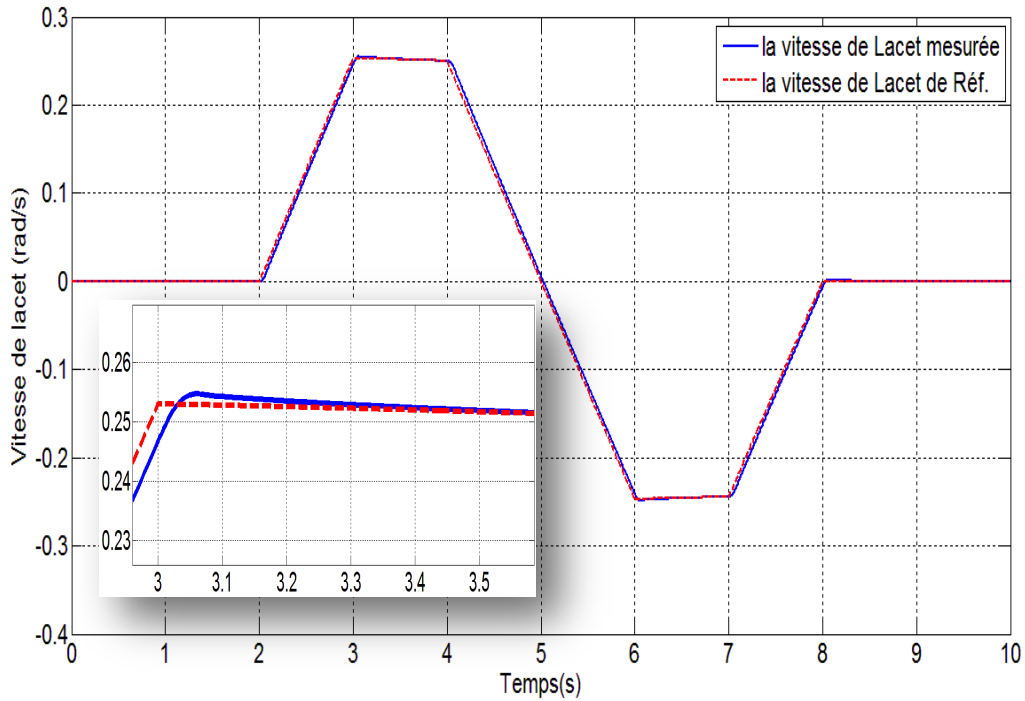
**Fig. (3.11) le couple différentiel  $M_{diff}$**



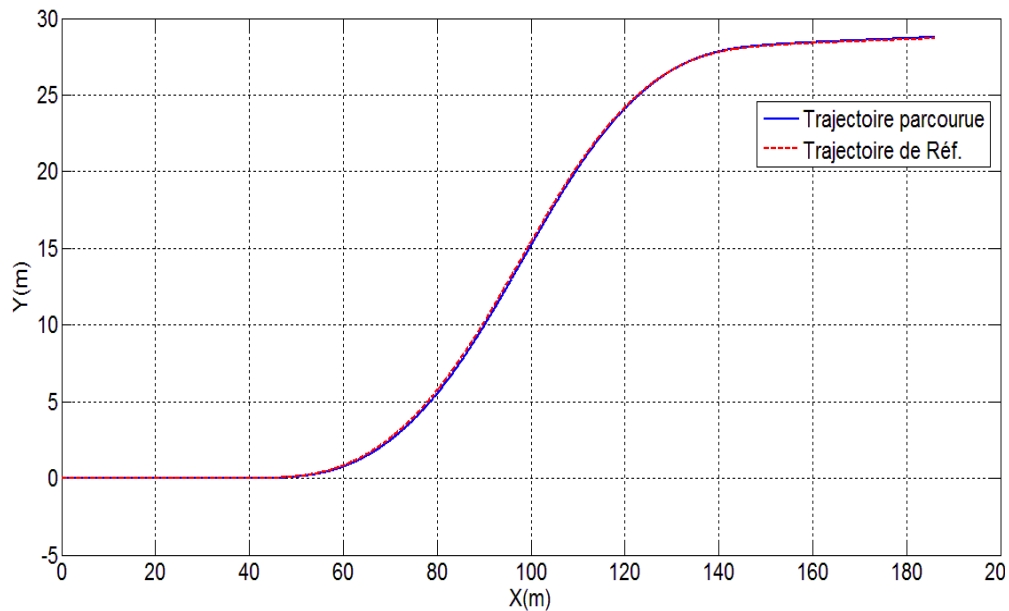
**Fig. (3.12) la trajectoire XY parcourue non contrôlée.**

## B. Le Dispositif de commande est actif :

1. Test pour un virage avec  $\delta = 4^\circ$  et  $V_x=20$  m/s (72km/h),



**Fig. (3.13) la vitesse de lacet.**



**Fig. (3.14) la trajectoire XY**

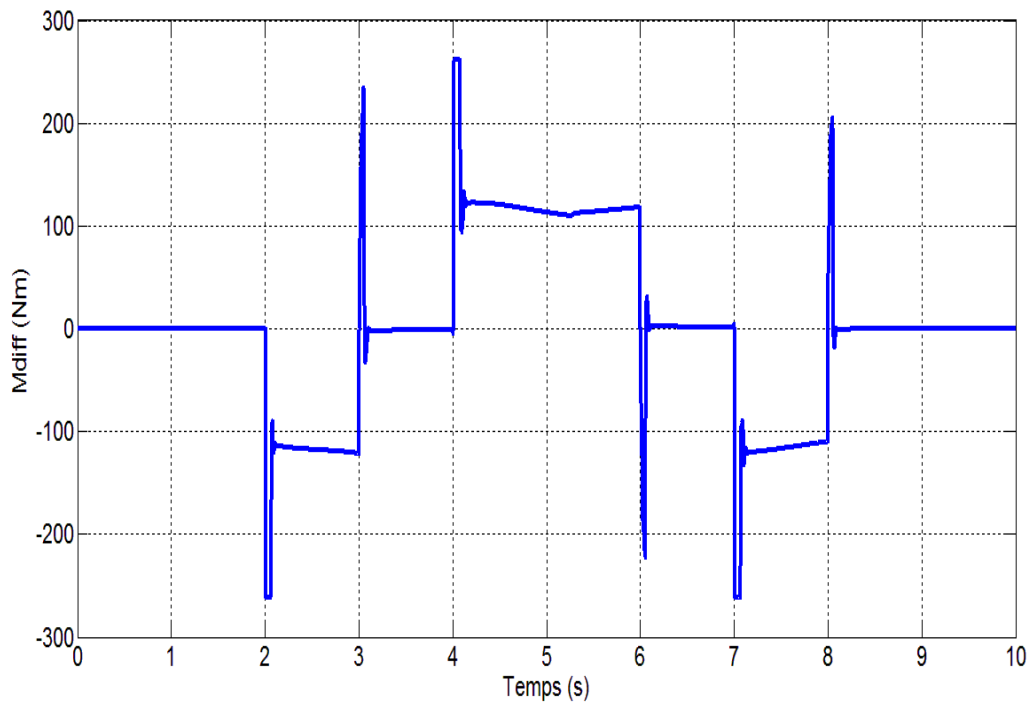


Fig. (3.15) le couple différentiel  $M_{diff}$

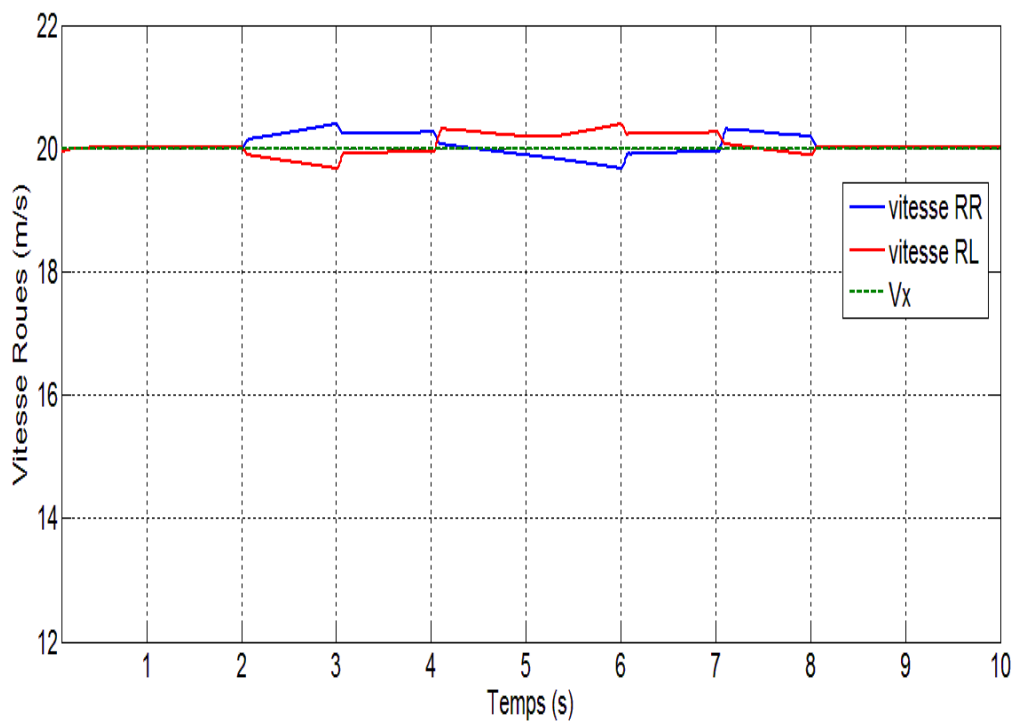
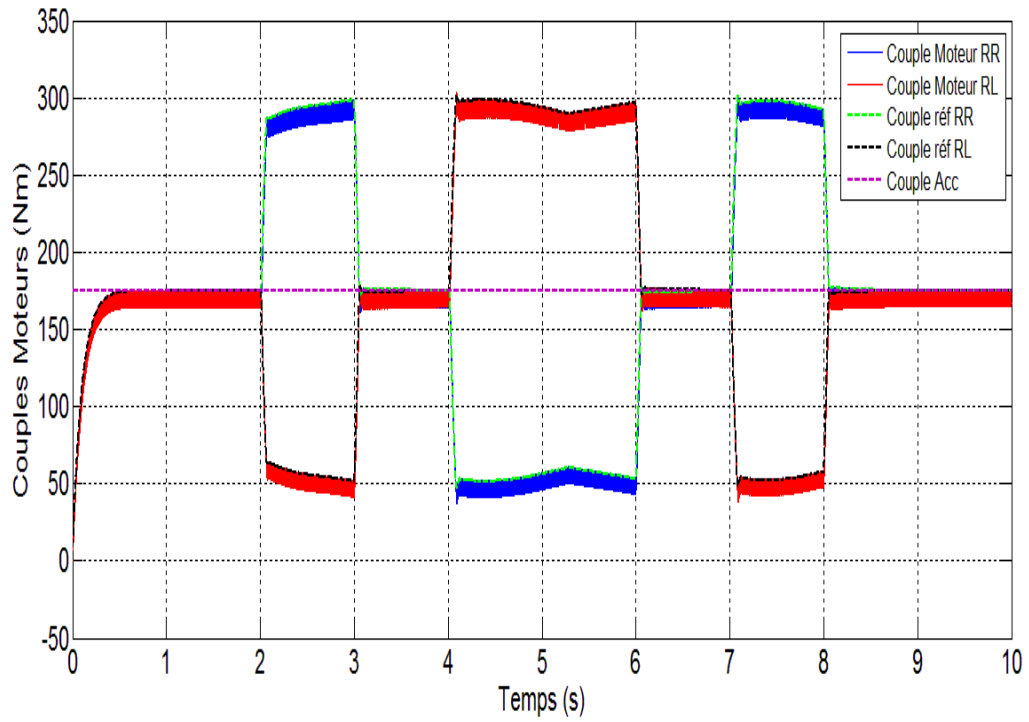
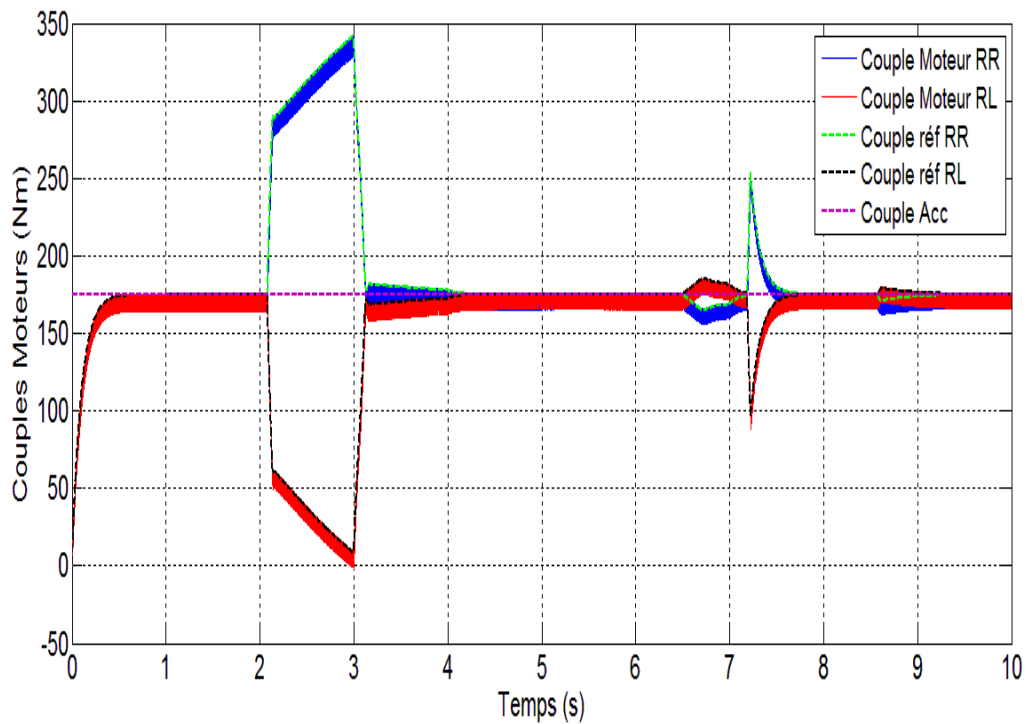


Fig. (3.16) Les vitesses des roues motrices.



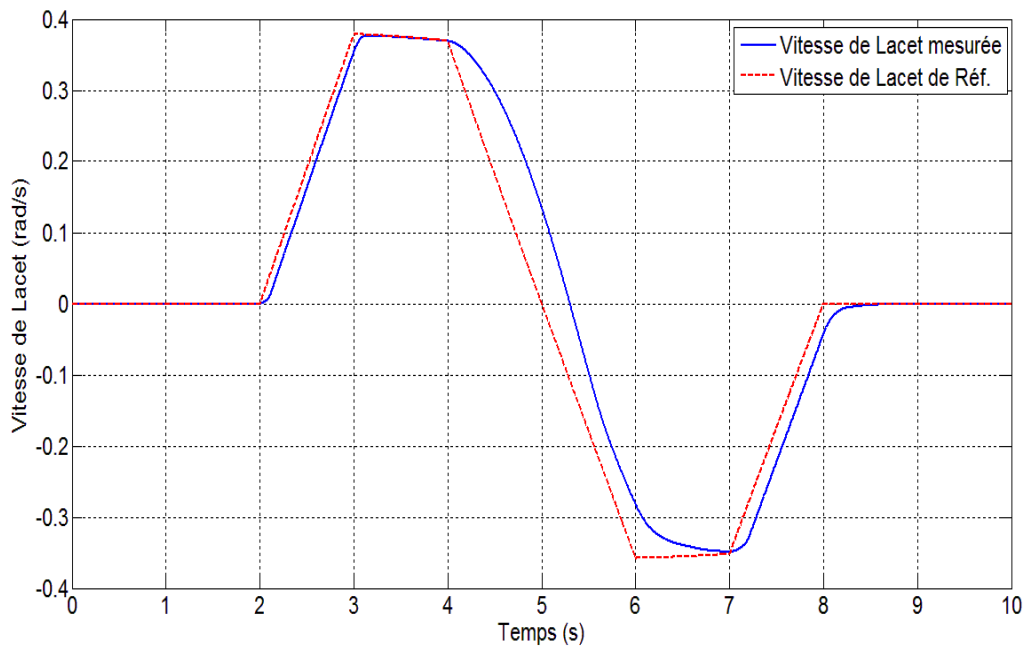
**Fig. (3.18) les couples moteurs avec la DTC.**

2. Test pour un virage avec  $\delta = 8^\circ$  et  $V_x = 20$  m/s (72km/h),

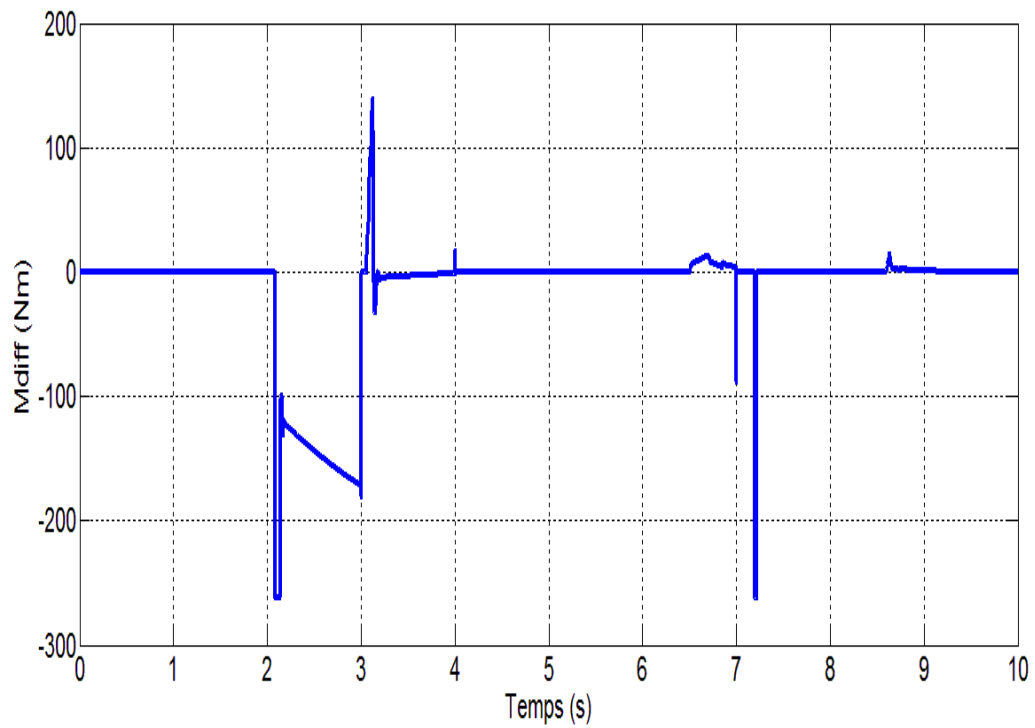


**Fig. (3.19) les couples moteurs avec la DTC.**

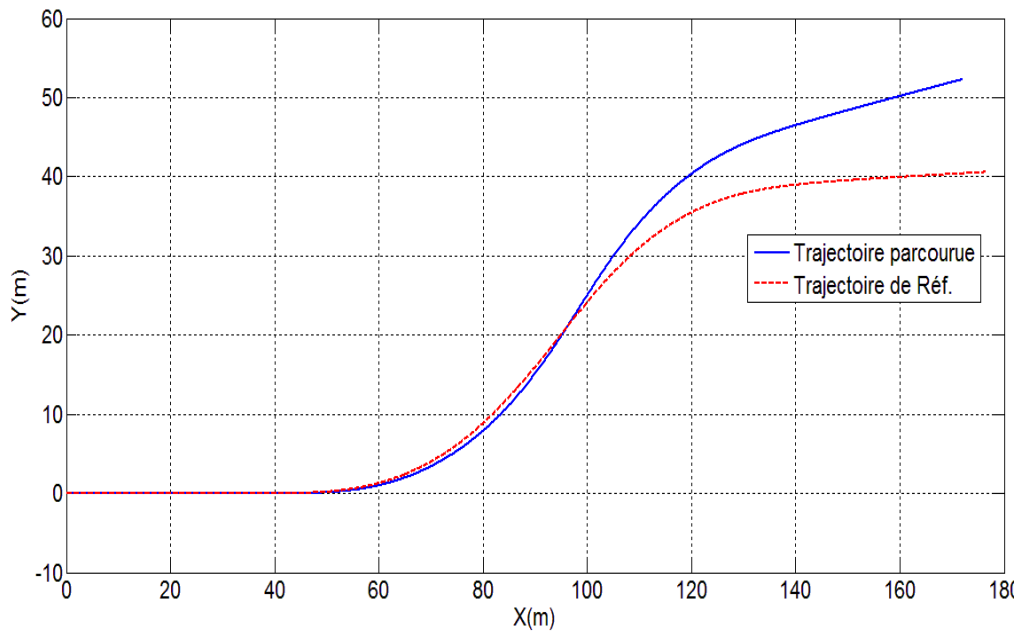




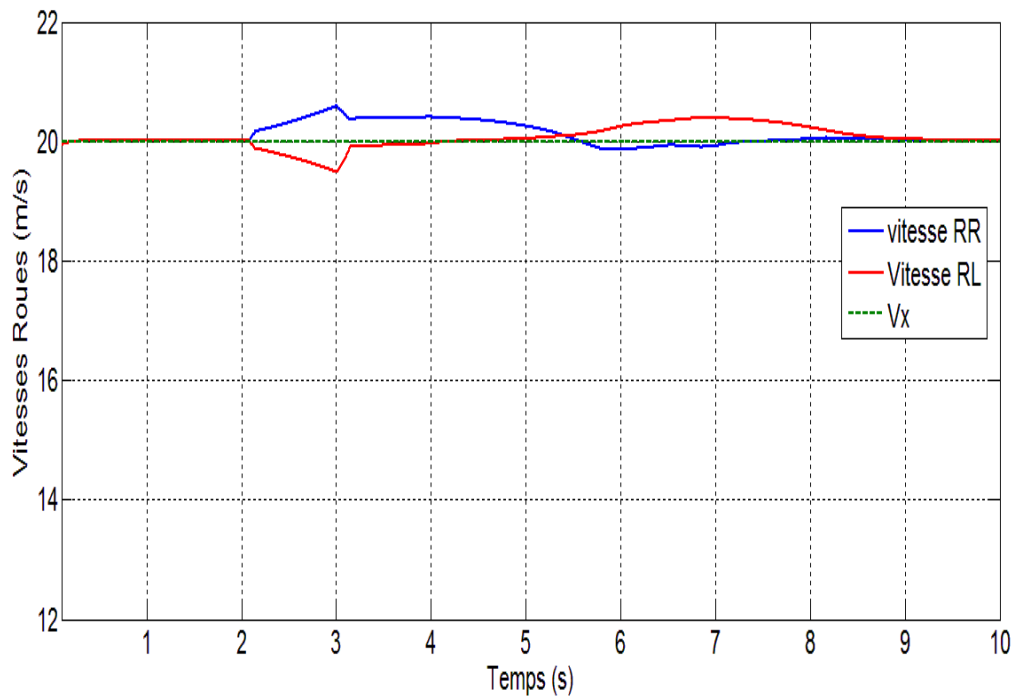
**Fig. (3.20)** la vitesse de lacet.



