

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : (Automatique)

Spécialité : (Automatique et Informatique Industrielle)

Par : BOUSHABA AIMENE & MOUTTAS MOHAMMED RAYAN

Sujet

**Commande par logique floue type 2 des systèmes
d'entraînements électriques : application à un véhicule
électrique à batteries rechargeables**

Soutenu publiquement, le 24 / 06 / 2026 , devant le jury composé de :

Mme. BENMANSOUR Souhila MCA Université de Tlemcen Président

Mr. GORINE Ali MCB Université de Tlemcen Examinateur

Mr. BENARIBA Hassan MCA Université de Tlemcen Encadreur

Année universitaire : 2025/2026

Remerciment

Tout d'abord, je rends grâce à Allah le Tout-Puissant, qui m'a accordé la force, la patience et la persévérance nécessaires pour mener ce travail à son accomplissement.

Au terme de ce mémoire, j'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur **Benariba Hassan**, pour son encadrement rigoureux, sa disponibilité permanente, ses précieux conseils ainsi que son soutien tout au long de cette étude. Ses orientations pertinentes et son accompagnement ont constitué une aide précieuse dans la réalisation de ce travail.

J'exprime également ma profonde reconnaissance aux membres du jury Mme.**BENMANSOUR Souhila**, et Mr.**GORINE Ali** qui me font l'honneur d'évaluer ce mémoire. Je les remercie vivement pour l'intérêt porté à ce travail, ainsi que pour le temps consacré à sa lecture et à l'appréciation de son contenu.

Mes remerciements s'adressent aussi à l'ensemble des enseignants et de l'équipe pédagogique de l'université, dont les enseignements, les conseils et les efforts fournis durant mon parcours universitaire ont grandement contribué à ma formation académique et à l'enrichissement de mes connaissances.

À toutes et à tous, j'adresse mes plus sincères remerciements.

Boushaba Aimene & Mouttas Mohammed Rayan

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Présentation et modélisation des véhicules électriques	3
1.1 Définition et principes du véhicule électrique	4
1.2 Contexte historique du véhicule électrique	4
1.3 Classification des véhicules électrifiés	7
1.3.1 Véhicule entièrement électrique	7
1.3.1.1 Véhicules électriques à batteries	7
1.3.1.2 Véhicules électriques à pile à combustible	8
1.3.2 Véhicule hybride	8
1.3.2.1 Véhicule électrique hybride série	9
1.3.2.2 Véhicule électrique hybride parallèle	9
1.4 Architectures de propulsion d'un véhicule électrique	9
1.5 Structure de la chaîne de traction d'un véhicule électrique	10
1.5.1 Batterie	11
1.5.2 Electronique de puissance au bord d'un véhicule électrique .	11
1.5.3 Moteur électrique	11
1.6 Modélisation d'un véhicule électrique	11
1.6.1 Modèle dynamique	12
1.6.2 Modélisation de la propulsion électrique	14
1.6.2.1 Modèle du moteur	14
1.6.2.2 Modèle du convertisseur DC/AC	18
1.6.2.3 Commande par MLI du l'enducteur de tension	19
1.6.3 Couplage entre la partie mécanique et la partie électrique .	21
1.6.4 Différentiel électronique	22
1.7 Conclusion	23
Chapitre 2 : Commande classique en vitesse d'un véhicule électrique . . .	24
2.1 Introduction	25
2.2 Principe du contrôle vectoriel	25
2.3 Découplage	26
2.3.1 Technique de découplage par compensation	26

2.4	Synthèse des régulateurs	27
2.4.1	Régulation du courant i_d et i_q	28
2.4.2	Calcul des paramètres du régulateur PI	29
2.4.3	Calcul du régulateur de vitesse	29
2.5	Résultat de simulation du réglage classique	31
2.5.1	Test 1 : Poursuite de trajectoire en régime établi	31
2.5.2	Test 2 : Validation en virage avec différentiel électronique	31
2.5.3	Test 3 : Validation de robustesse face aux variations d'inertie	34
2.5.4	Test 4 : Validation de robustesse face aux incertitudes inductives	34
2.5.5	Évaluation des Performances et Transition vers l'Optimisation	34
2.6	Optimisation de régulateur de vitesse par l'algorithme PSO	37
2.6.1	Introduction	37
2.6.2	Optimisation par l'approche essaim de particules (PSO)	37
2.6.3	Concept de base de PSO	37
2.6.4	Description mathématique du fonctionnement du PSO	40
2.6.5	Déroulement opérationnel de l'algorithme PSO	42
2.6.6	Résultat de simulation	43
2.7	Conclusion	44
	Chapitre 3 : Commande par Logique Floue en vitesse d'un véhicule électrique	45
3.1	Introduction	46
3.2	Définition de la logique floue type 1	46
3.3	Concepts de bases	47
3.3.1	Théorie de l'ensemble flou	47
3.3.2	Univers de discours d'une variable floue	48
3.3.3	Variables et valeurs linguistiques	48
3.3.4	Fonction d'appartenance de la logique floue	48
3.3.5	Opérateurs sur les ensembles flous	49
	3.3.5.1 Conjonction floue — Opérateur ET	49
	3.3.5.2 Disjonction floue — Opérateur OU	50
	3.3.5.3 Complément — Opérateur NON	50
3.4	Principe d'un Contrôleur Flou	51
3.4.1	Mécanisme de fuzzification	52
3.4.2	Base de règles floues	52
3.4.3	Mécanisme d'inférence	53
3.4.4	Défuzzification des variables de sortie linguistiques	53
3.4.5	Régulateur flou de type 1	54

3.4.6	Régulateur PI flou	54
3.5	Logique floue type 2	55
3.5.1	Introduction	55
3.5.2	Concept de base	55
3.5.2.1	Définition des ensembles flous de type 2	55
3.5.2.2	Différentes formes d'ensembles flous de type 2	57
3.5.2.3	Opérations sur les ensembles flous de type 2	58
3.5.2.4	Structure d'un contrôleur flou de type 2	59
3.6	Application et résultats de la simulation	62
3.6.1	Synthèse de la logique floue type 1 pour la commande en vitesse du VE	62
3.6.1.1	Test 1 : Poursuite de trajectoire	65
3.6.1.2	Test 2 : Robustesse face au changement d'inertie	65
3.6.2	Application de PI floue pour la commande en vitesse du VE	68
3.6.2.1	Test 1 : Poursuite de trajectoire	70
3.6.2.2	Test 2 : Robustesse face au changement d'inertie	71
3.6.3	Synthèse de la logique floue type 2 pour la commande en vitesse du VE	74
3.6.3.1	Test 1 : Poursuite de trajectoire	78
3.6.3.2	Test 2 : Robustesse face au changement d'inertie	78
3.7	Conclusion	81
	Conclusion générale	82
	Annexe	83
	Bibliographie	86

Table des figures

1.1	Modèle d'un véhicule électrique avec une batterie rechargeable . . .	4
1.2	Thomas Edison et la première voiture électrique de l'histoire . . .	5
1.3	la jamais contente	5
1.4	Buick Skylark de General Motors	6
1.5	Toyota Prius	6
1.6	Exemple de voiture électrique actuelle.	7
1.7	Fonctionnement d'une PAC [24]	8
1.8	VE hybride série (à gauche), VE hybride parallèle (à droite)	9
1.9	Solution d'un seul moteur : avec boîte de vitesse (à gauche), avec réducteur (à droite)	10
1.10	Solution multi-moteurs	10
1.11	Composition de la chaîne de traction dans un VE	10
1.12	Bilan des forces agissant sur la véhicule	12
1.13	Force de roulement sur la roue	13
1.14	Pente sur la route	14
1.15	Schéma de MSAP	15
1.16	Représentation de la transformation de Park	17
1.17	Architecture de l'onduleur triphasé à deux niveaux	19
1.18	Schéma de génération MLI sinus-triangle	20
1.19	Principe de la commande MLI.	20
1.20	Mécanisme du réducteur	21
1.21	Géométrie du virage et différentiel électronique	23
2.22	Contrôle par orientation du champ de la MSAP	25
2.23	Schéma de compensation	27
2.24	Schéma bloc simplifié de la régulation de vitesse du véhicule élec- trique	27
2.25	Schéma de commande du courant i_d	28
2.26	Schéma de commande du courant i_q	28
2.27	Régulation de vitesse	29

2.28	Schéma global d'un véhicule électrique commandé en vitesse par commande classique [45]	30
2.29	Test 1 : Poursuite de trajectoire avec commande classique par PI	32
2.30	Test 2 : Validation en virage avec commande classique par PI	33
2.31	Test 3 : Robustesse du régulateur PI face aux variations d'inertie mécanique	35
2.32	Test 4 : Validation de robustesse du régulateur PI face aux incertitudes inductives	36
2.33	Groupe de : (gauche) oiseaux, (droite) poissons	37
2.34	Déplacement d'une particule [31]	38
2.35	Exemple de voisinage géographique	39
2.36	Voisinage social : (a) Étoile, (b) Anneau, (c) Rayon	39
2.37	Diagramme de déroulement de l'algorithme PSO	43
3.38	Classification par logique booléenne	46
3.39	Classification par logique Floue	47
3.40	Univers du discours	48
3.41	Fonctions d'appartenance de la logique floue type 1	49
3.42	Conjonction ET	50
3.43	Disjonction OU	50
3.44	Complément	51
3.45	Opération du contrôleur floue [51]	51
3.46	Principe d'adaptation du régulateur floue type 1	54
3.47	Adaptation des gains du régulateur PI à l'aide de la logique floue	55
3.48	Schéma d'ensemble flou de type 2	56
3.49	Fonction d'appartenance gaussienne de type 2 (FOU)	56
3.50	Vue en 3D d'une fonction d'appartenance gaussienne de type 2	57
3.51	Architecture d'un contrôleur flou type 2	60
3.52	Système de contrôleur floue type 1	62
3.53	Fonction d'appartenance pour l'entrée Error	63
3.54	Fonction d'appartenance pour l'entrée DE	63
3.55	Fonction d'appartenance pour sortie control	64
3.56	Tableau de règle 3x3	65
3.57	Test 1 : Poursuite de trajectoire avec régulateur flou type 1	66
3.58	Test 2 : Robustesse du régulateur flou face aux variations d'inertie mécanique	67
3.59	Système de contrôleur PI flou	68
3.60	Schéma bloc du régulateur flou implémenté sous Simulink	68
3.61	Fonctions d'appartenance entrées / sorties du régulateur PI flou	69

3.62	Test 1 : Poursuite de trajectoire avec régulateur PI flou	72
3.63	Test 2 : Robustesse du régulateur PI flou face aux variations d'inertie mécanique	73
3.64	Système du contrôleur floue type 2	74
3.65	Fonction d'appartenance de l'entrée erreur	75
3.66	Fonction d'appartenance de l'entrée dérivée de l'erreur	75
3.67	Fonction d'appartenance pour la sortie de commande	76
3.68	Liste de règles	77
3.69	Test 1 : Poursuite de trajectoire avec régulateur flou type 2	79
3.70	Test 2 : Robustesse du régulateur flou type 2 face aux variations d'inertie mécanique	80

Liste des tableaux

2.1	Comparaison des performances pour différentes fonctions objectif .	43
3.2	Exemples de fonctions d'appartenance type 2	58
3.3	Tbleau de règles 3×3	64
3.4	Tableau de règles 7×7 de K_p	70
3.5	Tableau de règles 7×7 de K_i	70
3.6	Tableau de règles 3×3	77
3.7	Paramètres du véhicule électrique	84
3.8	Paramètres nominaux de la MSAP	85
3.9	Paramètres du PSO	85

Notation

V : Vitesse du véhicule

F_t : Effort de traction total

F_R : Résistance totale au mouvement

M : Masse globale du véhicule

F_r : Résistance au roulement des roues

F_a : Force aérodynamique (traînée de l'air)

F_g : Force d'inclinaison routière

F_{acc} : Force d'accélération

C_{rr} : Coefficient de roulement des roues

C_{rrav} et C_{rrar} : Coefficients de roulement des essieux avant et arrière

m_{av} et m_{ar} : Masses associées aux roues avant et arrière

g : Accélération gravitationnelle

C_{rrmoy} : Coefficient de roulement moyen

C_x : Coefficient aérodynamique

ρ : Densité volumique de l'air

S_f : Surface frontale du véhicule

V_{vent} : Vitesse de la résistance du vent

α_p : Angle que le véhicule doit gravir

γ : Elévation verticale

Γ : Accélération du véhicule

P : Puissance fournie aux roues

C_{tot}, C_r : Couple de traction total et couple résistant

R : Rayon de la roue

Ω_{roue} : Vitesse angulaire des roues

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

ω : Pulsation des courants alternatifs

p : Nombre de paires de pôles

Φ_s : Flux magnétique statorique total

C_{em} : Couple électromagnétique

Δ_f : Angle de braquage

J : Moment d'inertie du MSAP

J_e : Moment d'inertie global du véhicule électrique

L : Distance entre les deux essieux

ω_0 : Pulsation propre du système

ζ : Facteur d'amortissement

c_1 et c_2 : Coefficients d'accélération

Abréviations

VE	: Véhicule électrique
VHE	: Véhicule électrique hybride
MSAP	: Moteur synchrone à aimant permanent
MLI	: Modulation de largeur d'impulsions
FOC	: Commande par orientation de flux
RLF	: Régulateur logique flou
FTBF	: Fonction de transfert en boucle fermée
FTBO	: Fonction de transfert en boucle ouverte
PSO	: Particle Swarm Optimization
<i>Pbest</i>	: Position best
<i>Gbest</i>	: Global Best
<i>Lbest</i>	: Local Best

Introduction générale

La pollution atmosphérique et la crise énergétique mondiale ont poussé les chercheurs et les ingénieurs à chercher des alternatives au moteur thermique traditionnel. Parmi ces alternatives, le véhicule électrique s'est révélé être la solution appropriée, grâce à son faible impact environnemental et ses bonnes performances énergétiques.

Le véhicule automobile est une structure complexe composée de plusieurs organes interdépendants. Modéliser chacun de ces sous-systèmes est une tâche difficile qui demande des études cinématique et dynamique approfondies du véhicule. De plus, concevoir une commande efficace est compliqué en raison des non-linéarités, des perturbations immesurable et des incertitudes paramétrique du système [46].

Pour faire face à ces difficultés, plusieurs techniques de commande ont été développées ces dernières années dans le but d'optimiser la stabilité et la sécurité du véhicule, notamment lors d'accélération longitudinales ou latérales. La commande linéaire de type PI a été l'une des premières solutions proposées, mais elle reste limitée car elle nécessite une connaissance précise des paramètres du système [3].

C'est pourquoi on a eu recours à des techniques de commande robuste, capables de garantir de bonnes performances même en présence de perturbations et d'incertitudes. Entre ces techniques, on trouve la commande adaptative, la commande PSO, ainsi que la logique floue et les modes glissant... [46].

Notre travail est présenté dans un mémoire organisé en 3 chapitres :

Le premier chapitre est dédié à la **présentation et la modélisation des véhicules électriques**, où nous abordons les principes fondamentaux du véhicule électrique, sa classification qu'il soit entièrement électrique ou hybride ainsi que la structure de sa chaîne de traction, en passant par la modélisation dynamique et la modélisation de la propulsion électrique, notamment le moteur et l'onduleur de tension.

Le deuxième chapitre traite de la **commande classique en vitesse d'un véhicule électrique**, en s'appuyant sur le principe du contrôle vectoriel et le découplage par compensation, puis en développant le calcul des régulateurs PI et leurs optimisation par l'algorithme PSO, Il se conclut par les résultats de simulation des régulateurs PI classiques, suivis de ceux des régulateurs PI optimisés par

PSO, permettant d'évaluer l'apport de l'optimisation en termes de performance et de robustesse..

Le troisième chapitre est dédié à la **commande par logique floue de Type 1 et de Type 2**, où nous exposons les concepts fondamentaux de la logique floue, ensembles flous, fonctions d'appartenance et opérateurs ainsi que le principe du contrôleur flou avec ses mécanismes de fuzzification, d'inférence et de défuzzification. Nous étendons ensuite cette approche aux ensembles flous de type 2, en détaillant leur structure, leurs opérations et la réduction de type, Il se conclut par les résultats de simulation des deux approches, évaluées à travers des tests de suivi de trajectoire et de robustesse.

Enfin, ce mémoire s'achèvera par une conclusion générale.

Chapitre 1

Présentation et modélisation des véhicules électriques

Introduction

Les VE et VHE s'imposent comme des solutions de remplacement aux voitures thermiques, permettant de limiter les émissions polluantes et d'améliorer le rendement global [1].

Ce chapitre présente les fondements nécessaires à l'étude d'un véhicule électrique, depuis ses généralités jusqu'à sa modélisation. Après un historique sur les architectures de traction électrique et une analyse des composants de la chaîne de propulsion, une architecture sera adoptée qui utilise deux roues motrices pour la propulsion du véhicule. Nous établissons ensuite le modèle dynamique longitudinal du véhicule, avant de développer la modélisation de sa motérisation électrique. Enfin, un couplage entre les parties électrique et mécanique sera présenté pour aboutir au modèle global.

1.1 Définition et principes du véhicule électrique

Un véhicule électrique (VE) se distingue par une chaîne de traction qui utilise principalement l'énergie électrique pour l'entraînement du véhicule. À la différence des motorisations thermiques, l'énergie mécanique est produite et acheminée aux roues par un ou plusieurs actionneurs électriques, en fonction de la topologie d'entraînement adoptée. Les avancées récentes dans le domaine de l'électronique de puissance et des systèmes de gestion énergétique ont permis l'émergence de nouvelles architectures et stratégies de conception visant à améliorer les performances de cette technologie[2].

Sur le plan architectural, la chaîne de propulsion électrique se caractérise par une structure relativement simple. Elle s'organise essentiellement autour d'un actionneur électrique, d'un mécanisme de transmission et des roues motrices, comme représenté sur la Figure 1.1 [46].



FIG. 1.1 : Modèle d'un véhicule électrique avec une batterie rechargeable

1.2 Contexte historique du véhicule électrique

La quête d'une mobilité décarbonée constitue aujourd'hui un enjeu majeur pour l'industrie automobile, en réponse aux défis de la pollution atmosphérique. Si le véhicule électrique (VE) est souvent présenté comme une solution contemporaine, son histoire remonte en réalité aux prémices de l'automobile. Dès la fin du XIX^e siècle, trois filières de propulsion coexistaient : électrique, à vapeur et thermique, les prototypes électriques affichant d'ailleurs des performances comparables à celles de leurs homologues thermiques de l'époque.

Les premières réalisations datent des années 1830 : la carriole de Robert Anderson (1832–1839) est considérée comme le premier VE, suivie par la locomotive de Thomas Davenport vers 1835 et le véhicule de Robert Davidson (1838, 6 km/h). L'invention de la batterie rechargeable par Gaston Planté (1859), perfectionnée par Camille Faure (1881), marque un tournant technologique. En 1884, Thomas Parker concrétise la première automobile électrique moderne, illustrée en Figure 1.2 [4]



FIG. 1.2 : Thomas Edison et la première voiture électrique de l'histoire

L'année 1899 marque une étape significative avec *“La Jamais Contente”*, véhicule électrique conçu par Camille Jenatzy en Belgique. Avec une vitesse maximale de 105 km/h et une carrosserie optimisée aérodynamiquement (forme de torpille, Figure 1.3), ce prototype établit les premières preuves de concept en matière de performance dynamique des VE.

À l'aube du XX^e siècle, la part modale des véhicules électriques dépasse 30% du parc roulant. Néanmoins, leur régression dans les années 1920 résulte de contraintes techniques (densité énergétique des batteries, puissance massique), de la disponibilité accrue des carburants fossiles et d'un surcoût économique d'environ 100% par rapport aux véhicules thermiques [4]



FIG. 1.3 : la jamais contente

La dimension environnementale réapparaît dans les politiques publiques en 1966, lorsque le Congrès américain préconise le déploiement de VE pour lutter contre la pollution atmosphérique. Bien que le choc pétrolier de 1973 et l'adhésion citoyenne constituent des leviers potentiels, les réalisations industrielles demeurent marginales.

En 1972, Victor Wouk franchit une nouvelle étape en intégrant une architecture hybride sur une Buick Skylark (General Motors) (Figure 1.4), préfigurant les stratégies de propulsion multi-sources

actuelles [21].



FIG. 1.4 : Buick Skylark de General Motors

En 1976, les États-Unis adoptent une loi (*Electric and Hybrid Vehicle Act*) pour accélérer le développement des batteries, moteurs et systèmes hybrides.

Cette impulsion conduit General Motors à lancer en 1988 le projet EV1, concrétisé par une production limitée entre 1996 et 1998.

En 1997, Toyota commercialise la Prius, première voiture hybride produite en série. Avec 18 000 ventes au Japon la première année, puis plus de 500 000 unités dans le monde en 2006 (Figure 1.5), ce modèle impose l'hybridation comme une solution viable à grande échelle [22].



FIG. 1.5 : Toyota Prius

La période 1997–2000 marque une phase d'expérimentation industrielle avec le déploiement de prototypes et petites séries électrifiées (Toyota RAV4 EV, GM EV1, Nissan Altra EV, Ford Ranger EV, Chevrolet S-10 EV, Honda EV Plus,). Cette dynamique s'interrompt au début des années 2000 : l'arrêt du programme EV1 en 2004 et le retrait des véhicules par GM illustrent les contraintes économiques et stratégiques pesant alors sur la filière [21].

Une nouvelle impulsion émerge à partir de 2009 avec l'i-MiEV de Mitsubishi (lancement profes-

sionnel au Japon, puis ouverture au grand public en 2010), suivie par la Nissan LEAF (commercialisation progressive à partir de fin 2010). Ces modèles inaugurent une génération de VE conçus pour une production à plus grande échelle.



FIG. 1.6 : Exemple de voiture électrique actuelle.

Actuellement, les autonomies des VE à batterie se situent entre 70 et 200 km, tandis que les architectures à pile à combustible (PAC) permettent d’atteindre 400–450 km, réduisant l’écart avec les véhicules thermiques. L’intégration dans les flottes urbaines (bus, autopartage) et les politiques de mobilité durable soutiennent le déploiement. Le coût global reste toutefois dominé par le système de stockage d’énergie, pénalisé par des économies d’échelle encore limitées.

1.3 Classification des véhicules électrifiés

Les véhicules à propulsion électrique s’inscrivent dans la catégorie plus large des véhicules électrifiés, qui regroupe les architectures hybrides, les architectures hybrides rechargeables et les architectures entièrement électriques. Chacune de ces familles se subdivise en différentes sous-classes selon leur mode de stockage et de conversion d’énergie [46].

1.3.1 Véhicule entièrement électrique

L’essor des véhicules électriques dépend directement des progrès réalisés dans le domaine du stockage électrochimique. À ce jour, les accumulateurs présentent encore une densité énergétique limitée, ce qui se traduit par un poids important et un coût élevé. Selon la nature de la source d’énergie embarquée, on distingue deux grandes familles : les véhicules alimentés par batteries rechargeables sur le réseau électrique et ceux fonctionnant grâce à une pile à combustible.

1.3.1.1 Véhicules électriques à batteries

Ces véhicules représentent actuellement la majorité du parc électrique mondial. La batterie constitue un système de stockage embarqué capable d’accumuler l’énergie électrique pour la restituer ultérieurement au groupe motopropulseur. Cette technologie, dont les premières recherches remontent au XIX^e siècle, demeure à ce jour la solution la plus aboutie et la plus largement déployée pour la mobilité électrique [2],[41],[42].

1.3.1.2 Véhicules électriques à pile à combustible

L'intégration des piles à combustible dans l'automobile reste un domaine émergent, principalement au stade de la validation expérimentale. Bien que le principe électrochimique ait été découvert au début du XIX^e siècle en Angleterre par Sir Humphry Davy et Sir William Grove, son application industrielle est récente. Le fonctionnement repose sur une réaction chimique entre l'hydrogène et l'oxygène de l'air, générant un courant électrique, de la vapeur d'eau et de la chaleur [23] :

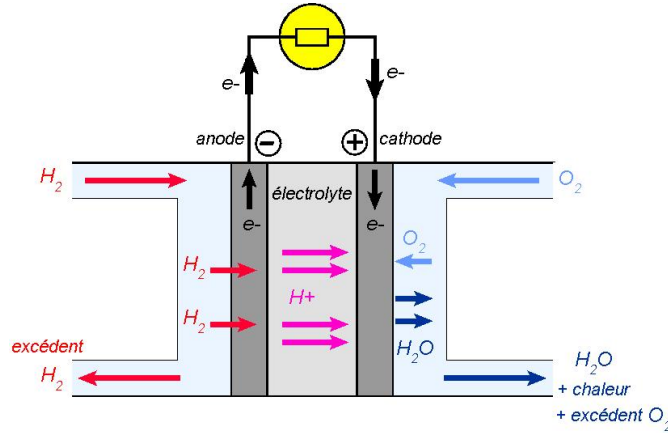
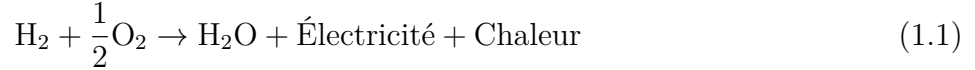


FIG. 1.7 : Fonctionnement d'une PAC [24]

L'enjeu majeur réside dans l'approvisionnement en réactifs nécessaires au processus électrochimique. Si l'oxygène peut être extrait directement de l'atmosphère environnante, l'approvisionnement en hydrogène demeure le défi principal. Deux approches techniques sont envisageables :

- Le stockage embarqué de l'hydrogène dans des réservoirs dédiés ;
- La production sur place d'hydrogène à partir d'hydrocarbures (essence ou méthanol) via un reformeur intégré.

La distinction fondamentale entre une pile à combustible (PAC) et un accumulateur électrique réside dans leur mode d'alimentation énergétique : la PAC génère de l'électricité de manière continue tant qu'elle est approvisionnée en carburant, éliminant ainsi la nécessité d'une recharge électrique externe.

1.3.2 Véhicule hybride

Le véhicule électrique hybride repose sur une architecture de propulsion bi-énergétique, associant un moteur à combustion et une machine électrique couplée à un pack de batteries. L'évolution vers les configurations plug-in a introduit la possibilité de recharger le stockage électrique via le groupe thermique ou une source externe [2].

La gestion d'énergie dans ce type de véhicule orchestre le fonctionnement des deux sources selon les sollicitations de conduite. Le mode purement électrique assure les phases de démarrage et de circulation urbaine (jusqu'à 25–50 km/h). Au-delà de ce seuil, ou lors de fortes demandes de couple, le moteur thermique s'active, seul ou en couplage avec la machine électrique. En phase de freinage, l'énergie cinétique est transformée en énergie électrique via le mode générateur (freinage régénératif).

La classification des hybridations repose sur deux topologies de transmission : série et parallèle. La différence majeure entre ces configurations réside dans le couplage mécanique ou électrique entre les convertisseurs d'énergie et les roues motrices [25].

1.3.2.1 Véhicule électrique hybride série

Dans l'architecture série, la génération d'énergie et sa conversion en mouvement sont totalement découplées. La propulsion du véhicule est totalement assurée par le ou les moteurs électriques à bord. (Figure 1.8), tandis que le moteur thermique fonctionne exclusivement comme générateur d'électricité. Cette énergie est soit stockée dans les batteries, soit utilisée instantanément pour alimenter les moteurs de traction. Aucun lien mécanique n'existe entre la motorisation thermique et les roues motrices [2].

1.3.2.2 Véhicule électrique hybride parallèle

Cette configuration associe simultanément une propulsion thermique et une propulsion électrique (Figure 1.8). L'avantage majeur du système parallèle réside dans sa flexibilité : les deux chaînes de traction peuvent fonctionner de manière indépendante ou combinée selon les conditions de conduite. Le moteur thermique est privilégié à vitesse élevée, tandis que la motorisation électrique intervient en renfort lors des accélérations, de la récupération d'énergie, des démarrages et en côte.

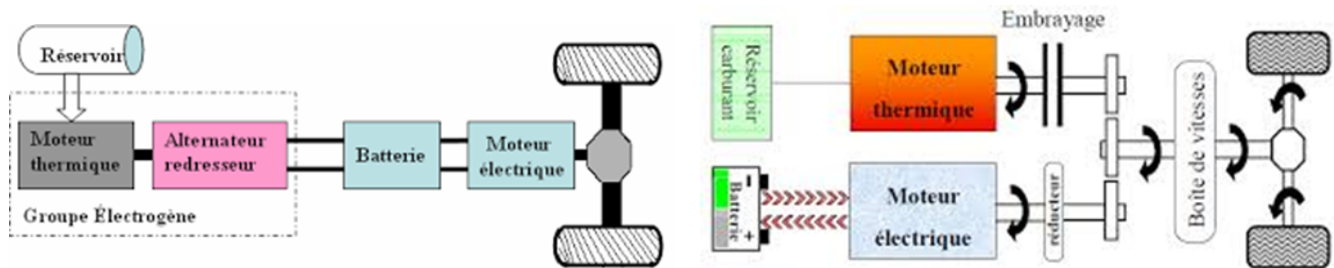


FIG. 1.8 : VE hybride série (à gauche), VE hybride parallèle (à droite)

1.4 Architectures de propulsion d'un véhicule électrique

Ce qui est vraiment intéressant avec la voiture électrique, c'est la simplicité de son système de propulsion. Entre le moteur et les roues, plusieurs combinaisons sont possibles selon la conception du véhicule. On peut avoir un réducteur mécanique, une boîte de vitesse, ou encore un différentiel.

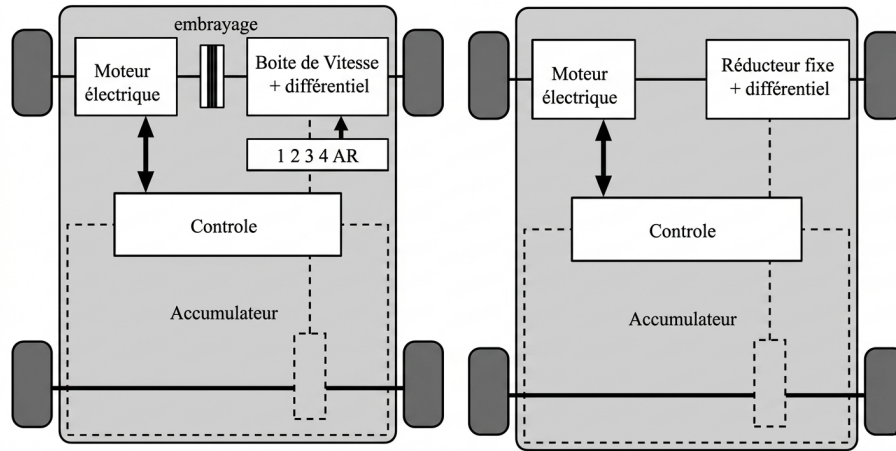


FIG. 1.9 : Solution d'un seul moteur : avec boîte de vitesse (à gauche), avec réducteur (à droite)

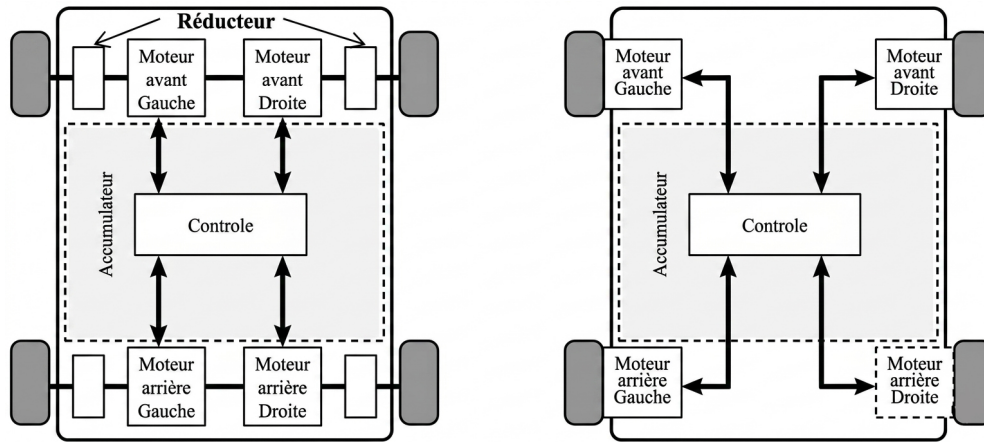


FIG. 1.10 : Solution multi-moteurs

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

Contrairement à un véhicule thermique, la voiture électrique fonctionne avec une chaîne de traction entièrement électrifiée. La batterie stocke l'énergie, l'onduleur la convertit, et le moteur la transforme en mouvement. Le tout est géré par une électronique de pointe qui assure un contrôle rigoureux de la vitesse et du couple [6, 47].

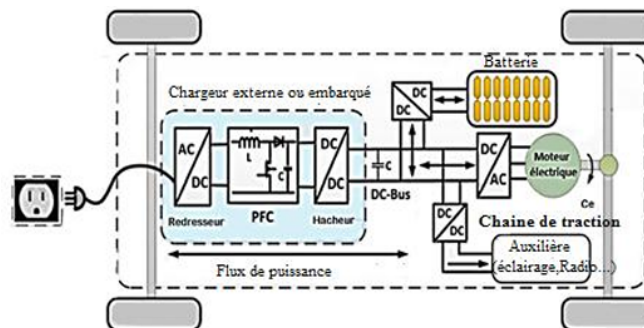


FIG. 1.11 : Composition de la chaîne de traction dans un VE

1.5.1 Batterie

La batterie constitue un élément de stockage de l'énergie électrique. Elle est composée de plusieurs cellules élémentaires, chacune comprenant une anode, une cathode et un séparateur assurant l'isolation électrique des électrodes, le tout immergé dans un électrolyte contenu dans une enceinte hermétique.

Bien que plusieurs technologies de batteries existent, trois types dominent actuellement le marché des véhicules électriques : les batteries Lithium-ion, Plomb-Acide et Nickel-Cadmium [7]

1.5.2 Electronique de puissance au bord d'un véhicule électrique

Dans la plupart des véhicules électriques, on se retrouve face à un défi de taille : assurer la compatibilité entre les sources d'énergie à courant continu et à courant alternatif. Pour résoudre ce problème, les véhicules électriques embarquent des convertisseurs électroniques, dont le rôle est précisément de lever ces incompatibilités de fonctionnement [9].

Ainsi, on peut trouver à bord plusieurs types de dispositifs :

- Un **chargeur**, qui ajuste le courant issu de la prise de branchement aux exigences de la batterie électrique .
- Des **onduleurs**(DC-AC), qui convertissent le courant continu parvenu de la batterie en courant alternatif utile à l'alimentation du moteur de véhicule.
- Des **redresseurs**(AC/DC), qui effectuent l'opération inverse, en transformant le courant alternatif en courant continu .
- Des **hacheurs**(DC-DC), qui convertissent un courant continu en un autre courant continu, mais à une tension différente.

1.5.3 Moteur électrique

Les véhicules électriques utilisent principalement trois types de machines électriques : les moteurs asynchrones, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) et les moteurs synchrones à réluctance variable. Les moteurs à courant continu ne sont presque plus utilisés grâce au développement des techniques modernes de commande des machines électriques.

Pour notre étude, nous allons adopté une architecture basée sur une traction arrière par deux roues motrice couplées au moteurs électriques de type MSAP.

1.6 Modélisation d'un véhicule électrique

Pour pouvoir étudier la commande d'un véhicule, il nous faut d'abord disposer d'un modèle capable de représenter sa dynamique prenant en compte à la fois les efforts de traction générés par ses actionneurs et les différentes forces qui résistent à son déplacement. La Figure 1.12 montre un véhicule dans une pente ainsi que les forces agissant sur lui.

1.6.1 Modèle dynamique

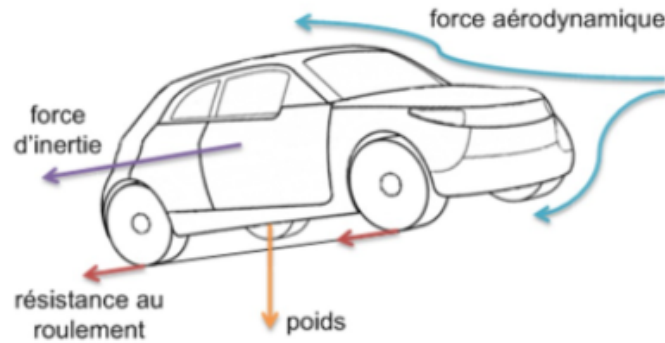


FIG. 1.12 : Bilan des forces agissant sur la véhicule

En appliquant le principe fondamental de la dynamique (deuxième loi de Newton) au déplacement longitudinal du véhicule, la relation entre l'accélération et les forces en jeu s'écrit :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{F_t - F_R}{M} \quad (1.2)$$

où F_t désigne la force motrice nette appliquée aux roues, F_R l'ensemble des forces résistantes (roulement, aérodynamique, gravité) et M la masse totale du véhicule [2],[10].

