

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة ابي بكر بلقايد - تلمسان
Université Aboubakr Belkaïd-Tlemcen
كلية التكنولوجيا
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Electrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Par :

**Mekelleche imad eddine
Ramdani Rayane**

Sujet

Stratégie de la commande floue d'un véhicule électrique

Soutenu publiquement, le date 19/06/2025 , devant le jury composé de :

Mr. MECHERNENE. Abdelkader	MCA	Université de Tlemcen	Président
Mr. Benariba Hassane	MCA	Université de Tlemcen	Examineur
Mr. YACOUBI Boumedienne	MAA	Université de Tlemcen	Encadreur

Année universitaire : 2024 /2025

Dédicace

*Je dédie ce mémoire à mes parents, pour leur amour
inconditionnel, leurs prières silencieuses,
leur soutien moral et leurs sacrifices constants. Sans eux, rien de
tout cela n'aurait été possible*

*À ma famille, pour leur présence, leurs encouragements et leur
foi en moi à chaque étape de mon parcours.*

*À mes enseignants et encadrateurs, pour leur partage de savoir,
leur patience et leur accompagnement*

*Et enfin, à moi-même, pour ma persévérance face aux défis, ma
discipline dans l'effort, et ma détermination à aller jusqu'au bout*

Merci.

M. Imad

*Je tiens C'est avec grande plaisir que je dédie ce modeste
travail : À lettre le plus cher de ma vie, Ma mère.*

*À ce lui qui m'a fait de moi un homme, mon père. À tous mes
amis de promotion de 2ème année Master GE en
électromécanique.*

*Toute personne qui occupe une place dans mon coeur. À tous les
membres de ma famille et toute personne qui porte le nom :
ramdani.*

*je dédie ce travail à tous ceux qui ont participé à ma réussite
Merci.*

R. rayane

Remerciements

en conclusion, nous tenons à exprimer notre sincère gratitude à notre directeur de thèse, le professeur Yakoubi Boumediene, pour son encadrement généreux et pour tous les conseils qu'il nous a prodigués tout au long de cette thèse.

Nous adressons également nos sincères remerciements à toutes les personnes ayant contribué, de près ou de loin, à la réussite de ce travail.

Nous adressons également nos sincères remerciements aux membres du comité d'arbitrage qui nous ont honorés de leur jugement, pour leurs conseils et leurs discussions qui ont enrichi nos connaissances en génie électrique.

Nous tenons également à remercier tous les enseignants qui nous ont enseigné depuis le primaire.

Nous adressons également nos sincères remerciements à tous les professeurs du département de génie électrique de l'université Abou Bakr Belkaid pour leur aide et leurs précieux conseils.

Imad et Raryane

Résumé :

Ce mémoire présente une étude de simulation d'un véhicule électrique (VE) contrôlé par une commande floue sous MATLAB & Simulink. L'objectif principal est de concevoir et d'implémenter un contrôleur basé sur la logique floue pour réguler efficacement la vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (PMSM) utilisé dans la propulsion du véhicule. Après l'élaboration d'un modèle mathématique du système, un régulateur flou a été développé et testé dans un environnement de simulation. Les résultats montrent que cette approche permet d'obtenir une bonne stabilité, une réponse rapide et une robustesse face aux variations de charge, surpassant les performances d'un contrôleur PI classique. Ce travail démontre l'intérêt des techniques de commande intelligente dans le domaine des véhicules électriques.

Mots-clés : Véhicule électrique, Moteur synchrone à aimants permanents, Logique floue, MATLAB, Simulink, Commande, Régulation de vitesse.

Abstract :

This thesis presents a simulation study of an electric vehicle (EV) controlled using a fuzzy logic controller implemented in MATLAB & Simulink. The main objective is to design and implement a fuzzy-based controller to efficiently regulate the speed of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) used in the vehicle's propulsion system. After developing a mathematical model of the system, a fuzzy controller was designed and tested in a simulation environment. The results show that this approach offers good stability, fast response, and robustness against load variations, outperforming traditional PI control. This work highlights the relevance of intelligent control strategies in the field of electric vehicles.

Keywords: Electric vehicle, Permanent magnet synchronous motor, Fuzzy logic, MATLAB, Simulink, Control, Speed regulation.