**Fig. (3.21)** le couple différentiel  $M_{diff}$



**Fig. (3.22) la trajectoire XY parcourue**



**Fig. (3.23) Les vitesses des roues motrices.**

### III.5 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre, la commande latérale du véhicule avec un modèle à deux roues motrices, en utilisant la technique de contrôle par la logique floue, cette technique nous donne des résultats satisfaisantes vis-à-vis l'action sur l'angle de braquage ( $\delta = 4^\circ$ ).

Conséquemment aux résultats obtenus, on vient de résumer que notre contrôleur FLC présente **un avantage partiel** pour la commande latérale du véhicule car il permet au conducteur de traiter le changement de voie et maintien la trajectoire désirée dans des situations dans **les limites** de stabilité de la conduite ( $\delta = 4^\circ$ ). Avec un angle de braquage de ( $\delta = 8^\circ$ ), le véhicule perdra carrément son control.

Face à cette situation, et afin de renforcer plus la robustesse de la commande latérale proposée du véhicule, les résultats seront comparés dans le chapitre suivant avec un autre contrôleur dans lequel nous allons utiliser, **la commande hybride avec un modèle non-linéaire à deux roues** afin de distinguer les avantages et les inconvénients des deux contrôleurs utilisés notamment la sortie de voie et l'écart de la vitesse de lacet par rapport à sa référence.

## CHAPITRE IV

---

### MISE EN OEUVRE DE LA COMMANDE HYBRIDE

#### SOMMAIRE

---

<b>IV.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>65</b>
<b>IV.2</b>	<b>Le langage HYSDEL.....</b>	<b>65</b>
<b>IV.3</b>	<b>Le Model hybride du Véhicule .....</b>	<b>68</b>
<b>IV.4</b>	<b>La Commande prédictive explicite du véhicule étudié sous la forme PWA.</b>	<b>72</b>
IV.4.1	Optimisation hors ligne (off -line) .....	72
IV.4.2	Choix du schéma de Contrôle .....	74
IV.4.3	Choix de la fonction coûts .....	74
IV.4.4	Choix de l'horizon de prédiction.....	76
IV.4.5	Conception du contrôleur .....	76
IV.4.6	Paramètres du contrôleur .....	77
<b>IV.5</b>	<b>Les résultats de simulation.....</b>	<b>78</b>
<b>IV.6</b>	<b>Synthèse des résultats de simulation.....</b>	<b>88</b>
<b>IV.7</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>90</b>

## IV.1 INTRODUCTION

Dans les dernières années il y a eu beaucoup de recherche dans le domaine des programmes de stabilité électronique (ESP) pour les véhicules. Le but de ces programmes est d'augmenter la stabilité du véhicule dans les virages. Alors que la plupart des approches sont basés sur le freinage différentiel, les méthodes les plus avancées qui utilisent la direction active ont également été explorées.

Ce chapitre traite le contrôle de la dynamique du véhicule pour des situations dans les limites de stabilité de la conduite. Un modèle non linéaire des forces de contact pneumatique-chaussée est considéré et une approche affine par morceaux (PWA) permet de faire face à la non-linéarité.

L'action est sur l'angle de braquage. A partir de l'approche affine par morceaux, le système de contrôle proposé est capable de commuter uniquement en fonction de la vitesse de lacet qui est la mesure qui peut être obtenue à un coût accessible.

Un ensemble de simulations est réalisé en utilisant le fameux MATLAB/SIMULINK pour analyser la robustesse du système développé vis- vis les effets des forces latérales.

## IV.2 Le langage HYSDEL

A partir d'une représentation textuelle de la représentation multi-modèles et de la fonction de commutation entre les différents modes de systèmes qui sont généralement écrits sous la forme d'une condition de type Si-Alors-Sinon ; on peut obtenir à l'aide du langage de programmation HYSDEL, un seul modèle hybride de type MLD permettant le passage vers les autres représentations hybrides.

HYSDEL est l'acronyme de HYbrid Systems DEscription Language [Torrisi et al 2002]. C'est un outil de description de modèle qui permet d'obtenir la forme MLD de façon systématique. La transformation à la main des relations aux interfaces en inégalités linéaires mixtes s'avère très fastidieuse. À partir des équations dynamiques, des équations logiques et des relations aux interfaces exprimées dans un langage proche du C, HYSDEL génère un script MATLAB contenant les matrices du modèle MLD et des informations supplémentaires telles que les dimensions de ces matrices et des paramètres de contrôle. L'appel du programme HYSDEL se fait depuis MATLAB avec en paramètre le fichier source (*fichier .hys*). HYSDEL renvoie un (*fichier .m*) contenant les matrices du modèle sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} X_c(k+1) \\ X_l(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{cc} & A_{cl} \\ A_{lc} & A_{ll} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_c(k) \\ X_l(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_{1cc} & B_{1cl} \\ B_{1lc} & B_{1ll} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_c(k) \\ u_l(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_{2cl} \\ B_{2ll} \end{pmatrix} \delta(k) + \begin{pmatrix} B_{3cc} \\ B_{4lc} \end{pmatrix} z(k), \quad (4.1)$$

$$\begin{pmatrix} Y_c(k) \\ Y_l(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{cc} & C_{cl} \\ C_{lc} & C_{ll} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_c(k) \\ X_l(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D_{1cc} & D_{1cl} \\ D_{1lc} & D_{1ll} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_c(k) \\ u_l(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D_{2cl} \\ D_{2ll} \end{pmatrix} \delta(k) + \begin{pmatrix} D_{3cc} \\ D_{4lc} \end{pmatrix} z(k),$$

$$E_2 \delta(k) + E_3 z(k) \leq E_1 \begin{pmatrix} u_c(k) \\ u_l(k) \end{pmatrix} + E_4 \begin{pmatrix} X_c(k) \\ X_l(k) \end{pmatrix}, \quad (4.2)$$

Un fichier HYSDEL est divisé en deux parties. La première partie, appelée **INTERFACE**, a pour but de déclarer les variables (états, entrées, sorties) ainsi que les constantes. Elle comprend donc les sections **STATE**, **INPUT**, **OUTPUT** et **PARAMETER**. La deuxième partie, appelée **IMPLEMENTATION** est composée de huit sections **OUTPUT**, **AD**, **LOGIC**, **DA**, **LINEAR**, **CONTINUOUS**, **AUTOMATA**, **MUST** décrivant les relations entre les variables du modèle :

1. Section **OUTPUT** : elle permet de spécifier des relations linéaires et logiques pour la sortie, i.e. du type :  $y_c = x_c + bu_c, y_l = x_c \vee u_c$  ;
2. Section **AD** : elle définit les variables auxiliaires binaires  $\delta$  issues des relations du type :  $\delta = 1$  si  $ax_c \leq b$  ;
3. Section **LOGIC** : cette section permet de spécifier des fonctions arbitraires sur les variables binaires (sélection de mode par ex.), i.e. des relations du type  $\delta_1 = \delta_2 \vee u_l$  ;
4. Section **DA** : elle définit les variables auxiliaires continues  $z$  issues de conditions du type si-alors-sinon sur les variables binaires, i.e. elle définit les modes. On trouvera dans cette section des relations du type : si  $\delta = 1$  alors  $z = a_1 x_c + b_1$  sinon  $z = a_2 x_c + b_2$  ;
5. Section **LINEAR** : elle permet de définir des variables auxiliaires qui sont des expressions affines des variables continues, i.e. de relations du type  $z = ax_c + b$  ;
6. Section **CONTINUOUS** : elle décrit la dynamique continue, sous la forme d'équations aux différences, i.e. de relations du type  $x_c^+ = ax_c + bu_c + cz$  ;
7. Section **AUTOMATA** : cette section décrit la dynamique discrète sous la forme d'équations logiques du type  $x_c^+ = x_l \wedge u_c$  ;
8. Section **MUST** : cette section permet de spécifier des contraintes additionnelles sur les variables du modèle sous la forme d'inégalités linéaires et de relations logiques, par ex.  $x_c^{min} \leq x_c \leq x_c^{max}, \delta_1 \wedge \delta_2$  .

D'autre part, un modèle MLD n'est pas unique en ce qui concerne le nombre de variables auxiliaires. Pour un même système, il y a autant de modèles MLD que de façons d'introduire les variables auxiliaires. Il est alors souhaitable de rechercher le modèle qui minimise le nombre de variables binaires afin de minimiser la complexité combinatoire.

Pour en savoir plus sur les possibilités offertes par cet outil, le lecteur est invité à consulter le manuel d'utilisation d'HYSDEL [Torrisi et al 2002]. On peut regretter toutefois qu'actuellement, l'écriture matricielle ne soit pas prise en charge lors de la spécification du modèle dans HYSDEL, ce qui limite l'utilisation à des systèmes de faible dimension.

### **Exemple :**

Dans cet exemple, on considère le système multi-modèle suivant avec des domaines de validités disjointes :

$$x(k+1) = 0.8 \begin{bmatrix} \cos\alpha(k) & -\sin\alpha(k) \\ \sin\alpha(k) & \cos\alpha(k) \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \quad (4.3)$$

$$y(k) = [0 \quad 1]x(k)$$

$$\alpha(k) = \begin{cases} \frac{\pi}{3} & \text{si } [1 \quad 0]x(k) \geq 0 \\ -\frac{\pi}{3} & \text{si } [1 \quad 0]x(k) < 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

C'est un multi-modèles avec deux modèles : Si  $x_1 \geq 0$  Le modèle M1 (avec  $\alpha(k) = \frac{\pi}{3}$ ) sera appliqué, Sinon ( $x_1 < 0$ ) Le modèle M2 (avec  $\alpha(k) = -\frac{\pi}{3}$ ) sera appliqué. Basé sur la condition "if-then-else conditions", Les variables auxiliaires binaires et continus seront ajoutés.

Le fichier **HYSDEL** correspondant est le suivant :

```
SYSTEM {
INTERFACE {
STATE { REAL x1 [-10,10];
        REAL x2 [-10,10];}
INPUT { REAL u [-1.1,1.1];
OUTPUT {REAL y;}
PARAMETER {
REAL alpha = 1.0472;
```

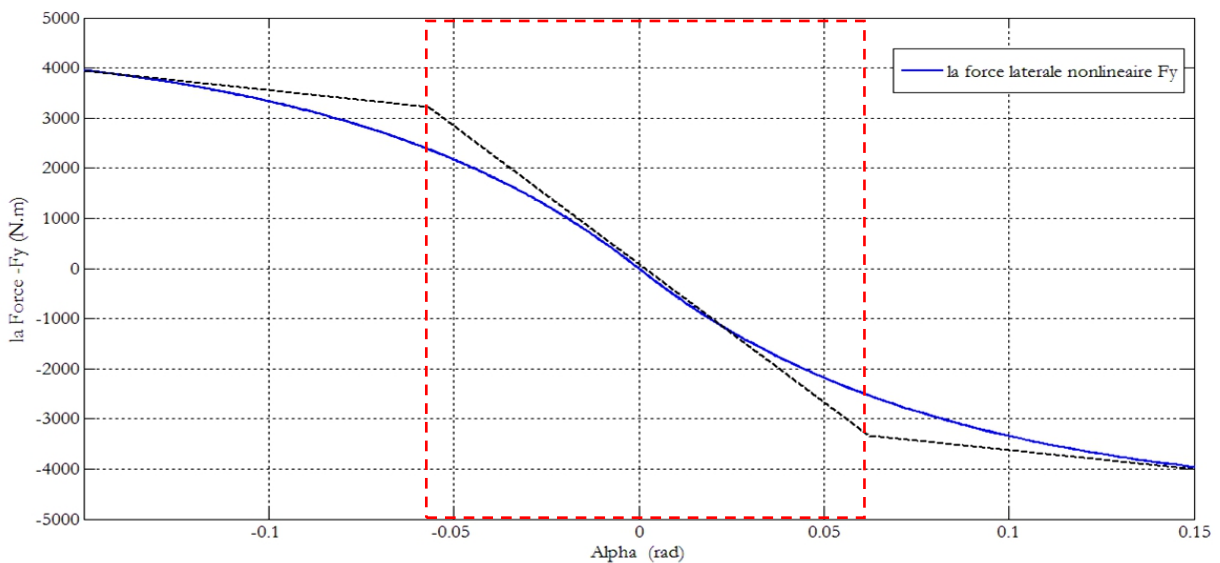
```

REAL C = cos (alpha);
REAL S = sin (alpha);}
IMPLEMENTATION {
AUX { REAL z1,z2;
      BOOL sign; }
AD { sign = x1<=0; }
DA { z1 = {IF sign THEN 0.8*(C*x1+S*x2)
          ELSE 0.8*(C*x1-S*x2) };
      z2 = {IF sign THEN 0.8*(-S*x1+C*x2)
          ELSE 0.8*(S*x1+C*x2) }; }
CONTINUOUS { x1 = z1;
             x2 = z2+u; }
OUTPUT { y = x2; }}

```

### IV.3 Le Modèle hybride du Véhicule étudié

Les Modèles affines par morceaux sont d'un intérêt principalement parce qu'ils peuvent être utilisés pour des fonctions non linéaires approximatives. En effet, les forces de pneus latérales selon le modèle de PACEJKA [pacejka 2006] peuvent être approchées de manière affine par morceaux comme illustré à la figure (fig.4.1). De ce fait, on distingue une région linéaire où l'angle de dérive du pneu  $\alpha_j$  est petit et deux régions affines (saturé) pour des valeurs absolues supérieures de  $\alpha_j$  (fig. 4.2).



**Fig. (4.1) les forces de pneus latérales avec l'approche affine par morceaux (PWA).**



Nous supposons que, pendant la manœuvre de virage, la vitesse longitudinale  $V_x$  est constante. Pour un glissement longitudinal constant, Nous utilisons un modèle des forces de pneus qui est un modèle linéaire par morceaux [Bernardini 2009], Fig. (4.1) :

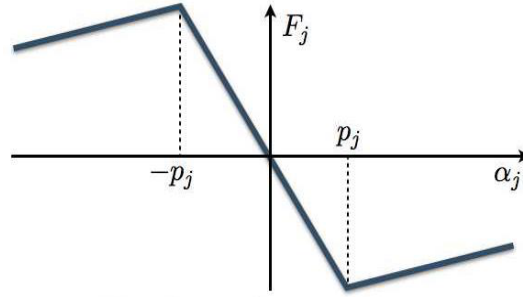
$$F_f(\alpha_f) = \begin{cases} d_f(\alpha_f + P_f) - e_f & \text{if } \alpha_f < -P_f \\ c_f \alpha_f & \text{if } -P_f \leq \alpha_f \leq P_f \\ d_f(\alpha_f - P_f) + e_f & \text{if } \alpha_f > P_f \end{cases} \quad (4.5a)$$

$$F_r(\alpha_r) = \begin{cases} d_r(\alpha_r + P_r) - e_r & \text{if } \alpha_r < -P_r \\ c_r \alpha_r & \text{if } -P_r \leq \alpha_r \leq P_r \\ d_r(\alpha_r - P_r) + e_r & \text{if } \alpha_r > P_r \end{cases} \quad (4.5b)$$

Afin de réduire la complexité du modèle dynamique, l'équation de force (4.5) est simplifiée, d'où  $c_f, c_r$  désignent les coefficients de rigidité de glissement latérales des roues avant et arrière dans respectivement,  $P_f, P_r$  sont appelés les angles de dérapage critiques.

La caractéristique qualitative de la relation angle de dérapage-pneus est illustrée à la figure (fig. 4.2). Il est évident à partir de (4.5) que les forces de pneumatique sont des fonctions symétriques, c'est à dire pour toute  $j \in \{f, r\}$  et  $\alpha_j$  :

$$F_j(-\alpha_j) = -F_j(\alpha_j) \quad (4.6)$$



**Fig. (4.2) La caractéristique qualitative de la relation angle de dérapage-pneus.**

Rappelant équations (2.27), nous nous souvenons que l'angle de dérive avant et arrière, sous de petites hypothèses d'angle, sont une fonction linéaire de la vitesse de lacet  $r$ , l'angle de dérive  $\beta$  et l'angle de braquage  $\delta$ .

A partir des équations (2.27), (2.32) et (4.5), Nous pouvons maintenant écrire le modèle hybride (PWA) du véhicule:

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{F_f(\alpha_f) + F_r(\alpha_r)}{M_v v_x} & \frac{F_r(\alpha_r)b - F_f(\alpha_f)a}{M_v v_x^2} - 1 \\ \frac{F_r(\alpha_r)b - F_f(\alpha_f)a}{I_z} & -\frac{F_f(\alpha_f)a^2 + F_r(\alpha_r)b^2}{I_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{F_f(\alpha_f) + F_r(\alpha_r)}{M_v v_x} & 0 \\ \frac{F_f(\alpha_f) + F_r(\alpha_r)}{I_z} & \frac{1}{I_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \\ M_{diff} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Le modèle dynamique est un système affine par morceaux (PWA) [Sontag 1981] :

$$\dot{x}(t) = A_i^c x(t) + B_i^c u(t) + \phi_i^c \tag{4.8a}$$

$$y(t) = C^c x(t) + D^c u(t) \tag{4.8b}$$

$$i \in I: H_i x(t) \leq K_i \tag{4.8c}$$

Sachant que l'angle de braquage  $\delta$  et le moment de freinage différentiel  $M_{diff}$  sont les entrées de la commande, l'angle de dérive  $\beta$  et la vitesse de lacet  $r$  sont les états du système et la vitesse de lacet  $r$  supposée comme la sortie du système.  $i \in I$  désigne la région active, où  $I = \{1 \dots s\}$  et  $s$  est le nombre de régions du système PWA. Les Inégalités (4.8c) sont issus des inégalités dans (4.5), et la partition de l'espace de l'Etat dans les régions polyédriques, qui définissent les conditions de fonctionnement différentes (linéaire, et la saturation positive et négative, pour chaque paire de pneus). Par conséquent, ils sont également appelés modes du système. Les matrices  $A_i, B_i, i \in I, C, D$ , définir la dynamique du véhicule dans des conditions différentes, et sont obtenues en remplaçant les différentes expressions de la force (4.5) à (4.6). La zone active (ou du mode actif)  $i$  du système PWA est sélectionné en évaluant (4.8c) pour la valeur courante de l'état  $x$  [DI-Cairano 2010].