La résistance totale F_R est quant à elle la somme de plusieurs forces :

$$F_R = F_r + F_a + F_g + F_{acc} \quad (1.3)$$

Chacune de ces forces joue un rôle bien précis :

- F_r : la résistance au roulement des roues
- F_a : la force aérodynamique (traînée de l'air)
- F_g : la force liée à l'inclinaison de la route
- F_{acc} : la force d'accélération

• Force de roulement

La force de résistance au roulement est directement liée au coefficient de roulement C_{rr} . En pratique, ce coefficient vaut environ 0,01, et il se change en fonction de deux paramètres principaux : la largeur des pneus et la nature du revêtement routière [10].

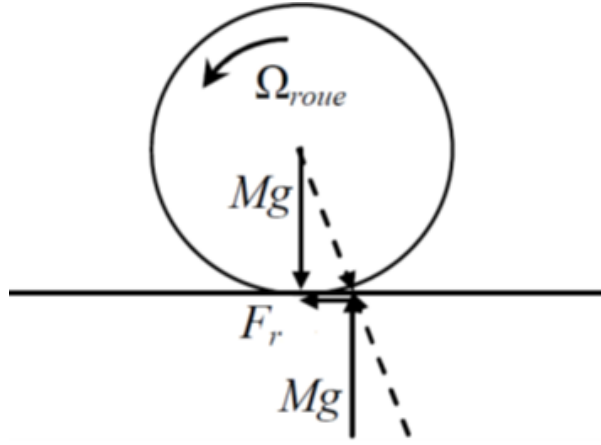


FIG. 1.13 : Force de roulement sur la roue

$$F_r = [C_{rr_{av}} m_{av} + C_{rr_{ar}} m_{ar}] g \approx g \cdot M \cdot C_{rr_{moy}} \quad (1.4)$$

où $C_{rr_{av}}$ et $C_{rr_{ar}}$ sont respectivement les coefficients de roulement des essieux avant et arrière, m_{av} et m_{ar} sont les masses portées par les roues avant et arrière, g l'accélération gravitationnelle, et $C_{rr_{moy}}$ le coefficient de roulement moyen ramené à la masse totale M du véhicule [46].

• Force aérodynamique

La force aérodynamique dépend de plusieurs facteurs : la densité de l'air, le carré de la vitesse du véhicule par rapport au vent, la surface frontale du véhicule et le coefficient aérodynamique C_x , qui varie entre 0,2 et 1,5 selon la forme du véhicule [46].

Cette force est exprimée par la relation suivante :

$$F_a = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S_f \cdot C_x \cdot (V - V_{vent})^2 \quad (1.5)$$

où :

- ρ : la densité volumique de l'air (kg/m^3), généralement prise égale à 1,23
- S_f : la section frontale du véhicule
- V : la vitesse du véhicule
- V_{vent} : la vitesse du vent

• Force d'inclinaison

C'est la force est liée à la pente de la route, d'angle α_p , que le véhicule doit gravir. Elle est exprimée par :

$$F_g = M \cdot g \cdot \sin(\alpha_p) \quad (1.6)$$

$\sin(\alpha_p)$ est remplacé par la valeur de la pente p lorsque celle-ci est inférieure à 20% :

$$F_g = M \cdot g \cdot p \quad (1.7)$$

Si y est l'élévation verticale, la pente en pourcentage est exprimée par :

$$p(\%) = \frac{y(m)}{100} \times 100\% \quad (1.8)$$

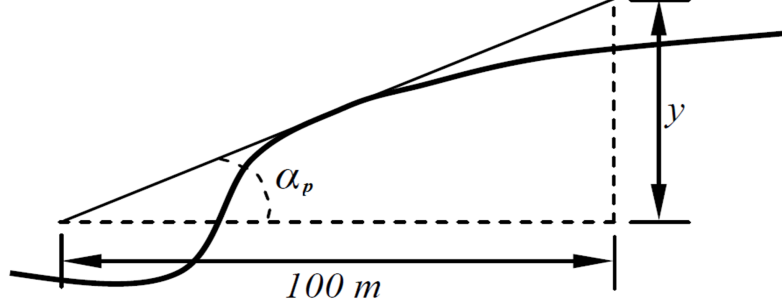


FIG. 1.14 : Pente sur la route

• Force d'accélération

La force d'accélération F_{acc} représente la résultante dynamique reflétant les variations de vitesse imposées par le conducteur. Elle est définie comme le produit de la masse totale du véhicule par son accélération instantanée [11] :

$$F_{acc} = M \cdot \frac{dV}{dt} = M \cdot \gamma \quad (1.9)$$

où γ est l'accélération du véhicule.

La puissance fournie aux roues est donnée par :

$$P = F_t \cdot V \quad (1.10)$$

Le couple de traction total ainsi que couple résistant sont respectivement :

$$C_{tot} = F_t \cdot R \quad \text{et} \quad C_r = F_R \cdot R \quad (1.11)$$

où R est le rayon de la roue , F_R la résistance totale, définie par :

$$F_R = F_r + F_a + F_g \quad (1.12)$$

Enfin, la vitesse angulaire des roues et la vitesse du véhicule sont liée par :

$$\omega_{roue} = \frac{V}{R} \quad (1.13)$$

1.6.2 Modélisation de la propulsion électrique

1.6.2.1 Modèle du moteur

Analyser le comportement d'un moteur électrique est une tâche qui exige une bonne maîtrise de son modèle dynamique, permettant ainsi de simuler son fonctionnement dans différentes conditions [12, 46].

Dans le cas de la MSAP, la démarche de modélisation est similaire à celle d'une machine synchrone conventionnelle, à la différence que l'excitation rotorique par courant continu est remplacée par le flux généré par l'aimant permanent (figure 1.13) [46].

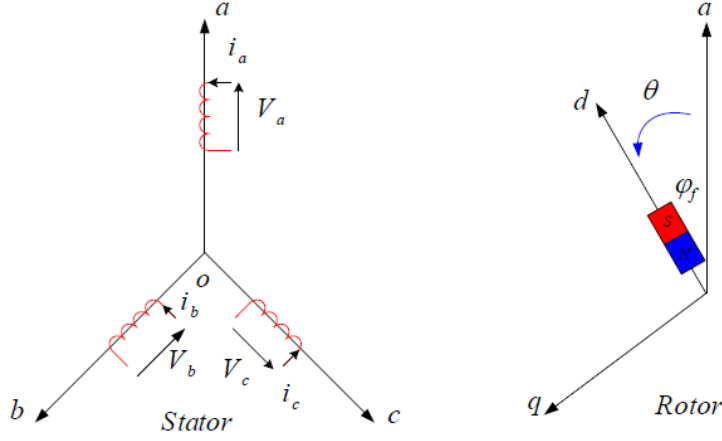


FIG. 1.15 : Schéma de MSAP

Les enroulements statorique sont parcourus par des courants alternatifs triphasés. Ces courants créent un champ magnétique tournant dont la pulsation est donnée par :

$$\omega = p \cdot \omega_{r(mot)} \quad (1.14)$$

où $\omega_{r(mot)}$ est la vitesse de rotation du rotor (en rad/s), ω est la pulsation des courants alternatifs (en rad/s), et p est le nombre de paires de pôles. Ce champ tournant « accroche » le champ inducteur lié au rotor, ce qui force ce dernier à tourner à la vitesse de synchronisme.

Les tensions triphasées V_s , les courants statoriques i_s et le flux magnétique total Φ_s sont liés par l'équation différentielle matricielle suivante [13, 14, 46] :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (1.15)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}, \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

Ce qui se développe, pour chaque phase, sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Le flux total vu par le stator se décompose en deux contributions : le flux propre dû aux inductances, et le flux créé par les aimants permanents $[\Phi_{sf}]$:

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [\Phi_{sf}] \quad (1.17)$$

La matrice d'inductances statoriques est :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

où L_a, L_b, L_c sont les inductances propres des trois phases, et M_{ab}, M_{bc}, M_{ac} sont les inductances mutuelles entre phases.

Le flux créé par les aimants permanents $[\Phi_{sf}]$ est exprimé comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{af} \\ \Phi_{bf} \\ \Phi_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_f \cdot \cos(p\theta) \\ \Phi_f \cdot \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Phi_f \cdot \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

où θ est l'angle électrique représentant la position du rotor par rapport au stator, avec $\frac{d\theta}{dt} = \omega$, et Φ_f est la valeur crête constante du flux créé par les aimants.

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_{em} = [i_{sabc}]^T \cdot \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{dL_s}{d\theta} \right] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sf}] \right\} \quad (1.20)$$

Le modèle établi ci-dessus présente l'inconvénient de faire intervenir des équations différentielles à coefficients variables, ce qui le rend difficile à exploiter directement. Pour y remédier, on recourt à des transformations mathématiques permettant de ramener ces équations à des coefficients constants, tout en conservant la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. La plus couramment utilisée est la transformation de Park.[15].

• Transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet de convertir un système triphasé (a, b, c) en un système diphasé (d, q) .

L'intérêt principal de cette transformation réside dans le fait qu'elle simplifie considérablement les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif, rendant ainsi leur étude et leur analyse bien plus accessibles [17, 18, 15].

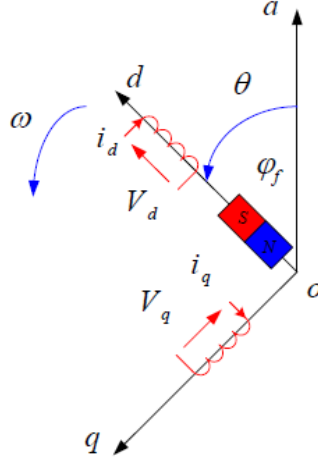


FIG. 1.16 : Représentation de la transformation de Park

Le passage du système triphasé réel au système (d, q) lié au rotor s'effectue à l'aide des relations suivantes [19] :

$$[V_{\{dqo\}}] = P(\theta) \cdot [V_{\{sabc\}}] \quad (1.21)$$

$$[i_{\{dqo\}}] = P(\theta) \cdot [i_{\{sabc\}}] \quad (1.22)$$

$$[\Phi_{\{dqo\}}] = P(\theta) \cdot [\Phi_{\{sabc\}}] \quad (1.23)$$

où $P(\theta)$ désigne la matrice de transformation, définie par :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

Pour revenir aux grandeurs triphasées d'origine, on fait appel à la transformée de Park inverse, qui est définie par : [19] :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Une fois la transformation de Park appliquée, le modèle électrique de la machine se décrit par le système d'équations suivant :

$$V_d = R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_q \quad (1.26)$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_d \quad (1.27)$$

$$V_o = R_s i_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \quad (1.28)$$

où les grandeurs intervenant dans ces équations sont :

- V_d et V_q : les tensions statoriques projetées respectivement sur les axes d et q .
- i_d et i_q : les courants statoriques sur ces mêmes axes.
- V_o : la composante homopolaire, qui s'annule dans le cas d'un système équilibré.

Quant aux flux dans les enroulements d et q du système diphasé, ils s'expriment comme suit :

$$\Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \quad (1.29)$$

$$\Phi_q = L_q i_q \quad (1.30)$$

où L_d et L_q représentent les inductances propres des enroulements d et q respectivement. Enfin, on déduit le modèle de Park du MSAP sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \frac{L_q}{L_d} i_q \omega_{r(mot)} \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - p \frac{L_d}{L_q} i_d \omega_{r(mot)} - p \frac{\Phi_f}{L_q} \omega_{r(mot)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

L'équation mécanique reste toujours la même :

$$J_m \dot{\omega}_r + f_m \omega_r = C_{em} - C_r \quad (1.32)$$

Le couple électromagnétique, exprimé dans le référentiel (d, q) , est donné par [15] :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (1.33)$$

Ce modèle présente une nature non linéaire, multivariable et couplée, ce qui rend la conception de sa commande particulièrement complexe.

1.6.2.2 Modél du convertisseur DC/AC

Dans le cadre de ce travail, la machine synchrone est associée à un onduleur de tension triphasé, qui assure la conversion de l'énergie entre une source de tension continue et la charge triphasée formée par les enroulements statoriques de la machine [2, 49].

En supposant que l'onduleur est idéal (sans pertes), il est possible de le modéliser par une matrice de passage DC/AC de la forme suivante :

$$[v_{ac}] = [T] \cdot [v_{dc}] \quad (1.34)$$

$$T = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

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

Les interrupteurs dans un onduleur triphasé composant un même bras fonctionnent de manière complémentaire, ce qui signifie que lorsque l'un est fermé, l'autre est nécessairement ouvert. Chaque bras présente donc deux états possibles, qui peuvent être représentés sous forme d'une grandeur booléenne :

- **État 1** : l'interrupteur du demi-bras haut (a , b ou c) est fermé.
- **État 0** : l'interrupteur du demi-bras haut (a , b ou c) est ouvert.

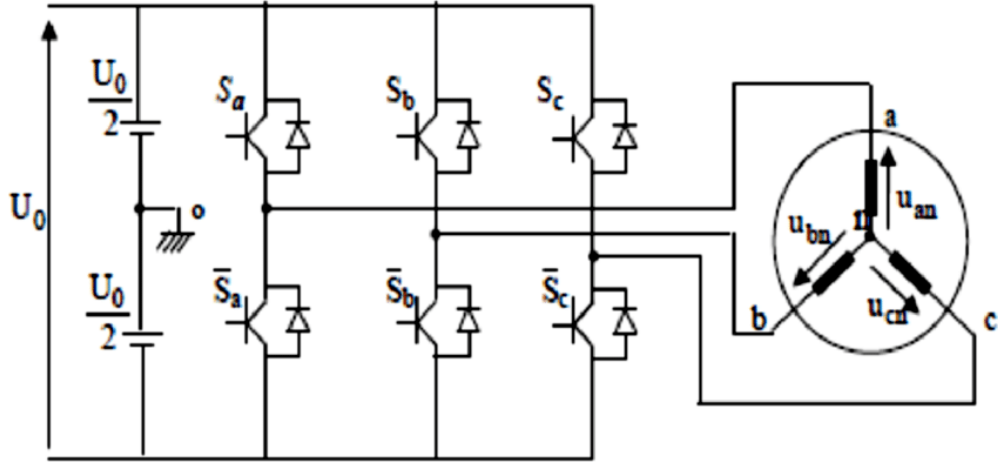


FIG. 1.17 : Architecture de l'onduleur triphasé à deux niveaux

L'état des interrupteurs du demi bras bas est quant à lui toujours complémentaire de celui du demi bras haut, ce qui garantit qu'aucun court circuit ne peut survenir au sein d'un même bras.

1.6.2.3 Commande par MLI du l'endueur de tension

La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (MLI sinus-triangle) repose sur le principe de comparaison entre deux signaux :

- Une **onde modulante** de basse fréquence, qui représente la tension de référence souhaitée ;
- Une **onde porteuse** de haute fréquence, ayant une forme triangulaire.

Les instants de commutation des interrupteurs sont alors déterminés par les points d'intersection entre ces deux ondes : chaque fois que la modulante croise la porteuse, un changement d'état est déclenché [16, 45].

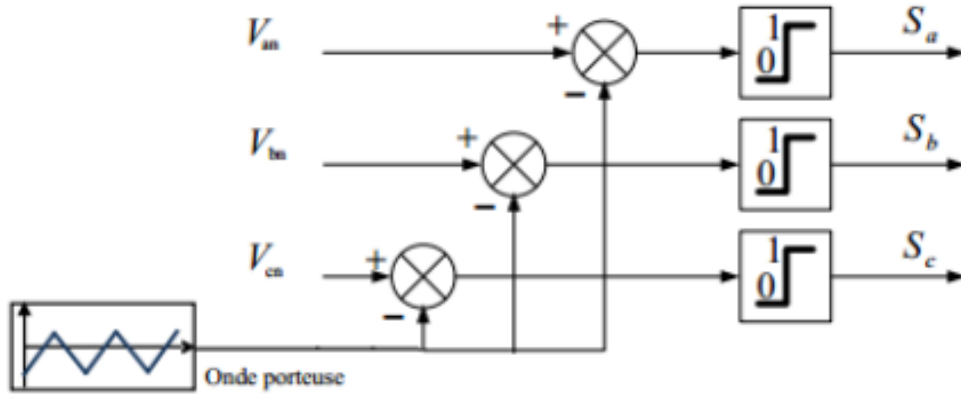


FIG. 1.18 : Schéma de génération MLI sinus-triangle

Cette technique repose sur la comparaison de deux signaux distincts :

- **Le signal de référence** : c'est l'image de la sinusoïde que l'on souhaite obtenir en sortie de l'onduleur. Il est ajustable en amplitude et en fréquence, offrant une grande flexibilité dans le contrôle de la tension de sortie.
- **Le signal de la porteuse** : il définit la cadence à laquelle les interrupteurs statiques de l'onduleur commutent. Il s'agit d'un signal de haute fréquence f_p nettement supérieure à la fréquence f du signal de référence, de sorte que l'on ait [16, 46] :

$$f_p \gg f \quad (1.36)$$

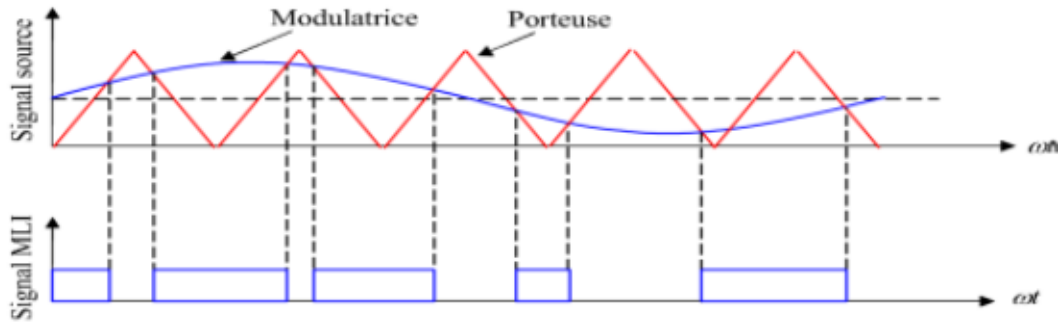


FIG. 1.19 : Principe de la commande MLI.

C'est précisément aux points d'intersection entre ces deux signaux que sont déterminés les instants de commutation des interrupteurs, permettant ainsi de reconstituer en sortie une tension dont la forme se rapproche au mieux de la sinusoïde de référence.

Cette approche est caractérisée par deux paramètres principaux :

L'indice de modulation m_p , qui exprime le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence du signal de référence f_r [46] :

$$m_p = \frac{f_p}{f} \quad (1.37)$$

Le taux de modulation r qui représente le rapport entre l'amplitude V_r de la modulante et la valeur crête de la porteuse V_p [46] :

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (1.38)$$

Ce paramètre permet un contrôle direct de l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque $r \leq 1$, on parle de modulation linéaire, garantissant une variation proportionnelle entre la tension de référence et la tension de sortie [46].

1.6.3 Couplage entre la partie mécanique et la partie électrique

La partie dynamique du véhicule est reliée à la motorisation électrique au biais d'un réducteur de vitesse. Ce réducteur joue un rôle essentiel : il assure l'adaptation entre la vitesse de rotation de la machine électrique et celle des roues, tout en garantissant que le couple transmis reste toujours supérieur au couple résistant.

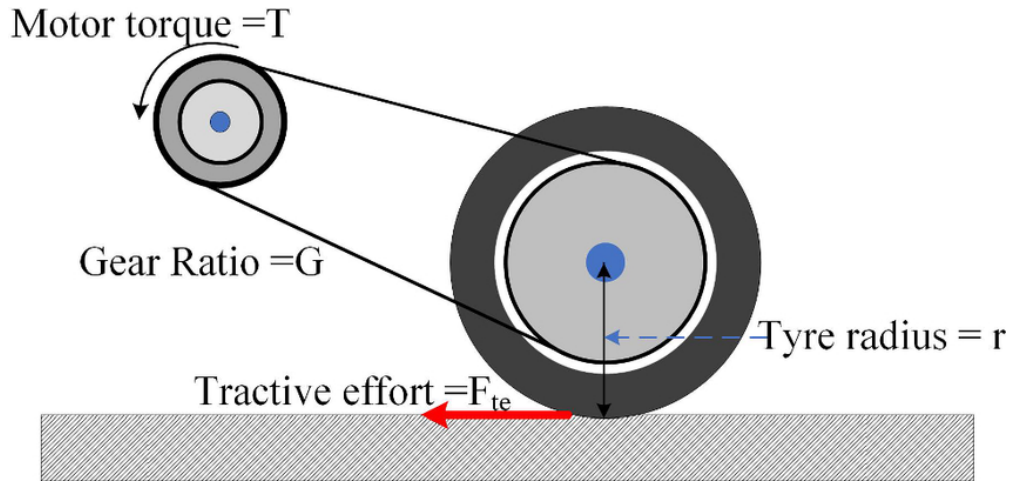


FIG. 1.20 : Mécanisme du réducteur

La vitesse longitudinale du véhicule, la vitesse de rotation des roues ainsi que la vitesse moteur sont liées par la relation suivante :

$$\dot{V} = \frac{\dot{\omega}_{r\{mot\}}}{n} \cdot R \quad (1.39)$$

ou n rapport de réduction, R rayon de la roue

Après substitutions successives entre les équations de translation du véhicule et de rotation des roues et des moteurs, on aboutit à l'équation dynamique globale ramenée au moteur :

$$J_e \dot{\omega}_r + f_e \omega_r = C_{em} - C_{r(mot)} \quad (1.40)$$

Avec les paramètres équivalents ramenés à l'arbre moteur :

$$J_e = J_m + \frac{J_w}{n^2} + \frac{MR^2}{n^2}, \quad f_e = f_m \quad (1.41)$$

J_e : est l'inertie globale du véhicule ramené à l'arbre moteur.

1.6.4 Différentiel électronique

Le véhicule étant équipé de deux moteurs indépendants entraînant chacun une roue arrière, la vitesse de chaque roue peut être commandée de manière totalement indépendante, ce qui offre une grande flexibilité dans le contrôle du vitesse de véhicule.

Afin de pouvoir commander les deux moteurs de manière indépendante, on intègre un différentiel électronique dans le système de commande. Ce dispositif remplacera le différentiel mécanique traditionnel, en assurant la même fonction de répartition des vitesses entre les roues motrices, mais de façon purement électronique, ce qui offre une meilleure flexibilité et une plus grande précision dans le contrôle du vitesse de véhicule.

Le différentiel électronique est conçu de façon à ce qu'en ligne droite, les deux roues motrices droite et gauche tournent à la même vitesse. En revanche, dès que le véhicule aborde un virage, une différence de vitesse s'établit entre les deux roues : la roue située à l'extérieur du virage doit tourner plus vite que celle située à l'intérieur, afin de garantir une trajectoire correcte et stable.[9].

L'angle de braquage δ_f des roues est directement lié à l'angle imposé par le conducteur sur le volant selon la relation [20] :

$$\delta_f = \frac{(360 \cdot n)}{N} \quad (1.42)$$

où N représente la démultiplication moyenne de la direction et n le nombre de tours de volant effectués. On suppose également que les deux roues braquent du même angle, soit :

$$\delta_1 = \delta_2 = \delta_f \quad (1.43)$$

En se basant sur la géométrie du virage, et en tenant compte du rayon de courbure R_r ainsi que de la largeur d du véhicule, on aboutit aux expressions des vitesses des roues motrices gauche et droite :

$$V_{(roue)g} = \left(\frac{R_r - \frac{d}{2}}{R_r} \right) v_r, \quad V_{(roue)d} = \left(\frac{R_r + \frac{d}{2}}{R_r} \right) v_r \quad (1.44)$$

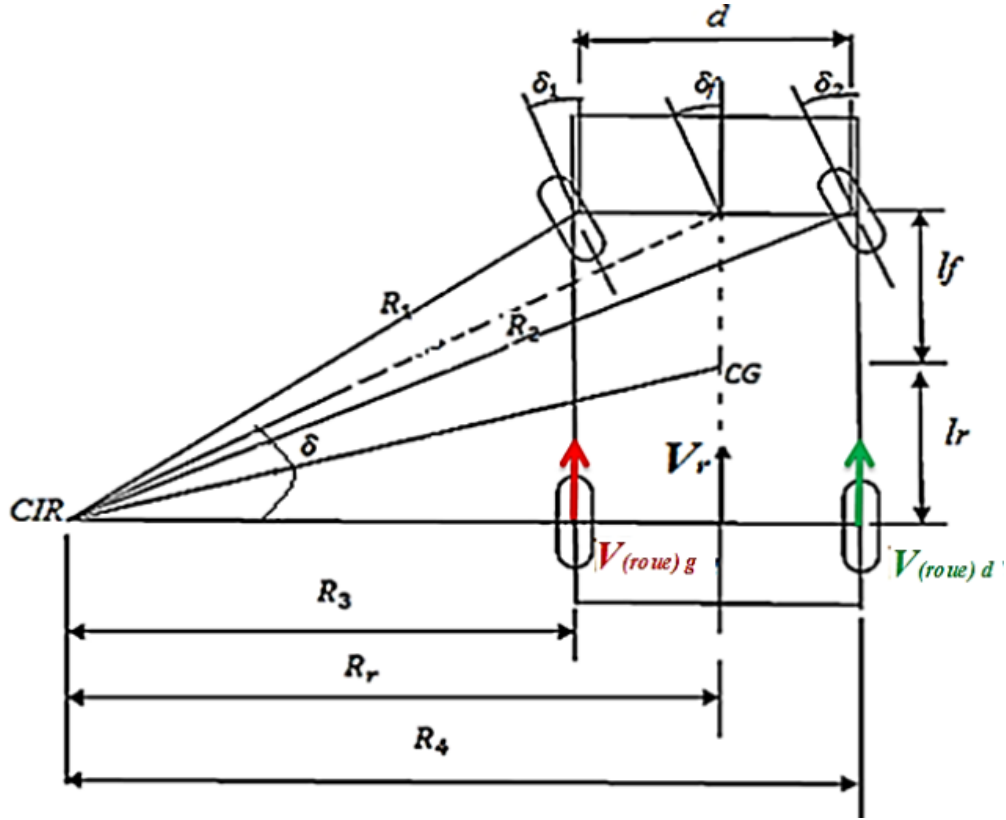


FIG. 1.21 : Géométrie du virage et différentiel électronique

où v_r est la vitesse du véhicule et $L = l_f + l_r$ est la distance entre les deux essieux, avec $\tan(\delta) = \frac{L}{R_r}$.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les bases théoriques nécessaires à l'étude du véhicule électrique, en retraçant son évolution historique et en classifiant les différentes architectures électrifiées.

Nous avons ensuite décrit les composants de la chaîne de traction, où la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) s'est imposée comme la solution la plus adaptée pour la propulsion électrique.

Enfin, la modélisation dynamique du véhicule couplée à celle de la MSAP via la transformation de Park a fourni un modèle global qui servira de base pour les chapitres suivants.

Chapitre 2

Commande classique en vitesse d'un véhicule électrique

2.1 Introduction

La commande en vitesse joue un rôle essentiel dans les systèmes de propulsion des véhicules électriques. Elle permet d'assurer le maintien à la vitesse de référence, d'améliorer les performances dynamiques et de garantir un fonctionnement stable du véhicule. Dans cette partie, une étude de la commande classique en vitesse d'un véhicule électrique est présentée.

Le modèle global du véhicule électrique détaillé dans le premier chapitre est multivariable et non linéaire, ce qui rend sa commande particulièrement complexe. Pour faire face à cette difficulté, on a recours à une technique appelée commande vectorielle, connue également sous le nom de commande par orientation de flux.

L'idée centrale de l'approche FOC est assez intuitive : plutôt que de traiter directement la machine synchrone dans toute sa complexité, on cherche à la faire se comporter comme une machine à courant continu. En d'autres termes, on ramène le problème à un modèle linéaire et découplé, ce qui simplifie considérablement la synthèse de la commande et permet d'obtenir de meilleures performances dynamiques [26, 17].

2.2 Principe du contrôle vectoriel

Le principe de la commande vectorielle repose sur le même fondement que celui des machines à courant continu à excitation séparée : assurer une régulation indépendante du flux et du couple. À cet effet, un repère tournant $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$ est adopté, associé à une stratégie de commande garantissant le découplage flux-couple, permettant ainsi une régulation indépendante de ces deux grandeurs et d'atteindre de meilleures performances dynamiques [17, 46].

L'expression du couple électromagnétique C_{em} révèle sa dépendance vis-à-vis de deux composantes du courant statorique : i_d et i_q . Parmi les stratégies de commande envisageables, la condition $i_d = 0$ est généralement privilégiée, en raison de son avantage majeur : elle établit une proportionnalité directe entre le couple électromagnétique et le courant i_q , reproduisant ainsi le comportement caractéristique d'une machine à courant continu à excitation séparée [16, 46].

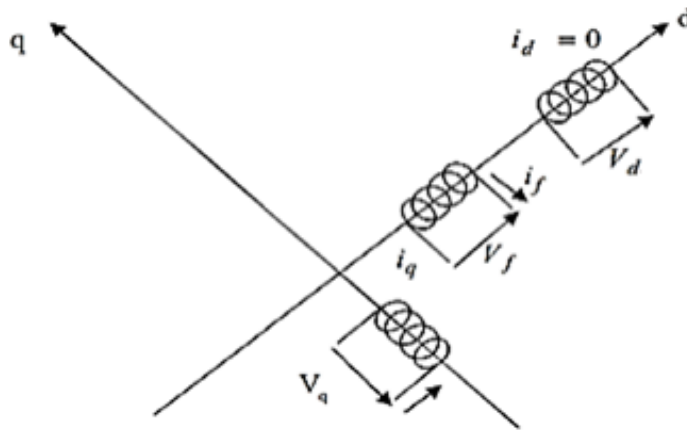


FIG. 2.22 : Contrôle par orientation du champ de la MSAP

En imposant cette condition, l'expression du couple se réduit à :

$$i_d = 0 \implies C_{em} = \frac{3}{2} p \phi_f i_q \quad (2.45)$$

Le flux ϕ_f étant constant, le couple devient alors directement proportionnel à i_q :

$$C_{em} = K \cdot i_q \quad \text{avec} \quad K = \frac{3}{2} p \phi_f \quad (2.46)$$

La mise en œuvre de cette commande vectorielle se traduit concrètement par l'introduction d'une boucle de régulation du courant i_d , maintenu en permanence à une référence nulle. Toutefois, dans le cadre d'une commande linéaire, cette régulation nécessite au préalable un découplage entre les deux axes, afin de garantir un contrôle indépendant et précis de chaque composante.

2.3 Découplage

Le modèle de Park de la machine synchrone aboutit à un système d'équations différentielles dans lequel les courants i_d et i_q sont malheureusement liés entre eux par des termes non linéaires $-p\omega_r L_q i_q$ et $+p\omega_r L_d i_d$:

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r L_q i_q \quad (2.47)$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r (L_d i_d + \phi_f) \quad (2.48)$$

Afin de simplifier l'écriture des équations de la machine et de la partie régulation ainsi de calculer plus facilement les coefficients des régulateurs, un découplage entre les deux axes d et q sera effectué. [16].

2.3.1 Technique de découplage par compensation

Le but du découplage par compensation est de séparer les axes d et q . Le principe consiste à définir deux nouvelles variables e_d et e_q , de telle sorte que [45] :

$$V_d = V_d^* - e_d \quad (2.49)$$

$$V_q = V_q^* + e_q \quad (2.50)$$

Avec :

$$V_d^* = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (2.51)$$

$$V_q^* = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (2.52)$$

Et :

$$e_d = p\omega_r L_q i_q \quad (2.53)$$

$$e_q = p\omega_r (L_d i_d + \phi_f) \quad (2.54)$$

De cette façon, les courants i_d et i_q se retrouvent complètement découplés : i_d ne dépend que de V_d^* ainsi que i_q ne dépend que de V_q^* . À partir de ces relations, on peut exprimer les courants directement comme :

$$i_d = \frac{V_d^*}{R_s + sL_d} \quad \text{et} \quad i_q = \frac{V_q^*}{R_s + sL_q} \quad (2.55)$$

où s désigne l'opérateur de Laplace.

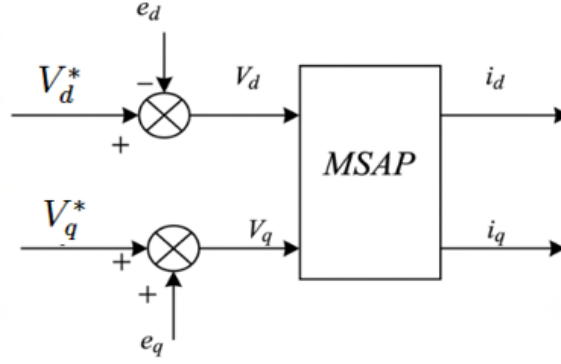


FIG. 2.23 : Schéma de compensation

Lorsque le découplage entre les axes d et q est effectivement réalisé et que la composante i_d est maintenue nulle, le modèle de la MSAP se réduit à une représentation simplifiée, analogue à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. Par ailleurs, la MSAP étant mécaniquement liée à la roue par l'intermédiaire d'un réducteur, le schéma bloc décrivant le comportement de l'ensemble du système (MSAP + réducteur + roue) est représenté sur la figure ci-dessous. [46].

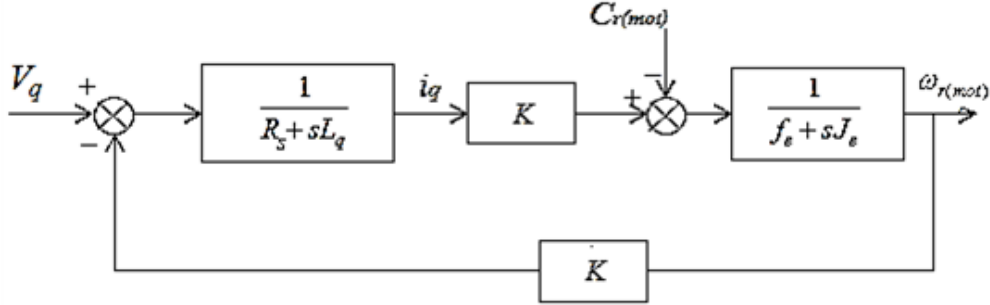


FIG. 2.24 : Schéma bloc simplifié de la régulation de vitesse du véhicule électrique

2.4 Synthèse des régulateurs

La synthèse des régulateurs de courant et de vitesse peut être réalisée à l'aide de différentes approches, qu'elles soient conventionnelles ou avancées. Dans ce travail, le choix s'est porté sur les régulateurs PI (Proportionnel-Intégral), largement employés dans les systèmes de commande. Ces régulateurs reposent sur deux paramètres principaux : le gain intégral K_i , qui contribue à réduire l'erreur entre la consigne et la grandeur contrôlée afin d'annuler l'erreur statique, et le gain proportionnel K_p , qui agit sur la dynamique du système en influençant sa rapidité et son temps de réponse [26, 46].

2.4.1 Régulation du courant i_d et i_q

Les régulateurs ont pour fonction d'assurer que la grandeur de sortie suive la valeur de référence imposée. Pour la conception des régulateurs de courant, on adopte dans ce travail les méthodes classiques de commande développées pour les systèmes linéaires [46].

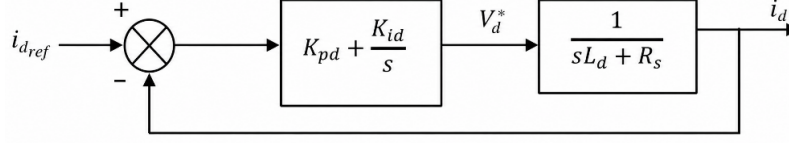


FIG. 2.25 : Shéma de commande du courant i_d

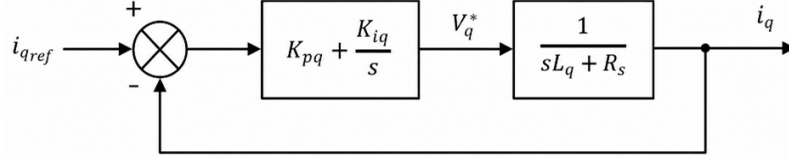


FIG. 2.26 : Shéma de commande du courant i_q

La fonction de transfert d'un régulateur PI est donnée, sous forme générale, par :

$$FT(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.56)$$

Cette expression est valable pour les deux axes d et q .