De l'équation (4.5), on peut définir trois conditions par chaque paire de pneus, il existe un total de neuf modes. Le champ de vecteurs PWA en (4.8a) est symétrique par rapport au vecteur état-entrée. Et par rapport à  $\alpha_j$ , la partition polyédrique est symétrique.

Les modes peuvent être représentées comme une partition dans l'espace à deux dimensions de pneus avant et arrière angle de glissement  $[\alpha_f, \alpha_r]$ . Cette partition est illustrée à la figure (fig.4.3).

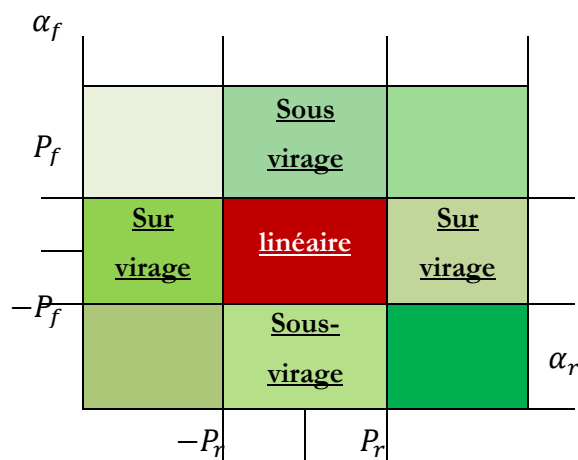


Fig. (4.3) mode du modèle hybride

Les forces de véhicules latérales sont approchées par une fonction affine par morceaux (PWA), ce qui conduit à un modèle hybride avec neuf modes. Une énumération des modes est définie dans le tableau (TAB 4.1). Pour ce, nous allons utiliser la terminologie suivante [Conte 2009]:

- En régime linéaire nous nous référons à la mode où l'avant et la force latérale du pneu arrière sont dans la région linéaire de l'approximation PWA. Le mode linéaire correspond au mode 1 dans l'énumération ci-dessus et est défini comme étant le mode dans lequel le terme affine est 0.
- En mode de sous-virage on se réfère à un mode dans lequel la force latérale de roue avant se trouve dans une région de l'approximation affine PWA tandis que la force latérale de la roue arrière se trouve dans la région linéaire de l'approximation PWA. Ainsi, les modes de sous-virage correspondent aux modes 2 et 3 de l'énumération ci-dessus.
- En mode de survirage nous nous référons aux modes où la force latérale du pneu avant est dans la région linéaire de l'approximation PWA alors que la force latérale du pneu arrière est dans l'une des régions affines de l'approximation PWA. les modes de survirage correspondent aux modes 4 et 5 dans l'énumération ci-dessus.
- En mode saturé nous nous référons à un mode où la force latérale des pneus avant ou arrière est dans une région affine du rapprochement PWA. Par conséquent, selon l'énumération ci-dessus, tous les modes sauf pour le mode 1 sont des modes saturées.

1	$-P_r \leq \alpha_r \leq P_r$	$-P_f \leq \alpha_f \leq P_f$
2	$-P_r \leq \alpha_r \leq P_r$	$\alpha_f \leq -P_f$
3	$-P_r \leq \alpha_r \leq P_r$	$P_f \leq \alpha_f$
4	$\alpha_r \leq -P_r$	$-P_f \leq \alpha_f \leq P_f$
5	$P_r \leq \alpha_r$	$-P_f \leq \alpha_f \leq P_f$
6	$\alpha_r \leq -P_r$	$\alpha_f \leq -P_f$
7	$\alpha_r \leq -P_r$	$P_f \leq \alpha_f$
8	$P_r \leq \alpha_r$	$\alpha_f \leq -P_f$
9	$P_r \leq \alpha_r$	$P_f \leq \alpha_f$

**TAB. (4.1) Énumération des modes**

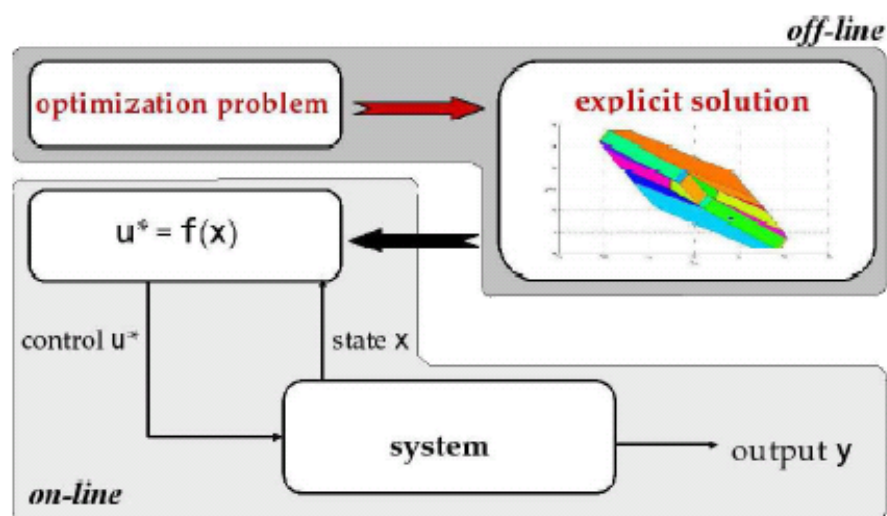
## IV.4 La Commande prédictive explicite du véhicule étudié sous la forme PWA

### IV.4.1 Optimisation hors ligne (*off-line*)

La commande prédictive permet, grâce à sa description temporelle, de prendre en compte les contraintes inhérentes aux systèmes physiques. De plus, inclure ces contraintes dès la phase de conception renforce les performances obtenues en termes de faisabilité, stabilité et robustesse. Cette démarche aboutit alors à la résolution à chaque pas d'échantillonnage d'un problème d'optimisation dans lequel un vecteur de paramètres (par exemple l'état du système) intervient à la fois dans la fonction de coût et le système de contraintes. Cette résolution s'avère cependant coûteuse en temps de calcul, restreignant de fait les applications potentielles de la méthode.

Dans ce contexte, l'élaboration d'une solution explicite au problème d'optimisation multiparamétrique constitue une alternative intéressante, permettant non seulement la réduction du temps de calcul en-ligne, mais encore l'analyse de la structure résultante.

En utilisant la méthode paramétrique "*multi-parametric mathematical programming*" [Borrelli et al. 2005; et Bemporad et al. 2002], la forme close de la loi du contrôle optimal peut être calculée hors ligne pour toute la gamme des états admissibles du système. Le contrôleur obtenu hérite de toutes les propriétés de stabilité et de performance de MPC; on n'a pas besoin d'un solveur optimal en ligne pour l'implémentation du contrôleur MPC, qui n'exige que l'évaluation d'une fonction affine par morceaux (Fig. 4.4).



**Fig. (4.4) Principe de la commande prédictive explicite.**

Le problème de contrôle est défini comme suit:

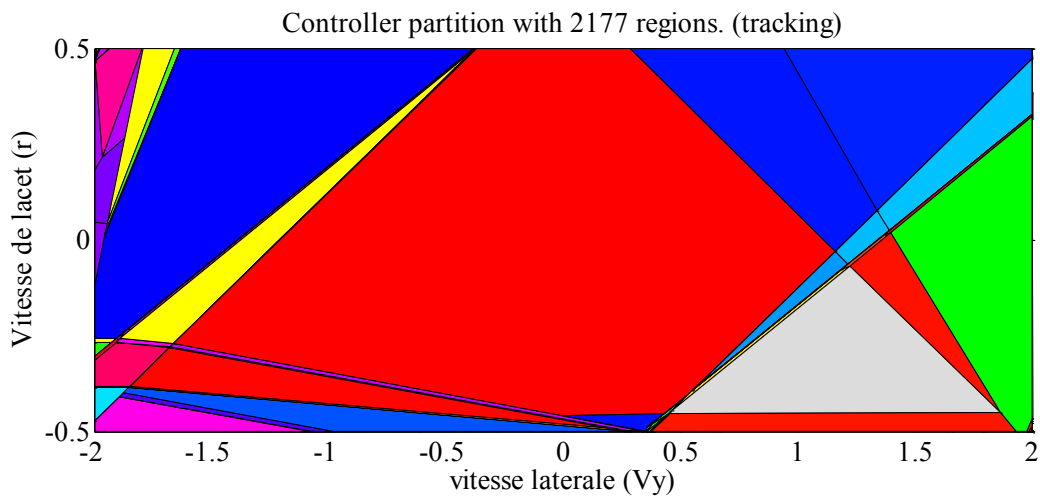
$$\min_U J(U, x, r) = \sum_{k=0}^{N-1} \|R(y(k) - r)\|_p + \|Qu(k)\|_p \quad (4.9)$$

$$\text{subject to } \begin{cases} PWA \text{ model} \\ x(0) = x \end{cases} \quad (4.10)$$

Le contrôleur MPC est une fonction affine par morceaux en  $x$  et  $r$  :

$$u(x, r) = \begin{cases} F_1 x + E_1 r + g_1 & \text{if } H_1 \begin{bmatrix} x \\ r \end{bmatrix} \leq K_1 \\ \dots & \dots \\ F_M x + E_M r + g_M & \text{if } H_M \begin{bmatrix} x \\ r \end{bmatrix} \leq K_M \end{cases} \quad (4.11)$$

Où  $x$  et  $r$  représentent respectivement l'état et la référence de la sortie,  $F_i, E_i, g_i, H_i$  et  $K_i$  définissent la partition polyédrale de l'espace état –référence come le montre la figure (fig. 4.5). Pour en savoir plus, le lecteur peut se référer à [Kvasnica 2008].



[Fig. \(4.5\) Exemple de partition de la commande explicite.](#)

#### IV.4.2 Choix du schéma de Contrôle

**MPT Studio** offre la possibilité de choisir parmi quatre (04) schémas de contrôle [Wang 2007]:

- Contrôle Optimal avec un temps infini (**Infinite Time Optimal Control**) : fournit au contrôleur une bonne maîtrise des problèmes, mais son inconvénient est la complexité.
- Contrôle Optimal avec temps exécution finis (**Finite Time Optimal Control**) : avec ( $N_H$ -pas optimal) d'où la complexité dépend de l'horizon de prédiction ( $N_H$ ).
- Contrôle à temps minimum (**Minimum Time Control**) : pilotera la sortie de l'objectif fixé autour de l'origine en un temps minimal.
- Contrôle avec faible complexité (**Low Complexity Controller**) : l'horizon de prédiction  $N_H = 1$ , avec des contraintes supplémentaires pour garantir la stabilité asymptotique.

Pour obtenir une performance adéquate de la complexité plus faible, le Manuel MPT [Kvasnica, et al 2004] suggère la mise en œuvre du contrôle de l'horizon fini pour les petites  $N_H$  comme la première étape avant de recourir à d'autres méthodes.

L'optimisation par le contrôleur à horizon fini s'améliore en adéquation avec l'horizon de prédiction dans le but de garantir la stabilité, et c'est la seule solution qui a la possibilité de suivre la trajectoire de référence de taux de lacet variant dans le temps. Pour ces raisons, la solution de contrôle d'horizon fini a été choisie.

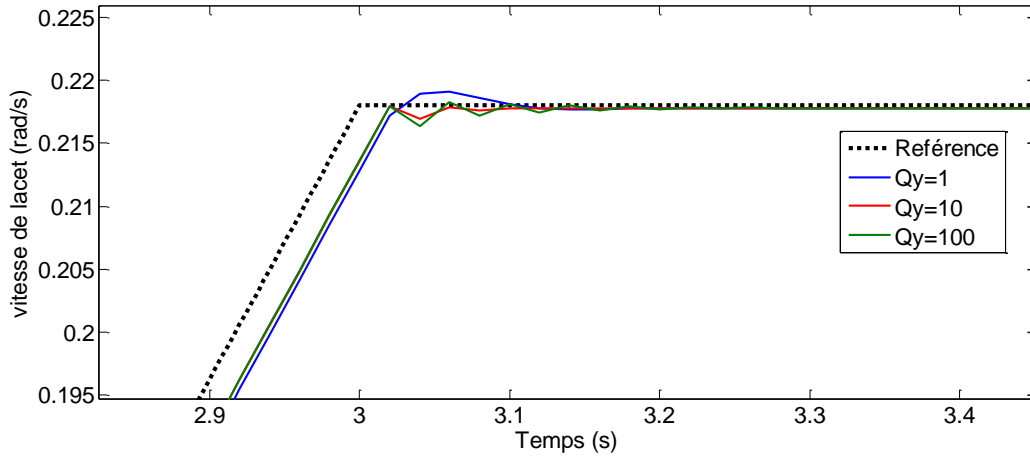
#### IV.4.3 Choix de la fonction coûts

L'algorithme d'optimisation repose sur le contrôle optimisant la consommation dont le critère est le terme minimisant l'écart entre la sortie et la référence. La fonction coûts choisi est d'ordre quadratique qui rend le control moins complexe par rapport aux fonctions coûts ( $1/\infty$ - norm) [Kvasnica, et al 2004].

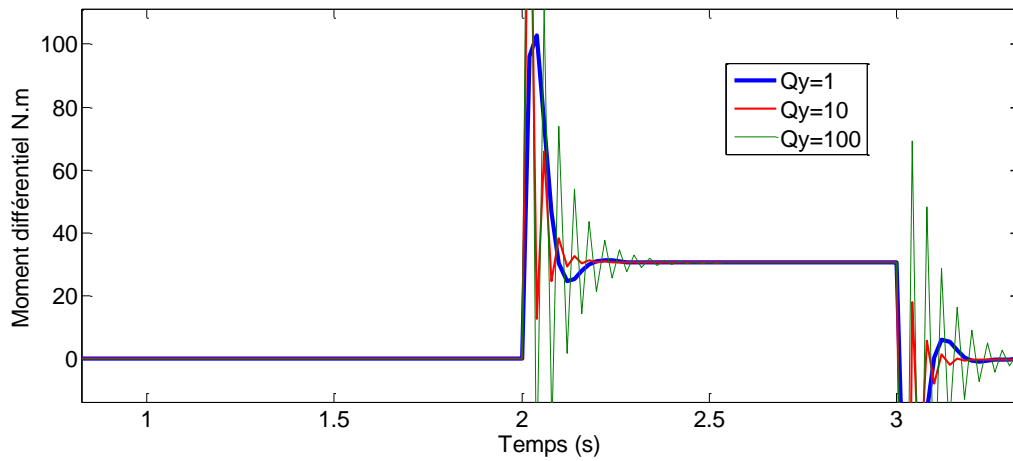
La fonction coûts quadratique est la suivante:

$$J = \sum_{k=0}^{N_H} x(k)^T Qx(k) + u(k)^T Ru(k) + Q_y(r_{ref} - r) \quad (4.12)$$

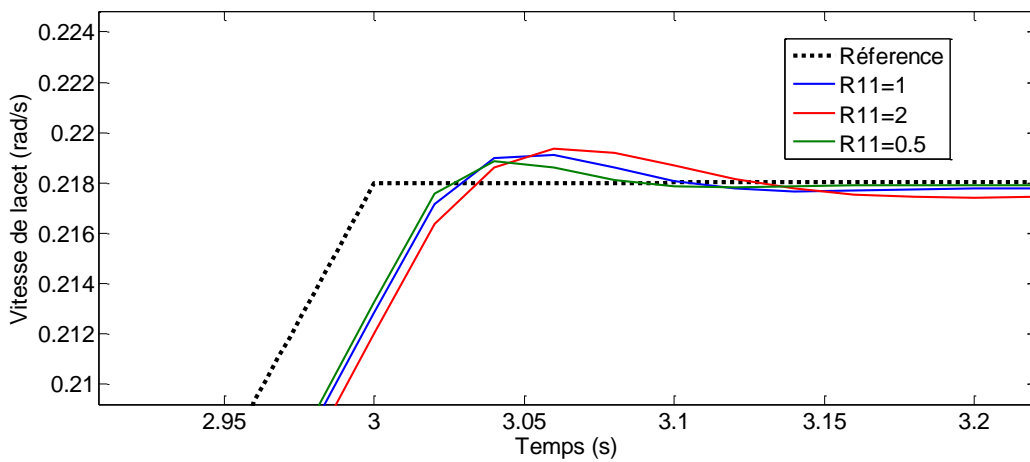
Après plusieurs essais, les figures (§4) montrent les meilleurs résultats correspondent aux valeurs de poids suivant :  $Q = 0$ ,  $Q_y = 1$ ,  $R = [1 \ 0; 0 \ 1e - 8]$ ; le contrôleur explicite correspondant est défini sur 2177 régions. [Laribi et Mhiri. 2011].



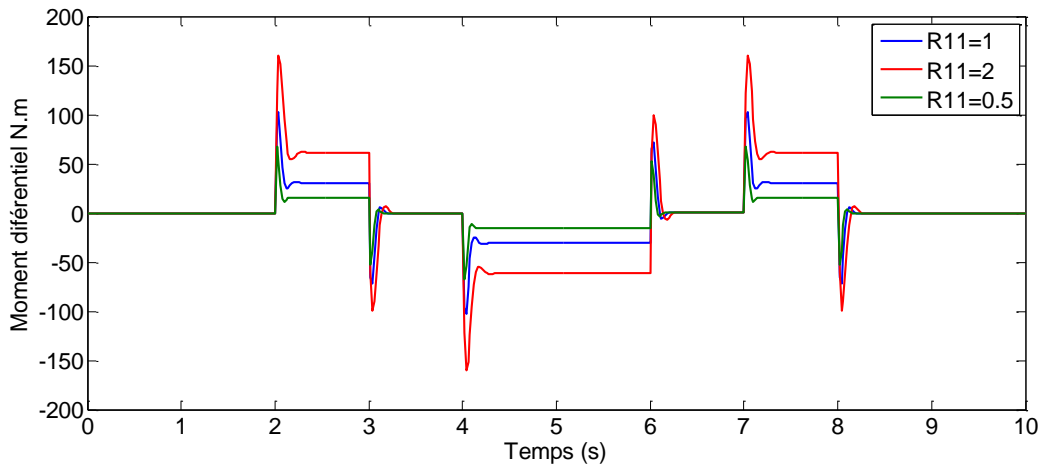
**Fig. (4.6) effet sur la vitesse de lacet lors le changement de  $Q_y$**



**Fig. (4.7) effet sur le moment différentiel lors le changement de  $Q_y$**



**Fig. (4.8) effet sur la vitesse de lacet lors le changement de  $R$**



**Fig. (4.9) effet sur le moment différentiel lors le changement de R**

#### IV.4.4 Choix de l'horizon de prédiction

Dans cette approche, nous n'avons pas la contrainte liée au temps de calcul, car l'obtention de la loi de commande est faite hors ligne, donc le choix de la valeur de l'horizon de prédiction est liée aux résultats obtenus et au nombre de régions produite qui croît exponentiellement avec la valeur de  $N_H$  (pour  $N_H = 2$ , nous avons 2177 régions, pour  $N_H = 3$ , nous avons 4553 régions). Avec ces différentes valeurs de  $N$  nous avons eu sensiblement les mêmes résultats, donc, nous avons choisis la plus faible valeur de  $N_H$  ( $N_H = 2$ ).

#### IV.4.5 Conception du contrôleur

Nous avons conçu un control prédictif avec le "*Multi parametric Toolbox*" [Kvasnica, et al 2004], basé sur le modèle PWA et la fonction du coût  $J$ . Le modèle affine par morceaux développé dans la section 1.3 par l'équation (4.8) est discrétisée dans le temps avec une période d'échantillonnage ( $T_s=0.02$  s) pour l'obtention d'un modèle qui peut être utilisé pour concevoir un contrôleur hybride pour suivre la vitesse de lacet de référence en actionnant le freinage différentiel.

Le model discrétisé devient :

$$\dot{x}(k+1) = A_i x(k) + B_i u(k) + \phi_i \quad (4.13a)$$

$$y(k) = C x(k) + D u(k) \quad (4.13b)$$

$$i : H_i x(t) \leq K_i \quad (4.13c)$$



Le contrôleur hybride résout à chaque cycle de contrôle, le problème comme suit [DI-Cairano 2010] :

$$\min_{U_n(k)} j(x(k), U_n(k), (r - r_d)) \quad (4.14a)$$

$$s.t. \quad x(0|k) = x(k) \quad (4.14b)$$

$$i(h|k): \quad H_{i(h|k)} x(h|k) \leq K_{i(h|k)}, \quad (4.14c)$$

$$x(h+1|k): \quad A_{i(h|k)} x(h|k) + B_{i(h|k)} u(h|k) + \phi_{i(h|k)}, \quad (4.14d)$$

$$y(k) = C x(k) + D u(k) \quad (4.14e)$$

$$u_{\min} \leq u(h|k) \leq u_{\max}, \quad (4.14f)$$

$$x_{\min} \leq x(h|k) \leq x_{\max}, \quad (4.14g)$$

$$y_{\min} \leq y(h|k) \leq y_{\max}, \quad (4.14h)$$

$$h=0, \dots, N-1$$

Où  $J$  est la fonction des coûts (quadratique) qui règle l'objectif de contrôle (suivi du lacet), (4.14f), (4.14g) et (4.14h) spécifier les contraintes sur les entrants, les états et la sortie,  $N_H$  est l'horizon de prédiction et  $U_N(k) = \{u(0|k), \dots, u(N-1|k)\}$ .

#### IV.4.6 Paramètres du contrôleur

La configuration du contrôleur finale pour une vitesse longitudinale de 72 km/h est résumée ci-dessous:

- **PWA model:** electric\_veh.hys.
- **Solution:** Finite horizon solution.
- **Control objective:** Tracking.
- **Cost function:** Quadratic cost function (2-norm).
- **Input** (steering input) cost: [1 0;0 1e-8].
- **Output** (yaw-rate) cost: 1
- **Controller sampling time:** 20 ms.
- **Prediction horizon:** 40 ms (2 steps).
- **Control horizon:** 40 ms (2 steps).
- **Controller régions:** 2177 régions.

## IV.5 Les résultats de simulation

Dans cette partie, on montre les résultats de simulation du contrôleur prédictif explicite en boucle fermée avec le modèle hybride de la dynamique du véhicule ainsi les non-linéarités des forces de pneumatiques. Cependant, les courbes des simulations de force de pneu sont représentées dans les figures qui suivent.

Les paramètres du modèle affine par morceaux des forces de pneus latérales sont définis dans le tableau (Tab.4.2) suivant [Bernardini 2009]:

Paramètre	valeur	Paramètre	valeur
$C_f$	$-55000 \text{ N/rad}$	$C_r$	$-32608 \text{ N/rad}$
$d_f$	$-1254 \text{ N/rad}$	$d_r$	$-1841 \text{ N/rad}$
$e_f$	$-4088 \text{ N/rad}$	$e_r$	$-2340 \text{ N/rad}$
$pf$	$0.075 \text{ rad}$	$pr$	$0.06 \text{ rad}$
$M_v$	$1704.7 \text{ kg}$	$V_x$	$22.2 \text{ m/s}$
$I_z$	$2619.28 \text{ kg.m}^2$	$T_s$	$0.02 \text{ s}$
$a$	$1.014 \text{ m}$	$b$	$1.675 \text{ m}$

**TAB 4.2 les paramètres du véhicule.**

Le contrôleur MPC commuté est simulé avec la période d'échantillonnage  $T_s = 20 \text{ ms}$ , et les horizons sont  $N_H = 2$  étapes pour la prédiction.

Les contraintes dans les entrants (4.14f) sont :

$$-0.35 \leq \delta \leq 0.35 \text{ [rad]}, \quad -1000 \leq M_{diff} \leq 1000 \text{ [Nm]},$$

Les contraintes sur les états (4.14g), dues à la connaissance limitée des forces des pneus, sont :

$$-0.5 \leq r \leq 0.5 \text{ [rad/s]}, \quad -2 \leq v_y \leq 2 \text{ [m/s]}.$$

Le système de contrôle est représenté dans la figure (Fig.4.10), les simulations se concentrent sur les manœuvres de direction (Fig.4.11).

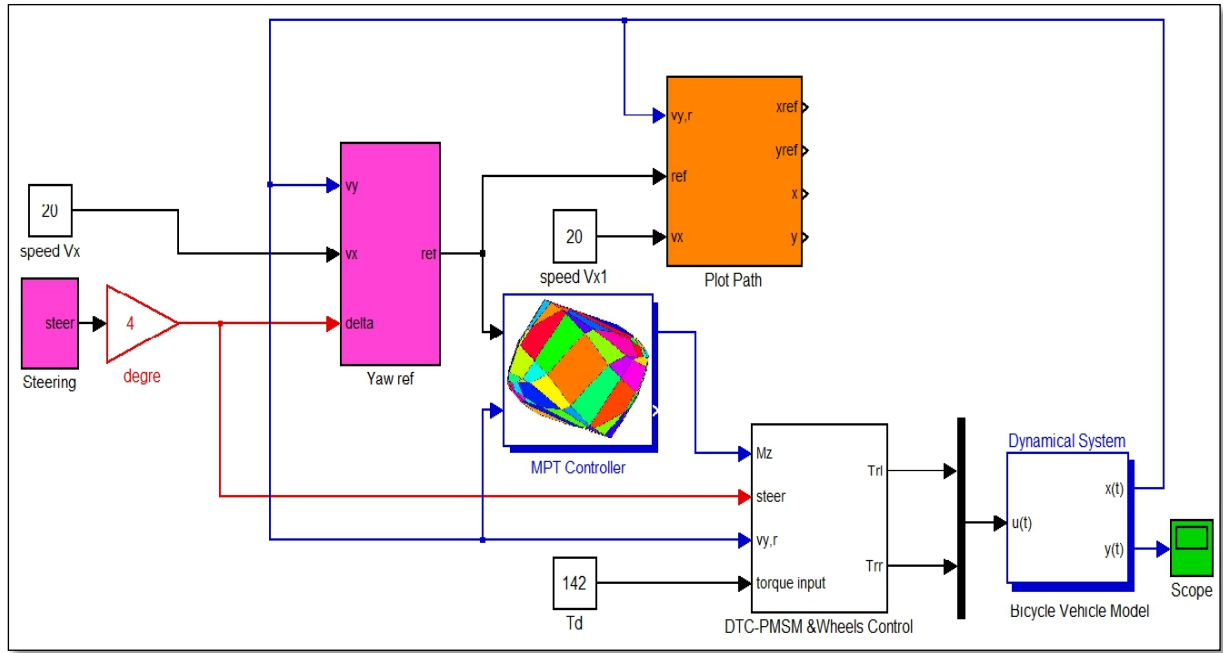


Fig. (4.10) le schéma de principe du modèle de véhicule et le contrôleur MPT

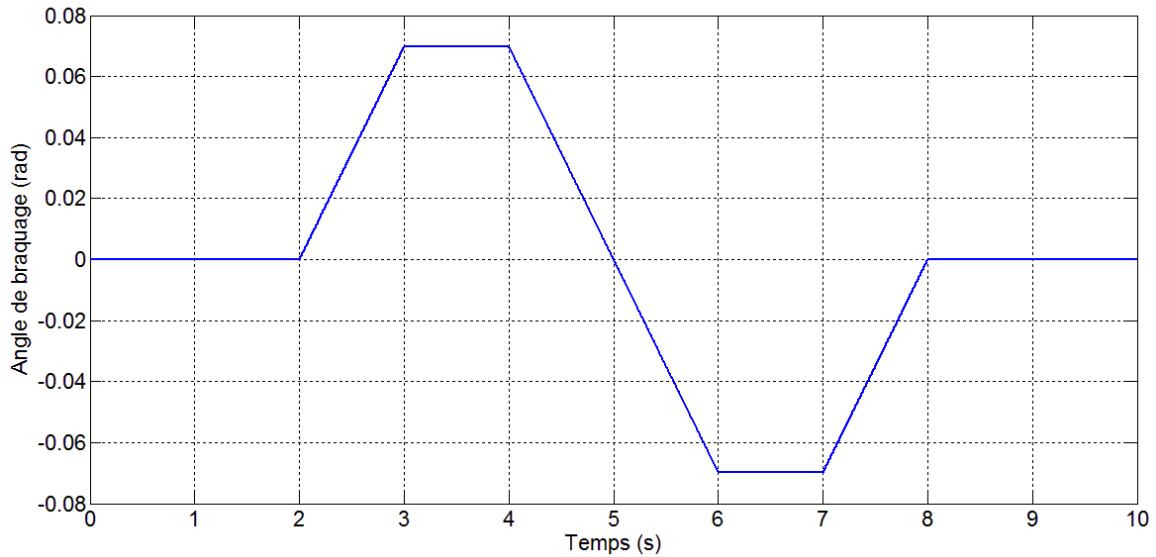


Fig. (4.11) l'angle de braquage.

Certains changements soudains de direction ont été simulés pour montrer le suivi de la consigne en vitesse de lacet et la réponse du véhicule contrôlé. La figure (4.11) montre un changement de direction soudain réalisé par le conducteur sur l'angle de braquage ( $\delta$ ).

Quant à l'utilisation du **MPT\_studio** (Fig.4.12) et avec deux différentes valeurs de consigne donnée (0.15 rad et 0.45 rad) de la vitesse de lacet, le contrôle hybride montré dans le 4<sup>ème</sup> graphique (*Active dynamics*) des deux figure (4.14) et (4.15) respectivement commute, en accord avec les partitions choisies (fig.4.13) tout en réduisant l'erreur de poursuite sur la vitesse de lacet.

Sur le plan réel, Il est évident que le dispositif de commande permet au conducteur avec succès de traiter le changement de voie. Sans ce dispositif, le véhicule manqua la trajectoire désirée, dont des efforts supplémentaires sont nécessaires pour le rendre dans la trajectoire voulue.

A cet effet, pour mesurer l'efficacité de notre contrôleur et par l'application des tests de manœuvre pour différent angles de braquage ( $4^\circ, 8^\circ$ ), le dispositif de control garde la vitesse de lacet du véhicule à proximité de celle de la référence. Cette proximité est bien remarquable sur la figure (4.16-c).

La stabilité dynamique du véhicule lors de virage est assurée par le moment différentiel  $M_{diff}$  fournit par les couples deux moteurs électriques des roues arrières du véhicule comme le montre la figure (4.16-b).

Les figures (4.16-a) présentent l'allure des couples développées par les moteurs synchrones à aimant permanent commandés par la DTC soumissent aux couples issues du moment différentiel  $M_{diff}$ .

L'allure des vitesses linéaires des roues arrières gauche et droite (*Left, Right*) respectivement sont présentées dans la figure (fig.4.16-d).

Le dispositif de commande utilisé permet au conducteur avec succès de traiter le changement de voie et maintien la trajectoire désirée (fig.4.16-e).

Un deuxième test a été réalisé pour prouver la robustesse du dit contrôleur avec un angle de braquage de ( $8^\circ$ ) et avec une vitesse de 72km/h comme le démontrent les figures (4.17a) au (4.17e).

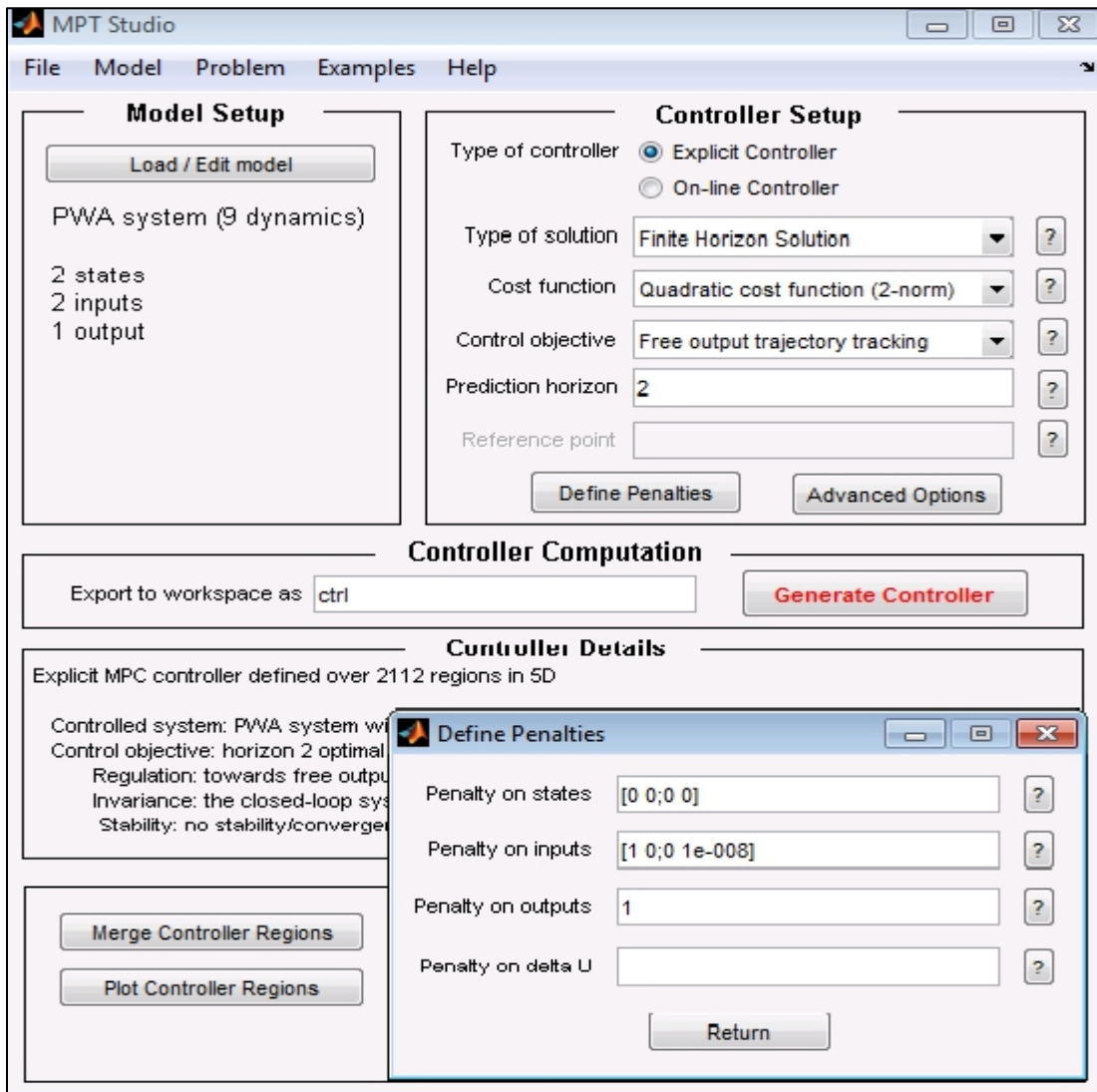


Fig.4.12 MPT studio setup pour le Contrôleur latérale du véhicule électrique

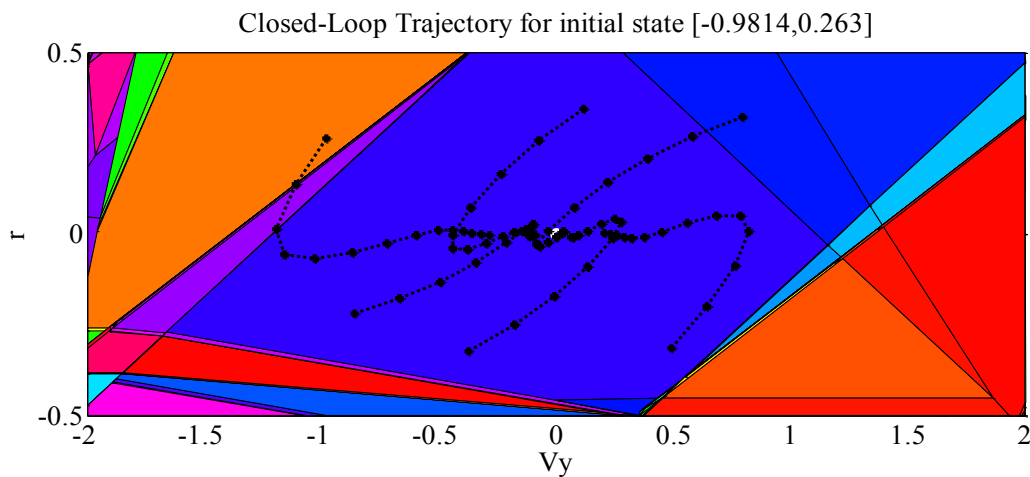
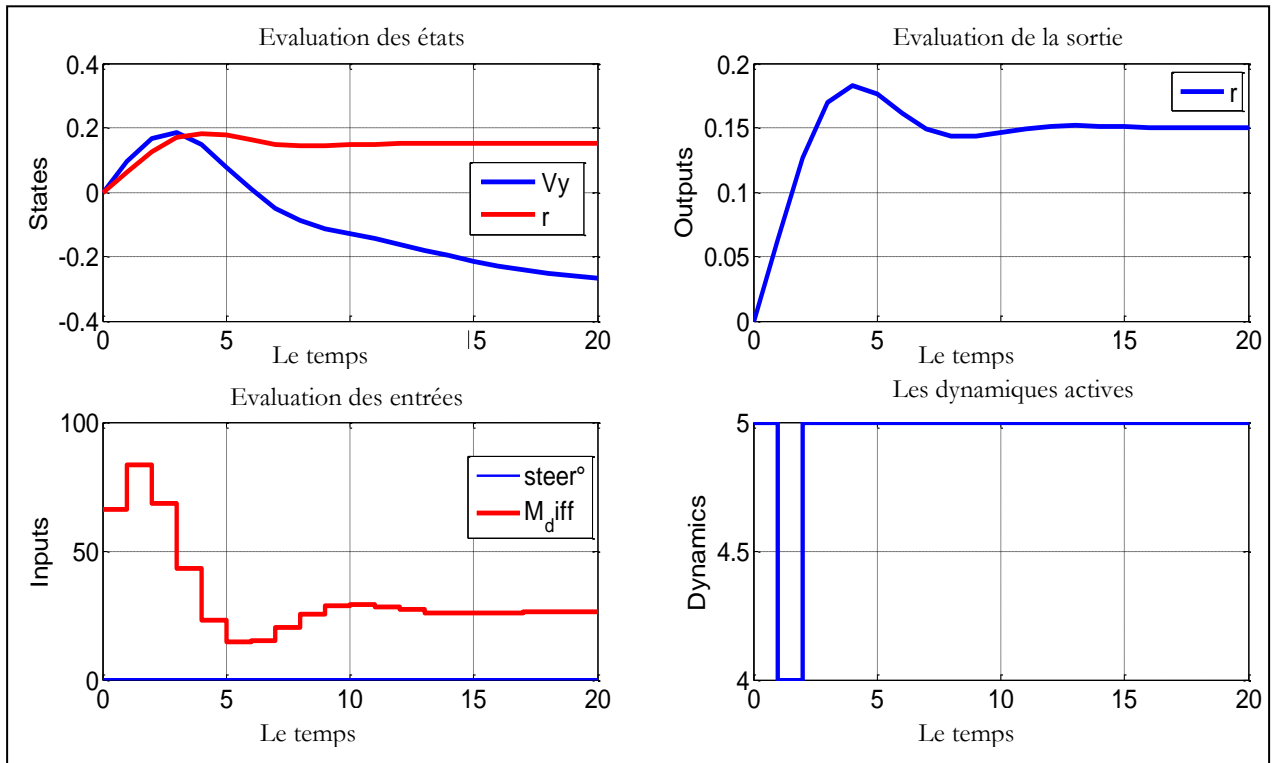
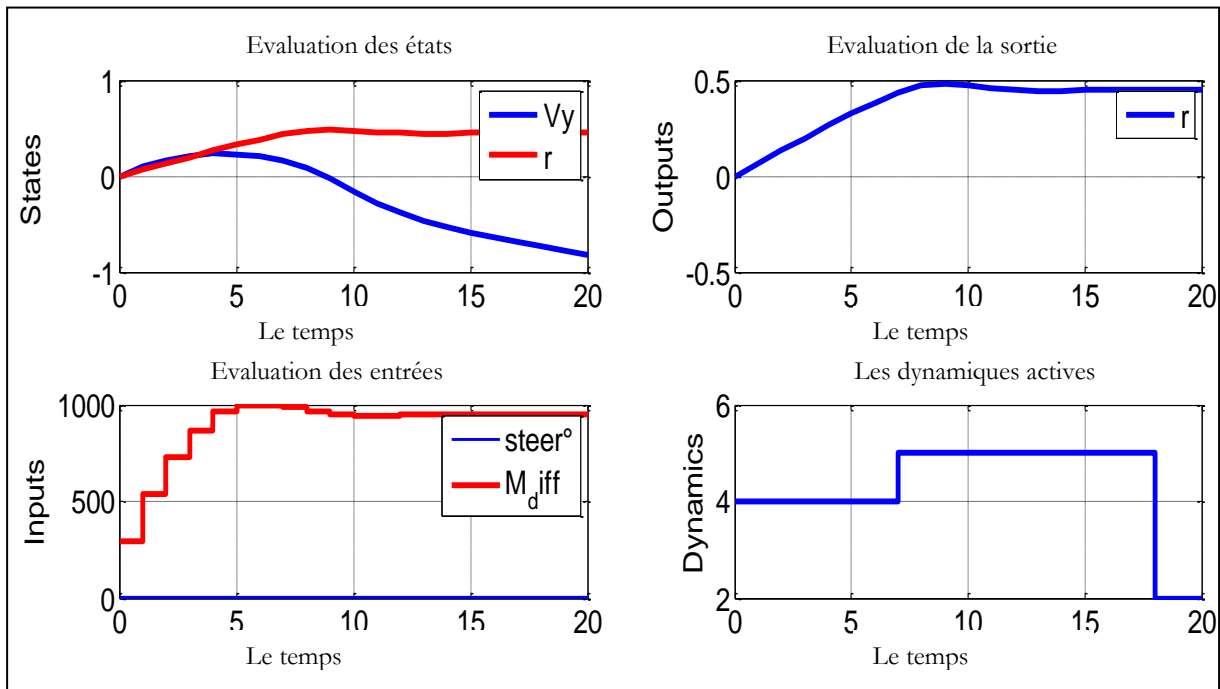


Fig. (4.13) les partitions du contrôleur en boucle fermée.