En boucle ouverte, la fonction de transfert pour l'axe d et l'axe q s'écrit :

$$FTBO_d(s) = \left(k_{\{pd\}} + \frac{k_{\{id\}}}{s} \right) \cdot \frac{1}{sL_d + R_s} = \frac{k_{\{id\}}}{s} \left(1 + \frac{k_{\{pd\}}}{k_{\{id\}}} s \right) \left(\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_d s} \right) \quad (2.57)$$

$$FTBO_q(s) = \left(k_{\{pq\}} + \frac{k_{\{iq\}}}{s} \right) \cdot \frac{1}{sL_q + R_s} = \frac{k_{\{iq\}}}{s} \left(1 + \frac{k_{\{pq\}}}{k_{\{iq\}}} s \right) \left(\frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_q s} \right) \quad (2.58)$$

avec $T_d = \frac{L_d}{R_s}$ et $T_q = \frac{L_q}{R_s}$ qui représentent les constantes de temps électriques de l'axe d et de l'axe q .

En boucle fermée, la fonction de transfert devient :

$$FTBF_d(s) = \frac{FTBO_d(s)}{1 + FTBO_d(s)} \quad (2.59)$$

$$FTBF_q(s) = \frac{FTBO_q(s)}{1 + FTBO_q(s)} \quad (2.60)$$

2.4.2 Calcul des paramètres du régulateur PI

Pour simplifier la fonction de transfert en boucle ouverte, on pose $\frac{k_{\{pd\}}}{k_{\{id\}}} = \frac{L_d}{R_s}$ et $\frac{k_{\{pq\}}}{k_{\{iq\}}} = \frac{L_q}{R_s}$, ce qui permet de compenser le pôle de la machine. On obtient alors des expressions simplifiées :

$$FTBO_d(s) = \frac{k_{\{id\}}}{R_s s} \quad (2.61)$$

$$FTBO_q(s) = \frac{k_{\{iq\}}}{R_s s} \quad (2.62)$$

$$FTBF_d(s) = \frac{1}{\left(\frac{R_s}{k_{\{id\}}}\right) s + 1} \quad (2.63)$$

$$FTBF_q(s) = \frac{1}{\left(\frac{R_s}{k_{\{iq\}}}\right) s + 1} \quad (2.64)$$

On constate que le système en boucle fermée se présente comme un système du premier ordre, dont la constante de temps est :

$$\tau_d = \frac{R_s}{k_{\{id\}}} \quad \tau_q = \frac{R_s}{k_{\{iq\}}} \quad (2.65)$$

$$k_{id} = \frac{R_s}{\tau_d} \quad k_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (2.66)$$

Les constantes de temps τ_d et τ_q traduisent directement la rapidité de la boucle de courant : plus $k_{\{id\}}$ et $k_{\{iq\}}$ sont grands, plus le système répond rapidement.

2.4.3 Calcul du régulateur de vitesse

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

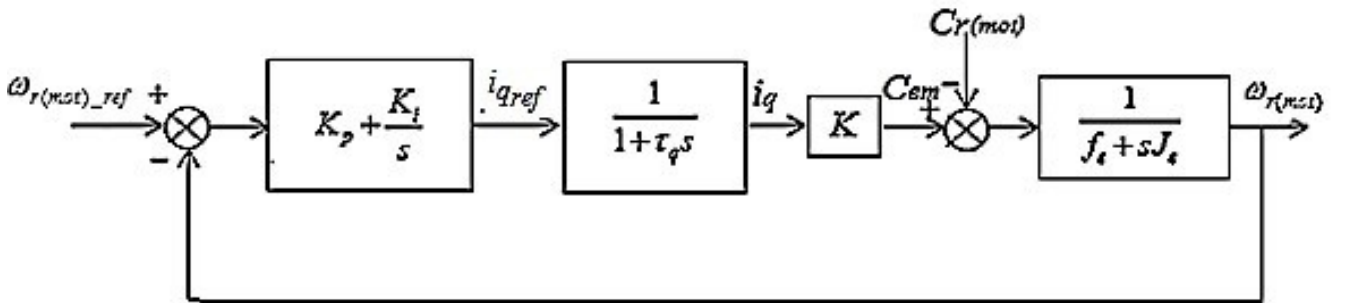


FIG. 2.27 : Régulation de vitesse

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

$$\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \quad (2.67)$$

En boucle ouverte (avec $C_r = 0$), la fonction de transfert de la vitesse s'écrit [16] :

$$FTBO_{\omega_r} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \cdot \frac{K}{(1 + \tau_q s)(J_e s + f_e)} \quad \text{avec} \quad K = \frac{3}{2} p \phi_f \quad (2.68)$$

En boucle fermée, la fonction de transfert devient :

$$\frac{\omega_{r(mot)}(s)}{\omega_{r(mot)_ref}(s)} = \frac{K(K_p s + K_i)}{J_e \tau_q s^3 + (J_e + f_e \tau_q) s^2 + (K K_p + f_e) s + K K_i} \quad (2.69)$$

En négligeant les termes $J_e \tau_q$ et $f_e \tau_q$ devant J_e respectivement, la boucle fermée se ramène à une dynamique du 2^{ème} ordre. Par identification à la forme canonique du second ordre, l'équation caractéristique s'écrit [46] :

$$\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_0} s + 1 \quad (2.70)$$

où les paramètres du régulateur sont liés aux caractéristiques dynamiques par :

$$K_i = \frac{J_e \omega_0^2}{K} \quad (2.71)$$

$$K_p = \frac{2J_e \zeta \omega_0 - f_e}{K} \quad (2.72)$$

avec ω_0 la pulsation propre du système et ζ le facteur d'amortissement.

Pour obtenir un comportement optimal, on choisit un facteur d'amortissement $\zeta = 0,7$ et une pulsation propre $\omega_0 = 100$ rad/s, fixée en fonction de la dynamique souhaitée pour le système.

Enfin, la figure 2.27 présente le schéma global de la commande vectorielle par régulateurs classiques PI de la vitesse du véhicule électrique, équipé de deux moteurs synchrones à aimants permanents montés sur le train arrière. Il est important de noter qu'on dispose pas un capteur qui fait la mesure directe de la vitesse du véhicule. Par contre elle est déduite de la vitesse moyenne des deux moteurs [45, 46].

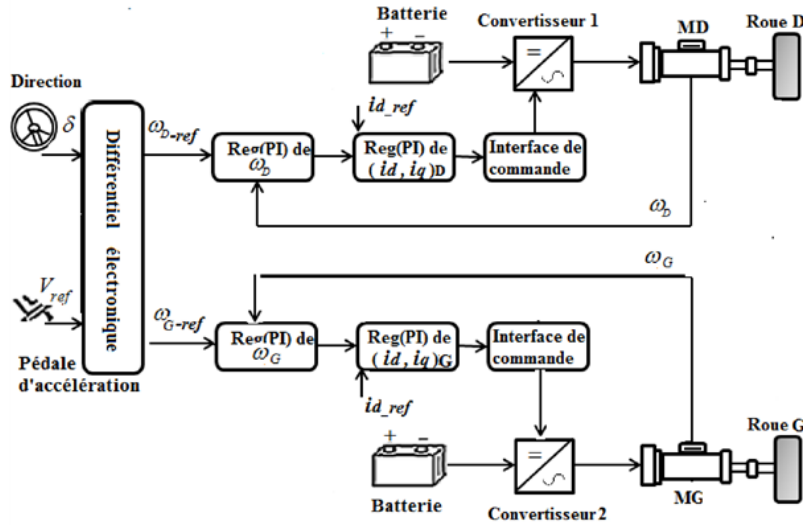


FIG. 2.28 : Schéma global d'un véhicule électrique commandé en vitesse par commande classique [45]

2.5 Résultat de simulation du réglage classique

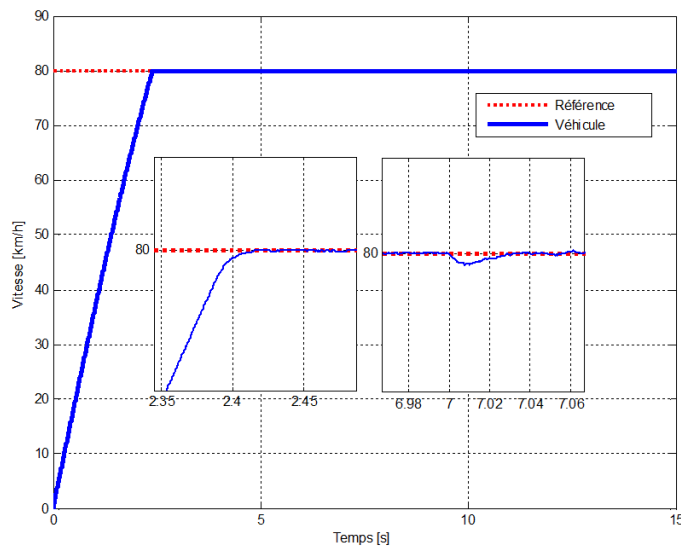
Afin d'évaluer les performances des régulateurs PI conçus, on considère le schéma de régulation de vitesse illustré à la Figure 2.28. La régulation selon l'axe d est assurée par une seule boucle de contrôle, tandis que celle selon l'axe q repose sur une structure en cascade composée de deux boucles : une boucle interne dédiée à la régulation du courant et une boucle externe dédiée à la régulation de la vitesse[46].

2.5.1 Test 1 : Poursuite de trajectoire en régime établi

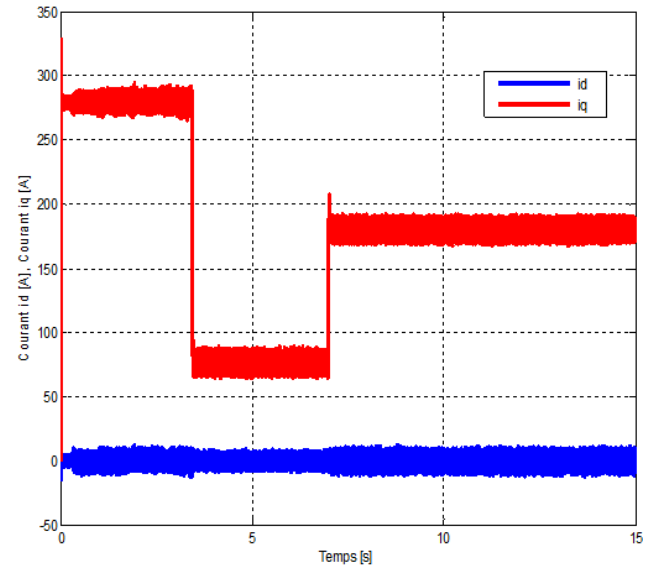
Ce premier essai consiste à évaluer la capacité du système à suivre une consigne de vitesse longitudinale fixée à 80 km/h, appliquée sous forme d'échelon. À l'instant $t = 7$ s, une perturbation sous forme d'une pente de 17° est introduite dans le profil routier (Figure 2.29). L'analyse de la réponse en vitesse met en évidence un suivi satisfaisant de la référence, avec un temps de réponse de 3,47 s. Lors du franchissement de la pente, un écart transitoire minimal apparaît, rapidement corrigé par le régulateur. Concernant le couple électromagnétique, on observe une sollicitation maximale durant la phase de démarrage, nécessaire pour assurer l'accélération initiale. Une fois le régime permanent atteint (après 3,47 s), le couple requis diminue pour compenser uniquement les efforts résistants (roulement, traînée aérodynamique). À $t = 7$ s, une augmentation ponctuelle du couple est générée pour maintenir la vitesse imposée malgré la force d'inclinaison supplémentaire. Conformément au principe de la commande vectorielle avec $i_d = 0$, le courant de quadrature i_q reproduit fidèlement l'évolution du couple, tandis que le courant direct reste nul en moyenne, malgré de légères ondulations induites par la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Enfin, les tensions de commande présentent des harmoniques de découpage, inhérentes à la technique MLI, qui se répercutent sous forme de perturbations haute fréquence sur les grandeurs électromécaniques. Le couple résistant, issu de la somme des forces de roulement et aérodynamiques, s'enrichit de la composante de pente à partir de $t = 7$ s. Grâce au dimensionnement du réducteur, ce couple résistant demeure inférieur au couple maximal transmissible, garantissant ainsi l'adhérence et la stabilité du véhicule .

2.5.2 Test 2 : Validation en virage avec différentiel électronique

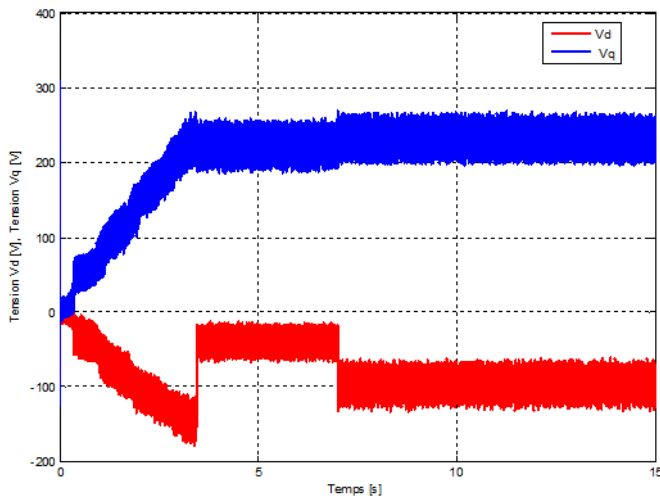
Ce second essai s'inscrit dans la continuité de la poursuite de trajectoire, en introduisant une sollicitation latérale sous forme d'un virage appliqué à l'instant $t = 6$ s. (Figure 2.30). En phase rectiligne initiale, les vitesses angulaires des roues gauche et droite sont identiques et égales à la vitesse longitudinale du véhicule. Dès l'application du braquage à droite, le différentiel électronique module indépendamment les consignes de vitesse : la roue extérieure au virage (roue gauche) voit sa vitesse de référence augmentée, tandis que la roue intérieure (roue droite) est ralentie. Cette répartition correcte de la vitesse entre les roues droite et gauche assure la stabilité du véhicule et l'empêche de dérapier.



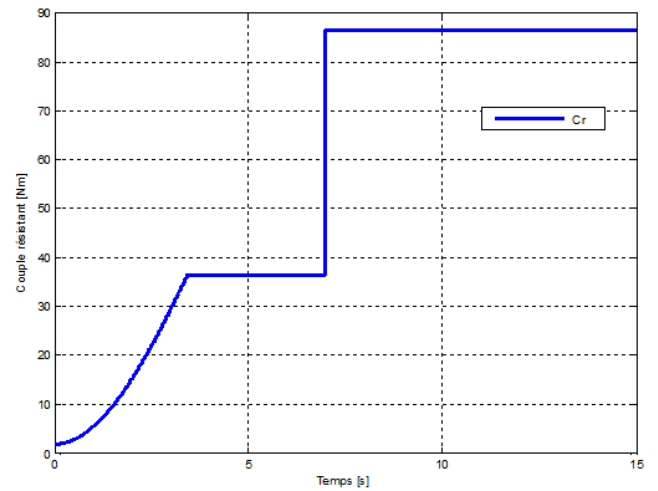
(a) Vitesse [km/h]



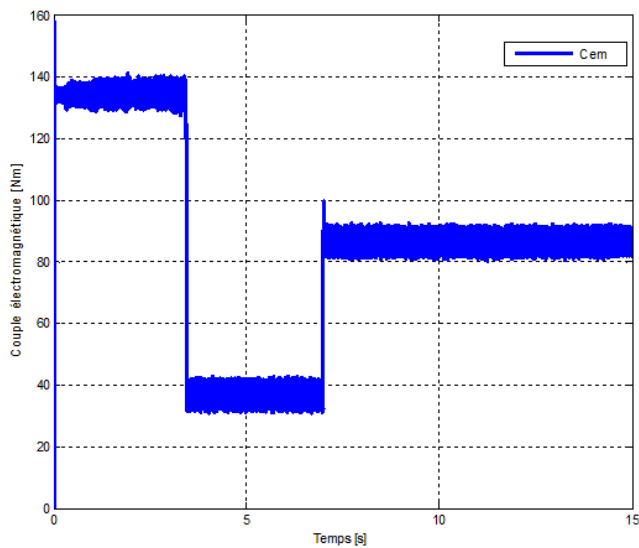
(b) Courant i_d [A] et courant i_q [A]



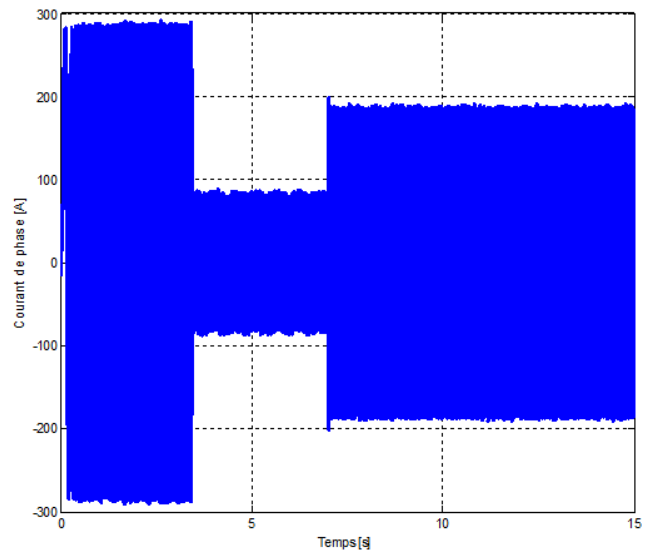
(c) Tension V_d [V] et tension V_q [V]



(d) Couple résistant C_r [Nm]

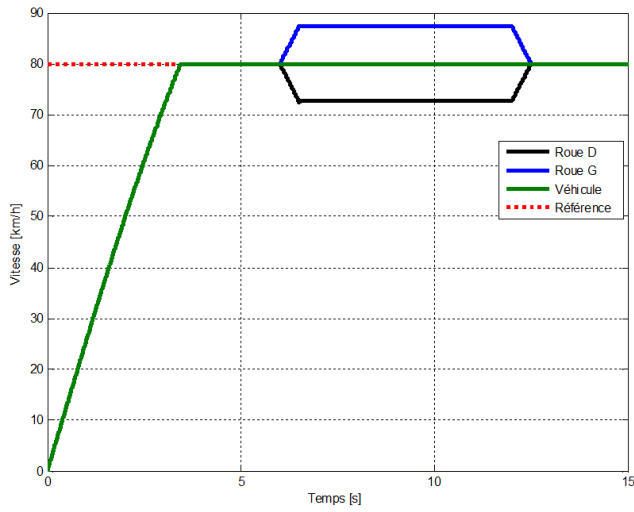


(e) Couple électromagnétique C_{em} [Nm]

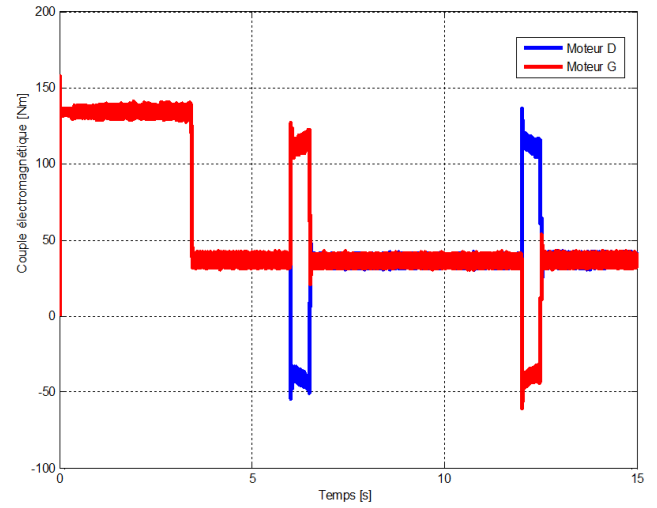


(f) Courant de phase [A]

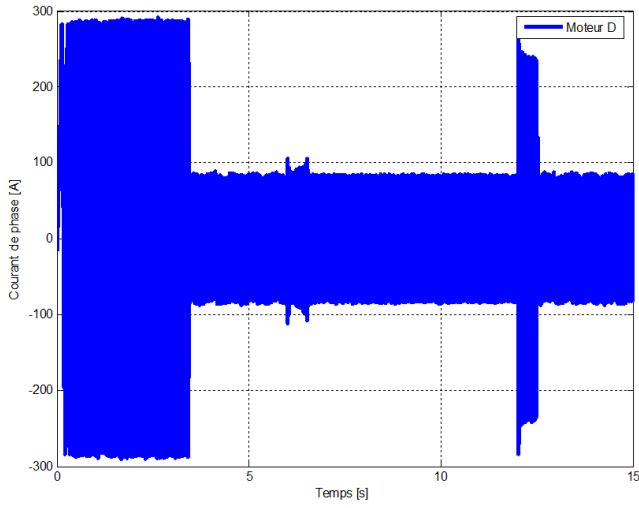
FIG. 2.29 : Test 1 : Poursuite de trajectoire avec commande classique par PI



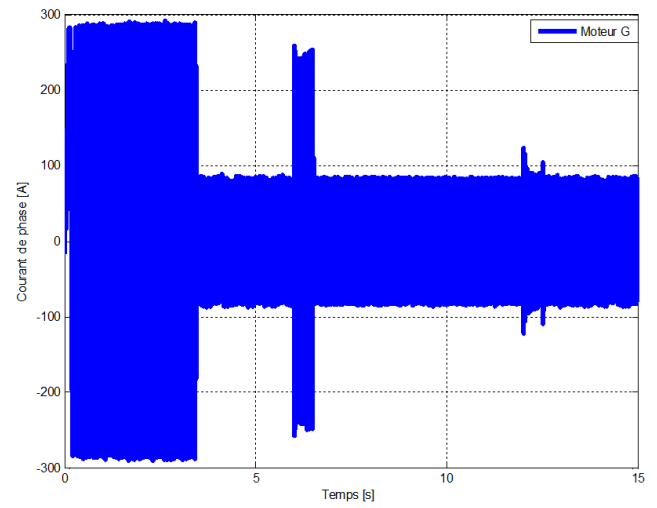
(a) Vitesse [km/h]



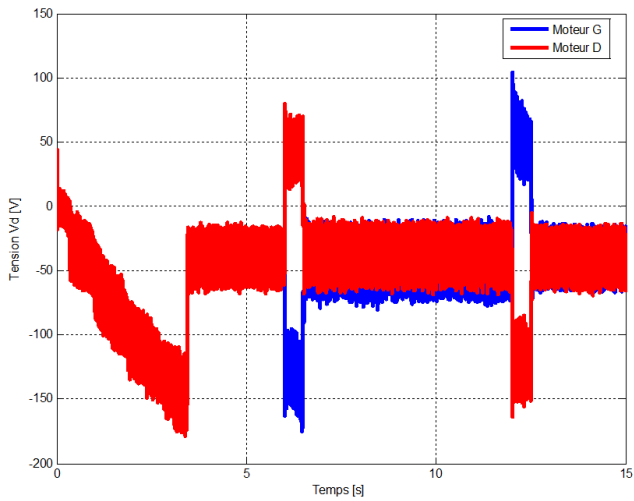
(b) Couple électromagnétique



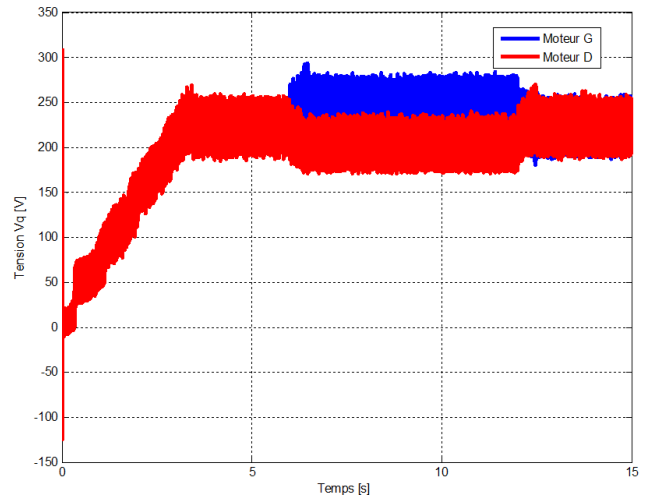
(c) Courant de — Roue droit



(d) Courant de phase — Roue gauche [A]



(e) Tension v_d



(f) Tension V_q [V]

FIG. 2.30 : Test 2 : Validation en virage avec commande classique par PI

2.5.3 Test 3 : Validation de robustesse face aux variations d'inertie

Le troisième essai est consacré à évaluer la robustesse des régulateurs PI synthétisés face à une variation paramétrique importante. Dans des conditions identiques à celles du Test 1, une incertitude est introduite sur l'inertie globale du véhicule en augmentant sa masse totale de 20 % dès l'instant initial ($t = 0$ s). La Figure 2.31 montre que l'augmentation de la masse totale provoque une augmentation significative du couple résistant, ce qui induit à une augmentation significative du temps de réponse nécessaire pour atteindre la vitesse de consigne ($t_r = 4.2$ s).

Néanmoins, malgré cette perturbation interne et l'introduction d'une pente à $t = 7$ s, le régulateur PI parvient à suivre la consigne avec un dépassement limité. Ces résultats mettent en évidence la capacité du correcteur à maintenir la stabilité du système malgré la présence d'incertitudes paramétriques modérées, confirmant ainsi sa robustesse vis-à-vis des variations de charge.

2.5.4 Test 4 : Validation de robustesse face aux incertitudes inductives

Le quatrième essai a pour objectif d'analyser la robustesse du régulateur PI vis-à-vis des incertitudes affectant les paramètres inductifs du moteur. En maintenant les mêmes conditions opératoires que celles du Test 1, les inductances statoriques L_d et L_q sont augmentées de 100% par rapport à leurs valeurs nominales. La Figure 2.32 L'observation des résultats présentés à la Figure 2.32 met en évidence que le régulateur assure toujours le suivi de la vitesse de référence. Le système a gagné en rapidité de réaction, avec un temps de réponse $t_r = 3,43$ s. Malgré cette variation paramétrique, les autres grandeurs du système, telles que les courants, les tensions et le couple électromagnétique, conservent des évolutions stables. Ces résultats confirment la capacité du régulateur PI à compenser les incertitudes inductives sans dégradation notable des performances globales, attestant ainsi de sa robustesse.

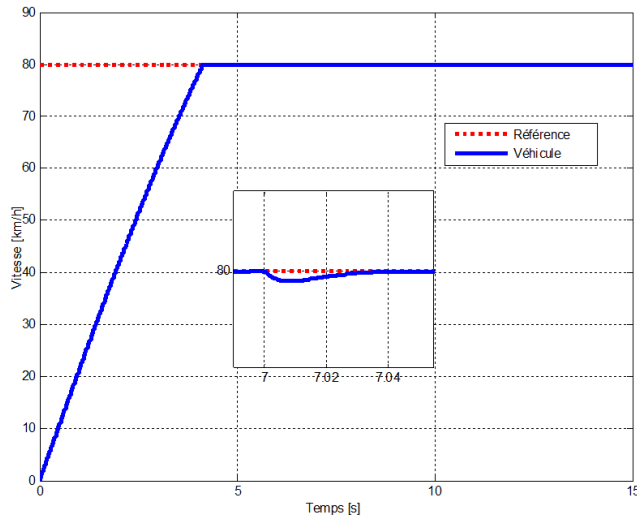
2.5.5 Évaluation des Performances et Transition vers l'Optimisation

En conclusion, tous les tests effectués confirment l'efficacité du système de contrôle proposé pour garantir le maintien du cap du véhicule électrique dans diverses conditions de conduite. Le système développé présente une bonne précision de suivi, une stabilité satisfaisante et une résistance aux perturbations et aux variations des paramètres internes du véhicule.

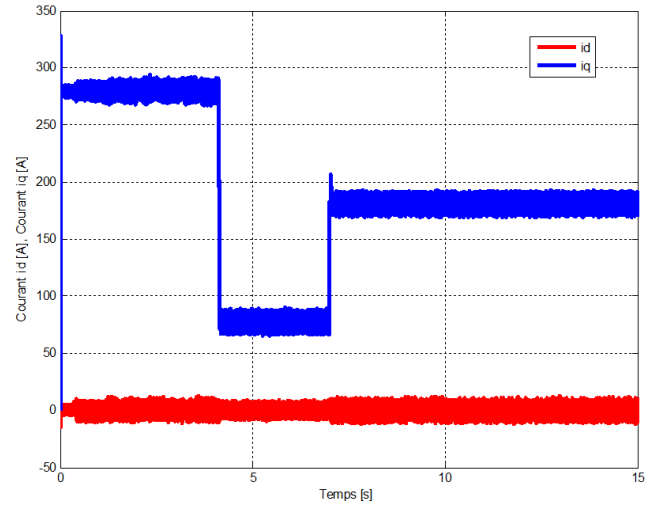
Cependant, malgré son efficacité et sa résistance aux perturbations, le système demeure sensible aux perturbations externes, ce qui constitue une limitation à prendre en compte pour les applications exigeant une immunité accrue aux perturbations.

Cependant, les résultats obtenus montrent que les performances du système nécessitent encore une amélioration par des méthodes d'optimisation intelligentes.

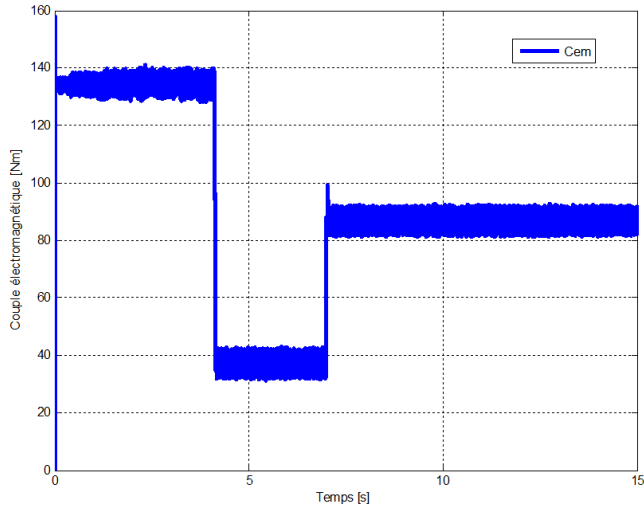
Dans cette perspective, l'algorithme PSO sera utilisé afin de déterminer les paramètres optimaux des régulateurs PI, en recherchant la meilleure combinaison assurant rapidité, stabilité et robustesse. Les configurations optimales obtenues par le PSO permettront ainsi d'améliorer davantage les performances globales du système de contrôle.



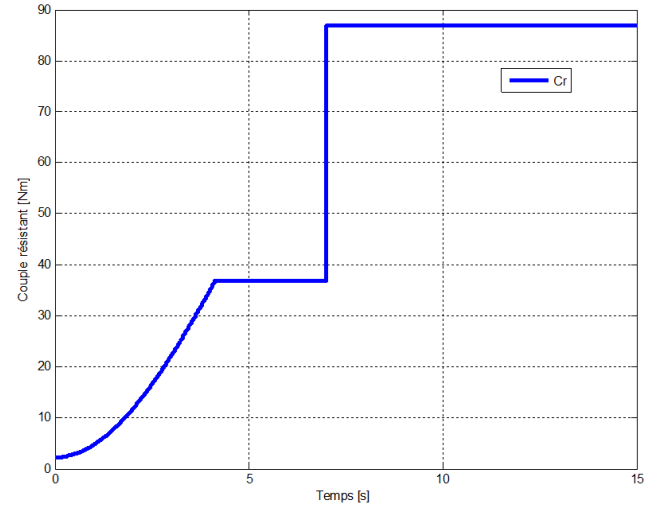
(a) Vitesse [km/h] avec ($t_r = 4.2$ s)



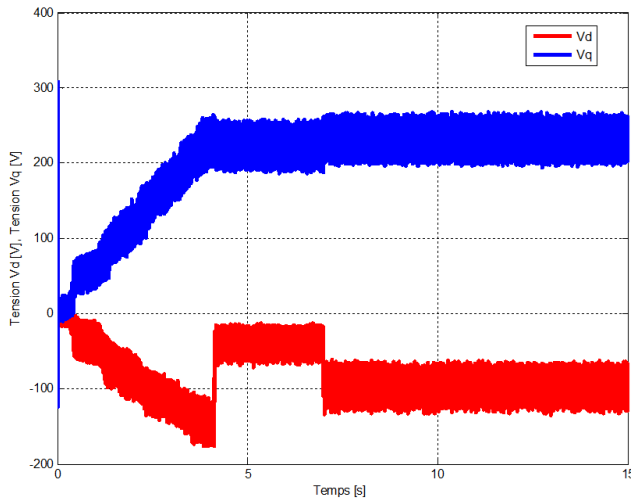
(b) Courant i_d [A] et courant i_q [A]



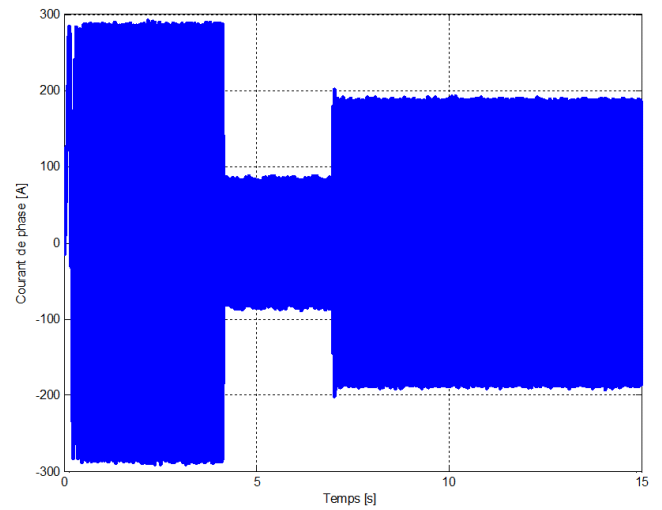
(c) Couple électromagnétique C_{em} [Nm]



(d) Couple résistant C_r [Nm]

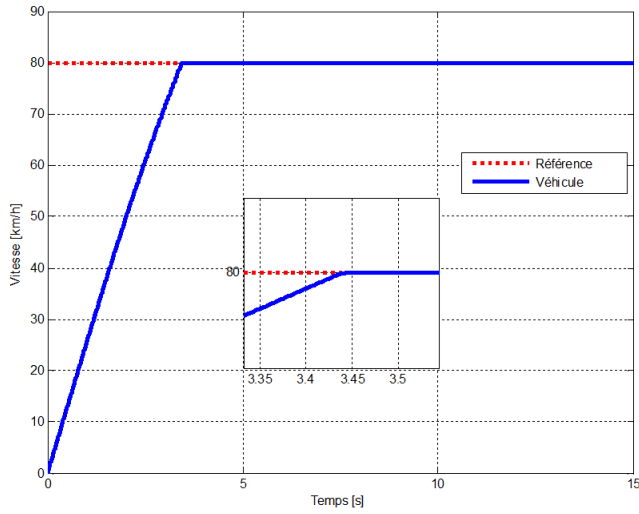


(e) Tension V_d [V] et tension V_q [V]

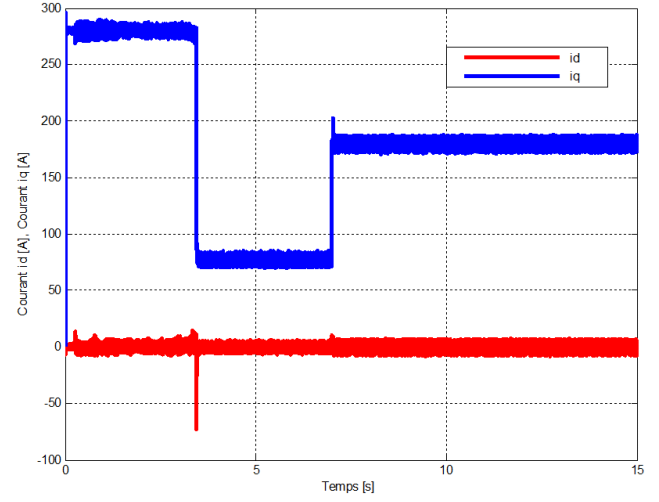


(f) Courant de phase [A]

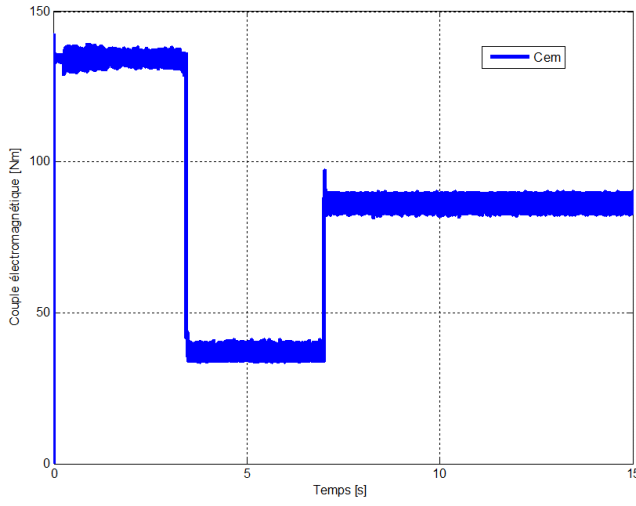
FIG. 2.31 : Test 3 : Robustesse du régulateur PI face aux variations d'inertie mécanique



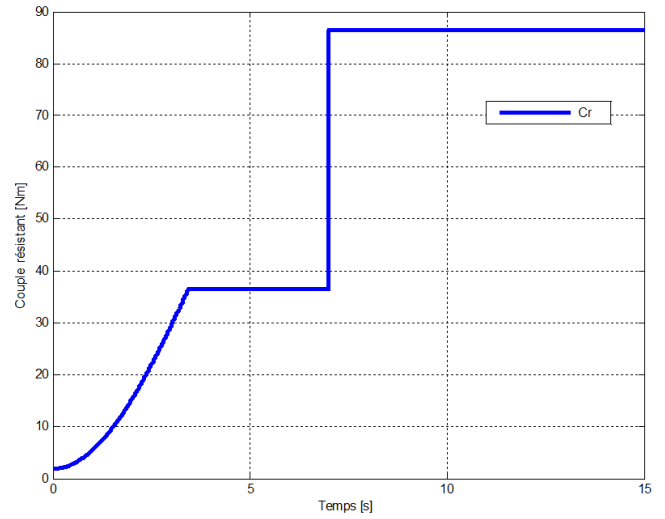
(a) Vitesse [km/h]



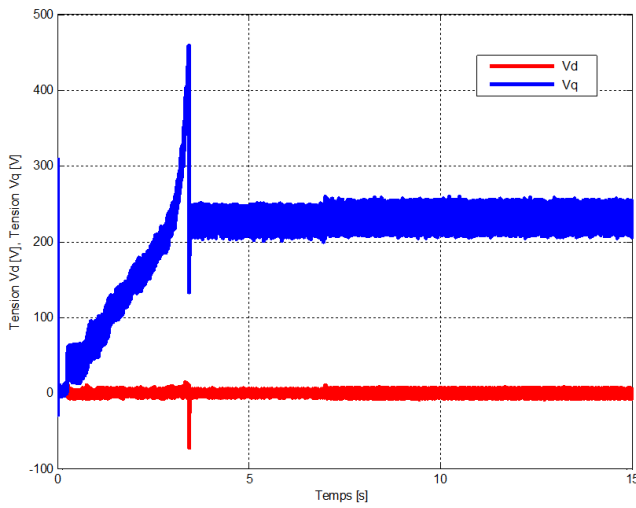
(b) Courant i_d [A] et courant i_q [A]



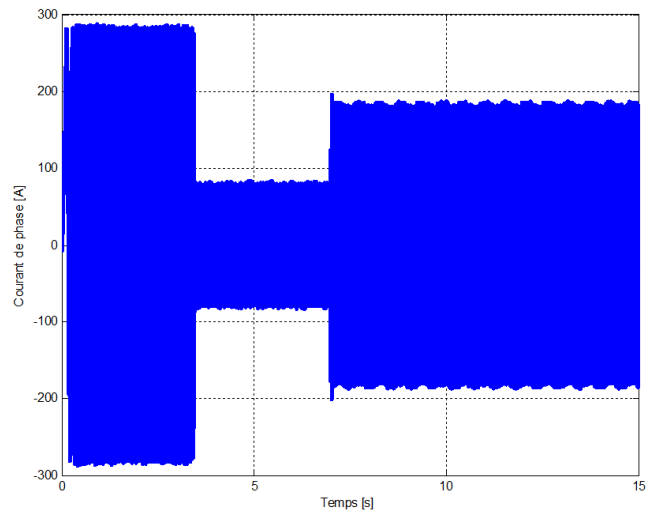
(c) Couple électromagnétique C_{em} [Nm]



(d) Couple résistant C_r [Nm]



(e) Tension V_d [V] et tension V_q [V]



(f) Courant de phase [A]

FIG. 2.32 : Test 4 : Validation de robustesse du régulateur PI face aux incertitudes inductives

2.6 Optimisation de régulateur de vitesse par l'algorithme PSO

2.6.1 Introduction

Le contrôle intelligent par PSO (optimisation par essaim de particules) est une approche de calcul qui vise à améliorer la résolution de problèmes complexes en cherchant, parmi un ensemble de solutions possibles, celle qui se rapproche le plus de l'optimum.