[Fig.4.14 MPT studio simulation pour une consigne de la vitesse de lacet =0.15 rad](#)

[\(Les dynamiques actives\)](#)



[Fig.4.15 MPT studio simulation pour une consigne de la vitesse de lacet =0.45 rad](#)

[\(Les dynamiques actives\)](#)

1. Test pour un virage avec  $\delta = 4^\circ$  et  $V_x=20$  m/s (72km/h),

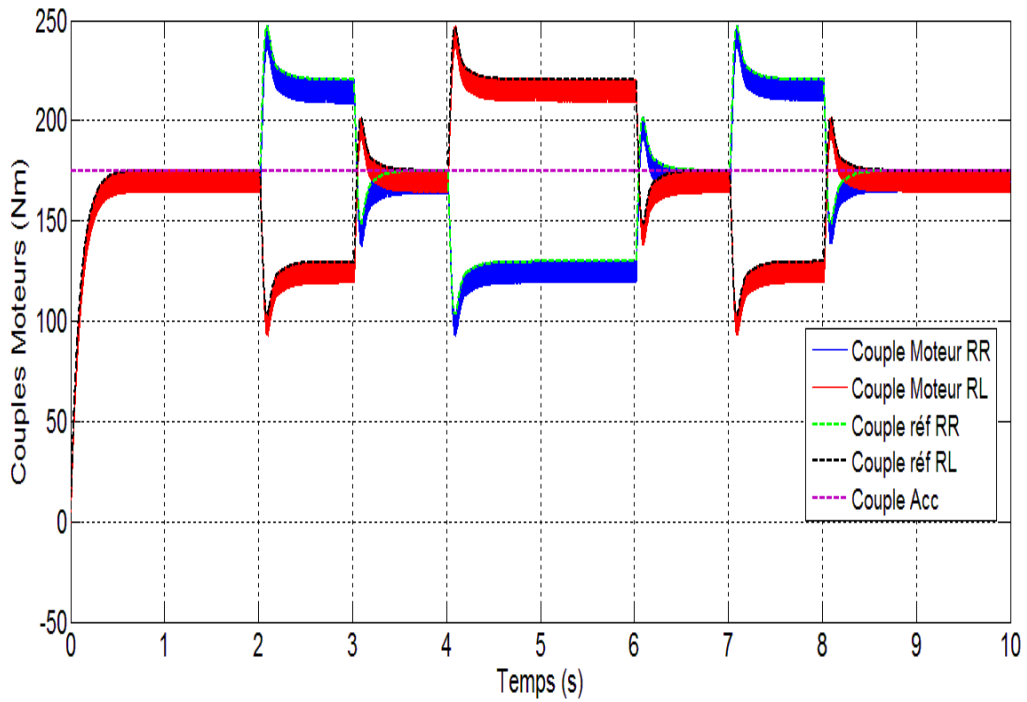


Fig. (4.16-a) P'allure des couples moteurs développées à 4°

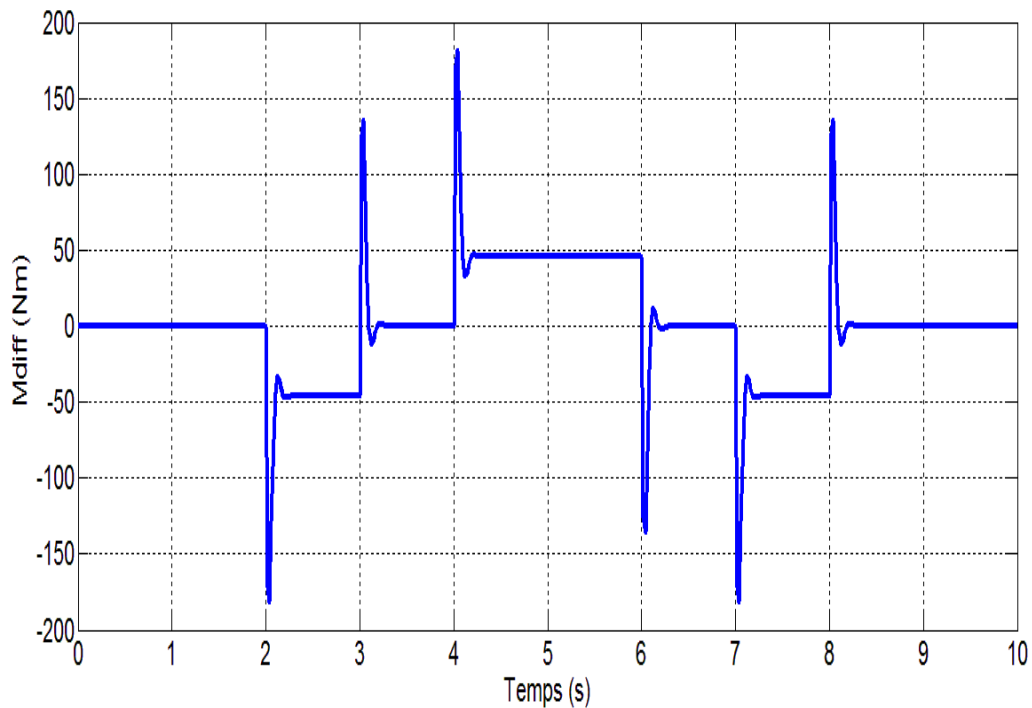
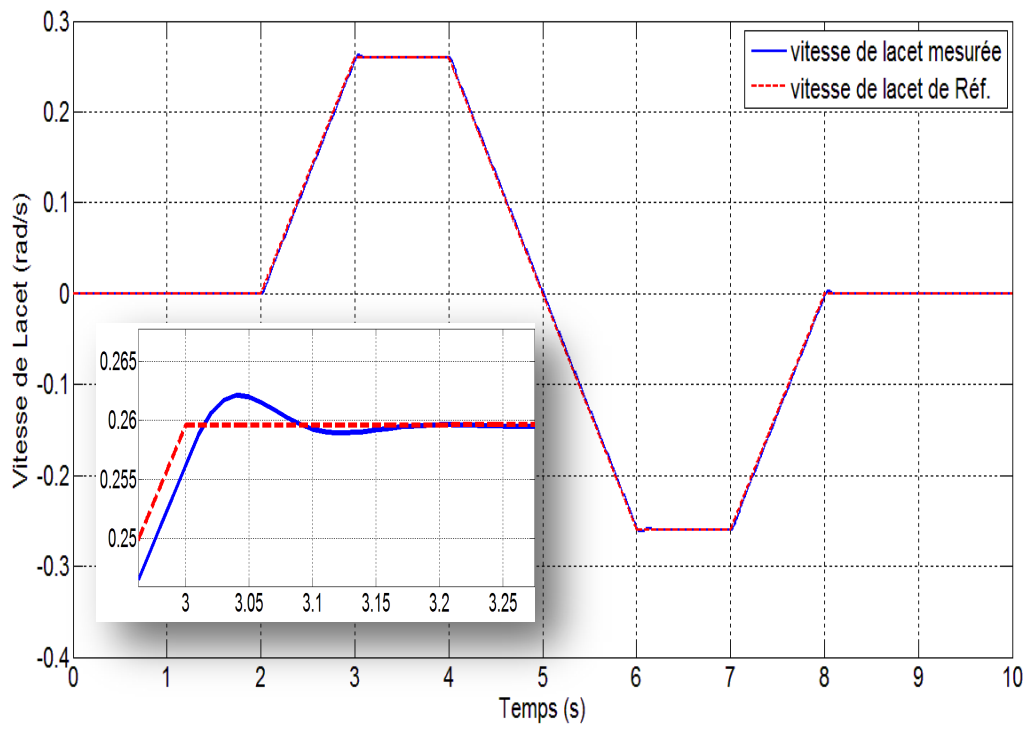
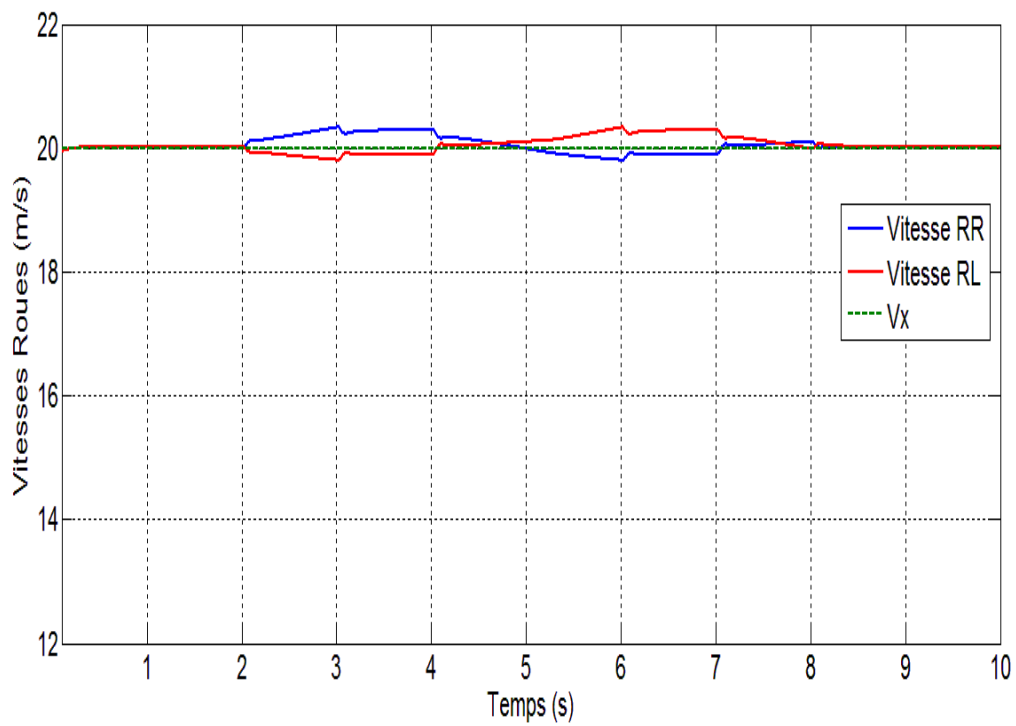


Fig. (4.16-b) le moment de lacet différentiel  $M_{diff}$  à 4°

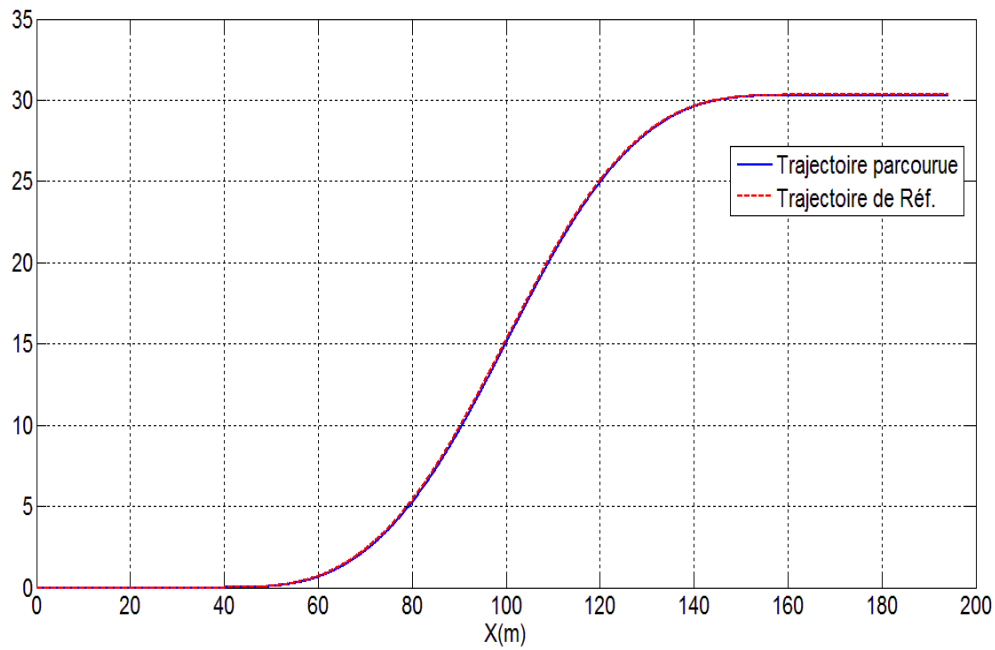


**Fig. (4.16-c) la vitesse de lacet à 4°**



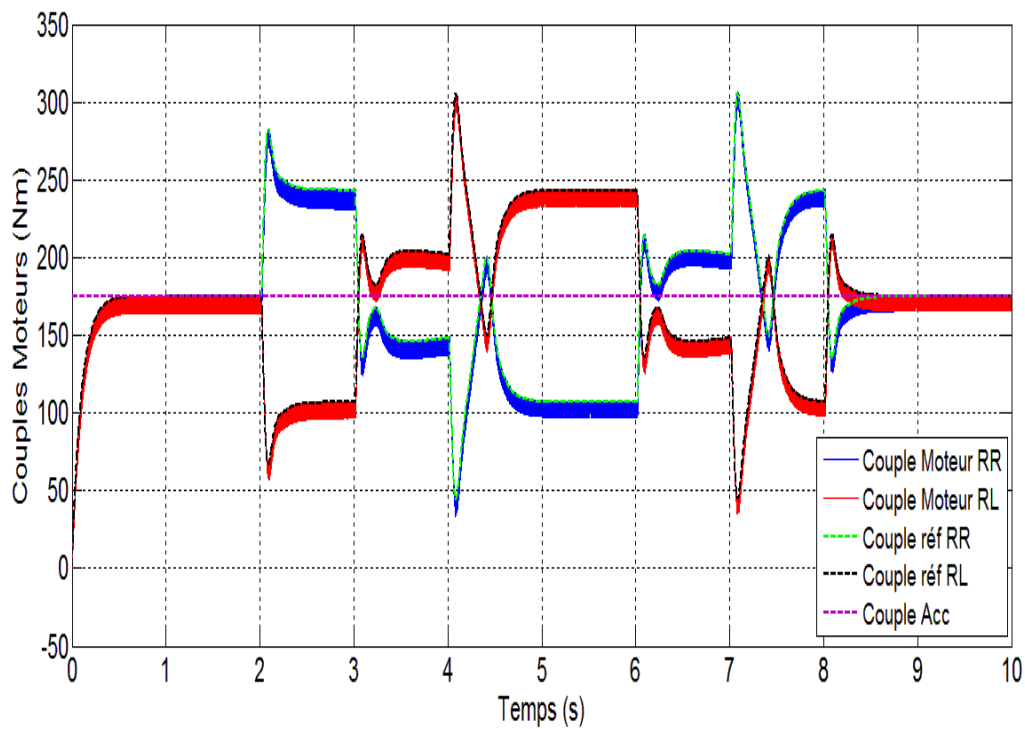
**Fig. (4.16-d) les vitesses des roues arrières (R, L) à 4°**



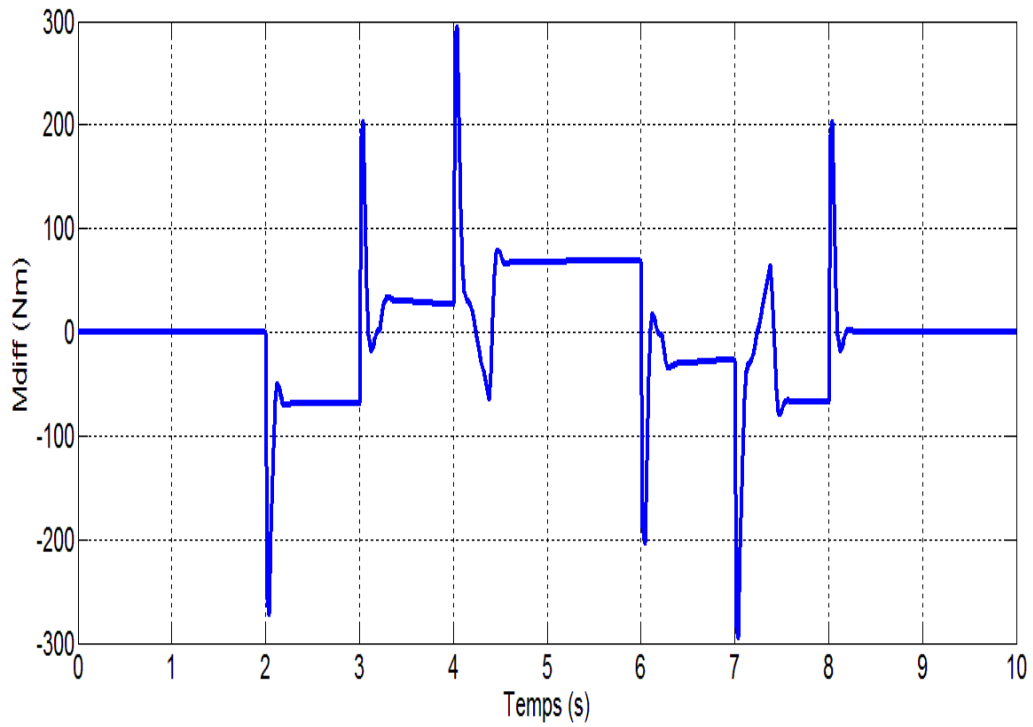


**Fig. (4.16-e) la trajectoire parcourue par le véhicule électrique à  $4^\circ$**

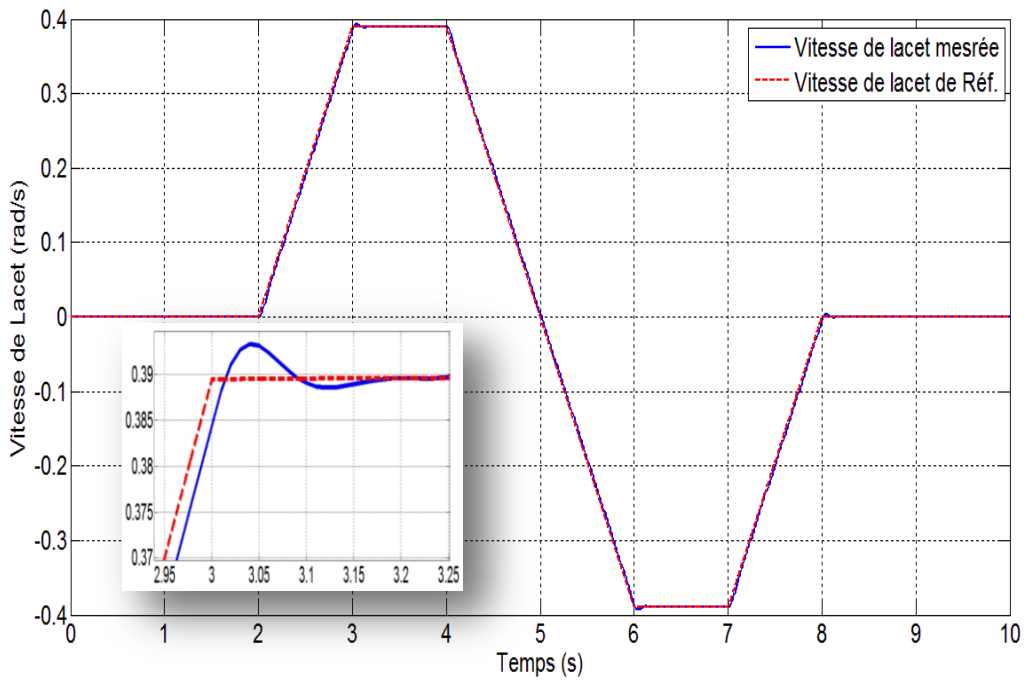
2. Test pour un virage avec  $\delta = 8^\circ$  et  $V_x=20$  m/s (72km/h),