Son principe repose sur l'exploration collective et aléatoire d'un espace de recherche par un groupe de particules, chacune représentant une solution candidate qui se déplace et s'ajuste en fonction de ses propres expériences et de celles du groupe. Voici une étude théorique approfondie de cette méthode :

2.6.2 Optimisation par l'approche essaim de particules (PSO)

L'optimisation par essaim particulaire, connue sous l'acronyme PSO (*Particle Swarm Optimization*), est un algorithme évolutionnaire qui s'appuie sur un ensemble de solutions candidates pour aboutir progressivement à la solution la plus optimale possible. Cette méthode a été introduite en 1995 par Russel Eberhart et James Kennedy, socio-psychologue[27].

Son inspiration puise directement dans la nature, et plus particulièrement dans le comportement collectif de certains animaux qui se déplacent en groupe, comme les groupes de poissons ou oiseaux.



(a) (gauche) oiseaux



(b) (droite) poissons

FIG. 2.33 : Groupe de : (gauche) oiseaux, (droite) poissons

2.6.3 Concept de base de PSO

La méthode PSO fait intervenir un grand nombre de particules, représentées sous forme de vecteurs qui se déplacent librement dans l'espace de recherche. Chaque particule i est définie par deux caractéristiques principales : sa **position** x_i , qui indique où elle se trouve dans cet espace, et sa **vitesse** v_i , qui traduit la direction et l'amplitude de son prochain déplacement. Une particule est donc simplement décrite par ses coordonnées : $X_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iN})$ [29].

Tout le principe de PSO repose sur la façon dont on définit cette vitesse. En s'inspirant de la socio-psychologie, on considère que chaque individu, pour décider de ses actions futures, est naturellement influencé à la fois par ce qu'il a vécu personnellement et par ce qu'il observe chez ses voisins. Ainsi, à chaque étape, chaque particule ajuste son déplacement en tenant compte de deux repères essentiels :

- p_{best} : la meilleure position que la particule a elle-même atteinte depuis le début de la recherche. C'est sa référence personnelle, fruit de son propre parcours.
- g_{best} : la meilleure position jamais atteinte par n'importe quelle particule de l'essaim, indépendamment de sa localisation dans l'espace. C'est la référence collective.

Lorsqu'une particule ne considère qu'une partie de la population comme ses voisines, on parle alors de l_{best} , qui désigne la meilleure position trouvée au sein de ce voisinage local.

À chaque itération, ces deux repères sont combinés pour recalculer la vitesse et déterminer le prochain mouvement de la particule. On dit alors que p_{best} représente la **composante cognitive**, liée à l'expérience individuelle de la particule, tandis que g_{best} (ou l_{best}) représente la **composante sociale**, liée à l'échange d'informations entre particules.

Il est généralement reconnu que le voisinage social de type g_{best} , où les liens entre particules sont définis indépendamment de leur position dans l'espace, donne de meilleurs résultats que le voisinage spatial l_{best} , qui repose uniquement sur la proximité physique des particules dans l'espace de recherche.[29].

La figure illustre clairement comment une particule se déplace en tenant compte de ces informations. En résumé, ce déplacement est gouverné par trois composantes qui agissent ensemble[30] :

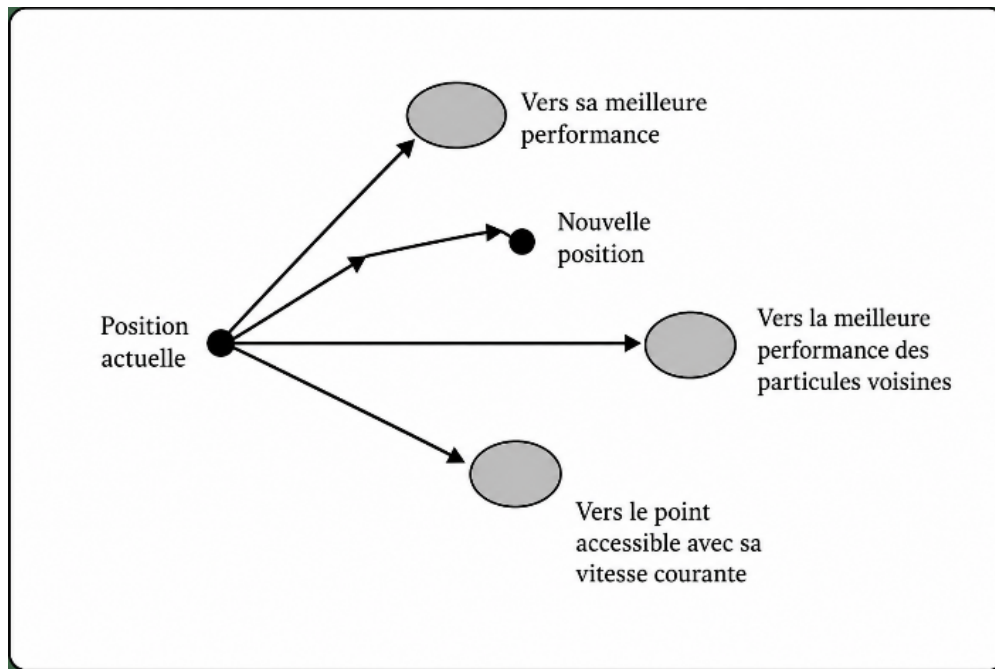


FIG. 2.34 : Déplacement d'une particule [31]

- **La composante physique** : la particule conserve une certaine inertie et tend à poursuivre naturellement dans sa direction actuelle .
- **La composante cognitive** : attirée par sa propre mémoire, elle cherche à revenir vers le meilleur endroit qu'elle a personnellement découvert .
- **La composante sociale** : elle s'inspire de l'expérience de ses voisines et se dirige vers le meilleur endroit que celles-ci ont pu atteindre.

Une fois les particules définies, il est nécessaire d'établir la notion de **voisinage**, c'est-à-dire de déterminer quelles particules communiquent entre elles. On définit deux catégories de voisinages [28] :

- **Les voisinages géographiques** : dans ce cas, les voisins d'une particule sont tout simplement les particules les plus proches d'elle dans l'espace de recherche. Ce voisinage nécessite le calcul d'une distance pour identifier, à chaque itération ou toutes les k itérations, quelles sont les particules les plus proches.

Autrement dit, le voisinage évolue au fil du temps, car les particules se déplacent et leurs positions relatives changent.

La figure illustre un exemple simple où chaque particule considère ses deux plus proches voisins comme faisant partie de son voisinage.

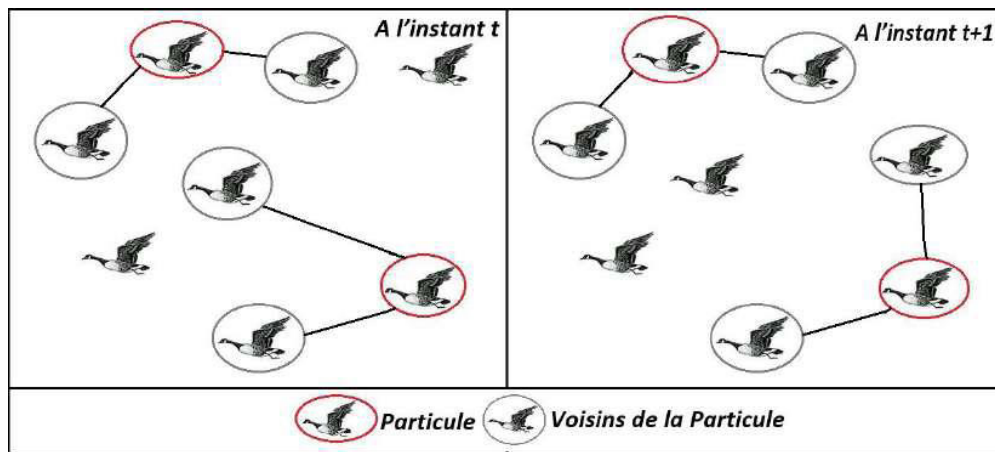


FIG. 2.35 : Exemple de voisinage géographique

- **Les voisinages sociaux** : Ici, la logique est toute différente. Les liens entre particules sont établis une bonne fois pour toutes dès l'initialisation de l'algorithme et ne changent plus par la suite, quelles que soient les positions des particules dans l'espace.

Ce type de voisinage repose donc sur des relations fixes, indépendantes de la proximité physique.

Il existe plusieurs structures possibles pour organiser ces voisinages sociaux, dont quelques exemples sont présentés dans la figure suivante :

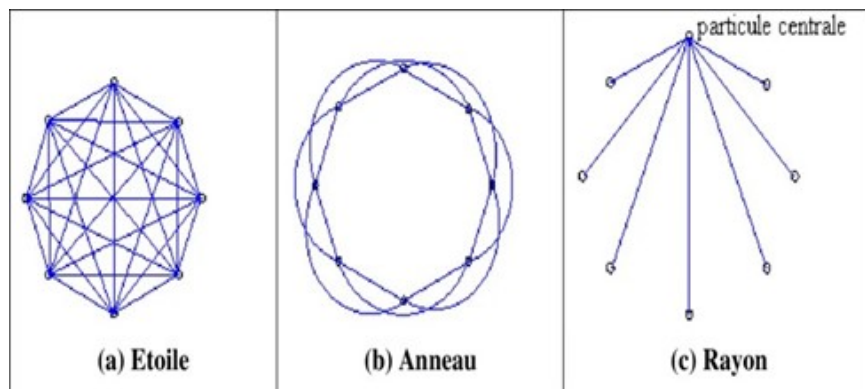


FIG. 2.36 : Voisinage social : (a) Étoile, (b) Anneau, (c) Rayon

2.6.4 Description mathématique du fonctionnement du PSO

Dans un espace de recherche à **N dimensions**, chaque particule i de l'essaim est décrite par deux éléments fondamentaux [31] :

- Sa **position** $x_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iN})$, qui représente une solution candidate dans l'espace de recherche ;
- Son **vecteur de vitesse** $v_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iN})$, qui détermine la direction et l'amplitude de son prochain déplacement.

La qualité d'une position est évaluée grâce à la **fonction coût** qui attribue une valeur à chaque point de l'espace. Chaque particule conserve en mémoire la meilleure position qu'elle ait jamais visitée, notée p_{best_i} , tandis que la meilleure position atteinte par l'ensemble de l'essaim est notée g_{best} . Ces deux valeurs représentent respectivement la meilleure performance individuelle et la meilleure performance collective de l'essaim.

Au lancement de l'algorithme, toutes les particules sont placées de façon **aléatoire et uniforme** dans l'espace de recherche. Ensuite, à chaque itération, chaque particule met à jour sa vitesse et sa position en combinant linéairement les trois composantes déjà évoquées. À l'itération k , ces mises à jour sont effectuées selon les deux équations suivantes [31] :

Équation de la vitesse :

$$v_i(k) = w v_i(k-1) + c_1 r_1 (p_{best_i} - x_i(k-1)) + c_2 r_2 (g_{best} - x_i(k-1)) \quad (2.73)$$

Équation de la position :

$$x_i(k) = x_i(k-1) + v_i(k) \quad (2.74)$$

Dans ces équations, w est le coefficient d'inertie, c_1 et c_2 sont les coefficients d'accélération (la valeur $c_1 + c_2 \approx 4$ étant souvent adoptée pour assurer une convergence stable), et r_1 et r_2 sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans l'intervalle $[0, 1]$ à chaque itération.

En décomposant l'équation de vitesse on retrouve clairement les trois composantes du déplacement :

- $w \cdot v_i(k-1)$ correspond à la **composante physique** : le coefficient w contrôle dans quelle mesure la particule conserve sa direction de déplacement précédente. Plus w est grand, plus la particule a tendance à continuer sur sa lancée.
- $c_1 \cdot r_1 \cdot (p_{best_i} - x_i(k-1))$ correspond à la **composante cognitive** : le coefficient c_1 régule l'attraction de la particule vers la meilleure position qu'elle a personnellement atteinte. C'est en quelque sorte sa mémoire individuelle qui la guide.
- $c_2 \cdot r_2 \cdot (g_{best} - x_i(k-1))$ correspond à la **composante sociale** le coefficient c_2 contrôle l'influence du groupe sur la particule, en l'attirant vers la meilleure position découverte par l'ensemble de ses voisines[31].

L'équation de la position permet de mettre à jour la position de chaque particule en se basant sur sa nouvelle vitesse calculée à l'étape précédente. Ces deux équations sont appliquées de manière répétée à chaque itération, et ce jusqu'à ce qu'une condition d'arrêt soit vérifiée.

Cette condition peut prendre différentes formes selon le problème traité : un nombre maximal d'itérations atteint, une erreur suffisamment faible, ou encore une stagnation des résultats qui n'évoluent plus de façon significative.

Pour évaluer la qualité de la position occupée par une particule à un instant donné, on fait appel à ce qu'on appelle la fonction objectif (fonction de *fitness*). C'est elle qui mesure concrètement la performance d'une solution candidate.

Sa forme et ses critères varient naturellement en fonction de la nature du problème d'optimisation que l'on cherche à résoudre.

• Définition de l'erreur dans un système asservi

Dans un système asservi, l'erreur $e(t)$ est défini comme étant simplement la différence entre ce que l'on souhaite obtenir, c'est-à-dire le signal de consigne $u(t)$, et ce que le système produit réellement en sortie $y(t)$ [32] :

$$e(t) = u(t) - y(t) \quad (2.75)$$

C'est cette erreur qui sert de point de départ pour évaluer à quel point le régulateur fait bien son travail

• Indices intégraux basés sur l'erreur temporelle

Pour mesurer de façon quantitative la performance dynamique d'un système, on utilise des intégrales calculées sur un intervalle de temps $[0, T]$, suffisamment long pour englober l'intégralité du régime transitoire [33].

On distingue trois critères classiques :

- **IAE** (Intégrale de l'Erreur Absolue) :

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (2.76)$$

Elle additionne la valeur absolue de l'erreur au fil du temps. Elle donne une idée de l'amplitude globale de l'écart entre la consigne et la sortie réelle.

- **ISE** (Intégrale de l'Erreur Quadratique) :

$$ISE = \int_0^T e(t)^2 dt \quad (2.77)$$

Elle élève l'erreur au carré avant de l'intégrer, ce qui a pour effet de pénaliser davantage les grandes erreurs et d'atténuer l'impact des petites.

- **ITAE** (Intégrale Temps $\times$ Erreur Absolue) :

$$ITAE = \int_0^T t |e(t)| dt \quad (2.78)$$

Elle pondère l'erreur par le temps, ce qui signifie que les erreurs qui persistent tard dans le régime transitoire sont bien plus pénalisées que celles qui apparaissent au début.

Dans cette étude, ces trois indices ont été retenus comme critères de performance pour le réglage automatique du régulateur PI. Le choix de l'un ou l'autre dépend de la priorité que l'on souhaite donner : rapidité de réponse, précision, ou encore réduction de l'erreur sur le long terme.

La fonction objectif que l'algorithme PSO cherche à optimiser correspond à l'un de ces indices, et l'objectif est de la minimiser afin d'obtenir les meilleures performances dynamiques [33, 32].

2.6.5 Déroulement opérationnel de l'algorithme PSO

Pour mieux comprendre comment fonctionne concrètement l'algorithme PSO, plaçons-nous dans le cas général d'un problème d'optimisation qui cherche à minimiser une fonction objectif $f(x)$. Cette fonction est évaluée pour chaque particule selon la relation :

$$form(x_i) = f(x_i) \quad (2.79)$$

L'algorithme se déroule alors en plusieurs étapes bien distinctes :

1. **Initialisation** : On commence par générer une population de particules dont les positions et les vitesses sont distribuées de façon aléatoire et uniforme dans tout l'espace de recherche. On fixe également dès le départ un critère d'arrêt, qui peut être un nombre maximal d'itérations, un seuil de convergence, ou tout autre condition adaptée au problème.
2. **Évaluation** : À chaque itération, on calcule la valeur de la fonction objectif pour chacune des particules, ce qui permet d'évaluer la qualité de leur position actuelle dans l'espace de recherche.
3. **Mise à jour des meilleures positions** : Sur la base des évaluations effectuées, on met à jour pour chaque particule deux références importantes : sa meilleure position personnelle $pbest$, c'est-à-dire la meilleure solution qu'elle ait trouvée par elle-même, et la meilleure position globale $gbest$, qui correspond à la meilleure solution jamais atteinte par l'ensemble de la population.
4. **Mise à jour des vitesses et des positions** : On applique ensuite les équations de mise à jour (équations 2.28 et 2.29) afin de recalculer la vitesse et la position de chaque particule en tenant compte de son inertie, de son expérience personnelle et de l'influence du groupe.
5. **Gestion des bornes** : Si une particule venait à sortir des limites autorisées de l'espace de recherche, un mécanisme de confinement est appliqué pour la ramener à l'intérieur du domaine valide.
6. **Vérification du critère d'arrêt** : À la fin de chaque itération, on vérifie si le critère d'arrêt est atteint. Si c'est le cas, l'algorithme s'interrompt et retourne la meilleure solution trouvée. Dans le cas contraire, on retourne à l'étape 2 [34, 35] .

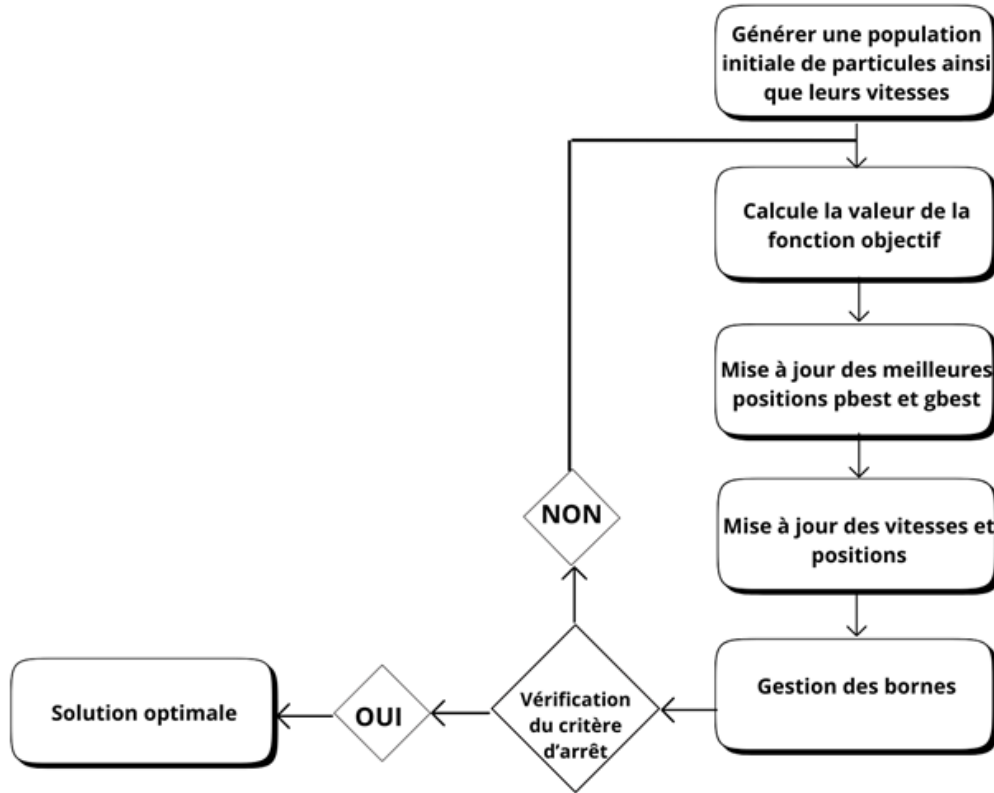


FIG. 2.37 : Diagramme de déroulement de l'algorithme PSO

2.6.6 Résultat de simulation

Dans cette étude, l'algorithme PSO a été utilisé afin de déterminer les valeurs optimales des gains K_P et K_I du régulateur PI de la boucle de vitesse. Ces valeurs ont ensuite été intégrées au système de commande afin d'améliorer les performances dynamiques du véhicule électrique.

Après avoir effectué plusieurs simulations sur le système avec différentes fonctions objectives, une étude comparative a été menée afin d'évaluer les performances dynamiques du véhicule .

Le tableau présente les résultats obtenus pour les paramètres ISE, IAE et ITAE, ainsi que ceux obtenus avec la commande PI conventionnel (tableau 2.1). Les paramètres analysés comprennent le gain proportionnel (K_P), le gain intégral (K_I), le temps de réponse, le dépassement et l'erreur en régime permanent.

	K_P	K_I	Temps de réponse	Dépassement	Erreur statique
PI (conventionnel)	32,8474	500	3,6145	0,000355	0,00055
ISE	33,603	497,9524	3,7	0,000332	0,00305
IAE	37,923	500	3,628	0,000125	0,0015
ITAE	37,846	500	3,68	0,00013875	0,00115

TAB. 2.1 : Comparaison des performances pour différentes fonctions objectif

• Analyse des résultats

L'analyse des résultats du Tableau 2.1 montre que le choix de la fonction objectif influ de manière significative les paramètres de performance du système (K_P , K_I), ainsi que les critères de qualité temporelle.

Le régulateur basé sur le calcul analytique classique offre l'erreur statique la plus faible et le temps de réponse le plus rapide, mais présente un dépassement relativement plus élevé par rapport aux critères IAE et ITAE.

En revanche, l'optimisation par le critère ISE montre les performances les moins favorables, avec le temps de réponse le plus long, le dépassement le plus élevé et une erreur statique maximale.

Le critère IAE permet de réduire considérablement le dépassement à sa valeur minimale avec un temps de réponse très compétitif, bien que son erreur statique reste légèrement supérieure à celle du calcul analytique. Enfin, le critère ITAE offre le compromis le plus équilibré et le plus performant parmi les indices de performance intégraux. Il permet d'obtenir un dépassement extrêmement réduit, une erreur statique très faible et un temps de réponse tout à fait acceptable.

D'après cette étude comparative, il apparaît clairement que la méthode ITAE représente le meilleur compromis entre rapidité, précision et robustesse face aux oscillations. Pour cette raison, elle a été retenue comme la fonction objectif optimale pour le réglage des paramètres du contrôleur PI.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude détaillée de la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dédiée à la propulsion d'un véhicule électrique a été présentée. La stratégie de découplage par compensation a permis de découpler les composantes du courant selon les axes d et q , simplifiant ainsi le comportement de la machine et facilitant la synthèse des régulateurs PI de courant et de vitesse.

Les paramètres des régulateurs PI ont ensuite été déterminés à partir d'une approche classique basée sur la compensation des poles pour les boucles de courant et l'identification des fonctions de transfert du système pour la boucles de vitesse.

Dans un second temps, l'algorithme (PSO) a été étudié et appliqué au réglage automatique des gains du régulateur PI de vitesse. Les différentes fonctions objectif basées sur les indices intégrateurs de l'erreur temporelle (IAE, ISE et ITAE) ont été analysées afin d'évaluer leur influence sur les performances dynamiques du système.

Les résultats de simulation ont permis de valider l'efficacité de la commande proposée. Les différents tests réalisés ont montré une bonne capacité de suivi de trajectoire, une stabilité satisfaisante ainsi qu'une robustesse importante face aux perturbations externes et aux variations paramétriques du système.

Par ailleurs, l'étude comparative des fonctions objectif utilisées dans l'optimisation PSO a montré que le critère ITAE offre le meilleur compromis entre rapidité de réponse, stabilité et précision, avec un faible dépassement et une erreur statique réduite. Cette méthode s'est révélée particulièrement adaptée au réglage optimal des régulateurs PI du système étudié.

En conclusion, les travaux réalisés dans ce chapitre mettent en évidence l'intérêt de l'association de la commande vectorielle et de l'optimisation PSO pour améliorer les performances dynamiques et la robustesse des systèmes de traction des véhicules électriques à base de MSAP.

Chapitre 3

Commande par Logique Floue en vitesse d'un véhicule électrique

3.1 Introduction

La logique floue (*Fuzzy Logic*), formalisée par Lotfi Zadeh à partir de 1965, constitue un formalisme mathématique permettant de traiter des grandeurs imprécises au moyen de variables linguistiques. Là où les systèmes classiques exigent des valeurs numériques exactes, la logique floue manipule des termes qualitatifs tels que “élevé”, “faible” ou “moyen”. Son application au contrôle automatique débute avec les travaux de Mamdani en 1974, et prend véritablement son essor industriel au Japon dans les années 1980 grâce aux contributions de Takagi, Sugeno et Kang [36].

L’un des principaux atouts de cette approche réside dans la simplicité avec laquelle les règles peuvent être construites et interprétées, ce qui la rend accessible même sans expertise mathématique approfondie.

En revanche, la principale contrainte de cette méthode tient au fait que l’élaboration des règles repose entièrement sur l’intuition de l’opérateur ou sur les connaissances de l’expert du domaine, ce qui introduit une part de subjectivité et peut limiter la fiabilité du système en l’absence d’une expertise solide.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la logique floue de type 1 et de type 2. Ensuite, une application de ces deux méthodes pour la commande en vitesse du véhicule électrique sera détaillée suivi par des tests et une étude comparative.

3.2 Définition de la logique floue type 1

La logique floue est une méthode qui repose sur la notion de degré de vérité. Contrairement à la logique classique, dite booléenne, qui ne reconnaît que deux états opposés, vrai (**1**) ou faux (**0**), la logique floue admet toutes les valeurs intermédiaires possibles entre ces deux extrêmes, sous la forme d’un nombre réel compris entre **0** et **1** [43].

- **Exemple introductif**

Pour mieux comprendre les principes de base de la logique floue, prenons un exemple concret : la classification de la température d’un liquide en trois catégories : **Chaude**, **Tiède** et **Froide**.

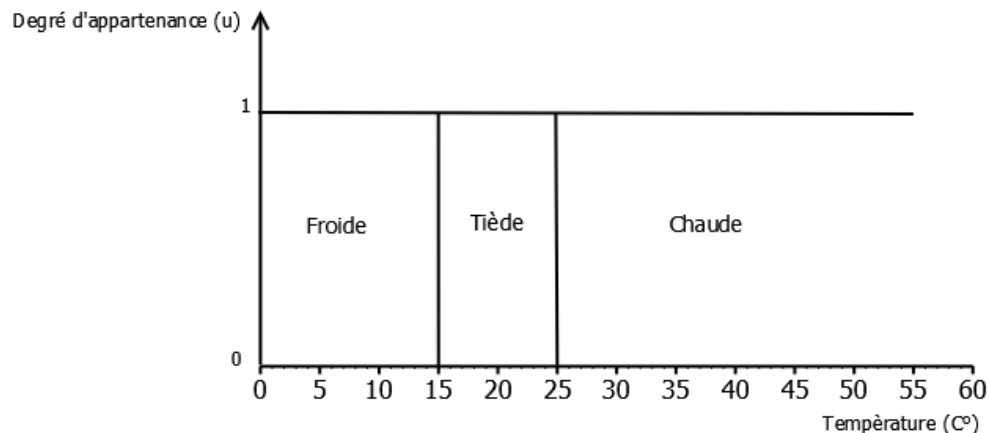


FIG. 3.38 : Classification par logique booléenne

Dans la logique booléenne classique, chaque température est assignée de façon rigide à l’une de ces catégories :

- En dessous de $15^\circ \rightarrow$ Froide
- Entre 15° et $25^\circ \rightarrow$ Tiède
- Au dessus de $25^\circ \rightarrow$ Chaude

Le problème avec cette approche est qu'elle manque de réalisme. En effet, le passage d'une catégorie à une autre se fait de manière brutale et soudaine, alors qu'en réalité, la température évolue de façon progressive et continue.

C'est là qu'intervient la logique floue. Au lieu de trancher de façon abrupte, elle permet à une température d'appartenir à plusieurs ensembles à la fois, avec des degrés d'appartenance différents compris entre **0** et **1**. Reprenons le même exemple avec la logique floue :

- Une température de 12° appartient à l'ensemble **{Froide}** avec un degré $\mu = 0,7$, et à l'ensemble **{Tiède}** avec un degré $\mu = 0,3$.
- Une température de 50° appartient pleinement à l'ensemble **{Chaude}** avec un degré $\mu = 1$.

Ce passage progressif d'un ensemble à un autre est illustré dans la figure suivante :

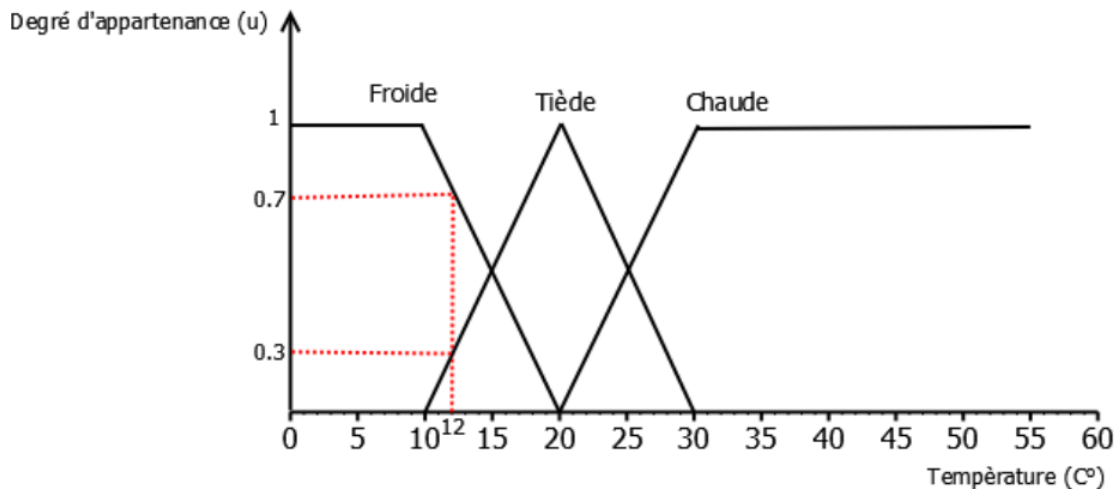


FIG. 3.39 : Classification par logique Floue

3.3 Concepts de bases

3.3.1 Théorie de l'ensemble flou

La théorie des ensembles flous est une approche mathématique qui cherche à modéliser les notions vagues et imprécises que l'on retrouve dans le langage du quotidien. Elle permet d'exprimer le fait qu'un élément peut appartenir partiellement à un ensemble, et non de façon tout ou rien [37].

Dans la théorie classique des ensembles, un élément x appartient ou n'appartient pas à un ensemble A . Cela se traduit par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui ne peut prendre que deux valeurs : **1** si x est dans A , et **0** s'il n'y est pas [38, 66] :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases} \quad (3.80)$$

En logique floue, les choses sont différentes. La fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ ne se limite plus à ces deux valeurs extrêmes, elle peut prendre n'importe quelle valeur comprise entre 0 et 1, reflétant ainsi le degré avec lequel un élément x appartient à l'ensemble A :

$$\mu_A(x) \in [0, 1] \quad (3.81)$$

3.3.2 Univers de discours d'une variable floue

L'univers de discours représente l'ensemble de toutes les valeurs réelles que peut prendre une variable floue. Il est généralement désigné par une lettre majuscule telle que U ou W . C'est dans cet espace que viennent se projeter les valeurs linguistiques, chacune d'entre elles définissant ainsi le sous-ensemble flou qui lui est associé [39].

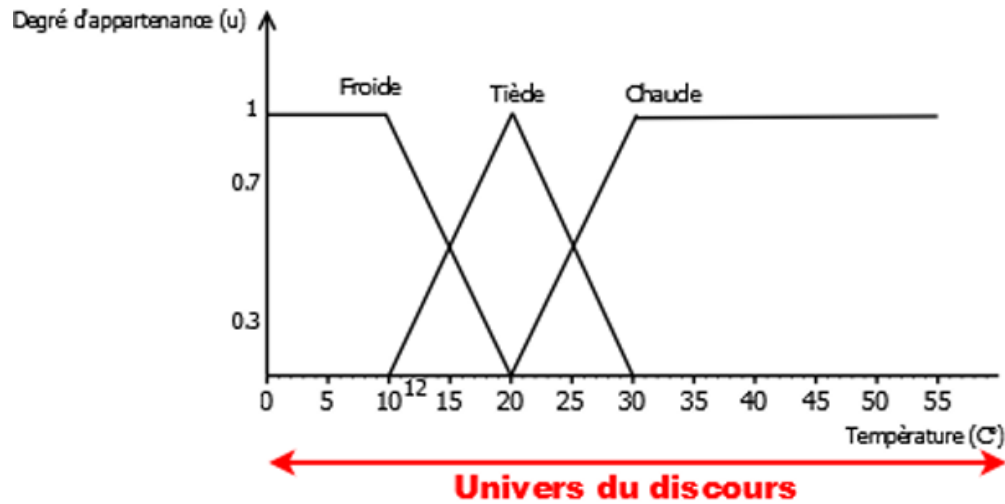


FIG. 3.40 : Univers du discours

3.3.3 Variables et valeurs linguistiques

La logique floue repose sur ce qu'on appelle des **variables linguistiques**, c'est-à-dire des variables dont les valeurs ne sont pas des chiffres, mais des termes du langage courant, définis dans un univers de discours U . Dans un système de contrôle flou, une variable linguistique peut représenter soit un état du système à réguler, soit une variable de réglage du contrôleur. Chacune de ses valeurs correspond à un ensemble flou défini sur cet univers.

Une variable linguistique est généralement caractérisée par trois éléments [40] :

- **Un nom** qui l'identifie par exemple : La température.
- **Un ensemble de valeurs linguistiques** qu'elle peut prendre, comme par exemple : « chaud » « tempéré » « froid ».
- **Un univers de discours**, c'est-à-dire l'ensemble des valeurs numériques sur lesquelles elle est définie par exemple : Gamme de température de -10°C à 14°C .

3.3.4 Fonction d'appartenance de la logique floue

L'objectif ici est d'établir un lien entre le degré de vérité attribué à une variable floue et la valeur d'entrée qui lui correspond. Les sous-ensembles flous sont définis par ce qu'on appelle une

fonction d'appartenance, notée $\mu_A(x)$, dont les valeurs s'étendent sur l'intervalle $[0, 1]$. Le tableau ci-dessous présente les formes de fonctions d'appartenance les plus couramment rencontrées dans la pratique [43, 44] :

Fonction	Forme algébrique	Forme graphique
Fonction triangulaire	$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x < b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & x > c \end{cases}$	
Fonction trapézoïdale	$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x < b \\ 1 & b \leq x < c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & x > d \end{cases}$	
Fonction gaussienne	$\mu_A(x) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2\right)$	
Fonction singleton	$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & x = a \\ 0 & x \neq a \end{cases}$	

FIG. 3.41 : Fonctions d'appartenance de la logique floue type 1

3.3.5 Opérateurs sur les ensembles flous

Considérons deux ensembles flous A et B , définis respectivement sur les univers de discours V et W , et associés chacun à leur propre fonction d'appartenance μ_A et μ_B [50].

3.3.5.1 Conjonction floue — Opérateur ET

Lorsqu'on souhaite combiner deux ensembles flous par une logique de type "ET", l'ensemble résultant $A \cap B$ est caractérisé par une fonction d'appartenance qui retient, pour chaque élément, la plus petite des deux valeurs :

$$\mu_{\{A \cap B\}}(u) = \min(\mu_A(u), \mu_B(u)) \quad (3.82)$$

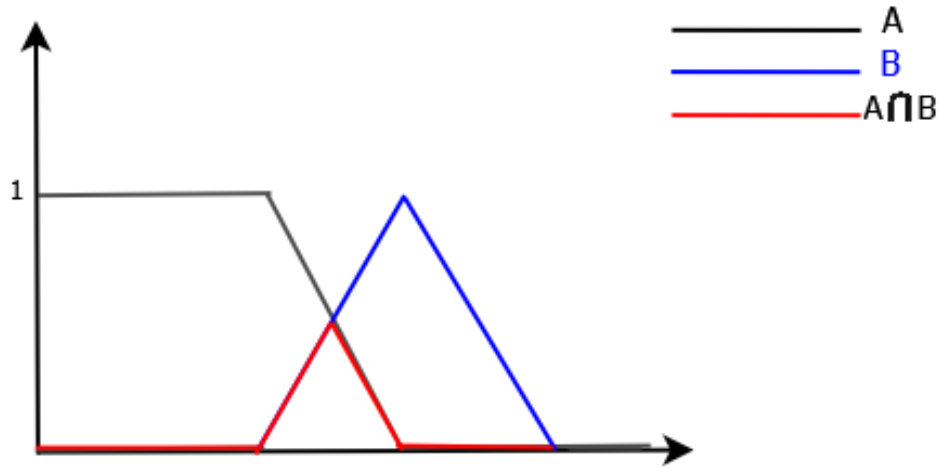


FIG. 3.42 : Conjonction ET

3.3.5.2 Disjonction floue — Opérateur OU

À l'inverse, lorsqu'on applique une logique de type "OU", l'ensemble $A \cup B$ est défini en conservant, cette fois-ci, la valeur la plus grande entre les deux fonctions d'appartenance :

$$\mu_{\{A \cup B\}}(u) = \max(\mu_A(u), \mu_B(u)) \quad (3.83)$$

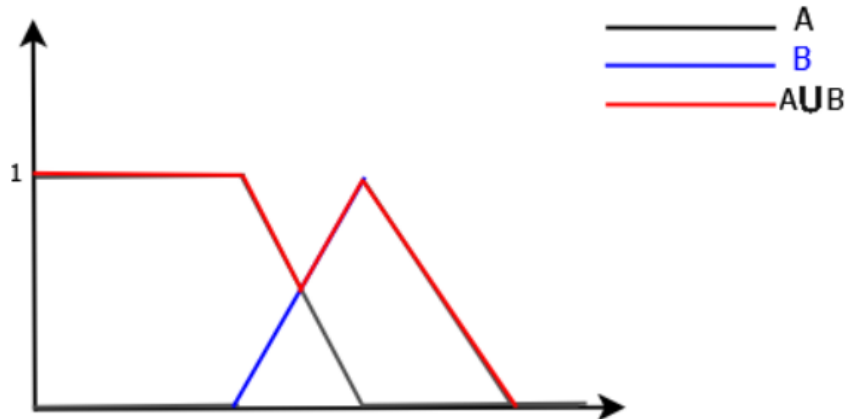


FIG. 3.43 : Disjonction OU

3.3.5.3 Complément — Opérateur NON

Enfin, le complément d'un ensemble flou A , noté A' , traduit la négation de l'appartenance. Sa fonction est obtenue en soustrayant la valeur d'appartenance initiale de 1 :

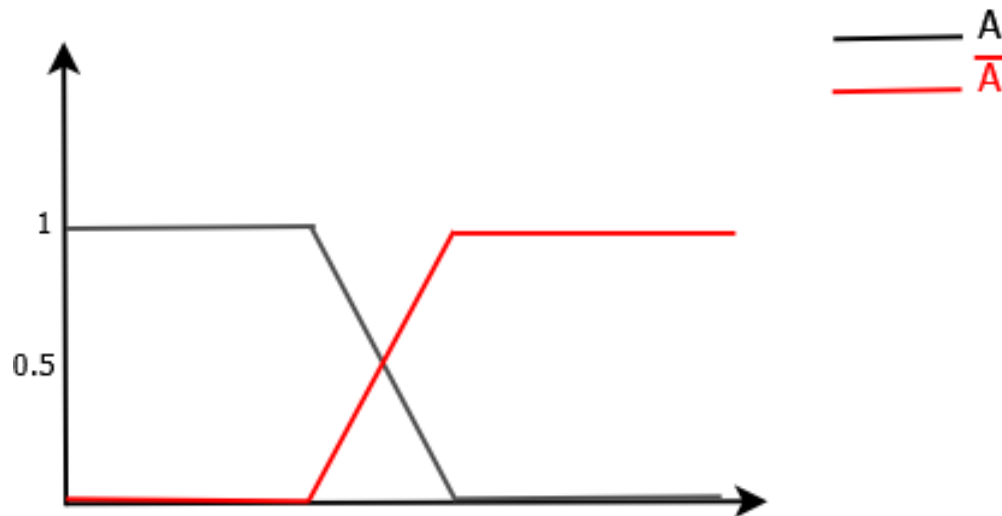


FIG. 3.44 : Complément

3.4 Principe d'un Contrôleur Flou

La logique floue est aujourd'hui bien ancrée dans le domaine de l'automatique, où elle trouve des applications variées dans le contrôle et la commande de nombreux procédés industriels. À l'image d'un régulateur classique, le contrôleur flou s'intègre dans la boucle de régulation et détermine la commande à appliquer au procédé, en se basant sur une ou plusieurs consignes ainsi que sur les mesures recueillies en temps réel.

La conception d'un tel contrôleur repose avant tout sur un objectif clair : piloter efficacement un processus donné. En tant que système flou à part entière, son architecture interne peut être représentée par la figure suivante :

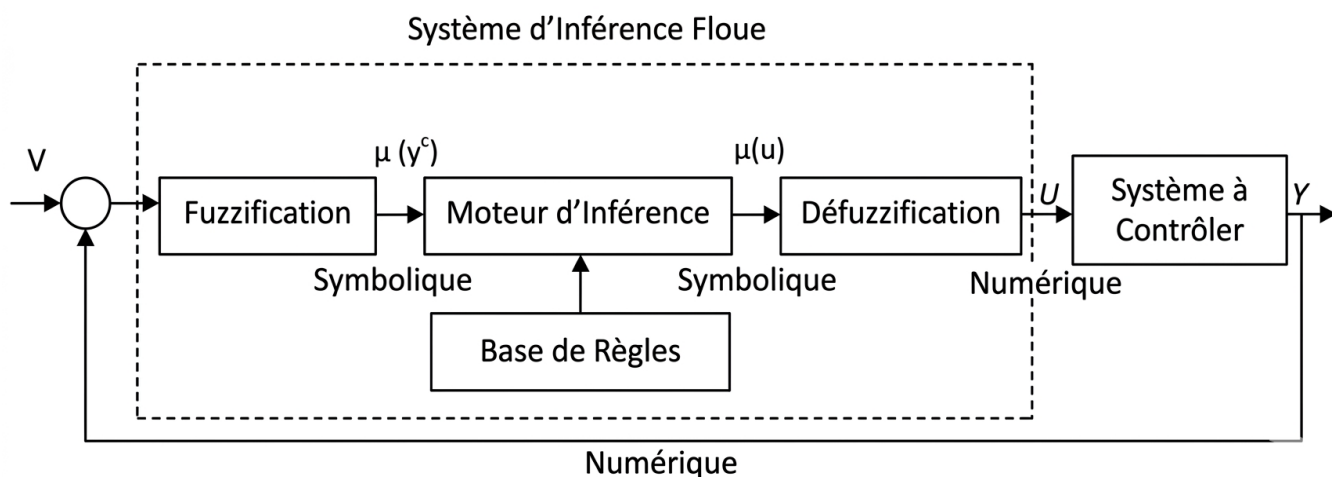


FIG. 3.45 : Opération du contrôleur flou [51]

Le fonctionnement d'un régulateur flou repose sur une succession de trois étapes fondamentales : on commence par la **fuzzification**, qui transforme les données réelles en valeurs floues, puis vient l'**inférence**, qui applique les règles de décision, et enfin la **défuzzification**, qui reconvertit le résultat flou en une grandeur exploitable .

3.4.1 Mécanisme de fuzzification

La fuzzification représente le mécanisme assurant le passage entre le monde numérique et le monde linguistique. En effet, les variables choisies pour modéliser ou piloter un système sont initialement exprimées sous forme de grandeurs numériques. L'étape de fuzzification a alors pour mission de convertir ces valeurs réelles en variables linguistiques, afin de les rendre exploitables par le moteur d'inférence [52].

Ainsi, à chaque variable d'entrée ou de sortie sont associés des ensembles flous qui définissent les termes linguistiques que ces variables peuvent prendre. Ces termes servent ensuite de base à la formulation des règles d'inférence.

Concrètement, le bloc de fuzzification remplit trois fonctions essentielles :

- Définir les fonctions d'appartenance pour l'ensemble des variables d'entrée, permettant de quantifier le degré d'appartenance de chaque valeur à un terme linguistique donné.
- Convertir les grandeurs physiques — qu'elles soient réelles ou numériques — en grandeurs linguistiques ou floues, compréhensibles par le système de raisonnement flou.
- Effectuer une mise à l'échelle, en transposant la plage de variation des variables d'entrée vers les univers de discours qui leur correspondent.

3.4.2 Base de règles floues

Ce bloc constitue le réservoir de connaissance du contrôleur flou, reflétant directement l'expertise et le savoir-faire de l'opérateur sur le comportement du système à commander. Il rassemble l'ensemble des informations nécessaires au domaine d'application et permet de déterminer le signal de sortie du contrôleur, en exprimant la relation qui lie les variables d'entrée — une fois converties en variables linguistiques — aux variables de sortie, elles aussi exprimées sous forme linguistique [39].

Cette base se présente sous la forme d'un ensemble de règles conditionnelles du type « Si...Alors... ». De manière générale, la i -ème règle floue peut être formulée selon deux modèles distincts :

Modèle de Mamdani :

$$R_i : \text{Si } x_1 \text{ est } F_1^i \text{ et } x_2 \text{ est } F_2^i \text{ et } \dots x_n \text{ est } F_n^i \text{ Alors } y_j \text{ est } G_j$$

Modèle de Takagi-Sugeno :

$$R_i : \text{Si } x_1 \text{ est } F_1^i \text{ et } x_2 \text{ est } F_2^i \text{ et } \dots x_n \text{ est } F_n^i \text{ Alors } y^i = a_0^i + a_1^i x_1 + \dots + a_n^i x_n$$

Où :

- $i = 1, \dots, m$, m : étant le nombre total de règles.
- $F_1, F_2, \dots, F_n$: représentent les ensembles flous associés aux variables d'entrée $x_1, x_2, \dots, x_n$.
- G_j : désigne l'ensemble flou correspondant à la variable de sortie y_j .
- $a_0^i, a_1^i, \dots, a_n^i$: sont des paramètres ajustables propres aux conséquences de la règle R_i .

3.4.3 Mécanisme d'inférence

Les inférences établissent le lien entre les grandeurs mesurées, préalablement transformées en variables linguistiques, et la variable de sortie exprimée elle aussi de manière linguistique. Plusieurs approches sont envisageables pour mettre en œuvre les opérateurs de la logique floue appliqués aux fonctions d'appartenance. C'est de là qu'émergent les différentes méthodes d'inférence, permettant un traitement numérique rigoureux. Les trois méthodes les plus couramment employées sont [53] :

- La méthode **Max-Min** — associée au contrôleur de type Mamdani.
- La méthode **Max-Prod** — associée au contrôleur de type Larsen.
- La méthode **Somme-Prod** — associée au contrôleur de type Zadeh.

3.4.4 Défuzzification des variables de sortie linguistiques

La défuzzification représente l'étape finale d'un système flou. Elle assure l'opération inverse de la fuzzification en permettant la conversion des informations linguistiques en données numériques.

Au cours du processus d'inférence, plusieurs commandes sont générées sous forme de variables linguistiques, chaque règle activée produisant une commande spécifique. La défuzzification a alors pour objectif de combiner l'ensemble de ces commandes partielles et de les transformer en une valeur numérique unique pouvant être utilisée directement par le système commandé.

Il existe plusieurs méthodes de défuzzification, parmi lesquelles on peut citer :

- La méthode du **centre de gravité**.
- La méthode par **valeur maximale**.
- La méthode par **valeur moyenne des maximas**.

La méthode la plus répandue dans la pratique reste celle du centre de gravité [54], dont la formule est la suivante :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^{N_c} \mu_{c_i}(y) \cdot \omega_i}{\sum_{i=1}^{N_c} \mu_{c_i}(y)} \quad (3.84)$$

Où :

- $\bar{y}$: la valeur numérique de sortie obtenue après défuzzification.
- N_c : le nombre de valeurs linguistiques de conséquence.
- ω_i : les sommets des ensembles flous de conséquence.
- μ : le degré d'appartenance associé à chaque ensemble flou [48].

3.4.5 Régulateur flou de type 1

Le régulateur flou est un système de contrôle qui fonctionne à partir d'une logique proche du raisonnement humain, plutôt que de se baser sur des calculs mathématiques compliqués comme le fait un régulateur classique de type PI.

Le contrôleur flou ajuste en continu la commande en fonction de l'erreur de vitesse et de sa dérivée, améliorant ainsi la réactivité du système et sa tolérance aux perturbations et aux variations de paramètres.

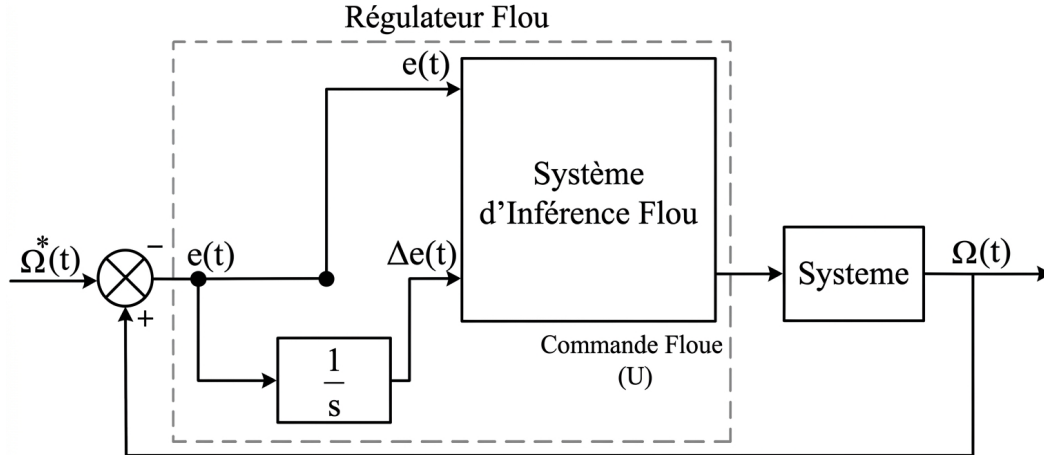


FIG. 3.46 : Principe d'adaptation du régulateur flou type 1

3.4.6 Régulateur PI flou

Le régulateur PI flou constitue une approche hybride combinant la structure du correcteur PI classique avec les principes de la logique floue. Contrairement au régulateur PI conventionnel, dont les gains K_p et K_i restent constants après la phase de réglage, le PI flou ajuste ces paramètres automatiquement en temps réel selon l'état instantané du système.

Cette adaptation repose sur un ensemble de règles linguistiques inspirées du raisonnement humain et de l'expérience d'un opérateur. Ainsi, lorsque l'erreur entre la consigne et la sortie devient importante, le régulateur augmente son action de commande afin de corriger rapidement l'écart. À l'inverse, lorsque le système se rapproche de la consigne, l'action de commande est progressivement atténuée afin de limiter les oscillations et d'éviter le dépassement.

Grâce à cette capacité d'adaptation, le PI flou présente une meilleure robustesse face aux perturbations et aux variations paramétriques. Par exemple, lorsqu'une perturbation externe telle qu'une pente agit sur le véhicule, le régulateur recalcule continuellement ses gains afin de maintenir la vitesse proche de sa valeur de référence, tout en réduisant l'erreur et en améliorant la stabilité dynamique du système. Le schéma de principe de l'utilisation du régulateur flou est illustré par la Figure 3.47. Les gains K_p et K_i du régulateur PI flou sont calculés à partir de l'erreur $e(t)$ et de sa variation $\Delta e(t)$. Ces gains sont déterminés en temps réel afin de forcer le système à suivre la référence imposée. Ils s'adaptent continuellement aux variations du système afin de corriger progressivement son évolution en agissant directement sur la loi de régulation [65, 61].

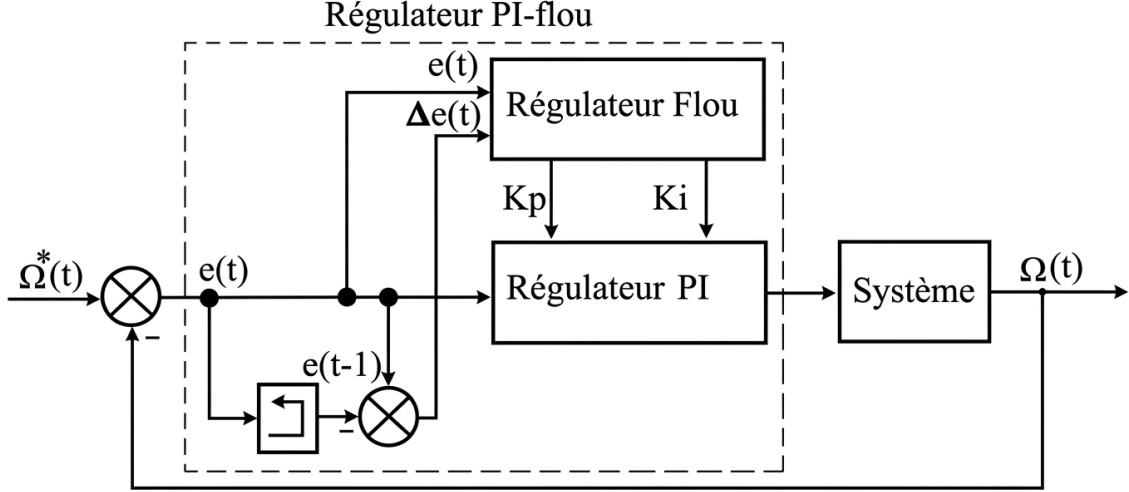


FIG. 3.47 : Adaptation des gains du régulateur PI à l'aide de la logique floue

3.5 Logique floue type 2

3.5.1 Introduction

Lotfi Zadeh a proposé les ensembles flous de type 2 comme une généralisation des ensembles flous de type 1. Dans un ensemble flou de type 2, le degré d'appartenance de chaque élément n'est pas une valeur précise mais constitue lui-même un nombre flou appartenant à l'intervalle $[0, 1]$ [55].

Ce type d'ensembles est particulièrement adapté aux situations marquées par l'incertitude, notamment quand la forme des fonctions d'appartenance n'est pas connue avec précision ou reste imprécise.

3.5.2 Concept de base

3.5.2.1 Définition des ensembles flous de type 2

Un ensemble flou de type 2, désigné par $\tilde{A}$, repose sur une fonction d'appartenance à trois dimensions $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$, ce qui se traduit par :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, u) / (x, u) \quad J_x \subseteq [0, 1] \quad (3.85)$$

Le symbole $\int \int$ représente l'union de tous les points du produit cartésien portant sur x et u , sous la contrainte [56] :

$$0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, u) \leq 1 \quad (3.86)$$

Pour tout x fixé dans X , l'ensemble J_x désigne l'appartenance primaire associée à x , tandis que x lui-même joue le rôle de variable primaire. Par ailleurs, à chaque valeur d'appartenance primaire correspond une valeur d'appartenance secondaire, dont le rôle est d'exprimer le degré de possibilité de cette appartenance primaire. Les fonctions d'appartenance secondaires peuvent varier dans l'intervalle $[0, 1]$, et dans le cas des ensembles flous de type 2 généralisés, le degré

d'appartenance de chaque point du domaine prend la forme d'un ensemble gaussien de type 1 contenu dans $[0, 1]$, comme l'illustre la figure correspondante.

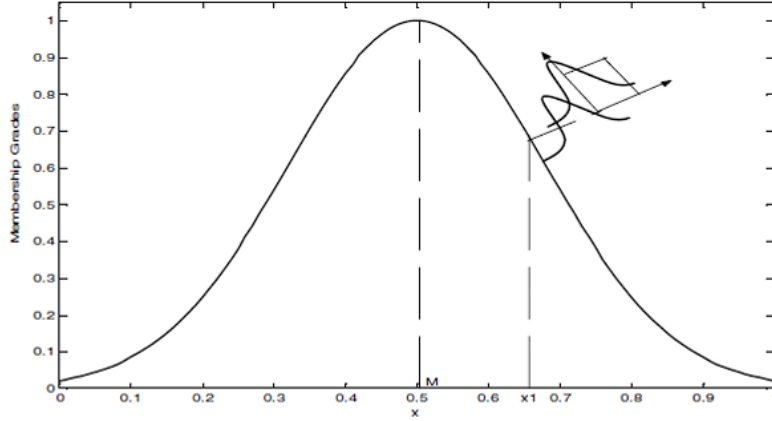


FIG. 3.48 : Schéma d'ensemble flou de type 2

L'incertitude caractérisant un ensemble flou de type 2 est matérialisée par une région délimitée connue sous le nom de **Footprint of Uncertainty (FOU)**, qui regroupe l'ensemble des appartenances primaires :

$$FOU(\check{A}) = \bigcup_{x \in X} u \in J_x \quad (3.87)$$

Les frontières de cette région sont définies par deux fonctions d'appartenance de type 1 : la **fonction d'appartenance supérieure** (Upper MF) et la **fonction d'appartenance inférieure** (Lower MF).

La première, notée $\bar{\mu}_{\check{A}}(x)$, correspond à la limite haute du FOU, tandis que la seconde, notée $\underline{\mu}_{\check{A}}(x)$, en représente la limite basse. Pour tout $x \in X$, on a donc [57] :

$$\bar{\mu}_{\check{A}}(x) = \overline{FOU(\check{A})} \quad \forall x \in X \quad (3.88)$$

$$\underline{\mu}_{\check{A}}(x) = \underline{FOU(\check{A})} \quad \forall x \in X \quad (3.89)$$

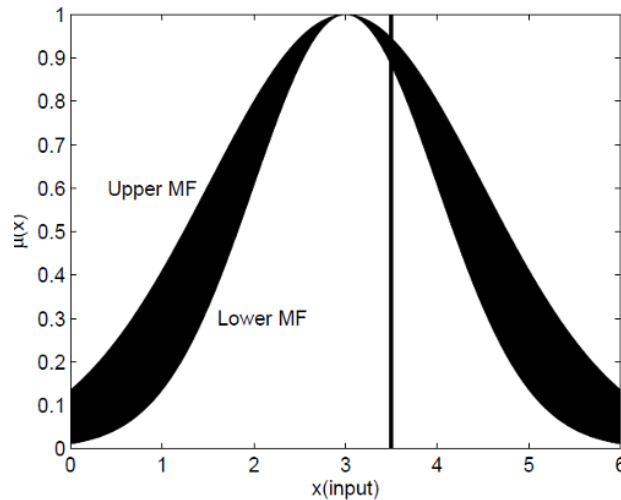


FIG. 3.49 : Fonction d'appartenance gaussienne de type 2 (FOU)

Enfin, les fonctions d'appartenance de type 2 admettent également une représentation en trois dimensions, offrant ainsi une perception plus claire et plus intuitive du concept de flou de type 2. La figure associée présente une vue tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance gaussienne de type 2 [57].

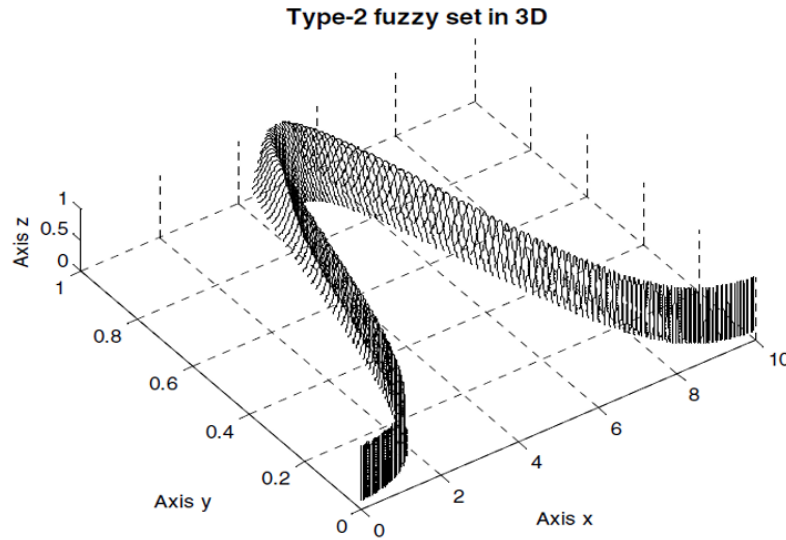


FIG. 3.50 : Vue en 3D d'une fonction d'appartenance gaussienne de type 2

3.5.2.2 Différentes formes d'ensembles flous de type 2

On distingue trois formes principales d'ensembles flous de type 2, selon la nature du degré d'appartenance associé à chaque point :

a) La forme gaussienne : pour chaque point du domaine, le degré d'appartenance est lui-même un ensemble flou de type 1 de forme gaussienne, dont les valeurs restent dans l'intervalle $[0, 1]$.

b) La forme triangulaire : de manière similaire, le degré d'appartenance de chaque point prend la forme d'un ensemble flou de type 1 triangulaire, toujours défini dans l'intervalle $[0, 1]$.

c) La forme intervalle : dans ce cas particulier, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire contenu dans $[0, 1]$. La particularité de cette forme réside dans le fait que toutes les appartenances secondaires sont égales à 1, ce qui en simplifie considérablement le traitement.

Les fonctions d'appartenance les plus couramment utilisées sont récapitulées dans le tableau ci-après [58] :

Fonction	Forme algébrique	Forme graphique
Fonction triangulaire	$\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x, u) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x < b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & x > c \end{cases}$ $\underline{\mu_{\tilde{A}}}(x, u) = \begin{cases} 0 & x < (a + \alpha) \\ (1 - \alpha) \frac{x - (a + \alpha)}{b - (a + \alpha)} & (a + \alpha) \leq x < b \\ (1 - \alpha) \frac{(c - \alpha) - x}{(c - \alpha) - b} & b \leq x \leq (c - \alpha) \\ 0 & x > (c - \alpha) \end{cases}$	
Fonction Trapézoïdale	$\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x, u) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x < b \\ 1 & b \leq x < c \\ \frac{c-x}{c-b} & c \leq x \leq d \\ 0 & x > d \end{cases}$ $\underline{\mu_{\tilde{A}}}(x, u) = \begin{cases} 0 & x < (a + \alpha) \\ (1 - \alpha) \frac{x - (a + \alpha)}{b - (a + \alpha)} & (a + \alpha) \leq x < b \\ (1 - \alpha) & b \leq x < c \\ (1 - \alpha) \frac{(d - \alpha) - x}{(d - \alpha) - b} & c \leq x \leq (d - \alpha) \\ 0 & x > (d - \alpha) \end{cases}$	
Fonction gaussienne	$\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x, u) = \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2\right)$ $\underline{\mu_{\tilde{A}}}(x, u) = (1 - \alpha) \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2\right)$	

TAB. 3.2 : Exemples de fonctions d'appartenance type 2

3.5.2.3 Opérations sur les ensembles flous de type 2

Nous abordons à présent les opérations fondamentales applicables aux ensembles flous de type 2. On considère des ensembles $\tilde{A}_i$ ($i = 1, \dots, r$) dont les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles flous de type 1.

Pour effectuer l'union, l'intersection ou le complément d'ensembles flous de type 2, il est nécessaire d'étendre les opérations classiques — à savoir le minimum (ou le produit), le maximum, et la négation — des valeurs précises aux ensembles flous de type 1. Cette extension s'impose car, pour chaque x , la valeur $\mu_{\tilde{A}_i}(x, u)$ est une fonction à part entière, contrairement au cas du type 1 où $\mu_{\tilde{A}_i}(x)$ est simplement un nombre. L'outil mathématique permettant de réaliser ces extensions est le principe d'extension de Zadeh [59].

On pose :

$$(\tilde{A})_1 = \int_x \mu_{\widetilde{(A)_1}}(x) \quad (3.90)$$

$$(\tilde{A})_2 = \int_x \mu_{\widetilde{(A)_2}}(x) \quad (3.91)$$

• Union de deux ensembles flous de type 2

De même que l'union de deux ensembles flous de type 1 produit un autre ensemble flou de type 1, l'union de $\tilde{A}_1$ et $\tilde{A}_2$ produit un nouvel ensemble flou de type 2. On l'exprime formellement ainsi [60] :

$$(\tilde{A})_1 \cup (\tilde{A})_2 = \int_{x \in X} \left(\mu_{\widetilde{(A)_1}} \cup \mu_{\widetilde{(A)_2}}(x) \right) / x \quad (3.92)$$

• Intersection de deux ensembles flous de type 2

Par analogie avec le type 1, l'intersection de $\tilde{A}_1$ et $\tilde{A}_2$ donne également un ensemble flou de type 2. Son expression formelle est [60] :

$$(\tilde{A})_1 \cap (\tilde{A})_2 = \int_{x \in X} \left(\mu_{\widetilde{(A)_1}} \cap \mu_{\widetilde{(A)_2}}(x) \right) / x \quad (3.93)$$

• Complément d'un ensemble flou de type 2

Tout comme le complément d'un ensemble flou de type 1 reste un ensemble flou de type 1, le complément de $\tilde{A}_1$ est un ensemble flou de type 2. On l'écrit :

$$\overline{(\tilde{A})_1} = \int_x \mu_{\widetilde{(A)_1}}(x) \quad (3.94)$$

3.5.2.4 Structure d'un contrôleur flou de type 2

Un régulateur à logique floue de type 2 s'articule autour de quatre modules essentiels :

- La fuzzification des entrées et des sorties.
- L'inférence floue basée sur une base de règles.
- La réduction de type.
- La défuzzification des sorties.

L'organisation générale de ce contrôleur est illustrée par le schéma architectural présenté ci-après [58].

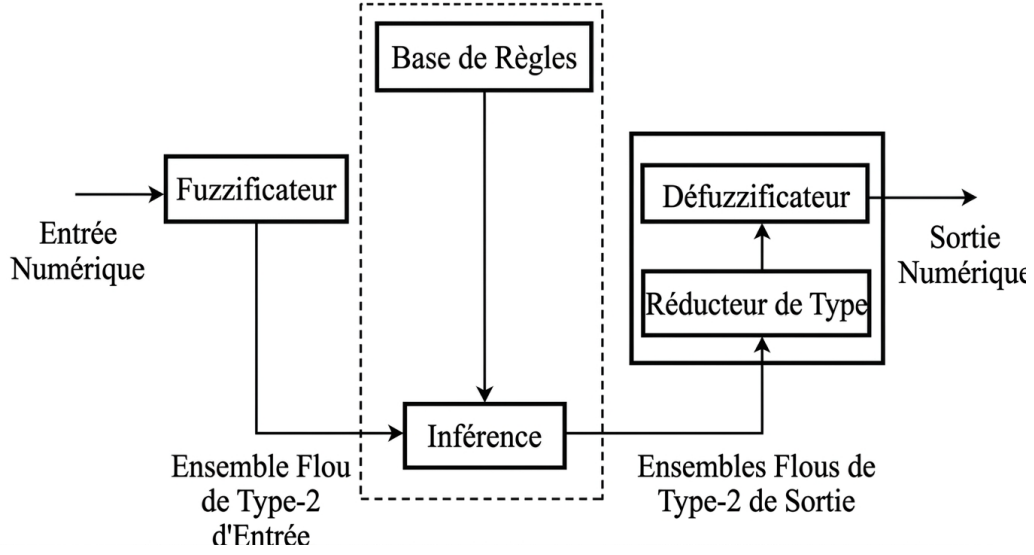


FIG. 3.51 : Architecture d'un contrôleur flou type 2

• Fuzzification

Le rôle de la fuzzification est de convertir chaque valeur numérique mesurée en entrée vers un ensemble flou. Ce qui distingue le type 2 du type 1, c'est la capacité de ses fonctions d'appartenance à couvrir plusieurs degrés ou dimensions pour une même entrée. Cela permet de mieux capturer et représenter l'incertitude.

• Base des règles

La différence entre un système flou de type 1 et un système de type 2 ne porte pas sur la structure des règles, mais uniquement sur la nature des fonctions d'appartenance qui y figurent. La forme des règles reste donc identique, à la seule nuance que les fonctions d'appartenance utilisées sont désormais de type 2. Ainsi, la j -ème règle d'un système flou de type 2 s'écrit de la façon suivante [62] :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^j \text{ et } x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^j \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } \tilde{F}_n^j \text{ Alors } y = \tilde{G}^j$$

où les x_i ($i = 1, \dots, n$) désignent les variables d'entrée du système, $\tilde{F}_i^j$ représente l'ensemble flou de type 2 associé à x_i , $\tilde{G}^j$ est un singleton de type 2, et y est la variable de sortie.