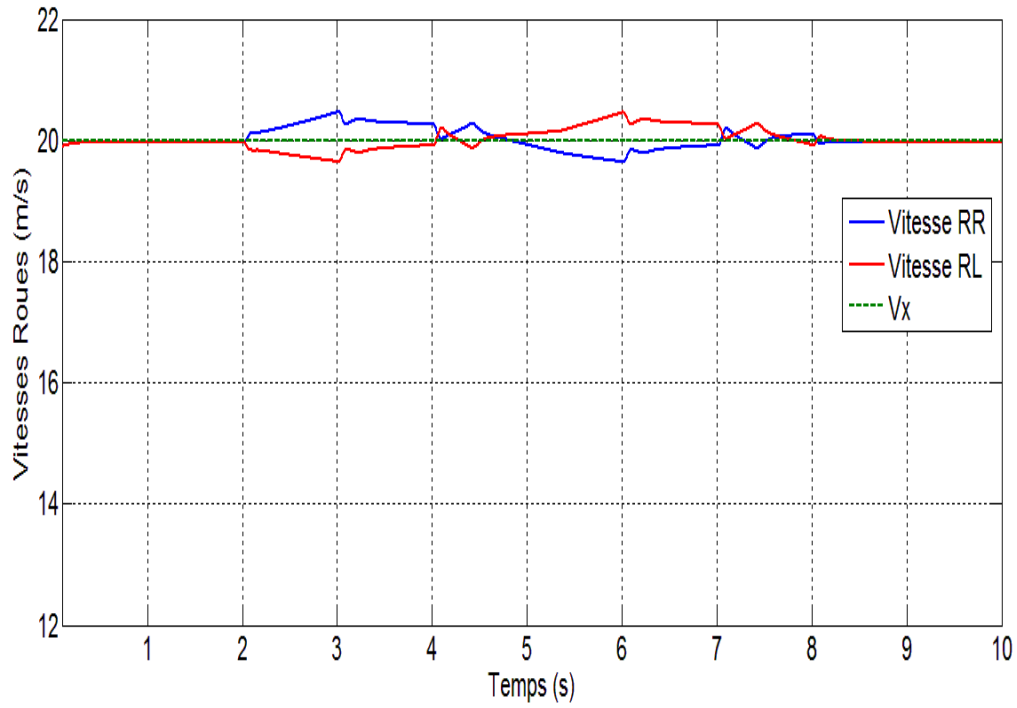
**Fig. (4.17-a) l'allure des couples moteurs développés à  $8^\circ$**



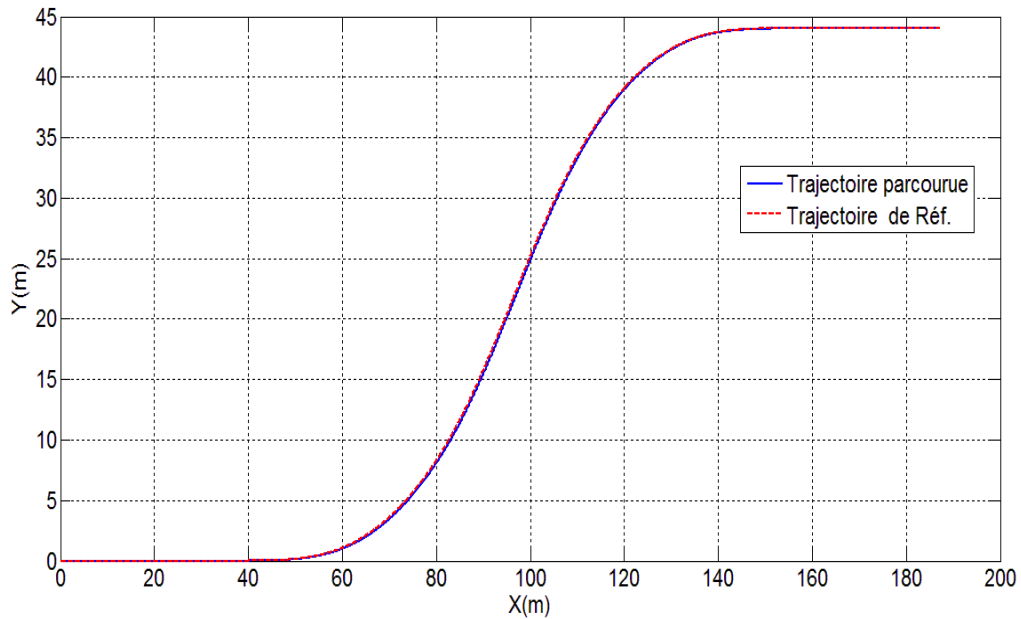
**Fig. (4.17-b) le moment de lacet différentiel  $M_{diff}$  à  $8^\circ$**



**Fig. (4.17-c) la vitesse de lacet à  $8^\circ$**



**Fig. (4.17-d) les vitesses des roues arrières (R, L) à 8°**



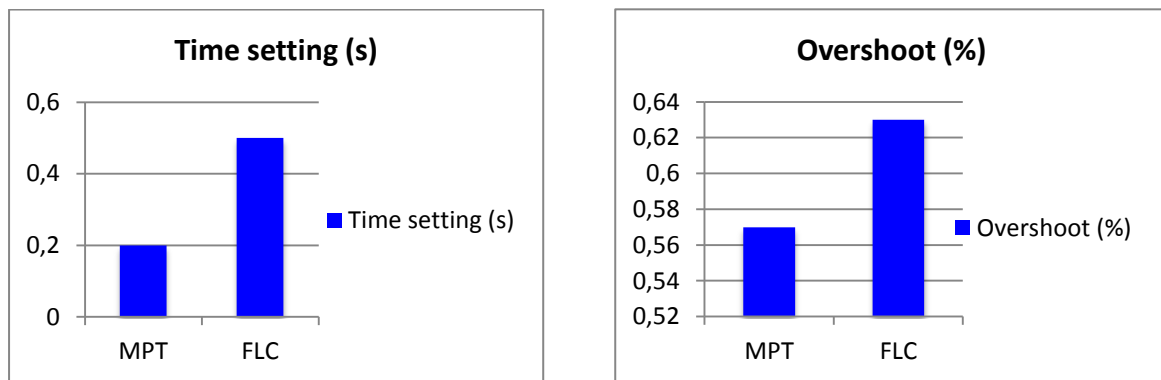
**Fig. (4.17-e) la trajectoire parcourue par le véhicule électrique à 8°**

## IV.6 Synthèse des résultats de simulation

Quant à la comparaison des résultats issus des deux contrôleurs de différentes structures de commandes (FLC et MPC) utilisés dans ce mémoire représentés par les figures (4.18) et (4.20), le contrôleur hybride basé sur la commande explicite présente une satisfaction aux critères de performance du système commandé notamment la stabilité, la précision et la rapidité de réaction.

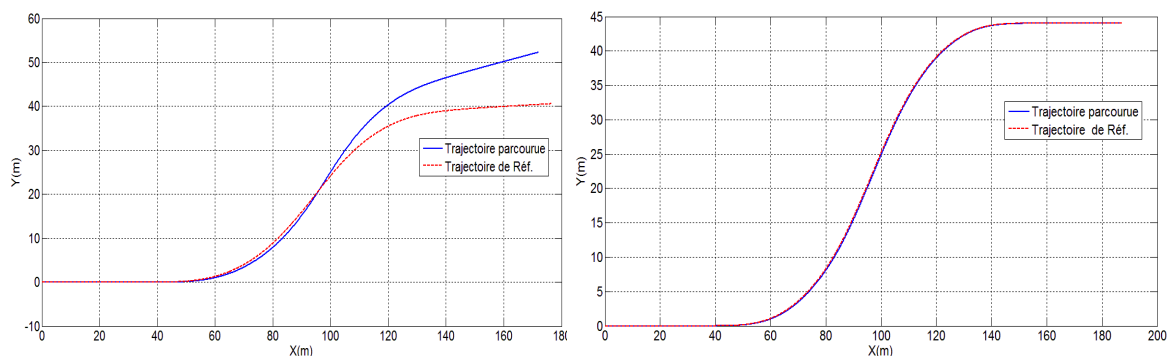
Dans le premier test, et comme le montrent les figures (4.16) et (4.17), un dépassement léger a été constaté par le contrôleur hybride avec un taux de **(0.57%)** par rapport au contrôleur basé sur la logique floue de **(0.63%)**.

Une précision remarquable sur la réponse du contrôleur hybride et avec un temps d'établissement de **(0.2 s)** par rapport au contrôleur FLC **(0.5 s)**.



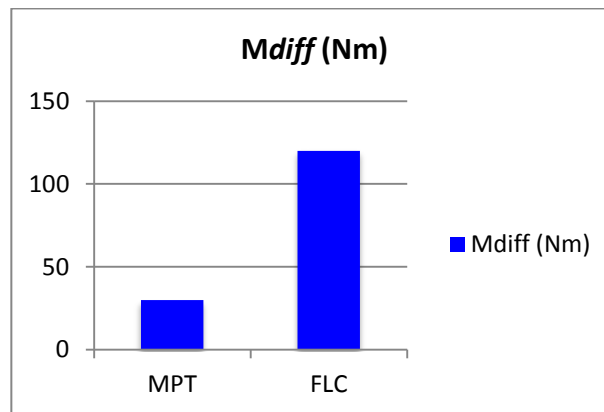
**Fig. 4.18 .Caractéristiques des réponses des deux contrôleurs MPT vs FLC à 4°**

Dans le deuxième test, le contrôleur hybride montre une efficacité et une robustesse de maintenir le véhicule sur la trajectoire désirée, par contre, le véhicule manqua son trajectoire avec le contrôleur FLC dans cette situation comme le montrent les figures (3.19) au (3.23).



**Fig. 4.19. Trajectoires parcourues du véhicule par les deux contrôleurs FLC et MPT respectivement à 8°**

En comparant les moments de lacet différentiel ( $M_{diff}$ ) appliqués par les deux contrôleurs, on remarque une optimisation par la commande explicité sur la distribution des couples de charges des roues motrices arrière dans lequel les moteurs électriques ont subis moins de charges par rapport aux celles du contrôleur FLC. Cette optimisation se traduit aussi par un appel de courants faible par rapport à celui issu du contrôleur Flou et par conséquent la préservation de la source d'énergie (la durée de vie et la quantité de charge électrique des batteries).



**Fig. 4.20 .Gain en couple de lacet différentiel des deux contrôleurs MPT vs FLC à 4°**

En appuyant sur cette synthèse, notre choix a été consolidé sur ce contrôleur par :

1. une efficacité de maintenir le véhicule à parcourir la trajectoire désirée.
2. une meilleure adaptation aux manœuvres sollicitantes par l'action sur l'angle de braquage.
3. une réduction de l'écart de la vitesse de lacet par rapport à sa référence.
4. une amélioration considérable sur la stabilité du véhicule.
5. Une optimisation de la consommation par un bon choix de la fonction coûts.

## **IV.7 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons proposé une méthode de passage d'une représentation multi-modèles, vers un modèle hybride de type MLD, qui a l'avantage de rassembler tous les modèles et les contraintes sous une seule représentation, dont les variables logiques de la commande et de la loi de commutation entre les différent modèles sont introduites dans le modèle à l'aide des variables auxiliaires. Une fois la représentation MLD obtenue, la forme PWA est générée automatiquement moyennant un algorithme spécifique de conversion.

Sur ce, notre choix a été consolidé en se basant sur la synthèse des résultats obtenues et qui démontrent une meilleure adaptation aux manœuvres appliquées par le système de braquage afin de maintenir le véhicule à parcourir la trajectoire désirée et d'éviter la sortie de voie avec une amélioration considérable sur la stabilité latérale du véhicule.



## CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Dans cette Thèse, le travail proposé présente des stratégies de commande pour le contrôle latéral d'un véhicule électrique. Tout au long de ce mémoire, l'accent est porté sur le choix et l'étude de méthodologie de contrôle, son application et la validation de la loi de commande robuste adoptée.

Tout d'abord, la première partie concerne la modélisation du système hybride en présentant les différents formalismes existants permettant de modéliser les systèmes hybrides, en insistant particulièrement sur deux d'entre eux à savoir : les systèmes affines par morceaux (PWA), et les systèmes mixtes dynamiques et logiques (MLD).

Par la suite, nous avons présentés un modèle à trois degrés de libertés, traduisant la dynamique du véhicule : l'évolution du déplacement longitudinale, du déplacement latérale et le lacet du véhicule. Ensuite, nous avons développés la modélisation de la partie électrique (moteur-convertisseur).

La troisième partie est consacrée à la commande de la dynamique latérale du véhicule électrique en utilisant la logique flou. Cette technique de contrôle est efficace à la manipulation des incertitudes et des non linéarité.

Dans le dernier chapitre, une identification hybride est utilisée pour modéliser la dynamique latérale du véhicule. Le modèle obtenu a permis la mise en œuvre d'une commande prédictive explicite avec l'optimisation hors ligne (*off line*).

Une approche basée sur une optimisation hors ligne, à savoir le contrôleur prédictif avec un modèle un modèle PWA, dans lequel, nous avons montré qu'une loi de commande appliquée au braquage du véhicule peut être synthétisée en tenant compte du modèle non linéaire des forces de contact pneumatique-chaussée.

Par considération du comportement en régime permanent du véhicule, la dynamique latérale du véhicule a été paramétrée en fonction de la vitesse de lacet, supposée mesurée pour lequel des algorithmes d'estimation ou des capteurs optiques sont très onéreux.

Néanmoins, la paramétrisation du modèle non linéaire par des droites permet l'approximation des efforts de contact de pneu dans une zone qui nous intéresse.

En plus cette paramétrisation a été évaluée par simulations sur **MATLAB/MPT**, elle confirme que la modélisation PWA et le contrôleur correspondant sont capables d'améliorer la stabilité du véhicule même dans des manœuvres très exigeantes ou en présence des perturbations constantes, en comparaison à l'utilisation d'un correcteur synthétise sur un modèle linéaire.

Les solutions apportées concernant spécifiquement le contrôle latéral ont permis de répondre à une demande de sécurisation de la conduite. Cette thématique englobe autant celle de la



dynamique véhicule que celle des interactions avec l'infrastructure et le conducteur qui offre d'intéressants champs d'applications à l'Automatique.

Les travaux futurs de cette thèse porteront sur la synthèse d'une loi de commande par une approche PWA réalisée sur le modèle non linéaire qui permettra à terme de contrôler le véhicule dans les scénarios suivants : évitement d'un obstacle, retour vers la voie après glissement sur verglas et changement de voie dans des conditions difficiles ainsi une approches de partage de la conduite entre le conducteur et l'organe de commande utilisant les directions de type *steer-by-wire*, dans ce domaine, les constructeurs japonais sont déjà très impliqués.



**ANNEXE I****Hysdel code:**

```

SYSTEM electric.car {

INTERFACE {

PARAMETER
{
REAL Ts = .02;                /* s */
REAL mass = 1704.7;          /* kg */
REAL a = 1.01476;           /* m */
REAL b = 1.67524;          /* m */
REAL Jz = 2619.28;         /* kg.m^2 */
REAL CC_speed = 20;        /* m/s */
REAL kf=-55000;             /* N/rad */
REAL kr=-32608;            /* N/rad */
REAL df=-1254;
REAL dr=-1841;
REAL ef=-4088;
REAL er=-2340;
REAL pf=0.075;              /* rad */
REAL pr=0.072;             /* rad */
}

INPUT
{
REAL steering [-0.35,0.35]; /* rad */
REAL DYC [-1000,1000];     /* N.m */
}

STATE
{
REAL speed_lat [-2,2];     /* m/s */
REAL yaw_rate [-.5,.5];   /* rad/s */
}

OUTPUT
{
REAL yaw_rate_out;
}

}

IMPLEMENTATION
{
AUX
{
REAL alpha_f,alpha_r,Ff,Fr,a_lat,yaw_accel,F1,F2,F3,F4,F5,F6;
REAL u1,u2;
BOOL d1,d2,d3,d4;
}
}

```

**AD**

```
{
d1 = alpha_f <= -pf;
d2 = alpha_f <= pf;
d3 = alpha_r <= -pr;
d4 = alpha_r <= pr;
}
```

**DA**

```
{
F1 = {IF d1 THEN df*(alpha_f+pf)-ef };
F2 = {IF ((~d1)&d2) THEN kf*alpha_f };
F3 = {IF ~d2 THEN df*(alpha_f-pf)+ef };
F4 = {IF d3 THEN dr*(alpha_r+pr)-er };
F5 = {IF ((~d3)&d4) THEN kr*alpha_r };
F6 = {IF ~d4 THEN dr*(alpha_r-pr)+er };
}
```

**LINEAR**

```
{
u1 = steering;
u2 = DYC;
alpha_f =u1+((speed_lat + (a*yaw_rate))/CC_speed);
alpha_r =(speed_lat-(b*yaw_rate))/CC_speed;
Ff = F1+F2+F3;
Fr = F4+F5+F6;
a_lat = (2*(Ff + Fr)/mass) - (CC_speed*yaw_rate);
yaw_accel =((u2)+(2*(a*Ff - b*Fr)))/Jz;
}
```

**CONTINUOUS**

```
{
speed_lat = speed_lat + Ts*a_lat;
yaw_rate = yaw_rate + Ts*yaw_accel;
}
```

**OUTPUT**

```
{
yaw_rate_out = yaw_rate;
}

}
}
```

**MPT code:**

```

clear sysStruct probStruct
sysStruct = mpt_sys('electric.car.hys',0.02);

% state constraints
sysStruct.xmax = [2;.5];
sysStruct.xmin = [-2;-.5];

% input constraints
sysStruct.umax = [0.35;1000];
sysStruct.umin = [-0.35;-1000];
sysStruct.dumax = [inf;inf];
sysStruct.dumin = [-inf;-inf];

% output constraints
sysStruct.ymax = .5;
sysStruct.ymin = -.5;

% penalty on states
probStruct.Q = [0 0;0 0];
probStruct.Qy =1;

% penalty on inputs
probStruct.R =[1 0;0 1e-8];
probStruct.s =[1e-12 0;0 1e-12];

% prediction horizon
probStruct.subopt_lev=0;
probStruct.N = 2;
probStruct.Nc = 2;

% penalty on final output
probStruct.P_N = 1;
probStruct.Tconstraint=1;

% Inf-norm type cost function
probStruct.norm = 2;
probStruct.tracking=1;

[CON, OBJ, VARS] = mpt_ownmpc(sysStruct, probStruct);
    OBJ =0;
    for k =1:length(VARS.u);
        OBJ = OBJ + VARS.u{k}'*[1 0;0 1e-8] * VARS.u{k};
        OBJ = OBJ + VARS.y{k}'*1*VARS.y{k};
    end;

compute off-line controller
ctrl= mpt_ownmpc(sysStruct, probStruct, CON, OBJ, VARS);
ctrl= mpt_control(sysStruct, probStruct);
open simulink model and start simulation

```

```
open_system('car_model');  
sim('car_model', 10);  
  
mpt_plotPartition(ctrl,Options);  
mpt_plotU(ctrl,Options);  
mpt_plotTrajectory(ctrl,Options);
```

System Dynamics		System Dynamics	
Dynamics 1	<input type="checkbox"/> ? <input checked="" type="checkbox"/> PWA system	Dynamics 2	<input type="checkbox"/> ? <input checked="" type="checkbox"/> PWA system
Sampling time		Sampling time	
Ts	<input type="text" value="0.02"/>	Ts	<input type="text" value="0.02"/>
$x(k+1) = A x(k) + B u(k) + f$		$x(k+1) = A x(k) + B u(k) + f$	
A	<input type="text" value="[0.9978 -0.1667;0.0008234 0.9971]"/>	A	<input type="text" value="[0.9603 -0.2048;-0.02397 0.9719]"/>
B	<input type="text" value="[0.01471 0;0.009716 3.818e-006]"/>	B	<input type="text" value="[0.6453 0;0.4262 3.818e-006]"/>
f	<input type="text" value="[0.07276;0.00271]"/>	f	<input type="text" value="[0.0259;-0.02824]"/>
$y(k) = C x(k) + D u(k) + g$		$y(k) = C x(k) + D u(k) + g$	
C	<input type="text" value="[0 1]"/>	C	<input type="text" value="[0 1]"/>
D	<input type="text" value="[0 0]"/>	D	<input type="text" value="[0 0]"/>
g	<input type="text" value="0"/>	g	<input type="text" value="0"/>
Guardlines		Guardlines	
<input type="text" value="0.512556*x(1) - 0.858654*x(2) &lt;= -0.61999"/> <input type="text" value="0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) &lt;= -0.074732"/>		<input type="text" value="0.512556*x(1) - 0.858654*x(2) &lt;= -0.61999"/> <input type="text" value="0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) &gt;= -0.074732"/> <input type="text" value="0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) &lt;= 0.074732"/>	
System Dynamics		System Dynamics	
Dynamics 3	<input type="checkbox"/> ? <input checked="" type="checkbox"/> PWA system	Dynamics 4	<input type="checkbox"/> ? <input checked="" type="checkbox"/> PWA system
Sampling time		Sampling time	
Ts	<input type="text" value="0.02"/>	Ts	<input type="text" value="0.02"/>
$x(k+1) = A x(k) + B u(k) + f$		$x(k+1) = A x(k) + B u(k) + f$	
A	<input type="text" value="[0.9978 -0.1667;0.0008234 0.9971]"/>	A	<input type="text" value="[0.9764 -0.1307;0.02425 0.9578]"/>
B	<input type="text" value="[0.01471 0;0.009716 3.818e-006]"/>	B	<input type="text" value="[0.01471 0;0.009716 3.818e-006]"/>
f	<input type="text" value="[-0.02096;-0.05918]"/>	f	<input type="text" value="[0.04686;0.03095]"/>
$y(k) = C x(k) + D u(k) + g$		$y(k) = C x(k) + D u(k) + g$	
C	<input type="text" value="[0 1]"/>	C	<input type="text" value="[0 1]"/>
D	<input type="text" value="[0 0]"/>	D	<input type="text" value="[0 0]"/>
g	<input type="text" value="0"/>	g	<input type="text" value="0"/>
Guardlines		Guardlines	
<input type="text" value="0.512556*x(1) - 0.858654*x(2) &lt;= -0.61999"/> <input type="text" value="0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) &gt;= 0.074732"/>		<input type="text" value="0.512556*x(1) - 0.858654*x(2) &gt;= -0.61999"/> <input type="text" value="0.512556*x(1) - 0.858654*x(2) &lt;= 0.61999"/> <input type="text" value="0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) &lt;= -0.074732"/>	

System Dynamics	System Dynamics
Dynamics 5 <input type="checkbox"/> ? <input checked="" type="checkbox"/> PWA system Sampling time Ts 0.02 $x(k+1) = A x(k) + B u(k) + f$ A [0.9388 -0.1688;-0.0005388 0.9327] B [0.6453 0;0.4262 3.818e-006] f [0;0] $y(k) = C x(k) + D u(k) + g$ C [0 1] D [0 0] g 0 Guardlines 0.512556*x(1) - 0.858654*x(2) <= 0.61999 0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) >= -0.074732 0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) <= 0.074732	Dynamics 6 <input type="checkbox"/> ? <input checked="" type="checkbox"/> PWA system Sampling time Ts 0.02 $x(k+1) = A x(k) + B u(k) + f$ A [0.9764 -0.1307;0.02425 0.9578] B [0.01471 0;0.009716 3.818e-006] f [-0.04686;-0.03095] $y(k) = C x(k) + D u(k) + g$ C [0 1] D [0 0] g 0 Guardlines 0.512556*x(1) - 0.858654*x(2) >= -0.61999 0.512556*x(1) - 0.858654*x(2) <= 0.61999 0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) >= 0.074732
Dynamics 7 <input type="checkbox"/> ? <input checked="" type="checkbox"/> PWA system Sampling time Ts 0.02 $x(k+1) = A x(k) + B u(k) + f$ A [0.9978 -0.1667;0.0008234 0.9971] B [0.01471 0;0.009716 3.818e-006] f [0.02096;0.05918] $y(k) = C x(k) + D u(k) + g$ C [0 1] D [0 0] g 0 Guardlines 0.512556*x(1) - 0.858654*x(2) >= 0.61999 0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) <= -0.074732	Dynamics 8 <input type="checkbox"/> ? <input checked="" type="checkbox"/> PWA system Sampling time Ts 0.02 $x(k+1) = A x(k) + B u(k) + f$ A [0.9603 -0.2048;-0.02397 0.9719] B [0.6453 0;0.4262 3.818e-006] f [-0.0259;0.02824] $y(k) = C x(k) + D u(k) + g$ C [0 1] D [0 0] g 0 Guardlines 0.512556*x(1) - 0.858654*x(2) >= 0.61999 0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) >= -0.074732 0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) <= 0.074732



### System Dynamics

Dynamics 9 ?  PWA system

Sampling time

Ts

$x(k+1) = A x(k) + B u(k) + f$

A

B

f

$y(k) = C x(k) + D u(k) + g$

C

D

g

Guardlines

```
0.512556*x(1) - 0.858654*x(2) >= 0.61999
0.059311*x(1) + 0.060186*x(2) - 0.996424*u(1) >=
0.074732
```

## Annexes II

### Les formules analytiques des frottements longitudinaux et latéraux des Pneus

Le modèle de pneu précisé comme celui décrit dans (2.22) et (2.23) est trop compliqué pour la simulation. Par conséquent, nous utilisons une formule analytique pour exprimer le frottement longitudinal des pneus comme suit [Tahami 2003] :

$$\mu_x = \frac{F_x}{F_N} = \mu_{max} K_s \left\{ 1 + \left( \frac{1.582}{K_s} - 1 \right) e^{\left( 1 - \frac{\lambda}{\lambda_T} \right)} \right\} \left( 1 - e^{-\frac{\lambda}{\lambda_T}} \right) \quad (A2.1)$$

D'où :  $F_N$  est la force verticale et les paramètres ( $\mu_{max}$ ,  $K_s$ ,  $\lambda_T$ ) obtenues à partir des expériences pour un glissement qui correspond à un coefficient de frottement maximum.

Les paramètres typiques pour les différents angles de dérive sont présentés dans le tableau A.1.

<b>Slip (<math>\alpha</math>) rad</b>	<b><math>\lambda_r</math></b>	<b><math>K_s</math></b>	<b><math>\mu_{max}</math></b>
<b>0</b>	0.15	0.66	1
<b>0.035</b>	0.17	0.754	0.88
<b>0.07</b>	0.19	0.86	0.78
<b>0.14</b>	0.23	0.91	0.75

**TAB. A.1 Les paramètres typiques pour le modèle de pneu**

Une autre formule simple est utilisée pour la force de pneu latérale par rapport au glissement longitudinal ( $\lambda$ ) et l'angle de dérive ( $\alpha$ ).

$$\mu_y = \frac{F_y}{F_N} = A(\lambda) \left( 1 - e^{-\frac{\alpha}{\alpha_0}} \right) \quad (A2.2)$$

Où  $A(\lambda)$  Et  $\alpha_0$  sont sélectionnés pour s'adapter au mieux les courbes des valeurs mesurées avec  $\alpha_0 = 0.08$ .

Le tableau.A.2 montre des valeurs typiques pour **A** par rapport à  $\lambda$ .

<b>Slip (<math>\lambda</math>)</b>	<b>0</b>	<b>0.05</b>	<b>0.09</b>	<b>0.13</b>	<b>0.16</b>	<b>0.22</b>	<b>0.30</b>	<b>0.37</b>	<b>0.55</b>	<b>0.70</b>	<b>0.90</b>	<b>1.0</b>
<b>A</b>	0.95	0.90	0.74	0.61	0.50	0.38	0.26	0.20	0.14	0.125	0.10	0.075

**TAB.A.2 Les paramètres typiques pour A**

\*Notez que ces formulations sont utilisées uniquement pour la simulation [Tabami 2003].

## ANNEXE .III.

## MODELISATION DE LA MSAP &amp; L'ONDULEUR DE TENSION

## A.III.1 DESCRIPTION DE LA MACHINE (MSAP):

Dans notre étude, la machine utilisée est un moteur sans amortisseurs, son inducteur est constitué d'aimants permanents assurant la production d'un champ magnétique comme le montre la figure (A.I.1).

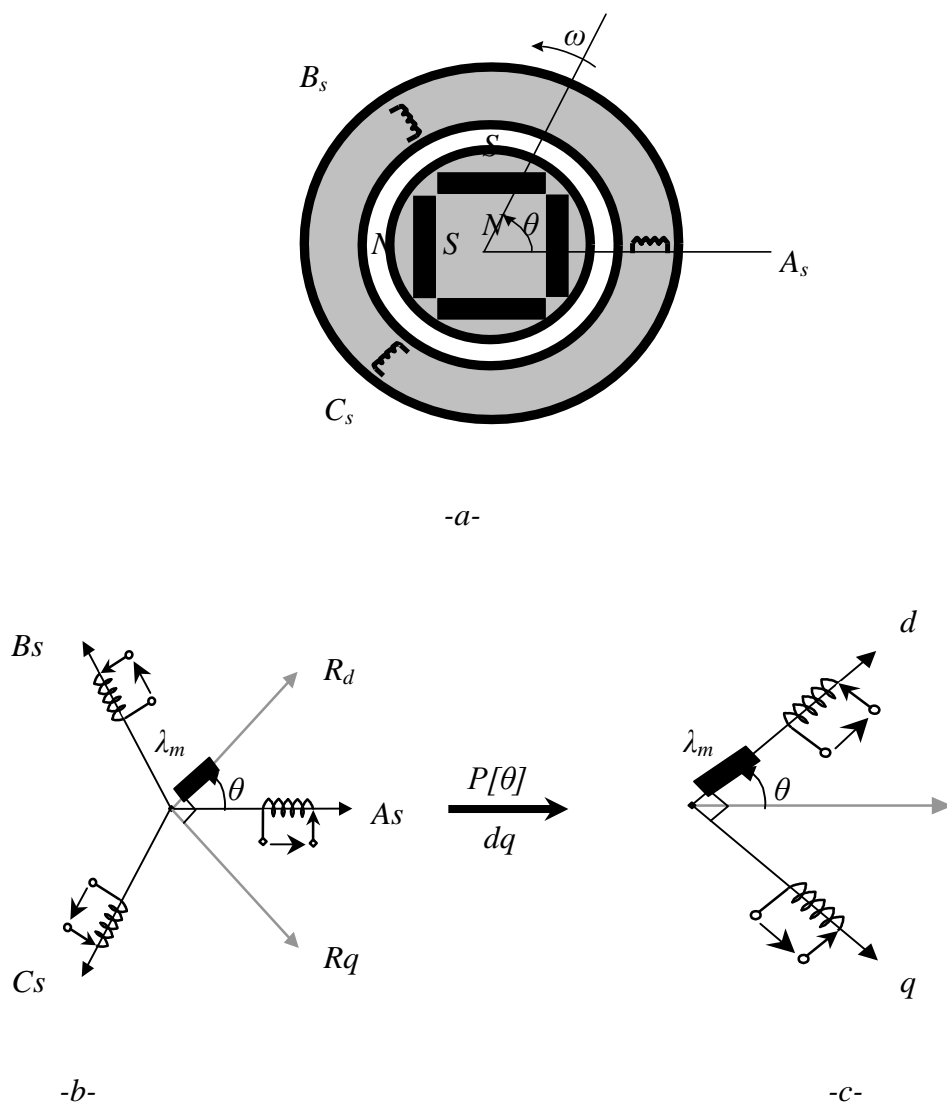


Figure.A.I.1 Représentation de la MSAP dans le repère  $(abc)$  et  $(dq)$ .

L'étude de tout système nécessite une modélisation .celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitation et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

La machine synchrone est un système complexe .cependant l'étude et la modélisation des machines à courant alternatifs sont basées généralement sur les hypothèses simplificatrices :

- la saturation est négligeable, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- Les F.M.M sont réparties sinusoidalement dans l'entrefer de la machine, il y a une synthèse par rapport à l'axe magnétique des enroulements.
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques.
- L'effet d'encochage est négligé.

Les relations entre le flux et les courants dépendent de la position du rotor de la machine ce qui aboutit à un système multi variable et d'ordre élevé, ses équations d'état sont non linéaires. Par conséquent, l'emploi de la transformation de *PARK* (Annexe B) s'avère indispensable.

Pour supprimer les non linéarités de système d'équations différentielles on utilise la transformation de *PARK* destinée à transformer le modèle de la machine triphasée en courant alternatif, en une machine où les variables électrique deviennent des grandeurs continues faisant correspondre aux variables réelles triphasées (*abc*) leurs composantes biphasées (*dq*) comme le montre la Figure (A.I.1-b et c).

## A.2 MISE EN EQUATIONS DE LA MSAP

### • Equations électriques :

On peut écrire les équations électriques de la MSAP sous forme matricielle comme suit :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (\text{A.I.1})$$

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [\lambda_m] \quad (\text{A.I.2})$$

$[V_s]$ : Les tensions statoriques.

$[I_s]$ : Les courants des phases.

$[L_s]$ : Matrice d'inductances statoriques

$[\lambda_m]$ : Flux du aux aimant permanent.

Dans notre cas, on a choisi le référentiel lié au rotor (*dq*), où les grandeurs rotoriques restent inchangeables.

En faisant un calcul développe de l'équation (II.24) en introduisant la matrice de PARK  $P[\theta]$ , les équations électriques dans le repère (*dq*) sont données par :

$$v_d = R_s i_d + P(\lambda_d) - \omega_r \lambda_q \quad (\text{A.I.3})$$

$$v_q = R_s i_q + P(\lambda_q) + \omega_r \lambda_d \quad (\text{A.I.4})$$

Où :

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m \quad (\text{A.I.5})$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (\text{A.I.6})$$

Avec :

$P$  est le dérivateur de temps ( $d/dt$ ) ;

• **Equation mécanique :**

La puissance électrique absorbé ( $P_a$ ) par le moteur est exprimée par :

$$P_a = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (\text{A.I.7})$$

En appliquant la transformation de *PARK* sur l'équation (A.I.7) on trouve :

$$P_a = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (\text{A.I.8})$$

En remplaçant les expressions données par (A.I.4 au A.I.7) dans l'équation (A.I.8), il vient :

$$P_a = \frac{3}{2} (R_s i_d^2 + R_s i_q^2) + \frac{3}{2} p (i_d \lambda_d + i_q \lambda_q) + \frac{3}{2} \omega_r (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (\text{A.I.9})$$

- Le premier terme représente les pertes Joules dans l'induit.
- Le deuxième est la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée.
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine.

Comme  $\omega_{rm}$  est la vitesse de rotation mécanique du rotor, où

$$\omega_{rm} = \frac{\omega_r}{pp} \quad (\text{A.I.10})$$

On déduit l'expression du couple électromagnétique :

$$P_{em} = \omega_{rm} T_e = \frac{3}{2} \omega_r (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (\text{A.I.11})$$

$$T_e = \frac{3}{2} pp (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (\text{A.I.12})$$

On remplace les équations (A.I.4 au A.I.7) dans l'équation (A.I.11), il vient :

$$T_e = \frac{3}{2} pp (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) \dot{i}_d i_q) \quad (\text{A.I.13})$$

Où, l'expression mécanique générale de la machine est :

$$Jp\omega_{rm} + B\omega_{rm} = \frac{3}{2} pp (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) \dot{i}_d i_q) - T_r \quad (\text{A.I.14})$$

On peut déduire les équations d'état de la machine à partir des expressions précédentes, le moteur utilise dans cette étude est moteur à pôles lisses, c'est-à-dire  $L_q \approx L_d$  alors:

$$\dot{\omega}_{rm} = \frac{\frac{3}{2} pp(\lambda_m i_q) - T_r - B\omega_{rm}}{J} \quad (\text{A.I.15})$$

$$\dot{i}_q = \frac{v_q - R_s i_q - \omega_{rm}(L_d i_d - \lambda_m)}{L_q} \quad (\text{A.I.16})$$

$$\dot{i}_d = \frac{v_d - R_s i_d + \omega_{rm}(L_q i_q)}{L_d} \quad (\text{A.I.17})$$

En combinant les équations (II.4) au (II.7) et (II.17) on représente le modèle fonctionnel de la MSAP à la figure (A.I.2).

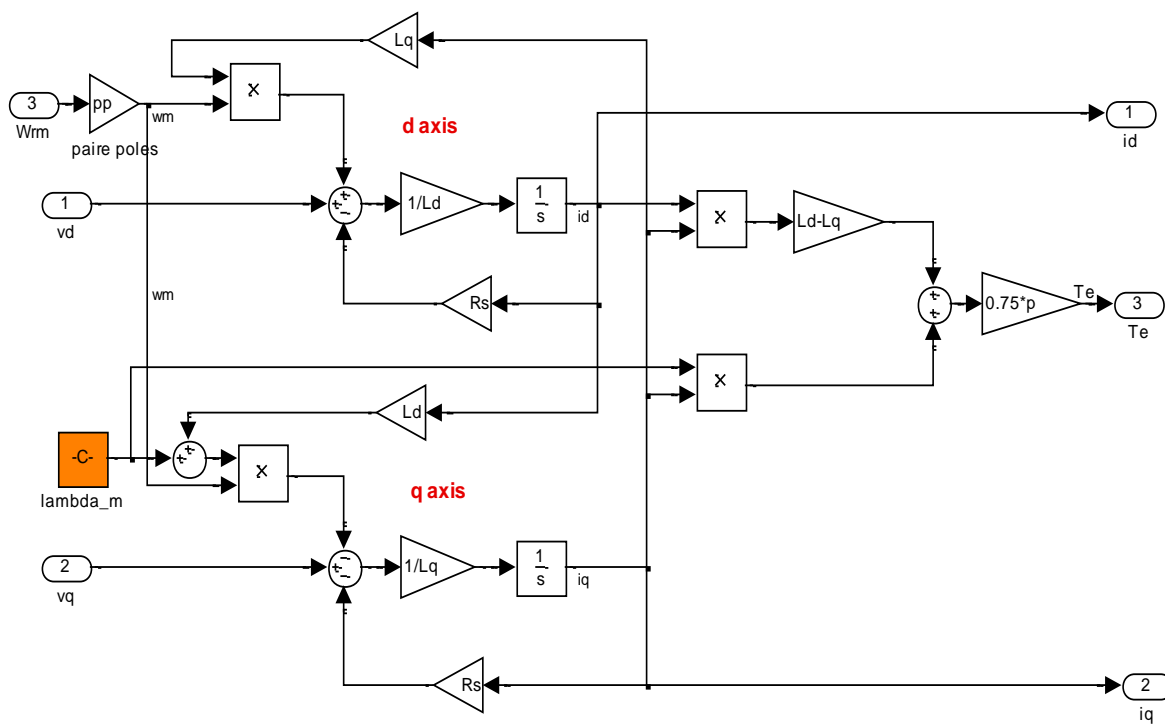


Figure (A.I.2) : Modèle de la MSAP dans le repère rotorique ( $dq$ ).

### A.III. 2. L'ONDULEUR DE TENSION AVEC LA MLI VECTORIELLE :

Un onduleur de tension triphasé est l'organe central de commande de la MSAP. Les composants semi-conducteurs utilisés peuvent être des transistors IGBT ou des thyristors GTO.

Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MSAP est illustré par la figure (A.II.1) :

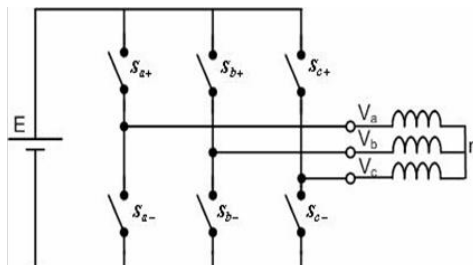


Figure (A.II.1) : Schéma structurel d'un onduleur tri phase alimentant la MSAP

La MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur, mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation  $T_c$ .

L'objectif est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer par palier, c'est-à-dire sur chaque période de commutation, la forme de ces signaux sinusoïdaux.