Il est important de noter qu'il n'est pas obligatoire que toutes les fonctions d'appartenance — aussi bien dans les prémisses que dans les conclusions — soient de type 2. Il suffit qu'une seule d'entre elles le soit pour que l'ensemble du système soit considéré comme un système flou de type 2 [62].

• Mécanisme d'inférence

Afin de simplifier les calculs, seuls les ensembles flous de type 2 intervalle sont utilisés en pratique. Le moteur d'inférence exploite la base de règles floues pour établir une correspondance entre un vecteur d'entrée $x = (x_1, \dots, x_n)^T$ et une sortie scalaire u .

La première étape consiste à calculer l'intervalle d'activation correspondant à la j -ème règle :

$$F(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^j}(x_i) \quad (3.95)$$

On note $\tilde{B}^j$ l'ensemble flou de sortie associé à la règle R^j . Lorsqu'une entrée x' est présentée au système et que la fuzzification est de type singleton, c'est-à-dire que l'ensemble X' auquel appartient x' a un degré d'appartenance égal à 1 en $x = x'$ et nul partout ailleurs, l'ensemble de sortie correspondant à la j -ème règle est calculé à l'aide de l'opérateur t-norme $\cap$ choisi :

$$\mu_{\tilde{B}^j}(y) = \mu_{\tilde{W}^j}(y) \cap \left[\prod_{i=1}^n \mu_{\tilde{F}_i^j}(x_i) \right] \quad (3.96)$$

Dans le cadre des ensembles flous de type 2 intervalle avec la t-norme produit, l'intervalle d'activation associé à la j -ème règle devient un ensemble flou de type 1 intervalle défini par :

$$F^j(x) = \left[\underline{f}^j(x), \bar{f}^j(x) \right] \quad (3.97)$$

avec :

$$\underline{f}^j(x) = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^j}(x_1) * \underline{\mu}_{\tilde{F}_2^j}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{F}_n^j}(x_n) \quad (3.98)$$

$$\bar{f}^j(x) = \bar{\mu}_{\tilde{F}_1^j}(x_1) * \bar{\mu}_{\tilde{F}_2^j}(x_2) * \dots * \bar{\mu}_{\tilde{F}_n^j}(x_n) \quad (3.99)$$

Les termes $\underline{\mu}_{\tilde{F}_i^j}(x_i)$ et $\bar{\mu}_{\tilde{F}_i^j}(x_i)$ correspondent respectivement aux degrés d'appartenance inférieur et supérieur de $\mu_{\tilde{F}_i^j}(x_i)$.

• Réduction de type et défuzzification

Dans un système flou de type 2, les sorties du moteur d'inférence sont des ensembles de type 2. Il est donc indispensable de passer par une étape intermédiaire, appelée **réduction de type**, qui transforme ces ensembles de type 2 en ensembles de type 1, avant de procéder à la défuzzification classique qui convertit à son tour cet ensemble flou en une valeur numérique précise. On peut ainsi considérer que le bloc de défuzzification propre au type 1 est remplacé, dans un système de type 2, par un bloc de traitement des sorties combinant ces deux étapes.

La méthode de réduction de type a été introduite par Karnik et Mendel. Il en existe actuellement cinq variantes, parmi lesquelles on peut citer le centre des sommes, la hauteur, la hauteur modifiée et le centre des ensembles.

Karnik et Mendel ont défini le centroïde d'un ensemble flou de type 2 lui-même un ensemble flou de type 1 garanti par le principe d'extension. Cet ensemble est caractérisé par ses deux extrémités gauche y_l et droite y_r , données par [63] :

$$[y_l, y_r] = \int_{y^1 \in [y_l^1, y_r^1]} \dots \int_{y^M \in [y_l^M, y_r^M]} \int_{f^1 \in [\underline{f}^1, \bar{f}^1]} \dots \int_{f^M \in [\underline{f}^M, \bar{f}^M]} \frac{1}{\frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_i f}} \quad (3.100)$$

Pour obtenir une sortie numérique classique à partir du système flou de type 2, l'ensemble de type réduit est ensuite défuzzifié. La valeur de sortie finale est calculée comme la moyenne des deux extrémités de l'ensemble réduit [64] :

$$y_G = \frac{y_l + y_r}{2} \quad (3.101)$$

3.6 Application et résultats de la simulation

Dans cette partie, nous réaliserons un test de robustesse et de bruit (pente) sur les contrôleurs flous de type 1 et de type 2 afin d'évaluer les performances du système .

Ces tests sont effectués dans les mêmes conditions que précédemment, le système de propulsion étant composé de deux moteurs synchrones à aimants permanents montés sur les roues arrière, assurant une commande indépendante de chaque roue et une stabilité dynamique supérieure.

3.6.1 Synthèse de la logique floue type 1 pour la commande en vitesse du VE

Le régulateur à logique floue utilisé est de type Mamdani. Il possède deux entrées : l'erreur e et sa variation Δe , ainsi qu'une seule sortie notée *CONTROL*.

Dans notre simulation sous Simulink, cette approche a été choisie car elle permet de traduire une connaissance experte sous forme de règles de décision simples, intuitives et facilement compréhensibles. Le contrôleur flou adapte ainsi l'action de commande en fonction de l'évolution du système, ce qui améliore les performances dynamiques et la robustesse de la commande face aux perturbations (Figure 3.52).

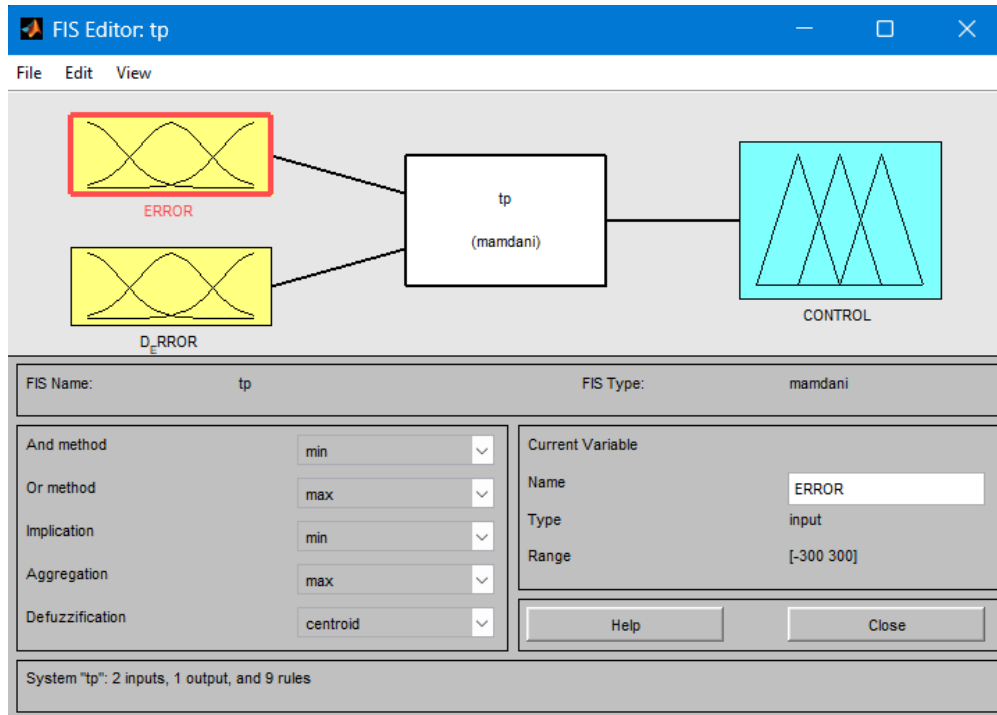


FIG. 3.52 : Système de contrôleur floue type 1

- Fonctions d'appartenance

On utilise des fonctions d'appartenance triangulaires.

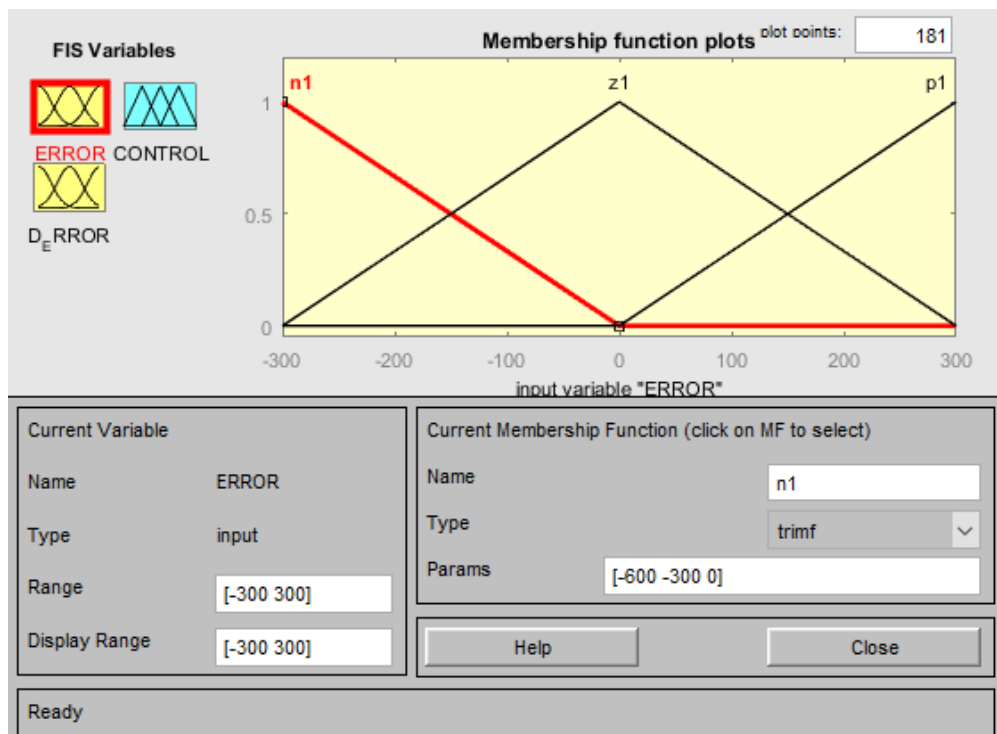


FIG. 3.53 : Fonction d'appartenance pour l'entrée Error

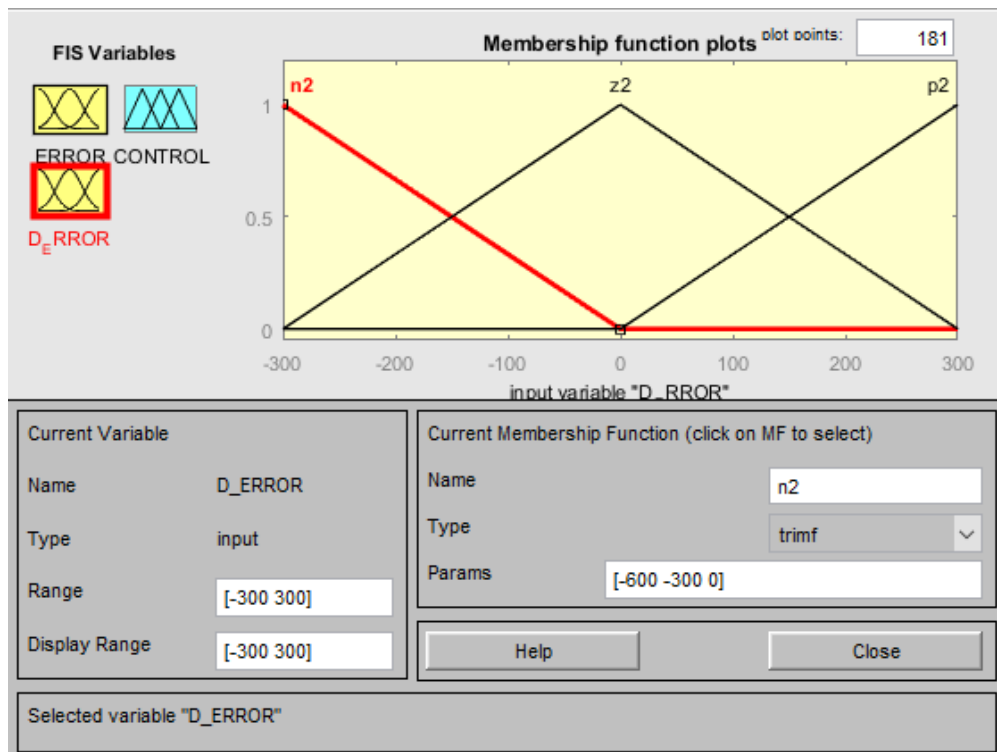


FIG. 3.54 : Fonction d'appartenance pour l'entrée DE

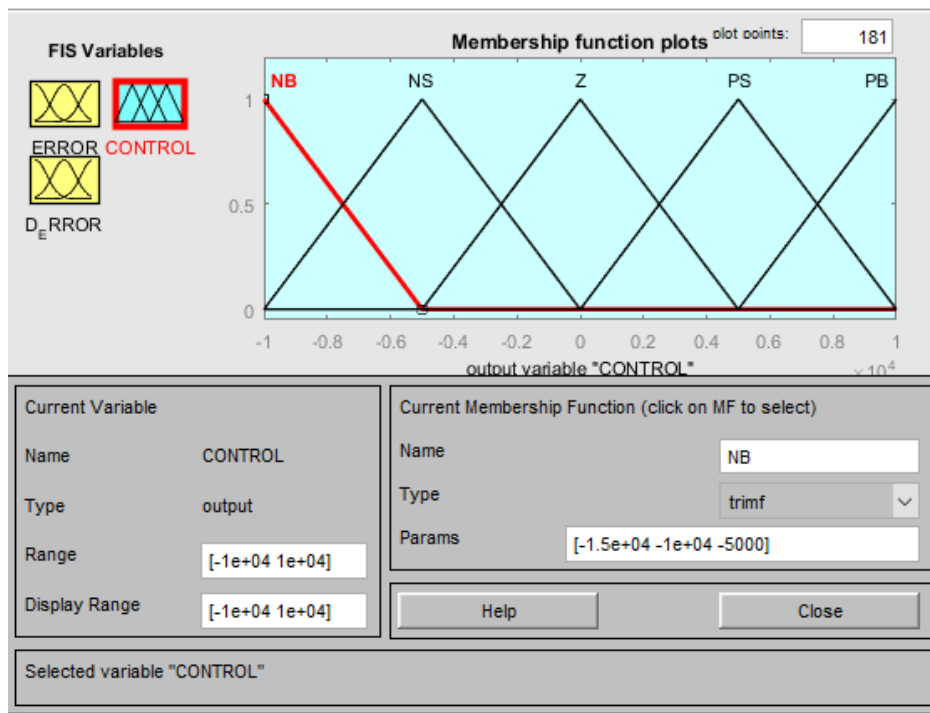


FIG. 3.55 : Fonction d'appartenance pour sortie control

• Base des règles

Le système flou utilisé est de type Mamdani. Il repose sur un ensemble de règles linguistiques de type « Si... Alors... », permettant de reproduire le raisonnement d'un expert humain. L'inférence floue est réalisée à l'aide de la méthode min-max, largement utilisée pour sa simplicité et son efficacité dans les applications de commande.

Dans notre système, le régulateur flou fonctionne en utilisant 9 règles mentionnées dans le tableau ci-dessous :

$E / \Delta E$	N2	Z2	P2
N1	NB	NS	Z
Z1	NS	Z	PS
P1	Z	PS	PB

TAB. 3.3 : Tbleau de règles 3×3

Avec :

- N1 / N2 : Négative
- NS / NB : *Negative Small* / *Negative Big*

- **Z1 / Z2 / Z** : Zéro
- **P1 / P2** : Positive
- **PS / PB** : *Positive Small / Positive Big*

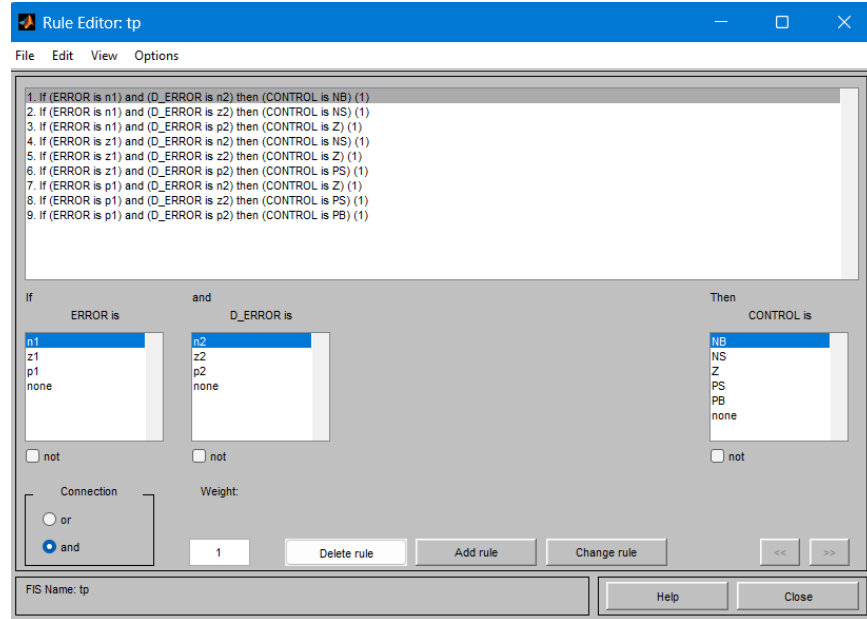


FIG. 3.56 : Tableau de règle 3x3

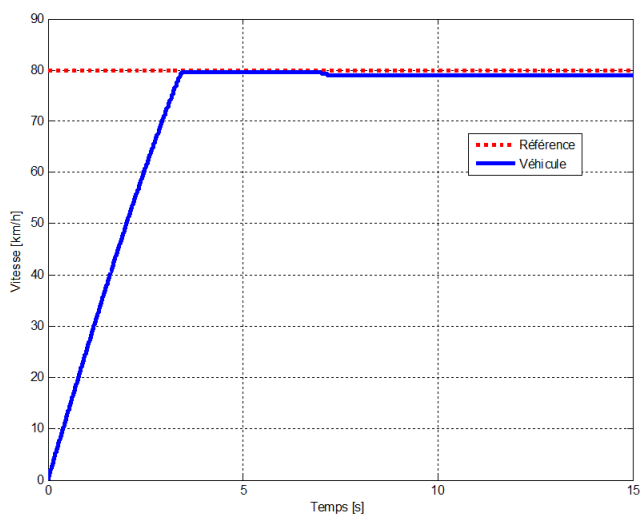
3.6.1.1 Test 1 : Poursuite de trajectoire

Ce premier test consiste à faire circuler le véhicule sur une route droite à une vitesse de référence de 80 km/h, avec l'application d'une pente de 17° à $t = 7$ s (Figure 3.57). D'après la figure de vitesse, le régulateur flou de type 1 assure un suivi correct de la consigne. Le véhicule atteint une vitesse de 80 km/h sans dépassement, avec un temps de réponse d'environ 3,4 secondes, principalement dû à l'inertie mécanique du véhicule. Lorsque la pente apparaît à $t = 7$ s, le système est affecté de manière claire par la perturbation, ce qui montre la sensibilité du régulateur à cette perturbation.

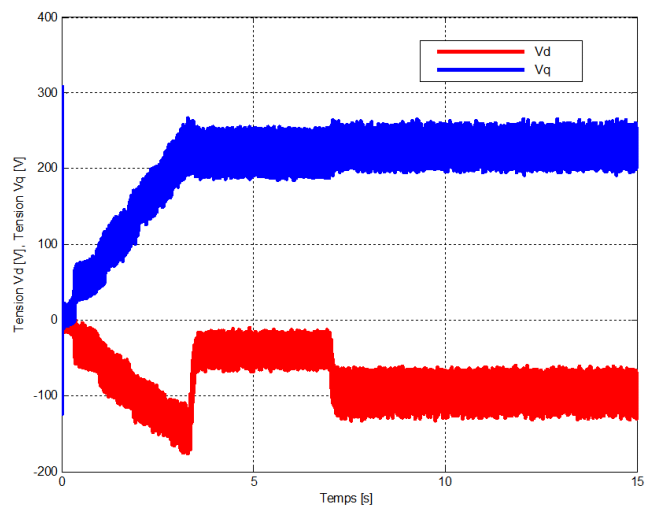
Concernant le couple électromagnétique, il atteint sa valeur maximale au démarrage pour assurer l'accélération du véhicule, puis diminue en régime établi pour compenser les frottements et les pertes aérodynamiques. À $t = 7$ s, il s'élève pour rencontrer la composante gravitationnelle de la pente.

3.6.1.2 Test 2 : Robustesse face au changement d'inertie

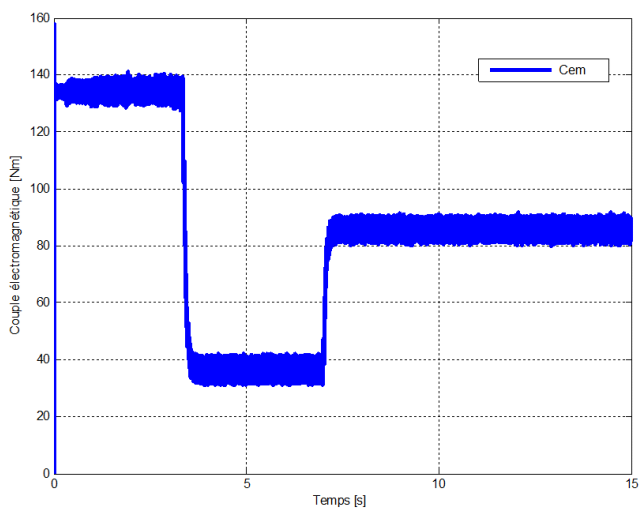
Ce deuxième test vise à évaluer la robustesse du régulateur flou de type 1 face à une variation paramétrique importante (le masse). Les conditions de conduite restent identiques au test 1 (consigne de 80 km/h, pente de 17° à $t = 7$ s), mais une masse supplémentaire de 20 % de la masse totale du véhicule est ajoutée dès $t = 0$, ce qui alourdit considérablement l'inertie mécanique du système (Figure 3.58). D'après la figure de vitesse, le véhicule parvient bien à rejoindre sa consigne de 80 km/h, mais avec un temps de réponse légèrement plus long qu'au test 1 (4.12 s). Malgré cela, la montée en vitesse reste régulière et sans dépassement significatif, ce qui démontre que le régulateur flou adapte naturellement son action à la nouvelle dynamique du système.



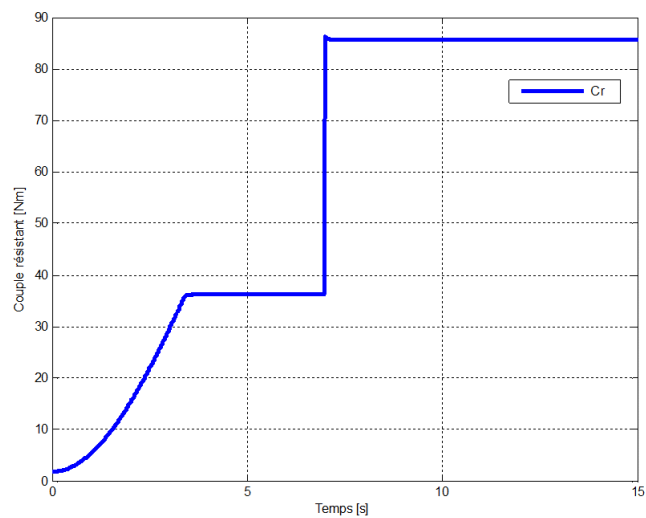
(a) Vitesse [km/h]



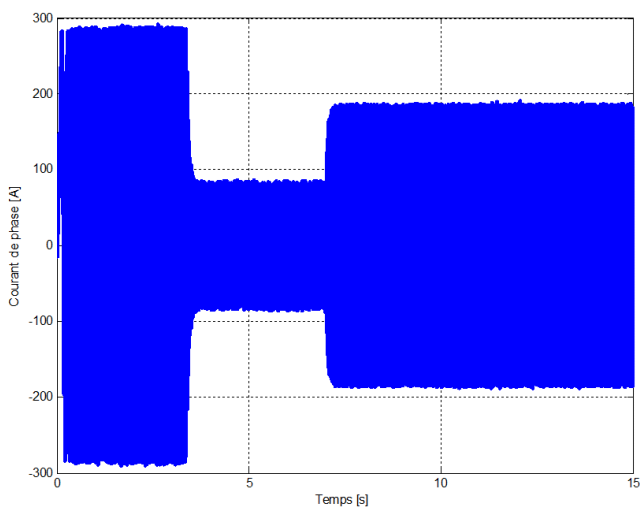
(b) Tension V_d [V] et tension V_q [V]



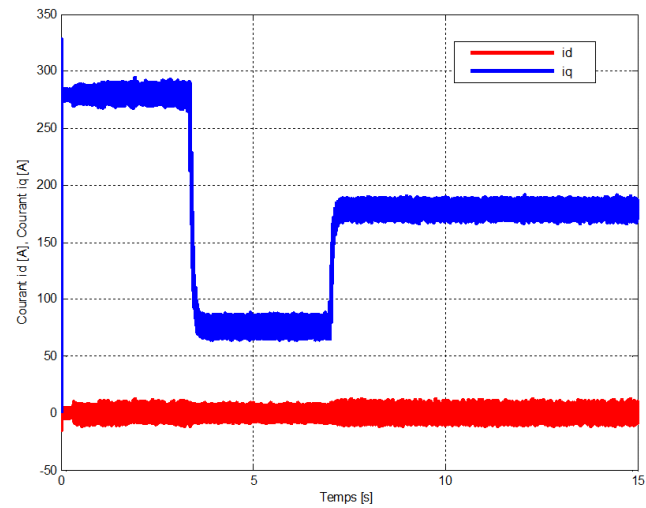
(c) Couple électromagnétique C_{em} [Nm]



(d) Couple résistant C_r [Nm]

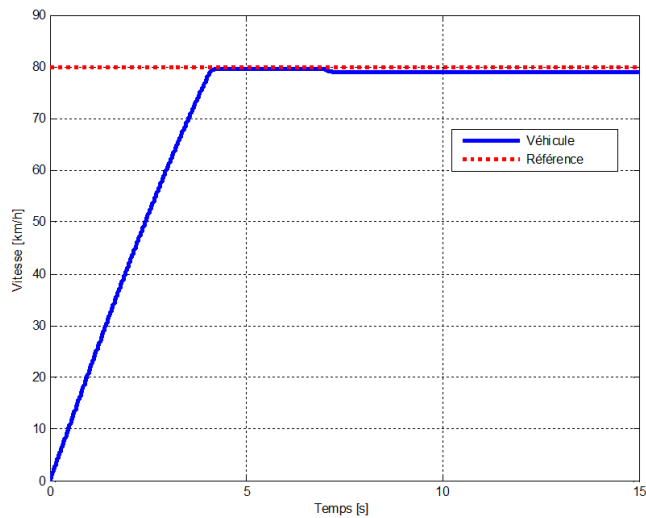


(e) Courant de phase [A]

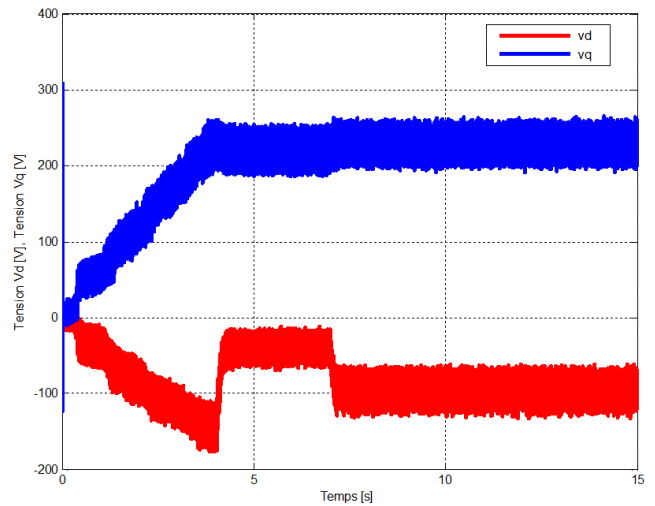


(f) Courant i_d [A] et courant i_q [A]

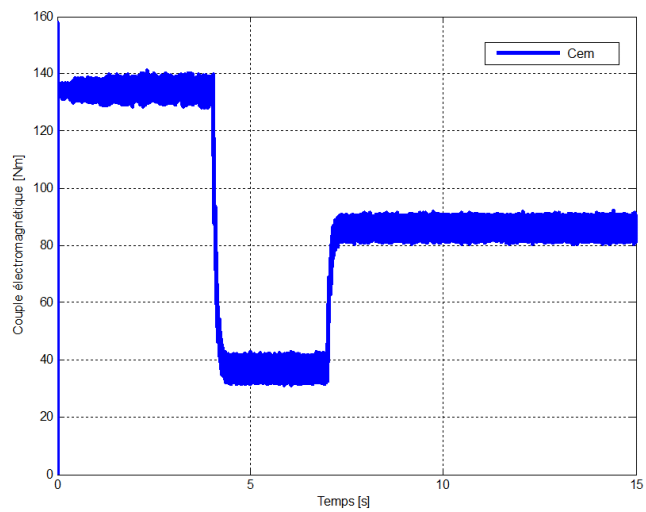
FIG. 3.57 : Test 1 : Poursuite de trajectoire avec régulateur flou type 1



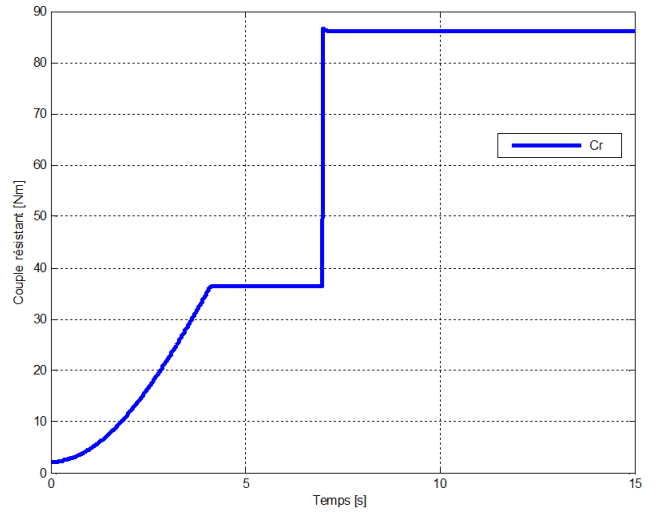
(a) Vitesse [km/h]



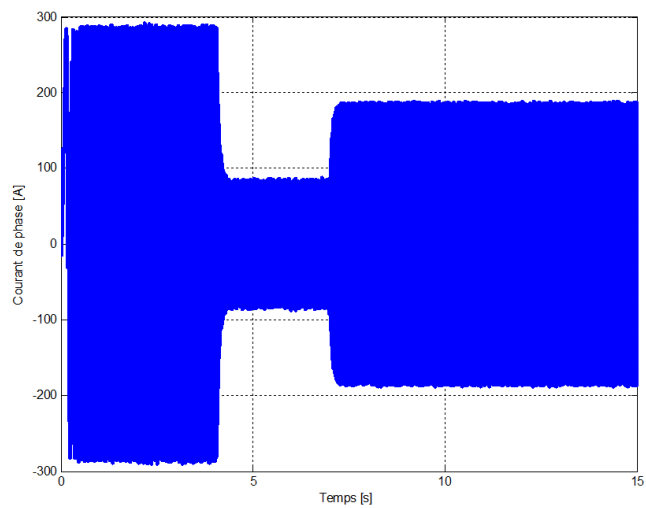
(b) Tension V_d [V] et tension V_q [V]



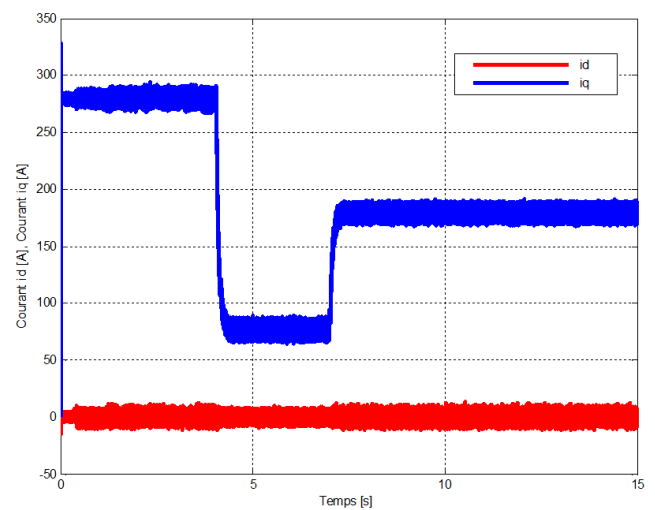
(c) Couple électromagnétique C_{em} [Nm]



(d) Couple résistant C_r [Nm]



(e) Courant de phase [A]



(f) Courant i_d [A] et courant i_q [A]

FIG. 3.58 : Test 2 : Robustesse du régulateur flou face aux variations d'inertie mécanique

• Conclusion

En conclusion, les résultats obtenus montrent que le régulateur flou de type 1 assure une poursuite efficace de la consigne de vitesse avec un comportement globalement stable, même soumis à une charge accrue et à une perturbation de pente à $(t = 7, s)$. Malgré l'augmentation de l'inertie et les perturbations extérieures, le système maintient la poursuite de la consigne sans oscillations importantes, ce qui confirme la robustesse du régulateur face aux variations de fonctionnement.

3.6.2 Application de PI floue pour la commande en vitesse du VE

La synthèse de régulateur PI floue repose sur l'utilisation de l'erreur de vitesse et sa dérivé comme étant des variables d'entrées ainsi que les gains k_p et k_i comme des sortie de commande (Figure 3.59).

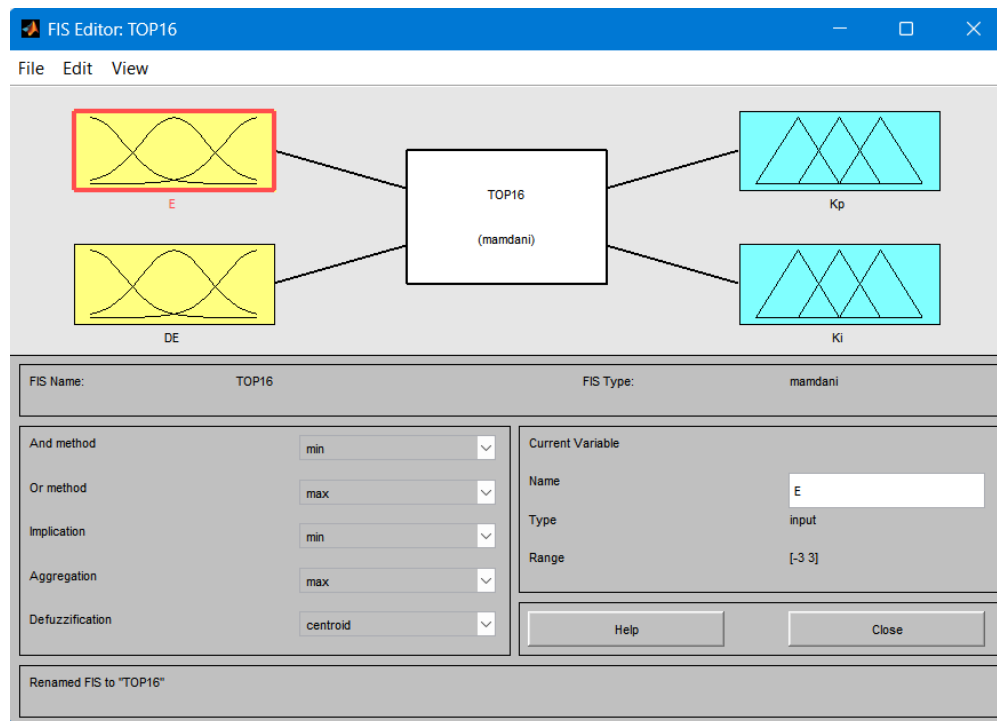


FIG. 3.59 : Système de contrôleur PI flou

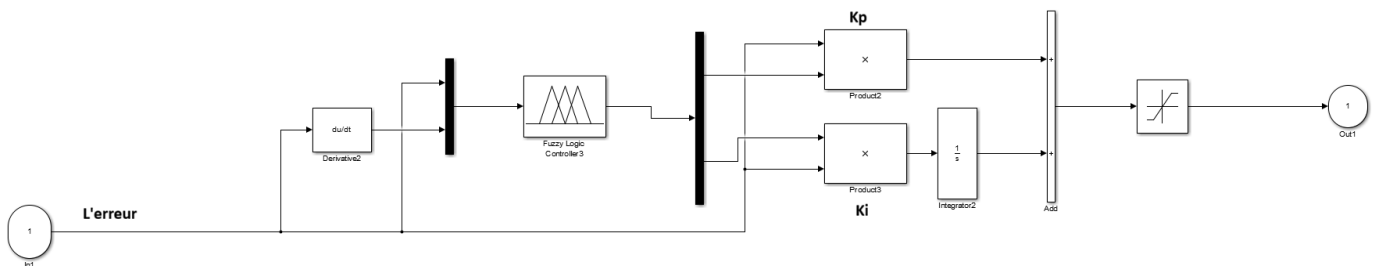
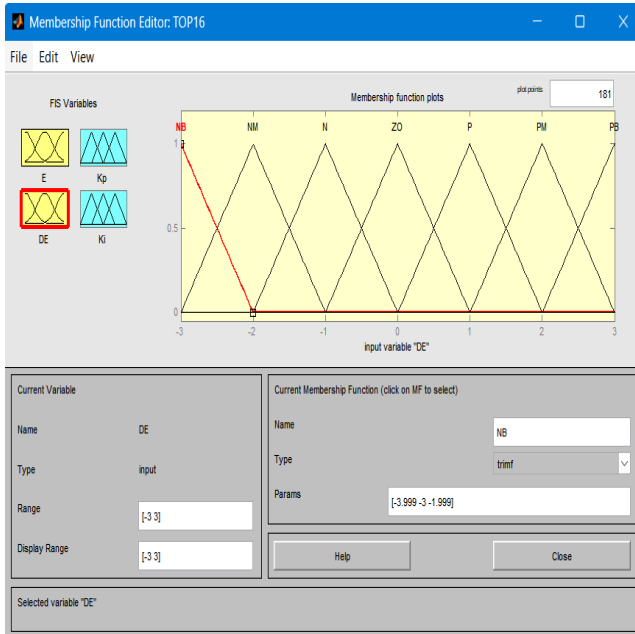
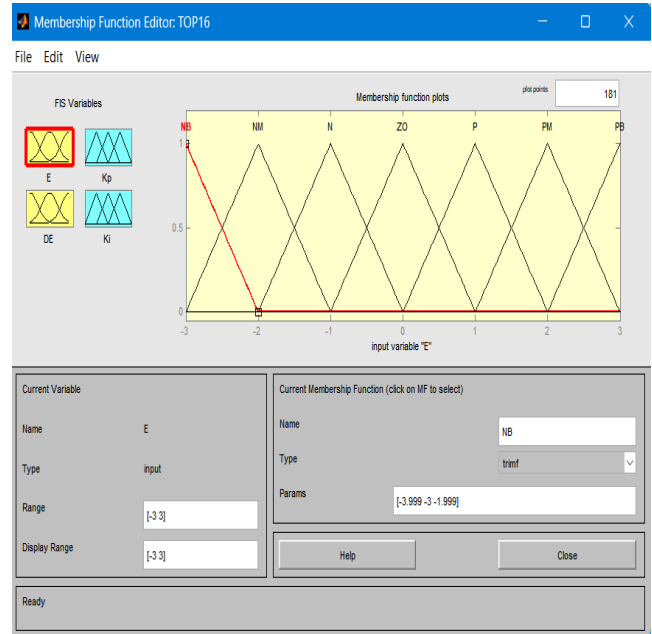


FIG. 3.60 : Schéma bloc du régulateur flou implémenté sous Simulink

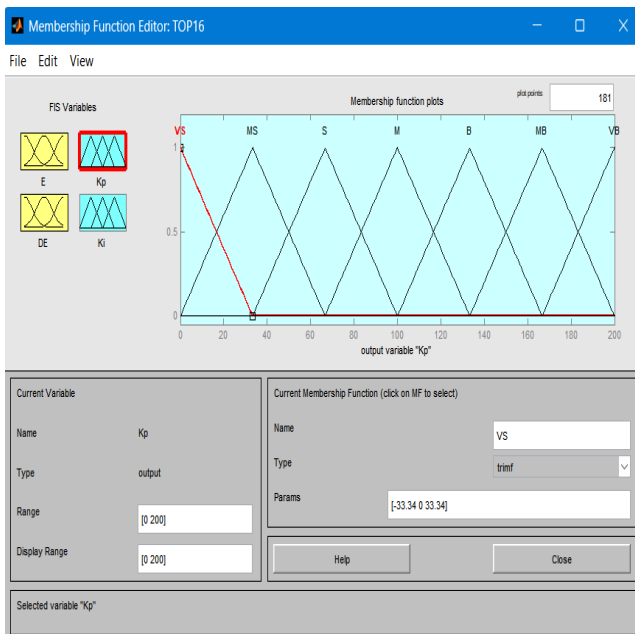
• Fonctions d'appartenance



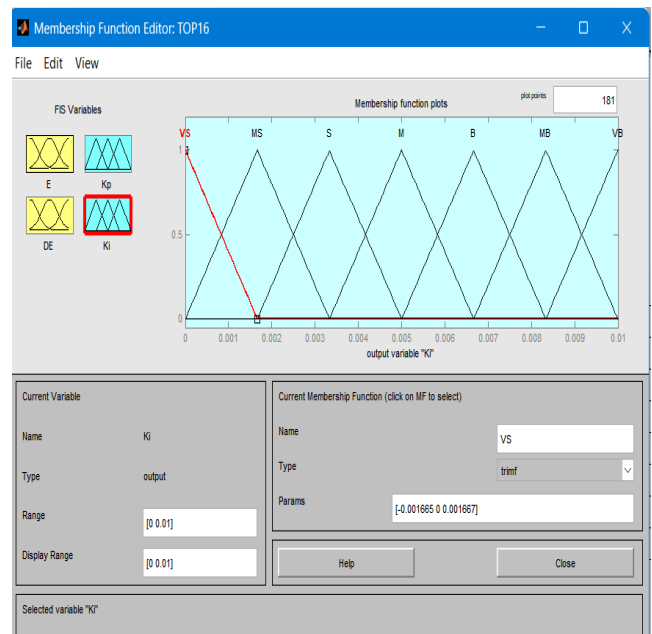
(a) Entrée : Fonctions d'appartenance de Δe



(b) Entrée : Fonctions d'appartenance de e



(c) Sortie : Fonctions d'appartenance de K_p



(d) Sortie : Fonctions d'appartenance de K_i

FIG. 3.61 : Fonctions d'appartenance entrées / sorties du régulateur PI flou

• Bases des règles

Les règles de décision qui permettent de faire le lien entre les entrées et les sorties sont regroupées dans les figures suivantes :

E / ΔE	NB	NM	NS	Z0	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	PS	Z0
NM	PB	PB	PM	PM	PS	Z0	Z0
NS	PM	PM	PM	PS	Z0	PS	PM
Z0	PM	PS	PS	Z0	PS	PM	PM
PS	PS	PS	Z0	PS	PS	PM	PM
PM	Z0	Z0	PS	PM	PM	PM	PB
PB	Z0	PS	PS	PM	PM	PB	PB

TAB. 3.4 : Tableau de règles 7×7 de K_p

E / ΔE	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PB	PM	PM	Z0	Z0
NM	PB	PB	PM	PM	PS	Z0	Z0
NS	PM	PM	PS	PS	Z0	PS	PS
Z	PM	PS	PS	Z0	PS	PS	PM
PS	PS	PS	Z0	PS	PS	PM	PM
PM	Z0	Z0	PB	PM	PM	PB	PB
PB	Z0	Z0	PS	PM	PM	PB	PB

TAB. 3.5 : Tableau de règles 7×7 de K_i

- **NB** : *Negative Big* (négatif grand)
- **NM** : *Negative Medium* (négatif moyen)
- **NS** : *Negative Small* (négatif petit)
- **Z** ou **Z0** : *Zero* (zéro)
- **PS** : *Positive Small* (positif petit)
- **PM** : *Positive Medium* (positif moyen)
- **PB** : *Positive Big* (positif grand)

Afin de tester la robustesse étudiée du régulateur PI flou synthétisé, nous réalisons les mêmes tests que précédemment sur ce système (test de poursuite de trajectoire et Robustesse face au changement d'inertie) dans les mêmes conditions, puis nous comparons les résultats obtenus.

3.6.2.1 Test 1 : Poursuite de trajectoire

La vitesse du véhicule rejoint sa consigne de 80 km/h avec un temps de réponse de 3.6 s, ce qui est particulièrement remarquable ici, c'est que lors de l'application de la pente à $t = 7$ s, la vitesse ne présente pratiquement aucun fléchissement visible, le zoom intégré à la figure le confirme clairement (Figure 3.62), la courbe du véhicule suit la référence de façon quasi parfaite. Cela s'explique par la capacité du PI flou à ajuster automatiquement ses gains K_p et K_i en temps réel :

dès que la perturbation apparaît, le régulateur recalcule son action corrective sans laisser l'erreur s'installer, ce qui lui permet de maintenir la trajectoire de référence de manière transparente.

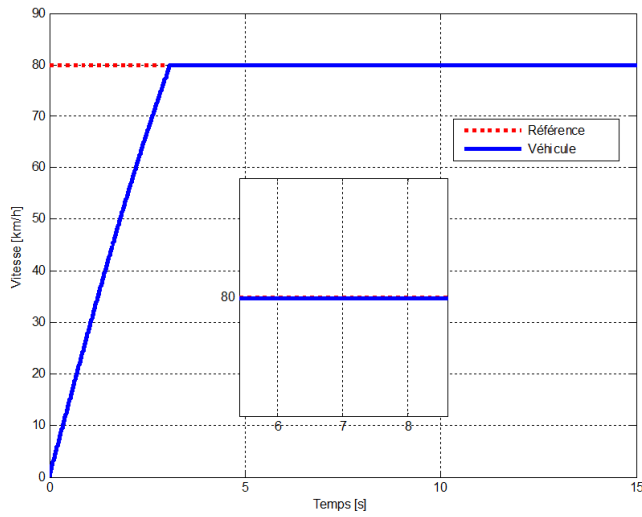
3.6.2.2 Test 2 : Robustesse face au changement d'inertie

La vitesse du véhicule rejoint sa consigne de 80 km/h avec un temps de réponse de 4.1 s, légèrement allongé du fait de l'inertie accrue par la surcharge de 20 %. À $t = 7$ s, une perturbation de type pente de 17° est appliquée, et comme dans le Test 1, les résultats montrent que le régulateur maintient la vitesse à sa consigne avec un rejet de perturbation efficace, confirmant ainsi sa robustesse face aux variations de charge. Cela s'explique par la capacité du régulateur PI flou à compenser en temps réel les incertitudes paramétriques : grâce à son mécanisme d'inférence, le contrôleur adapte instantanément l'action corrective pour fournir le couple supplémentaire requis, empêchant toute déviation et maintenant le suivi de trajectoire avec une robustesse totale face à la variation de masse (Figure 3.63).

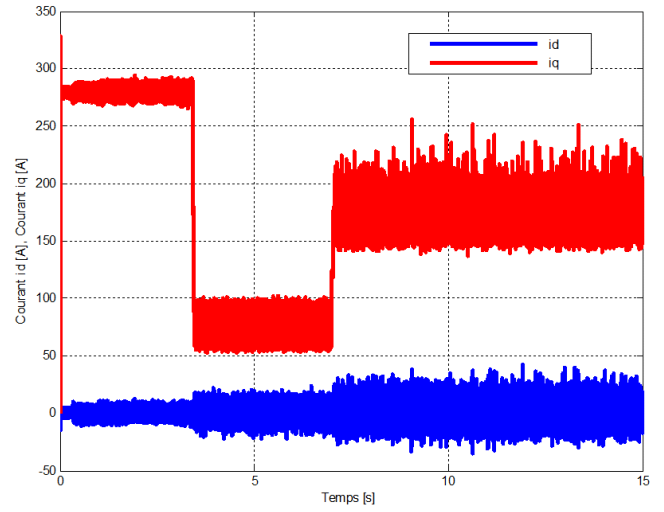
D'après ces tests, si on compare entre régulateur flou de type 1 et PI flou : Le régulateur flou de type 1 offre de bonnes performances en poursuite de trajectoire, avec un suivi correct de la consigne et une réponse globalement stable. Cependant, face aux perturbations extérieures, notamment lors du passage sur une pente, il présente un léger transitoire de vitesse, révélant une certaine limitation dans sa capacité de rejet des perturbations.

Le PI flou, grâce à l'ajustement automatique de ses gains K_p et K_i en temps réel, ne se contente pas de suivre la consigne : il la maintient même en présence de perturbations, sans écart perceptible ni dépassement. Le passage par la pente n'a pratiquement aucun impact sur la courbe de vitesse, ce qui témoigne d'une robustesse nettement supérieure.

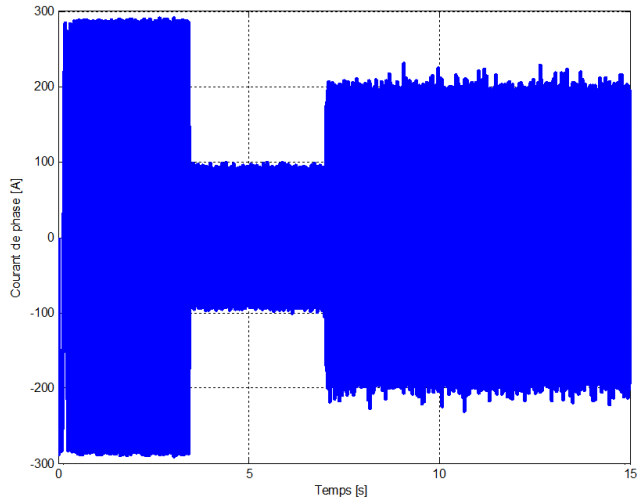
Enfin, si le régulateur flou de type 1 constitue déjà une alternative intéressante aux correcteurs classiques, le PI flou représente une solution plus aboutie, alliant la flexibilité de la logique floue à la structure éprouvée du correcteur PI. Cette combinaison lui confère une adaptabilité et une robustesse particulièrement adaptées aux exigences de la commande des véhicules électriques.



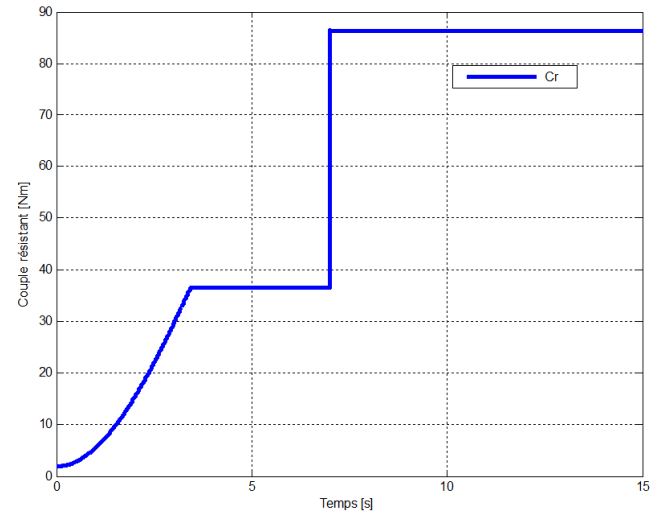
(a) Vitesse [km/h]



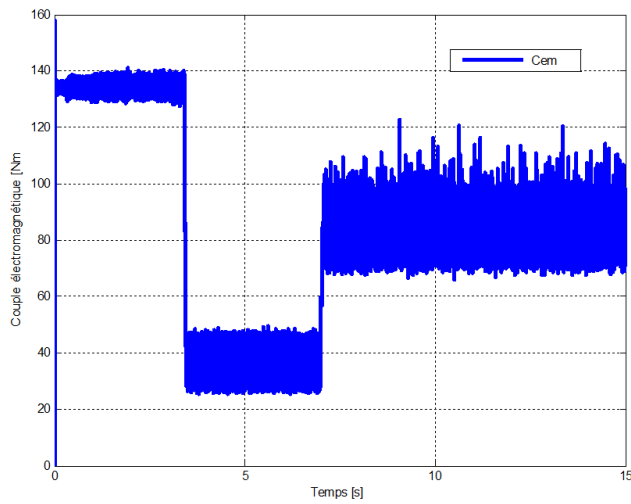
(b) Courant i_d [A] et courant i_q [A]



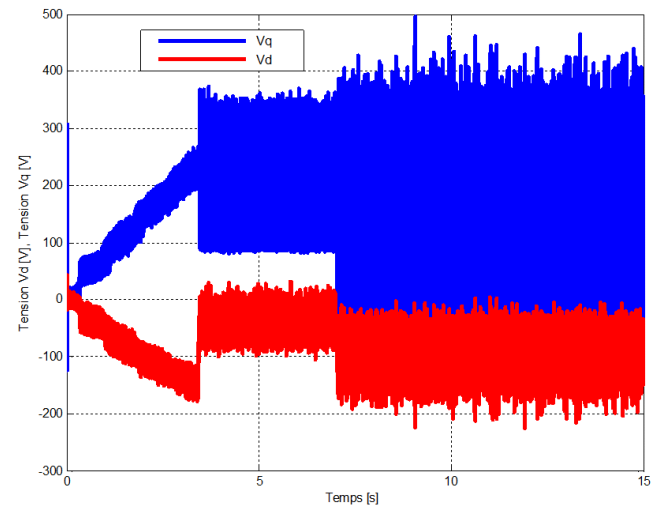
(c) Courant de phase [A]



(d) Couple résistant C_r [Nm]

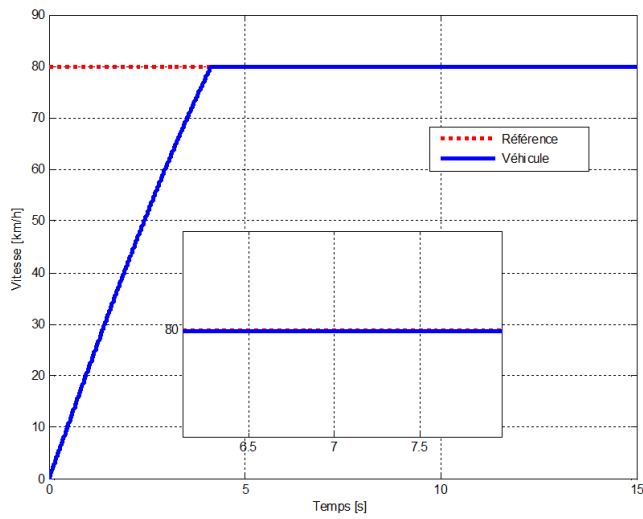


(e) Couple électromagnétique C_{em} [Nm]

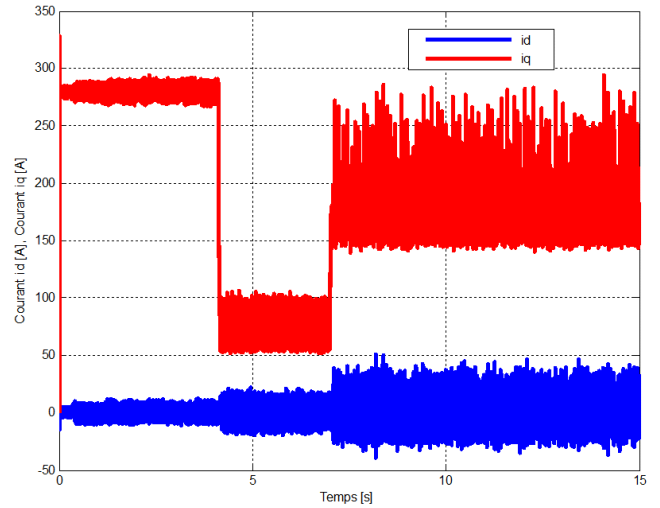


(f) Tension V_d [V] et tension V_q [V]

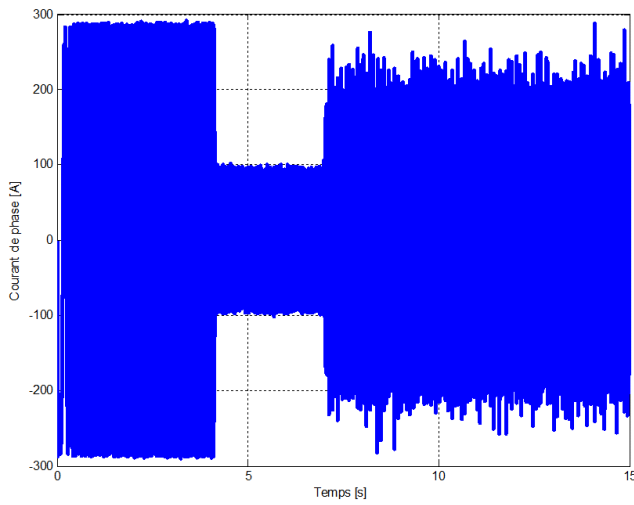
FIG. 3.62 : Test 1 : Poursuite de trajectoire avec régulateur PI flou



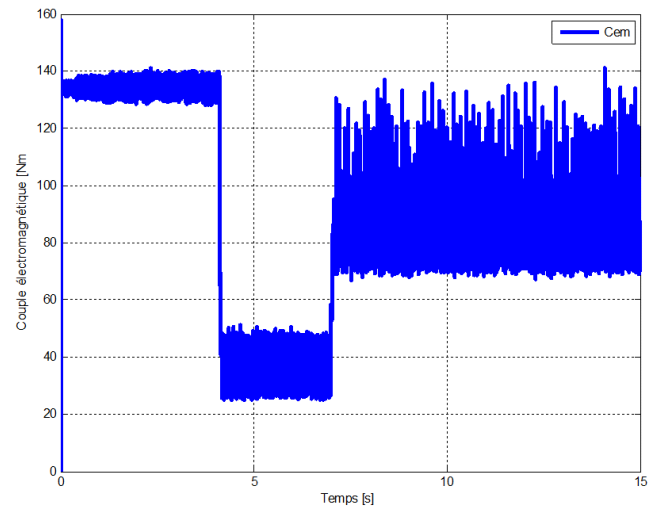
(a) Vitesse [km/h]



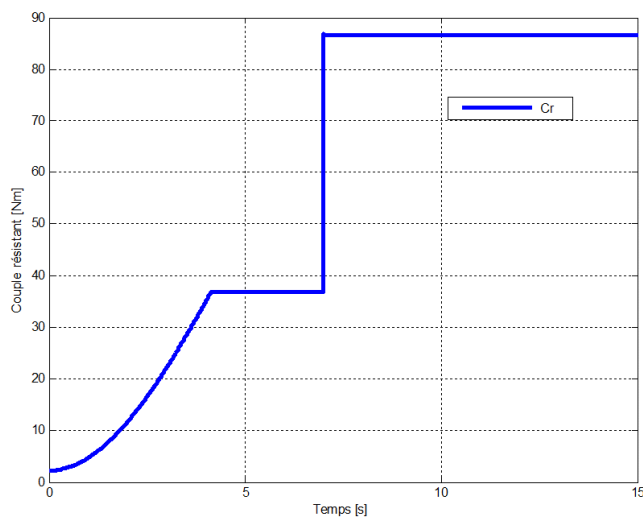
(b) Courant i_d [A] et courant i_q [A]



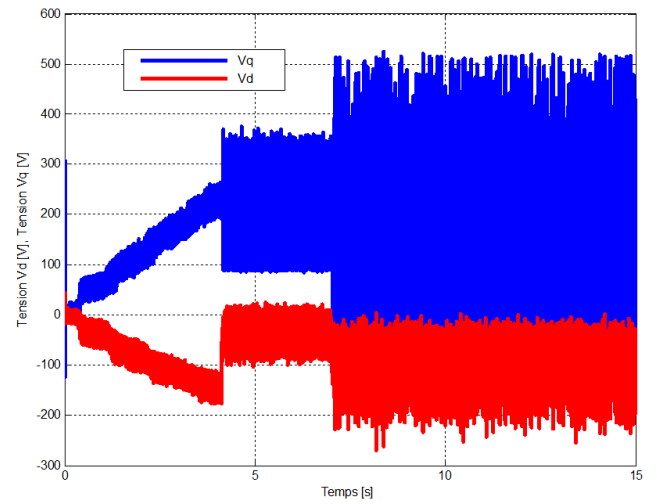
(c) Courant de phase [A]



(d) Couple électromagnétique C_{em} [Nm]



(e) Couple résistant C_r [Nm]



(f) Tension V_d [V] et tension V_q [V]

FIG. 3.63 : Test 2 : Robustesse du régulateur PI flou face aux variations d'inertie mécanique

3.6.3 Synthèse de la logique floue type 2 pour la commande en vitesse du VE

Dans cette partie, on conserve la même structure qu'un régulateur flou de type 1, sauf que les fonctions d'appartenance d'entrée et de sortie du type 2 se différencient par rapport à la logique floue classique.

(Figure 3.64).

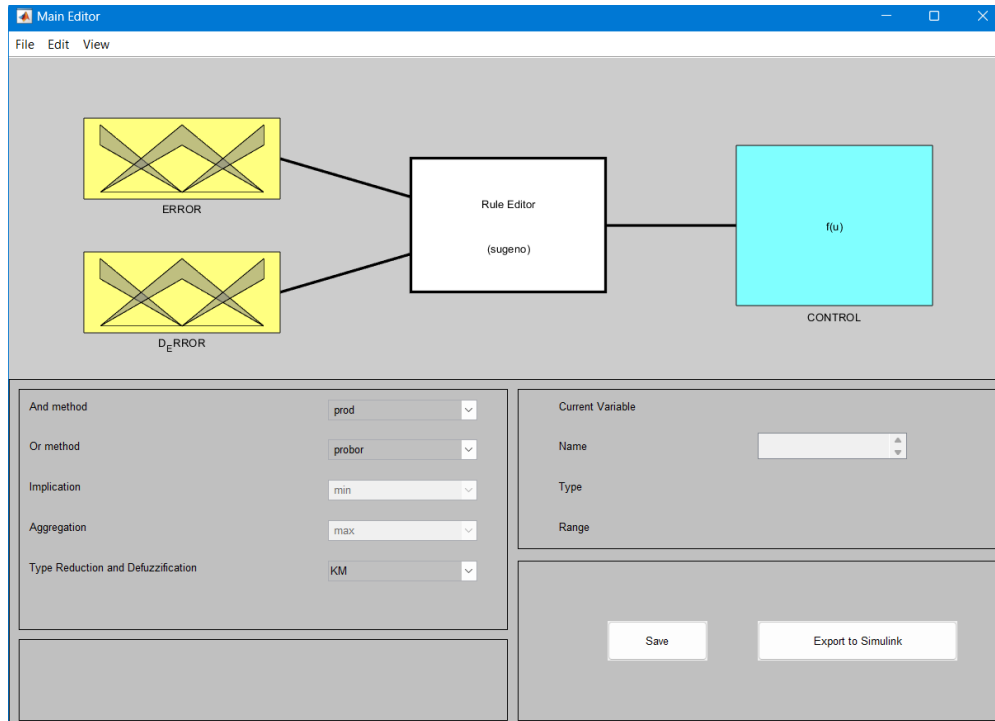


FIG. 3.64 : Système du contrôleur floue type 2

- Fonctions d'appartenance

Lors de la transition vers le type 2, ces fonctions sont modifiées pour intégrer une incertitude en introduisant le Footprint of Uncertainty (FOU), ce qui transforme chaque fonction, initialement représentée par une courbe unique, en un intervalle entre une limite supérieure et une limite inférieure afin de représenter l'incertitude, permettant de mieux représenter les imprécisions et variations des données.

Contrairement au flou de type 1, le degré d'appartenance n'est plus une valeur unique mais un intervalle de valeurs. Cette caractéristique améliore la robustesse du contrôleur face aux perturbations et aux incertitudes du système.

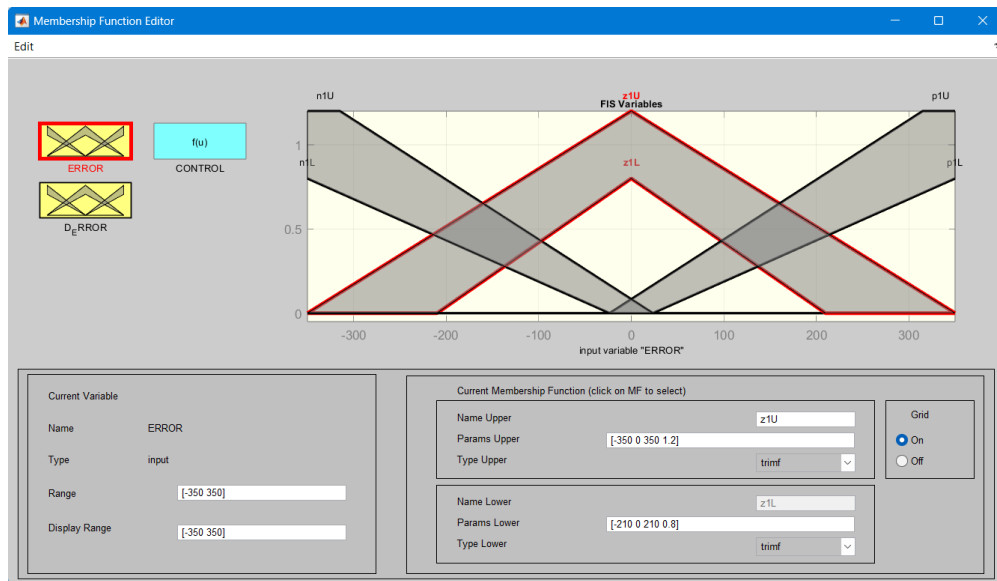


FIG. 3.65 : Fonction d'appartenance de l'entrée erreur

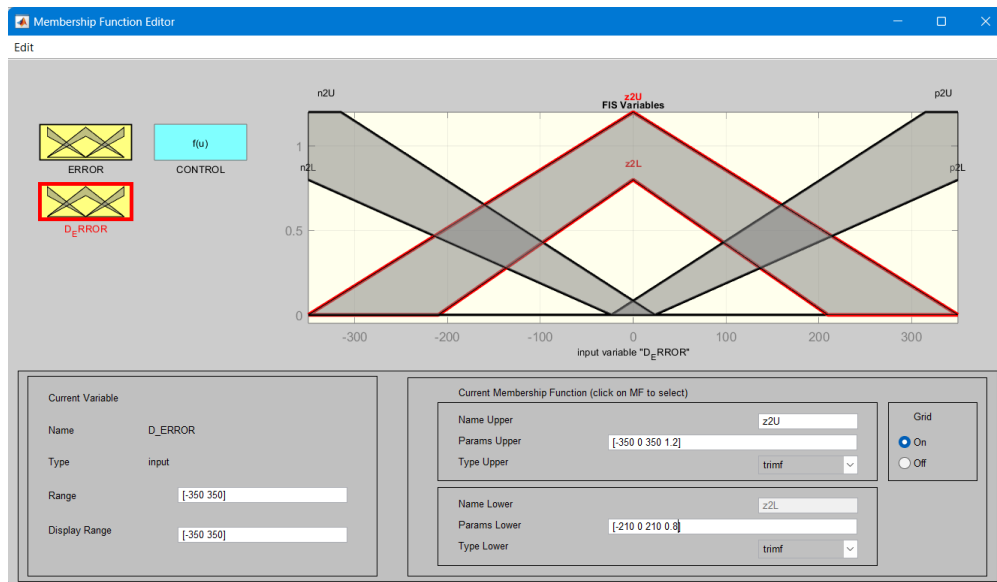


FIG. 3.66 : Fonction d'appartenance de l'entrée dérivée de l'erreur

Le modèle Sugeno est implémenté dans le *Membership Function Editor* en définissant les fonctions d'appartenance des entrées puis en associant à chaque règle une sortie constante ou une fonction mathématique. Cette structure simplifie la conception et réduit le temps de calcul. Contrairement au modèle Mamdani, qui utilise des sorties floues nécessitant une défuzzification, le modèle Sugeno fournit directement une sortie numérique plus adaptée aux applications de commande en temps réel (Figure 3.67).

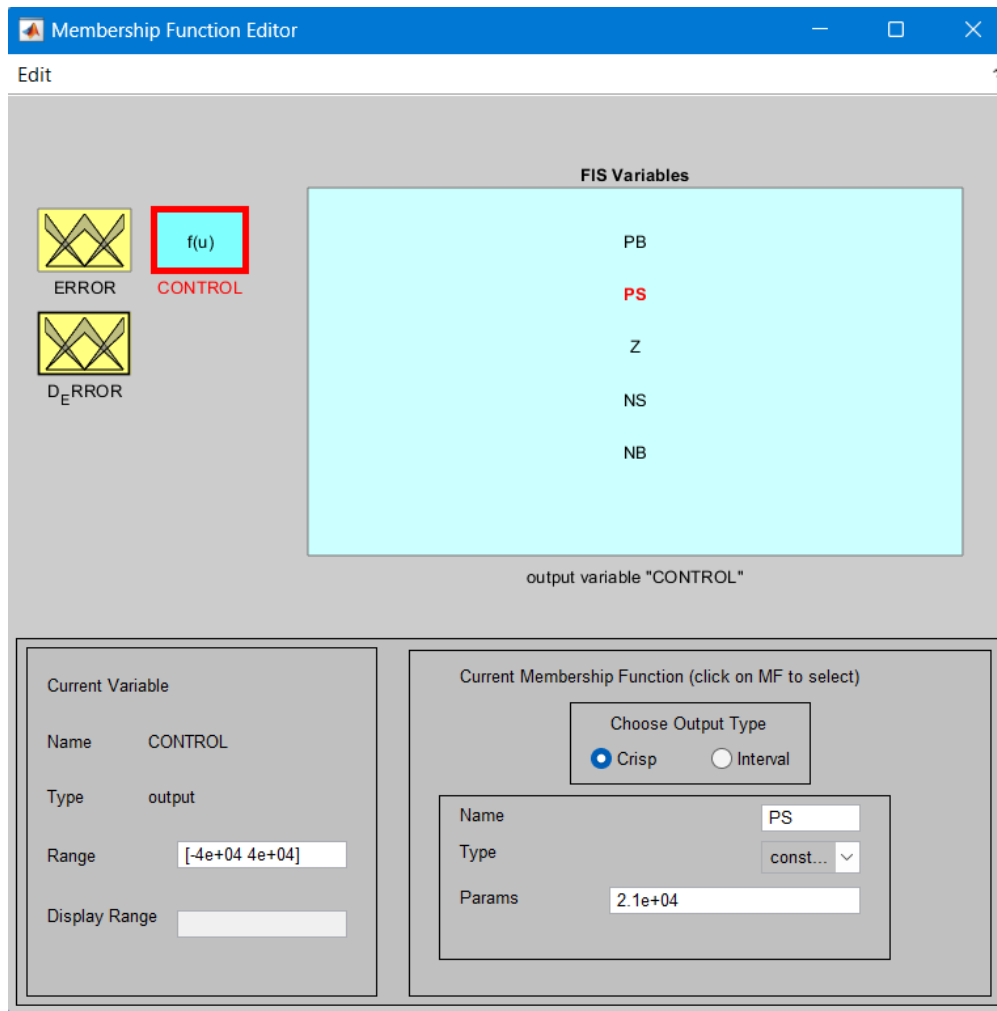


FIG. 3.67 : Fonction d'appartenance pour la sortie de commande

• Base des règles

Le système flou utilisé est de type 2. Comme pour le flou de type 1, il repose sur un ensemble de règles linguistiques de type « Si... Alors... ». Toutefois, les fonctions d'appartenance du flou de type 2 intègrent une zone d'incertitude permettant une meilleure représentation des imprécisions et des perturbations du système.