Soit,  $S_{a+}$ ,  $S_{b+}$  et  $S_{c+}$  les signaux logiques de commande des interrupteurs,  $KS_{a+}$ ,  $KS_{b+}$  et  $KS_{c+}$  respectivement ( $S_{a+} = 1$  si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert,  $S_{a+} = 0$  si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé). On pose :

$$S_k = [S_{a+} \quad S_{b+} \quad S_{c+}]^T ; \quad V_{sabc} = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T \quad (\text{A.II.1})$$

Où  $V_{sabc}$  est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donnée par:

$$V_{sabc} = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a+} \\ S_{b+} \\ S_{c+} \end{bmatrix} = E [T_s] [S_k] \quad (\text{A.II.2})$$

Les séquences actives définissent six vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur :  $V_{i=1,2,\dots,6}$ . Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls  $V_0$  et  $V_7$ . La table de vérité de la MLI vectorielle peut être résumée dans le tableau suivant:

$S_{a+}$	$S_{b+}$	$S_{c+}$	$S_i$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_\alpha$	$V_\beta$	$V_i$
0	0	0	$S_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	$V_0$
0	0	1	$S_1$	0	-E	E	-E/3	-E/3	+2E/3	-E/2	$-E\sqrt{3}/2$	$V_5$
0	1	0	$S_2$	-E	E	0	-E/3	+2E/3	-E/3	-E/2	$E\sqrt{3}/2$	$V_3$
0	1	1	$S_3$	-E	0	E	-2E/3	-E/3	-E/3	-E	0	$V_4$
1	0	0	$S_4$	E	0	-E	+2E/3	-E/3	-E/3	E	0	$V_1$
1	0	1	$S_5$	E	-E	0	E/3	-2E/3	E/3	E/2	$-E\sqrt{3}/2$	$V_6$
1	1	0	$S_6$	0	E	-E	E/3	E/3	-2E/3	E/2	$E\sqrt{3}/2$	$V_2$
1	1	1	$S_7$	0	0	0	0	0	0	0	0	$V_7$

Figure (A.II.2) : Résumé de la table de vérité de la MLI vectorielle.

Les vecteurs non nuls de tension, forment les axes d'un hexagone régulier et les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine comme le montre la figure (A.II.3) [TABTI 2006].

L'objectif de cette *MLI* est toujours d'approximer la tension de commande par une combinaison de ces huit vecteurs de tension que peut délivrer l'onduleur. Le vecteur de sortie peut être à tout instant, approximé par une combinaison de deux de ces six vecteurs non nuls.

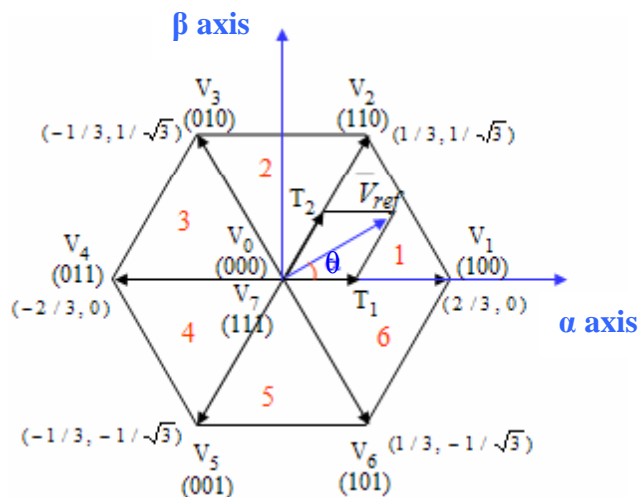


Figure (A.II.3) : Vecteurs de tensions et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan  $(\alpha, \beta)$

- Déterminer la tension de référence  $V_{ref}$  :

Le vecteur tension de contrôle  $V_{ref}$  peut être défini en coordonnées cartésiennes référentiel correspondant à la transformation de *Clarke-Concordia* (Figure A.II.3) dans le plan des tensions :

$$\begin{matrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{matrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{A.II.3})$$

on peut déduire la tension de référence :

$$V_{ref} = V_{an} + jV_{bn} \quad (\text{A.II.4})$$

d'où il vient :

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (\text{A.II.5})$$

$$\text{et } \theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) = \omega_s t \quad \text{avec } \omega_s = 2\pi f_s. \quad (\text{A.II.6})$$



## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[ABB 2008] La technologie DTC ou le contrôle direct de couple | Guide technique No. 1-2008.

[Ackerman 1998] J. Ackerman. "Active steering for better safety, Handling and comfort," In AVCS'98 Amiens, France 1998.

[Andre 2010] Andre Benine-Neto, Stefano Scalzi, Mariana Netto1, Said Mammam, William Pasillas-Lepine : Vehicle Yaw Rate Control Based on Piecewise Affine Regions , 2010 IEEE Intelligent Vehicles Symposium University of California, San Diego, CA, USA.

[Arnet 1997] Arnet, B.; Jufer, M. "Torque control on electric vehicles with separate wheel drives", Proceedings of EPE'97, vol.4, September 1997, pp. 659-664.

[Baotic 2005] M. Baotic, "Optimal control of piece-wise affine systems – a multi- parametric approach," Ph.D. dissertation, Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zurich, 2005.

[Bastiani 2001] Philippe Bastiani,"stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur machine alternative: Application à la traction électrique » Thèse de DOCTORAT. CEGELY de INSA de Lyon 2001.

[Bemporad et al 2000] Bemporad, A., Ferrari-Trecate, G et Morari, M. (2000). *Observability and controllability of piecewise affine and hybrid systems*. IEEE Trans. Automatic Control, 45(10):1864–1876.

[Bemporad et Morari 1999] Bemporad, A, Morari, M (1999) Control of Systems Integrating Logic, Dynamics, and Constraints. Automatica 35(3), 407-427.

[BERNARDINI 2009] BERNARDINI, D. DI-CAIRANOD. S.—BEMPORAD, A.—TSENG, H. E. : Drive-by-wire Vehicle Stabilization and Yaw regulation: a Hybrid Model Predictive Control Design, Joint 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference Shanghai, PR China, December 16-18, 2009.

[Branicky et al 1998] Branicky, M. S., Borzarski, V. S. et Mitter, S. K. (1998) : A unified framework for hybrid control model and optimal control theory. IEEE Transactions on Automatic Control, 43(1):31–45.

[Conte 2009], Hybrid Control of Lateral Vehicle Dynamics, Master thesis, the Swiss Federal Institute of Technology Zurich (ETHZ)- July 2009.

[D.Wang 2007] Model Predictive Control for Automated Lane-changing of Passenger Vehicles, Thesis Report, The University of Queensland, Oct 2007.

[DI-Cairano 2010] DI-CAIRANO, S.—TSENG, H. E.—BERNARDINI, D.—BEMPORAD, A. : Steering Vehicle Control by Switched Model Predictive Control, 6th IFAC Symposium Advances in Automotive Control, 2010.

[Domlan et al 2004] Domlan E. A., Maquin D, et Ragot J : Diagnostic des systèmes à commutation, approche par la méthode de l'espace de parité Douz, Tunisie, CIFA 2004.

- [Duysinx 2010] Performances et Comportement Des Véhicules, Université de Liège. Année Académique 2009-2010.
- [Esteves 1999] Chaves, M.; Perro, L.; Roque, A.; Prata, D.; Maia, J.;Verdelho, P.; Esteves, J.” Modelling and Simulation of an Electrical Differential, for a Kart with Two Independent Wheel Drives”, to be presented at Electrimacs 99.
- [Fujimoto 2004] H. Fujimoto, T. Saito and T. Noguchi, “Motion stabilization control of electric vehicle under snowy conditions based on yaw-moment observer,” *Proc. IEEE Int. Workshop Adv. Motion Control*, pp. 35-40, 2004.
- [Fujimoto 2007] H. Fujimoto, K. Fujii, and N. Takahashi, “Traction and Yaw-rate Control of Electric Vehicle with Slip-ratio and Cornering Stiffness Estimation,” American Control Conference, pp. 5742 - 5747, 2007.
- [Glert 1996] G-Grellet . G-Glert “ Actionneur électrique. Principes. Modèles et commande “, Editions –Eyrolles 1996.
- [Heemels 1999] Heemels, W. P. M. H. (1999): *Linear Complementarity Systems : a Study in Hybrid Dynamics*. Thèse de doctorat, Eindhoven University of Technology, Department of Electrical Engineering, Eindhoven, Netherlands.
- [Henzinger 1996] Henzinger, T (1996) : *The theory of hybrid automata*. In Proceedings of the 11th Annual IEEE Symposium on Logic in Computer Science, pages 278–292, 1996.
- [Hori 2003] bK. Furukawa, Y. Hori, “Recent Development of road condition estimation techniques for electric vehicle and their experimental evaluation using the test EV “UOT March I and II”,”. The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. , Volume: 1, 2-6 Nov. 2003. Pages: 925 – 930.
- [Hori 2004] Y. Hori, “Future Vehicle Driven by Electricity and Control — “Research on Four-wheel-Motored, “UOT Electric March II”,” *IEEE Trans. Ind. Electr.*, vol. 51, N. 5, Oct. 2004. Pages: 954 - 962.
- [Jan 1997] V. d. B Jan, P.Blazevic. “Antilock braking and traction control concept for all-terrain Robotic vehicle,” proceeding of the 97 international conference on robotics and automation ICRA'97 Albuquerque., New Mexoco, vol. 2 PP. 1400–1405. 1997.
- [Jazar 2008] Vehicle Dynamics: Theory and Applications. Springer 2008.
- [Jelena 1999] Jelena Godjevac. Id´ees nettes sur la logique floue, livre de l’universit´e romande, Lausanne,1999.
- [Johansson 2003] Johansson, M (2003) : *Piecewise Linear Control Systems : A Computational Approach*, volume 284 de *Lectures Notes in Control and Information Sciences*. Springer, Berlin, 2003. ISBN 3-540-44124-7.
- [Khadraoui 1996] Khadraoui, D : Approche de commande robuste pour le contrôle latéral d’un véhicule automobile dans l’espace image. *Annales de l’université Blaise Pascal* Octobre 1996.

- [**Khatun 2003**] P. Khatun, C. M. Bingham, N. Schofield, and P. H. Mellor, “Application of Fuzzy Control Algorithms for Electric Vehicle Antilock Braking/Traction Control Systems,” *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, vol. 52, N. 5, Sept. 2003, pp. 1356-1364.
- [**Kvasnica 2008**] Kvasnica, M. (2008). Efficient Software Tools for Control and Analysis of Hybrid Systems. PhD thesis. Swiss federal institute of technology.
- [**Kvasnica et al 2004**] Kvasnica, M. , Grieder, P, Baoti, M (2004) Multi-Parametric Toolbox (MPT).
- [**Laribi 2011**] Laribi I., Mhiri R. (2011) «Modélisation et commande prédictive des systèmes hybrides : Application aux systèmes thermiques » Thèse de doctorat, INSAT, TUNISIE 2011.
- [**Leirens 2005**] Leirens, S (2005): Approche hybride pour la commande prédictive en tension d’un réseau d’énergie électrique. Thèse de doctorat, Université Rennes I, France 2005.
- [**Mammar 1998**] S. Mammar. Robust automatic steering using fuzzy modelling and lmi control. IFAC Conference on System Structure and Control, 1998.
- [**Mammar 1999**] S. Mammar. Le contrôle latéral pour l’automatisation et l’assistance à la conduite. Congrès international francophone ATEC, 1999.
- [**Mammar 2000**] S. Mammar and V.B. Baghdassarian. Two-degree-of-freedom formulation of vehicle handling improvement by active steering. American Control Conference, 2000.
- [**Mendel 1995**] J.M.Mendel. “Fuzzy logic systems for engineering,” a tutorial. IEEE., 1995.
- [**Mignone 1999**] Mignone, D (1999). Moving Horizon Estimation and Fault Detection of Mixed Logical Dynamical Systems. Postdiploma thesis, Automatic Control Laboratory, Switzerland.
- [**MPT 2006**] MPT Manual, Swiss Federal Institute of Technology (ETH), Zurich, Dec 2006.
- [**Multon 1996**] Bernard Multon, Laurent Hirsinger.” Problème de la motorisation d’un véhicule électrique”, *Revue 3E.I* n°5 mars 96 pp.55-64.
- [**Multon 2001**] B.Multon (2001) : motorisation des véhicules électriques, dans *technique de l’ingénieur*, Numéro E3996.
- [**Nouh 2008**] contribution au développement d’un simulateur pour les véhicules électriques routières. Thèse de doctorat, université de technologie de Belfort. France 2008.
- [**Pacejka 2006**] Tire and Vehicle Dynamics. Society of Automotive Engineers (SAE), 400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA 15096-0001, U.S.A, 2<sup>nd</sup> edition, 2006.
- [**Pusca 2004**] R. Pusca, Y. Ait-Amirat, A. Berthon, J.-M. Kauffmann, “Fuzzy-logic-based control applied to a hybrid electric vehicle with four separate wheel drives,” *IEE Proc.-Control Theory Appl.*, vol. 151, N. 1, January 2004. Pages: 73 – 81.
- [**Rajamani 2000**] R.Rajamani, H.-S. Tan, B. K. Law, and W.-B. Zhang, “Demonstration of ntegrated longitudinal and lateral control for the operation of automated vehicles in platoons,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 8, no. 4, pp. 695 – 708, 2000.

- [**Roque 1999**] Roque, A.; Esteves, J.; Maia, J.; Verdelho, P,” Analysis and designed of a traction control algorithm for an electric kart with two independent wheel drives”, Proceeding of Electrimacs’ 99, vol.3, September 1999, pp. 257-262.
- [**Sakai 1999**] Shin-ichiro Sakai, Hideo Sado, Yoichi Hori,” Motion Control in an Electric Vehicle with Four Independently Driven In-Wheel Motors”,IEEE/ASME TRANSACTIONS ON ELECTRONICS, VOL. 4, NO. 1, MARCH 1999.
- [**Schavrin 1995**] Pave A. Shavrin,”Control of Independent Rear Wheel Drive Vehicle”, Proceedings of the 34<sup>th</sup> Conference on Decision 8, Control New Orleans, LA - December 1995
- [**Skeppstedt et al 1992**] Skeppstedt, A., Ljung, L., Benveniste, A., Deylon, B., Gloennec, P., Hjalmarsson, H et Juditsky, A (1992). Construction of composite models from observed data. international Journal of Control 55(1), pp. 141–152.
- [**Sontag 1981**] Sontag, E.D. (1981). Nonlinear regulation: The piecewise linear approach. IEEE Transactions on Automatic Control 26(2), 346–358.
- [**Sugeno 1985**] Takagi T., Sugeno M., Fuzzy identification of systems and its application to modelling and control, IEEE transactions on SMC, Vol. 15 (1), pp. 116-132, 1985.
- [**Tahami 2003**] Farzad Tahami, Reza Kazemi, and Shahrokh Farhanghi :A Novel Driver Assist Stability System for All-Wheel-Drive Electric Vehicles. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 52, NO. 3, MAY 2003.
- [**Tahami 2002**] TAHAMI, F. K. R.—FARHANGHI, S.—SAMADI, B. : Fuzzy Based Stability Enhancement System for a Four-Motor-Wheel Electric Vehicle, SAE Paper 2002-01-1588 (2002), 1825–1833.
- [**Tan 1998**] Tan, H. S., Guldner, J., Chen, C., and Patwardhan, S. “Changing lanes on automated highways with look-down reference systems,” Proceeding of the 1998 IFAC workshop on advances in automotive control., pp. 69–74, Loudonville, OH, USA.1998.
- [**Thibaute 2004**], commande robuste pour l'assistance au controle lateral d'un vehicule routier. Thèse de doctorat, Université de Paris XI , France 2004.
- [**Thomas 2004**] Thomas J. 2004 « Estimation et commande prédictive à horizon glissant de systèmes hybride » thèse de doctorat de l'Université Paris XI Orsay.
- [**Tong 1997**] R.M. Tong. A “control engineering review of fuzzy systems,” R Automatica., Vol. 13, PP. 559–569, 1997.
- [**Torrise et al 2002**] Torrise, F., Bemporad, A et Mignone, D (2002): Hysdel - a tool for generating hybrid models. Rapport technique AUT00-03, Automatic Control Laboratory, ETH, Zürich, Switzerland, 2002.
- [**Toscano 2005**] Toscano, R (2005) : Commande et Diagnostic des Systèmes Dynamiques. Techno sup. Ellipses, 2005. ISBN 2-7298-2038-8.
- [**U. Chong, et al 1996**] ., “Torque Steering Control of 4- Wheel Drive Electric Vehicle,” in Proc. Power Electronics in Transportation, Oct. 1996.

**[W.Tong 1998]** W. Tong, & T.H.S. Li. “Realization of two-dimensional target tracking problem via autonomous mobile robots using fuzzy sliding mode control,” IEEE tran on robotic and automation, vol. 7., PP. 1158–1163, 1998.

**[Ying 1990]** H. Ying, W.Siler & J.J.Buckely. Fuzzy control theory : a nonlinear case. Automatica vol. 26, pp. 513–520. 1990.

**[Zaytoon 2001]** Zaytoon, J (2001) : Systèmes Dynamiques Hybrides. Traité IC2 Systèmes Automatisés. Hermès, 2001. ISBN 2-7462-0247-6. June 21-24, 2010.

## TRAVAUX SCIENTIFIQUES

### **PUBLICATION INTERNATIONALE:**

**Khatir Tabti** — Mohamed Bourahla — Lotfi Mostefai: “*Hybrid control of electric vehicle lateral dynamics stabilization*”, Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, VOL. 64, NO. 1, 2013, 50–54

### **COMMUNICATION INTERNATIONALE:**

**Khatir Tabti** — Mohamed Bourahla — Lotfi Mostefai” *Sensorless PMSM Robust Control for Electric Vehicle Steering Based on References Generation*”, 2<sup>nd</sup> International Conference on Electrical Systems Design & Technologies, Hammamet Tunisia, Nov. 8-10, 2008.

## Résumé

La thèse présente une nouvelle méthode pour le contrôle de mouvement appliquée à la stabilité latérale du véhicule électrique avec deux roues motrices indépendamment commandées, afin de minimiser et éviter les accidents de type sorti de voie, surtout dans les trajectoires courbées.

En formulant la dynamique du véhicule électrique en utilisant une approximation des caractéristiques (pneu-force) par des fonctions affines par morceaux, la dynamique du véhicule peut être décrite comme un système dynamique hybride linéaire pour concevoir un contrôleur prédictif de modèle hybride. Ce contrôleur est prévu pour rendre le taux de lacet suivre la référence afin d'assurer la sécurité des passagers.

Les résultats de simulation en **Matlab / Simulink** ont montré que le système de contrôle proposé tient avantages de véhicule électrique et améliore la stabilité latérale du véhicule.

**Mots clés :** *véhicule électrique, control de stabilité latérale, moment de lacet, système hybride, logique floue, système affine par morceaux, commande prédictive explicite, commande DTC, MSAP.*

## Abstract

This thesis presents a novel method for motion control applied to driver stability system of an electric vehicle with independently driven in which our interests concern the lateral movement to prevent accidents like out of way, especially in curved trajectories.

By formulating the vehicle dynamics using an approximation of the tire-force characteristics into piecewise affine functions, the vehicle dynamics can be described as a linear hybrid dynamical system to design a hybrid model predictive controller. This controller is expected to make the yaw rate follow the reference ensuring the safety of the car passengers.

Simulation results in **Matlab /Simulink** have shown that the proposed control scheme takes advantages of electric vehicle and improves the lateral vehicle stability.

**Key words:** *electric vehicle, lateral stability control, yaw moment, hybrid system, fuzzy logic, PWA, explicit model predictive control, DTC, PMSM.*

## ملخص

يقدم هذا البحث طريقة جديدة للتحكم في نظام الاستقرار و التوازن في قيادة السيارة الكهربائية بعجلتين محركتين ذات الدفع المستقل وذلك من أجل ضمان سلامة الركاب و منع وقوع الحوادث مثل الخروج عن الطريق و خصوصا في المسارات المنحنية . من خلال صياغة ديناميكية السيارة باستخدام تقريب خصائص الإطارات مع القوة المطبقة عليها بصيغة "PWA" ، يمكن وصف ديناميكيات السيارة كنظام خطي هجين هدفه، تصميم وحدة تحكم تنبؤية بنموذج هجين. وقد أظهرت نتائج المحاكاة باستخدام "Matlab" أن مخطط التحكم المقترح يحسن من الثبات الجانبي للسيارة الكهربائية.

**كلمات هامة:** *السيارة الكهربائية, التحكم في الثبات الجانبي, نظام هجين, وحدة تحكم تنبؤية.*