Dans notre système, le régulateur fonctionne en utilisant 9 règles floues mentionnées dans le tableau suivant :

E / ΔE	N2	Z2	P2
N1	NB	NS	Z
Z1	NS	Z	PS
P1	Z	PS	PB

TAB. 3.6 : Tableau de règles 3×3

Avec :

- **N1 / N2** : Négative
- **NS / NB** : *Negative Small / Negative Big*
- **Z1 / Z2 / Z** : Zéro
- **P1 / P2** : Positive
- **PS / PB** : *Positive Small / Positive Big*

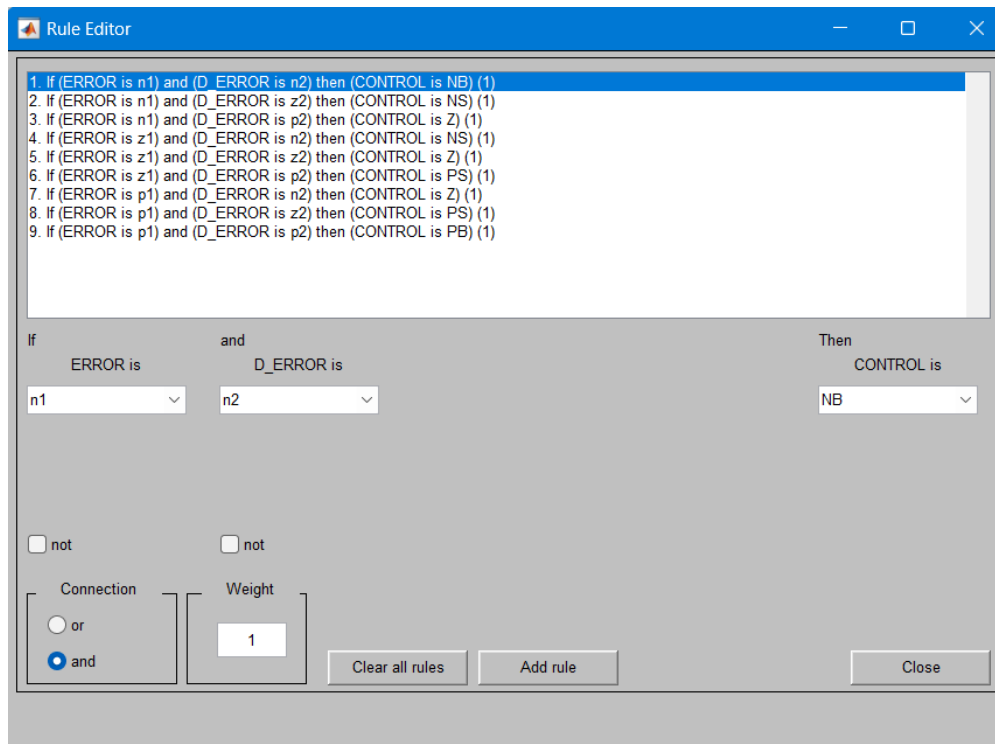


FIG. 3.68 : Liste de règles

3.6.3.1 Test 1 : Poursuite de trajectoire

Ce test reprend exactement les mêmes conditions opératoires que le premier test du régulateur flou de type 1, où le véhicule démarre de zéro pour rejoindre sa consigne de 80 km/h sous l'effet d'une pente de 17° appliquée à $t = 7$ s (Figure 3.69).

La vitesse du véhicule rejoint sa consigne de 80 km/h de manière progressive et sans le moindre dépassement. Lors de l'application de la pente de 17° à $t = 7$ s, le régulateur flou de type 2 réagit instantanément.

3.6.3.2 Test 2 : Robustesse face au changement d'inertie

Ce test aussi reprend exactement les mêmes conditions opératoires que le deuxième test. Il a pour objectif d'évaluer la robustesse du régulateur flou de type 2 face à une variation paramétrique importante, où une incertitude est introduite sur l'inertie globale du véhicule en augmentant sa masse totale de 20 % dès l'instant initial $t = 0$ s (Figure 3.70).

La vitesse du véhicule rejoint sa consigne de 80 km/h avec un temps de réponse de 4,2 s, allongement directement imputable à l'ajout de 20 % de masse qui accroît l'inertie globale du système. À l'instar du Test 1, aucun dépassement n'est observé et lors de l'application de la pente à $t = 7$ s la vitesse ne présente pratiquement aucun fléchissement .

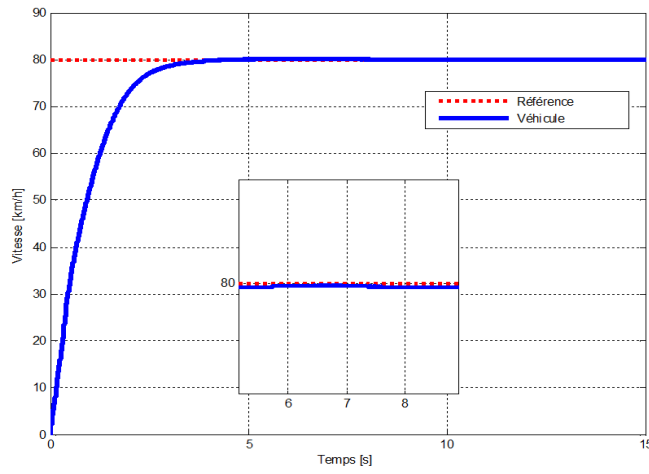
• Conclusion

En conclusion, les résultats obtenus à travers ces deux tests valident la robustesse et l'efficacité de la commande qui basée sur le régulateur flou de type 2.

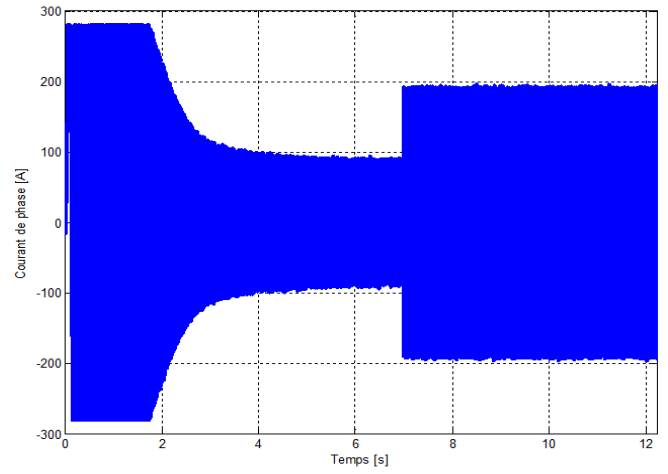
Lors du premier essai, le système a démontré une excellente dynamique de poursuite de trajectoire et une capacité remarquable de rejet de perturbation face à l'introduction abrupte de la pente.

Le second essai, quant à lui, confirme l'aptitude de cette approche adaptative à s'affranchir des incertitudes paramétriques du système.

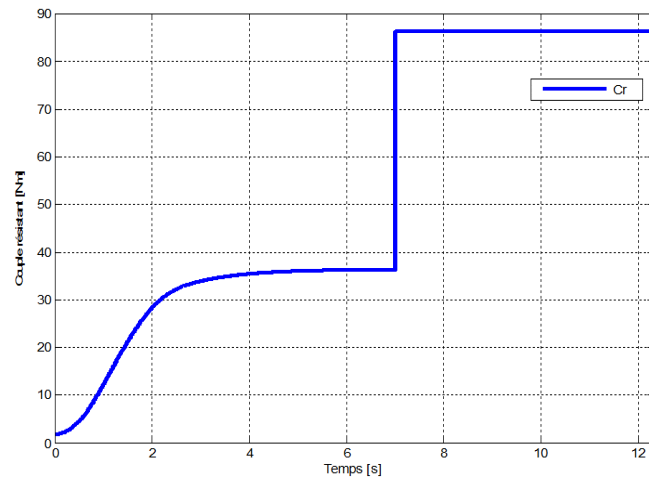
Cela le régulateur flou de type 2 représente une solution adaptée aux exigences de haute performance pour la commande des véhicules électriques.



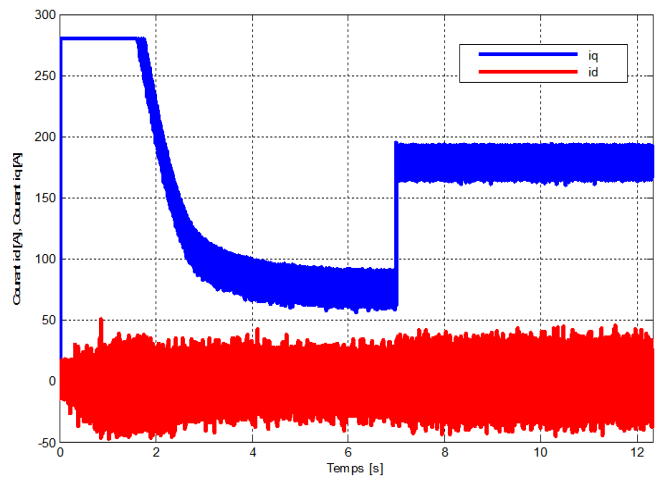
(a) Vitesse [km/h]



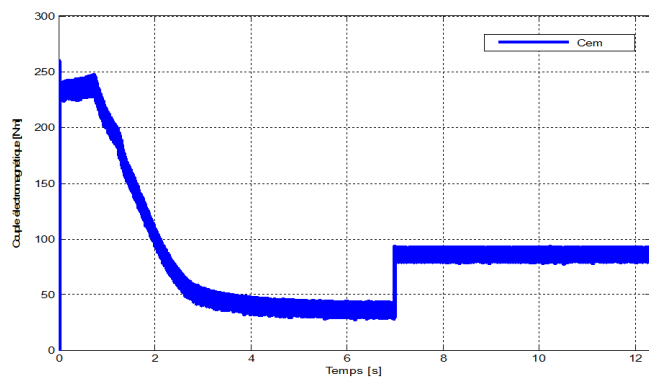
(b) Courant de phase [A]



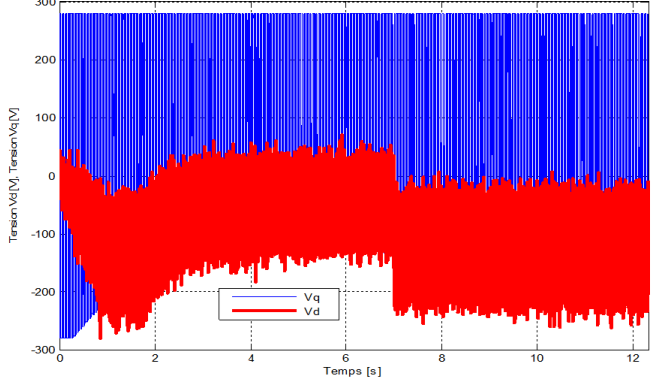
(c) Couple résistant C_r [Nm]



(d) Courant i_d [A] et courant i_q [A]

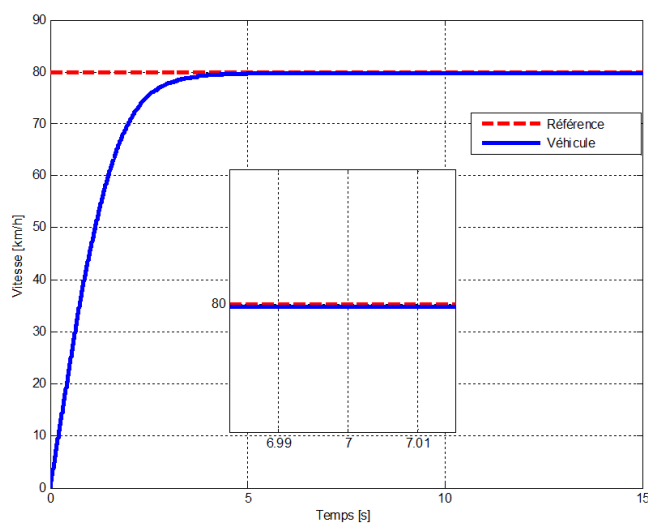


(e) Couple électromagnétique C_{em} [Nm]

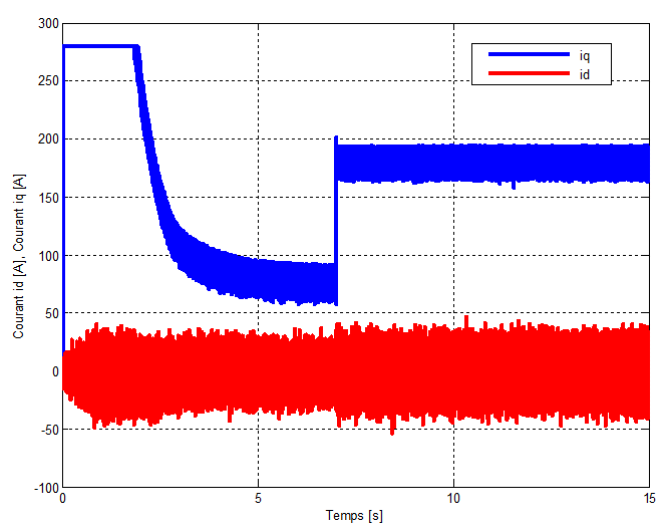


(f) Tension V_d [V] et tension V_q [V]

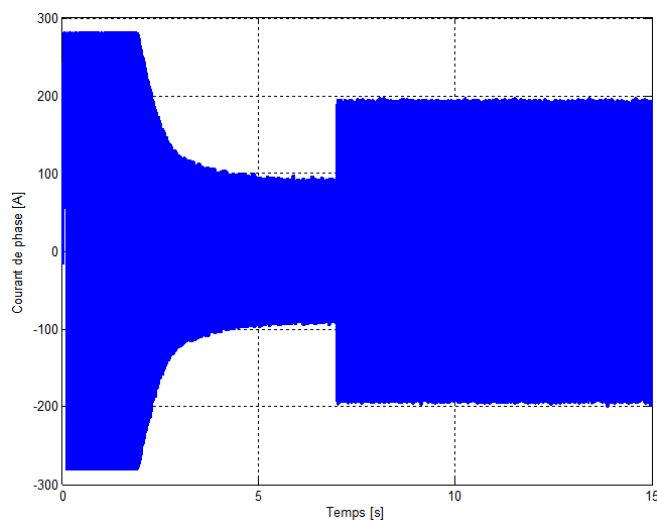
FIG. 3.69 : Test 1 : Poursuite de trajectoire avec régulateur flou type 2



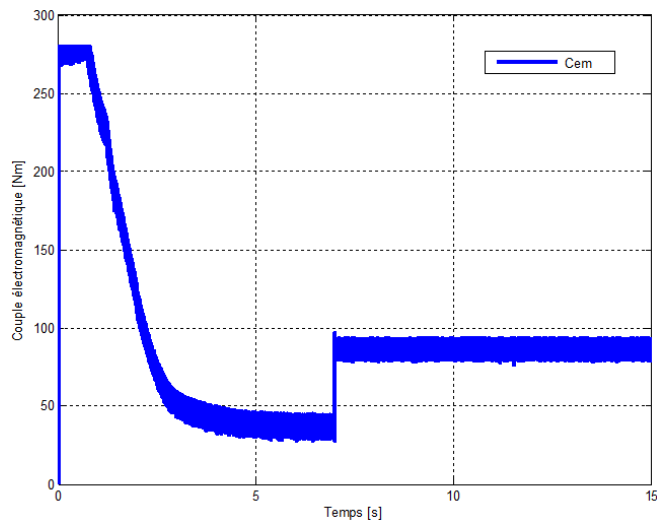
(a) Vitesse [km/h]



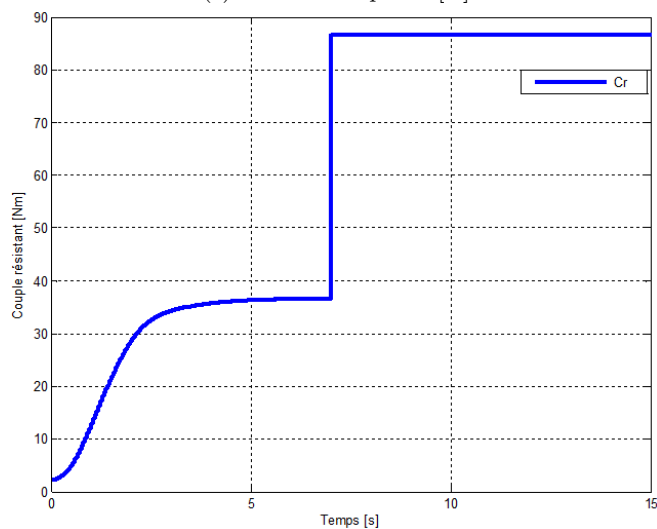
(b) Courant i_d [A] et courant i_q [A]



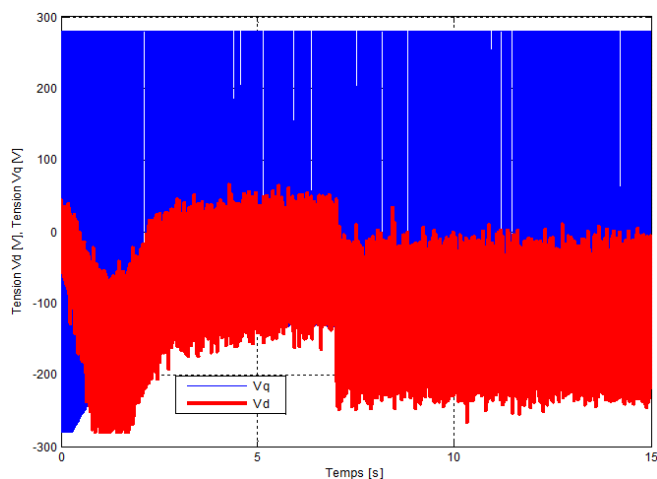
(c) Courant de phase [A]



(d) Couple électromagnétique C_{em} [Nm]



(e) Couple résistant C_r [Nm]



(f) Tension V_d [V] et tension V_q [V]

FIG. 3.70 : Test 2 : Robustesse du régulateur flou type 2 face aux variations d'inertie mécanique

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude approfondie de la commande par logique floue de type 1 et de type 2 a été présentée afin d'améliorer les performances des systèmes de commande appliqués aux véhicules électriques. Les concepts fondamentaux de la logique floue ont d'abord été introduits, notamment les ensembles flous, les univers de discours, les fonctions d'appartenance ainsi que les opérateurs flous ET, OU et NON. Ces éléments constituent la base essentielle pour la conception d'un contrôleur intelligent capable de reproduire un raisonnement proche de celui de l'expert humain.

Par la suite, le principe général du contrôleur flou a été détaillé à travers les différentes étapes de fuzzification, la base de règles, le mécanisme d'inférence et la défuzzification. L'intégration du régulateur PI flou a permis d'obtenir une commande plus souple et plus adaptative, tout en réduisant l'effet des perturbations externes sur le système.

Cependant, malgré ses avantages, la logique floue de type 1 présente certaines limitations liées principalement à la gestion des incertitudes importantes et des variations paramétriques. Pour cette raison, la logique floue de type 2 a ensuite été étudiée. Cette dernière introduit une empreinte d'incertitude supplémentaire permettant une meilleure représentation des phénomènes imprécis et des connaissances ambiguës.

Le contrôleur flou de type 2 a également été présenté à travers ses différentes composantes. Sa structure plus avancée améliore considérablement la robustesse du système face aux perturbations, aux variations d'inertie du véhicule électrique.

Enfin, les applications de la logique floue de type 1 et de type 2 ont montré que ces techniques constituent des solutions intelligentes et performantes pour la commande d'un véhicule électrique. L'étude comparative met en évidence que la logique floue de type 2 offre une meilleure stabilité, une précision plus élevée et une capacité d'adaptation supérieure, particulièrement dans les environnements incertains. Ainsi, l'utilisation des contrôleurs flous représente une approche prometteuse pour améliorer les performances dynamiques, la robustesse et la qualité de commande des véhicules électriques modernes.

Conclusion générale

Ce travail avait pour objectif la modélisation et la mise en œuvre de stratégies de commande, classique et par logique floue, d'un véhicule électrique à deux roues motrices, chacune entraînée par un moteur synchrone à aimants permanents [46].

La première phase de ce travail a été dédiée à l'analyse des systèmes de propulsion électrique, en examinant leurs architectures topologiques ainsi que les composants fonctionnels de leur chaîne d'entraînement. Un modèle mathématique simplifié du véhicule a ensuite été élaboré, intégrant successivement la dynamique longitudinale du mouvement, puis la représentation du sous-système électrique, avant d'aborder le couplage entre les deux sous-modèles mécanique et électrique. La synthèse de ces deux modèles a conduit à l'établissement d'une représentation globale du véhicule, adoptée comme modèle de référence pour l'ensemble des développements ultérieurs. [46].

Pour commander la vitesse du véhicule, nous avons appliqué la commande vectorielle basée sur le régulateur classique PI. Ce type de régulateur a fourni de bonnes performances en termes de stabilité, de rapidité et de précision. Cependant, les tests de robustesse ont révélé sa sensibilité aux variations paramétriques du système, notamment face aux variations d'inertie, ce qui s'explique par le fait que son calcul repose sur un modèle linéaire du système.

Afin de remédier à cette limitation, nous avons adopté la méthode PSO pour améliorer les performances du régulateur PI. Cette méthode a permis de déterminer automatiquement les gains optimaux K_p et K_i . L'étude comparative établie entre les différentes fonctions objectif a montré que l'ITAE est celle qui a fourni les meilleurs résultats en termes de dépassement, d'erreur statique et de temps de réponse. Cependant, le régulateur PI classique reste sensible aux entrées perturbatrices et aux variations paramétriques.

Dans la dernière partie, nous avons appliqué trois régulateurs intelligents : la logique floue de type 1, le PI flou et la logique floue de type 2. Les trois régulateurs ont donné des résultats satisfaisants en termes de temps de rapidité et de suivi de la consigne. Cependant, lors des tests de robustesse, des différences ont été remarquées. La logique floue de type 1 s'est montrée sensible aux perturbations extérieures. Par contre, le PI flou et la logique floue de type 2 ont tous les deux bien résisté aux perturbations et aux variations d'inertie, ce qui confirme leurs robustesses.

Annexe

TAB. 3.7 : Paramètres du véhicule électrique

M	1000 kg
L_f	1.2 m
L_r	1.3 m
h_p	0.32 m
d	0.75 m
n	7
η_{red}	0.92
S_f	1.9 m ²
ρ	1.23 kg.m ⁻³
C_x	0.25
C_{rr}	0.01
C_{yf}	37407 N/rad
C_{yr}	51918 N/rad
R	0.26 m
J_z	2600 kg.m ²
J_w	1.14 kg.m ²
J_x	200 kg.m ²
K_R	22000 N/m
C_R	1000 N/(m/s)

TAB. 3.8 : Paramètres nominaux de la MSAP

Paramètre	Valeur
P_n	120 <i>kW</i>
N_n	2000 <i>tr/min</i>
I_n	280 <i>A</i>
L_d	0.0002 <i>H</i>
L_q	0.0002 <i>H</i>
R_s	0.03 Ω
f_v	0.00005 <i>Nm.s/rad</i>
p	4
Φ_f	0.08 <i>Wb</i>

TAB. 3.9 : Paramètres du PSO

Paramètre	Valeur
Nombre de particules	15
Nombre d'itérations	10
lb	[0.1 0.1]
ub	[50 200]
w	0.7
C_1	1.5
C_2	1.5

Bibliographie

- [1] F. Khoucha, A. Khoudiri, M. Benbouzid, A. Kheloui, *Commande DTC d'une propulsion moteur asynchrone / onduleur multi niveaux asymétrique pour un véhicule électrique*, Européen Journal of Electrical Engineering, vol. 14, n° 2–3, pp. 237–254, 2011.
- [2] D. Benoudjit, *Contribution à l'optimisation et à la commande d'un système de propulsion pour véhicule électrique*, Thèse de doctorat, Université de Batna, Janvier 2010.
- [3] D. Benoudjit, C. Espanet. *Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée–Application au moteur-roue*, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, Janvier 1999, Thèse de doctorat, Université de Batna, Janvier 2010.
- [4] T. Davenport et al., références historiques sur les premières locomotives électriques, 1835.
- [5] Exemple de véhicule électrique moderne avec infrastructure de recharge, Illustration technique, 2025.
- [6] I. F. Bouguenna, *Commande robuste d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique multi-sources*, Thèse de doctorat, Université de Sidi Bel Abbes, 2020.
- [7] S. Kermani, *Gestion énergétique de véhicule hybride de la simulation à la commande temps réel*, Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2009.
- [8] Ademe, *Quel temps fera-t-il demain ? Le changement climatique*, Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Énergie. <http://www.ademe.fr/>
- [9] A. Payman, *Contribution à la gestion de l'énergie dans les systèmes hybrides Multi-sources Multi-charges*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [10] N. Lagraa, *Commandes non-linéaires et intelligentes des systèmes complexes – Application à la suspension des véhicules*, Thèse de doctorat, ENP, Algérie, 2008.
- [11] H. Karima, *Contribution à l'Étude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides*, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Juin 2016.
- [12] H. Aid, W. Aina, *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents*, Mémoire de master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, Octobre 2013.
- [13] Y. Amara, *Contribution à la Conception et à la Commande des Machine Synchrone à Double Excitation Appliquée au Véhicule Hybride*, Thèse de Doctorat, Université Paris, Décembre 2001.
- [14] F. Khatounian, *Contribution à la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents*, Thèse de Doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, 2006.

- [15] A. Attou, *Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents*, Mémoire de master, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbes, Juin 2011.
- [16] N. Bounasla, *Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents*, Mémoire de magister, Université Ferhat ABBAS Sétif-1, 2014.
- [17] N. Sanhadji, A. Chalabi, *Commande du moteur synchrone à aimants permanents par Backstepping*, Mémoire de master, Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, Juin 2015.
- [18] F. Boussekra, *La commande non linéaire à régime glissant de la MSAP*, Mémoire de magister, Université de Batna, Novembre 2011.
- [19] D. Lahouel, *Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents*, Mémoire de magister, Université de Batna, Juillet 2009.
- [20] J. Coudon, *Algorithmes de Commande Pour Le Pilotage d'Une Direction Découplée*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [21] Référence constructeur General Motors / Nissan, documentation technique.
- [22] Toyota Motor Corporation, documentation Prius, 1997.
- [23] Référence pile à combustible, documentation technique.
- [24] Référence schéma pile à combustible, documentation technique.
- [25] Référence architectures hybrides série/parallèle, documentation technique.
- [26] M. Mahgoun, *Application de la commande aux systèmes linéaires perturbés*, Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, Octobre 2012.
- [27] J. Kennedy, R. Eberhart, *Particle Swarm Optimization*, In the IEEE International Joint Conference on Neural Networks, pages 1942–1948, Perth, 1995.
- [28] Rehouma Ridha, Maamra Ali, *Commande Optimisée du GADA Par La Méthode Essaim de Particules (PSO)*, MASTER ACADÉMIQUE, Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued, 2015.
- [29] Sid Ahmed Bessedik, *Contournement des isolateurs pollués*, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2015.
- [30] Youcef Bekakra, *Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation*, Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2014.
- [31] Mounir Amir, *Améliorations des performances des antennes imprimées basée sur des méthodes de modélisation et d'optimisation sophistiquées*, Thèse de Doctorat en Sciences en Electronique, Université de Batna.
- [32] J. Kennedy, R. C. Eberhart, *Swarm Intelligence*, Morgan Kaufmann Publishers, 2000.
- [33] Do-Hyun Jang, Dunck-Yong Yoon, *Space-Vector PWM Technique for Two Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 2, March/April, 2003.
- [34] Ait Kaid D., *Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaires*, Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2011.

- [35] M. Sayed, S. M. Gharghory, H. A. Kamal, *Gain tuning PI controllers for boiler turbine unit using a new hybrid jump PSO*, Journal of Electrical Systems and Information Technology, vol. 2, pp. 99–110, 2015.
- [36] Faucher J., *'les plans d'expériences pour le réglage et commande à base logique floue'*, Thèse de Doctorat Spécialité Génie Électrique et Automatique, Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [37] Ferhat Lahouazi, *'Mise en œuvre d'une stratégie de commande neuro floue, application à un Pendule inversé'*, Mémoire de magister en Automatique, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 16.03.2011.
- [38] Laurant F., Sylvie G. et Andre T., *'Commande floue 1, de la stabilisation à la supervision'*, Paris, Hermès Sciences publication, 2003.
- [39] M. Madaoui, *'Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct AC/AC monophasé à structure minimale, Application à l'alimentation d'une machine asynchrone monophasé'*, Thèse de Magister, ENP Alger, février 2007.
- [40] K. Wang et H. Lee, *'First Course on Fuzzy Theory and Applications'*, Springer, Berlin, 2005.
- [41] R. Mosdale, *Transport Électrique Routier – Batteries pour Véhicule Électrique*, Technique de l'ingénieur, Traité Génie Électrique, D5665, 2003.
- [42] J. Bretta, *Le génie électrique automobile, la traction électrique*, Hermes Science Publications, 2005.
- [43] Antoine Cornuéjols, *'Introduction à la logique floue'*, Présentation, janvier 2008.
- [44] Gacogne Louis, *'Éléments de logique floue'*, Paris, Hermès, 1997.
- [45] H. Benariba, *Contribution à la commande d'un véhicule électrique*, Thèse de Doctorat, Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, Décembre 2018.
- [46] I. Marif et H. Abdat, *La commande en vitesse d'un véhicule électrique*, Mémoire de Master en Automatique, Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, Algérie, 2019.
- [47] S. Arif et A. Bouchaala, *Commande de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) par les réseaux de neurones artificiels*, Mémoire de Master Académique en Génie Électrique, spécialité Électrotechnique Industrielle, Université Kasdi Merbah Ouargla, Année universitaire 2018/2019, 2019.
- [48] B. Melik et N. Bouhabza, *Commande par logique floue de type 2 et commande neuro-floue appliquées à un pendule inversé*, Mémoire de Master en Électronique, option Automatique, Département d'Électronique, Faculté de Technologie, Université Blida 1, Blida, Algérie, Année universitaire 2015/2016.
- [49] Y. Harzouz, *Etude comparative des différentes techniques de commande d'un véhicule électrique équipé d'une machine synchrone à aimant permanent*, Mémoire de Master en Electrotechnique, option Énergies Renouvelables, Département de Génie Électrique, Faculté de Technologie, Université Abderrahmane Mira de Béjaïa, Algérie, 2022.
- [50] Mohammed Fouzi Azzouni and Ibrahim Benbouziane, *Commande floue d'un moteur à courant continu*, Diplôme de master, Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen, 2022.

- [51] Ahmed Rubaai, Daniel Ricketts, and M. David Kankam, *Experimental verification of a hybrid fuzzy control strategy for a high-performance brushless dc drive system*, IEEE Transactions on Industry Applications, 37(2) :503–512, 2001.
- [52] Nakoula Y., 'Apprentissage des Modèles linguistiques flous, par jeu de règles pondérées', Thèse de Doctorat, Université de Savoie, France, juillet 1997.
- [53] F.-J. Lin et P.-H. Shen, *Adaptive fuzzy-neural-network control for a DSP-based permanent magnet linear synchronous motor servo drive*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 14, no 4, p. 481–495, 2006.
- [54] R. Mellah, 'Contribution à la commande adaptative neuro-floue, application à la robotique', Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Alger, Mai 2006.
- [55] L. A. Zadeh, *The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning – Part I*, Information Sciences, Vol. 8, No. 3, pp. 199–249, 1975.
- [56] N. N. Karnik and J. M. Mendel, *Type-2 fuzzy logic systems : Type-reduction*, Proc. IEEE Int. Conf. Fuzzy Syst., Vol. 2, pp. 2046–2051, 1998.
- [57] Bahloul Omar, Reguibi Nouredine, *Type-2 Fuzzy Control for Twin Rotor – TRMS*, Mémoire de Master en automatique, Univ Kasdi Merbah, Ouargla, 2014–2016.
- [58] Hagrass, Hani, *A Hierarchical Type-2 Fuzzy Logic Control Architecture for Autonomous Mobile Robots*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 12, No. 4, pp. 524–539, 2004.
- [59] J. M. Mendel, R. I. John, and F. Liu, *Interval type-2 fuzzy logic systems made simple*, IEEE Trans. Fuzzy Syst., Vol. 14, No. 6, pp. 808–821, 2006.
- [60] O. Castillo and P. Melin, *Type-2 Fuzzy Logic : Theory and Applications*, Berlin, Germany, 2008.
- [61] Y. Djeghader, C. Bousnoubra et S. Allele, *Mitigation of Power Quality Problems in Steel Plants Using Static Synchronous Compensator*, Revue Roumaine des Sciences Techniques – Série Électrotechnique et Énergétique, vol. 69, no. 3, pp. 293–297, 2024.
- [62] Q. Liang and J. M. Mendel, *Interval type-2 fuzzy logic systems : Theory and design*, IEEE Trans. Fuzzy Syst., Vol. 8, No. 5, pp. 535–550, 2000.
- [63] J. Mendel, H. Hagrass, W. Tan, W. W. Melek, and H. Ying, *Introduction to Type-2 Fuzzy Logic Control : Theory and Applications*, USA : Wiley-IEEE Press, 2014.
- [64] N. N. Karnik and J. M. Mendel, *An introduction to type-2 fuzzy logic systems*, Univ. Southern California, Los Angeles, USA, Tech. Rep. USC-SIPI-418, 1998.
- [65] F. Bettache, *Régulateur PI flou appliqué aux systèmes dynamiques*, RRST, vol. 3, pp. 247–262, 2022. Disponible sur : <https://fr.scribd.com/document/983829649/05-FBettache-RRST-3-2022-pp-247-2>
- [66] H. Alilouch, *Conception et analyse des performances d'un contrôleur flou pour un système de réglage de tension automatique*, Mémoire de maîtrise, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2020. Disponible en ligne : <https://depositum.uqat.ca/id/eprint/1018>

Résumé

Ce travail de fin d'études s'intéresse au véhicule électrique (VE), un moyen de transport dont la propulsion repose entièrement sur un moteur alimenté par l'énergie électrique. Dans un premier temps, un rappel historique sur les VE est présenté, les généralités sur les VE, leurs classification et leurs architecture, suivi d'une modélisation complète du véhicule et de son système de propulsion incluant le moteur, l'onduleur et sa commande MLI. Dans un second temps, une commande vectorielle de la vitesse du véhicule est mise en place. Des régulateurs PI classiques ont été utilisés puis optimisés par l'algorithme d'optimisation PSO, inspiré du comportement collectif des essaims, qui permet d'obtenir des réglages nettement plus performants. Enfin, deux types de commandes intelligentes basées sur la logique floue ont été proposés et comparés : le flou type 1 et le flou type 2. Les résultats obtenus en simulation confirment que ces approches permettent un contrôle efficace et robuste du véhicule électrique dans diverses conditions de fonctionnement.

Mots-clés : Véhicule électrique, MSAP, MLI, commande vectorielle, régulateur PI, PSO, logique floue type 1, logique floue type 2, PI flou, robustesse.

Abstract

This end-of-study work focuses on the electric vehicle (EV), a means of transport whose propulsion relies entirely on a motor powered by electrical energy. First, a historical overview of EVs is presented, along with general information on EVs, their classification and architecture, followed by a complete modeling of the vehicle and its traction chain including the motor, the inverter and its PWM control. Second, a vector speed control of the vehicle is implemented. Classical PI controllers were used and then optimized using the PSO optimization algorithm, inspired by the collective behavior of swarms, which allows obtaining significantly more efficient settings. Finally, two types of intelligent control based on fuzzy logic were proposed and compared : fuzzy type-1 and fuzzy type-2. The simulation results confirm that these approaches allow effective and robust control of the electric vehicle under various operating conditions.

Keywords : Electric vehicle, PMSM, PWM, vector control, PI controller, PSO, fuzzy logic type 1, fuzzy logic type 2, fuzzy PI, robustness.

ملخص

يتناول هذا العمل التخرج المركبة الكهربائية (VE)، وهي وسيلة نقل تعتمد دفعها كلياً على محرك يُغذى بالطاقة الكهربائية. في البداية، يُقدّم استعراض تاريخي للمركبات الكهربائية، وعموميات حولها، وتصنيفاتها وهياكلها، يعقبه نمذجة شاملة للمركبة وسلسلة الجر الخاصة بها، بما يشمل المحرك والمحَوّل الكهربائي ونظام التحكم في تعديل عرض النبضة (MLI). ثم يُطرح نظام تحكم متجهي في سرعة المركبة، حيث استخدمت منظمات PI الكلاسيكية وجرى تحسينها بخوارزمية التحسين PSO المستوحاة من السلوك الجماعي لأسراب الطيور، مما أتاح الحصول على ضبط ذي أداء أعلى بكثير. وأخيراً، اقترح نوعان من أنظمة التحكم الذكي المستندة إلى المنطق الضبابي وتمت مقارنتهما: المنطق الضبابي من النوع 1 والمنطق الضبابي من النوع 2. وتؤكد نتائج المحاكاة أن هذه المقاربات تتيح تحكماً فعالاً وقوياً في المركبة الكهربائية في مختلف ظروف التشغيل.

الكلمات المفتاحية: المركبة الكهربائية، آلة متزامنة بمغناطيس دائم، تعديل عرض النبضة، التحكم المتجهي، منظم PI، خوارزمية PSO، المنطق الضبابي من النوع 1، المنطق الضبابي من النوع 2، منظم PI الضبابي، المتانة.