المخلص

يعرض هذا المشروع دراسة محاكاة لمركبة كهربائية (EV) يتم التحكم فيها باستخدام منظم يعتمد على المنطق الضبابي (Fuzzy Logic) باستخدام برنامج MATLAB & Simulink. الهدف الرئيسي هو تصميم وتنفيذ منظم ضبابي لتنظيم سرعة محرك متزامن مغناطيسي دائم (PMSM) يُستخدم في نظام دفع المركبة. بعد إنشاء نموذج رياضي للنظام، تم تصميم وحدة تحكم ضبابية واختبارها في بيئة المحاكاة. أظهرت النتائج أن هذا النوع من التحكم يوفر استقراراً جيداً، واستجابة سريعة، ومرونة عالية تجاه تغيرات الحمل، مما يجعله يتفوق على وحدة التحكم التقليدية PI. يبرز هذا العمل أهمية استخدام تقنيات التحكم الذكي في مجال المركبات الكهربائية.

الكلمات المفتاحية: المركبة الكهربائية، المحرك المتزامن بالمغناطيس الدائم، المنطق الضبابي، ماتلاب، سيمولينك، التحكم، تنظيم السرعة.

Table des matières

Dédicace	i
Remerciements	iii
Notations et Symboles	x
Introduction générale	1
I État de l'art sur les véhicules électriques	3
I.1 Introduction	4
I.2 Historique	4
I.3 Définition d'un Véhicule Électrique (VE)	6
I.3.1 Type de véhicule électriques	6
I.3.1.1 Véhicule tous électrique	7
I.3.1.2 Véhicule électrique hybride (VEH) :	8
I.3.1.3 Véhicules hybrides série :	9
I.3.1.4 Véhicule hybride parallèle :	9
I.3.1.5 Véhicule hybride combiné :	10
I.4 chaîne de traction de véhicule électrique :	11
I.4.1 Les sources d'énergie :	12
I.4.1.1 La batterie :	12
I.4.1.2 Super condensateur :	13
I.4.2 L'électronique de puissance de véhicule électrique :	14
I.5 Système de chargement :	16
I.5.1 Chargeurs :	17
I.6 Les moteurs électriques utilisés pour les voitures électriques :	18
I.6.1 Le moteur à courant continu (MCC) :	19
I.6.2 Les moteurs asynchrones :	19
I.6.3 Moteur synchrone (MS) :	20
I.6.4 Moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) :	20
I.6.5 Moteur synchrone à réluctance variable (MRV) :	20
I.7 Modélisation des Forces Dynamiques d'un Véhicule Électrique (EV)	22
I.7.1 Forces Dynamiques Agissant sur le Véhicule	22
I.7.2 Force Totale Agissant sur le Véhicule	23
I.8 Avantages et inconvénient des véhicules électriques :	25
I.8.1 Avantages :	25
I.8.1.1 Inconvénients :	26
I.9 Conclusion	27
II Commande vectorielle du système de propulsion électrique de EV	28
II.1 Introduction	29
II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	29

II.2.1	Formulation mathématique de la Machine Synchrone à Aimants Permanents en régime triphasé	30
II.2.1.1	Équations électriques :	30
II.2.1.2	Équation électromagnétique :	31
II.2.1.3	Équation de la mécanique :	32
II.2.2	Modélisation de la MSAP dans le modèle de Park :	32
II.2.2.1	Équations électriques :	33
II.2.2.2	Équations du champ magnétique :	33
II.2.2.3	Équations du mouvement :	34
II.2.2.4	Mise sous forme d'équation d'état	35
II.3	Principe de la commande vectorielle	36
II.3.1	Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	38
II.3.1.1	Schéma global de la Commande vectorielle de la MSAP :	38
II.3.1.2	Découplage par compensation :	39
II.3.2	Calcul des régulateurs	41
II.3.3	Dimensionnement des régulateurs :	42
II.3.3.1	Régulateur de courant I_q	42
II.3.3.2	Régulateur de courant I_d	44
II.3.3.3	Régulateur de vitesse	44
II.4	La simulation des résultats de la commande vectorielle pour la Machine Synchrone à Aimants Permanents alimentée en tension	46
II.4.1	Interprétation	49
II.5	Conclusion	50
III	Commande floue du système de propulsion électrique de EV	51
III.1	Introduction	52
III.2	Historique	52
III.3	Définition	53
III.3.1	Ensembles flous et variables linguistiques :	53
III.3.2	Déférentes formes pour les fonctions d'appartenance	54
III.3.3	Opérateur de la logique floue	55
III.3.3.1	Opérateur ET (Intersection floue) :	55
III.3.3.2	Opérateur OU (Union floue) :	55
III.3.3.3	Opérateur NON (complémentation floue) :	56
III.3.4	Commande par logique floue	56
III.3.4.1	Structure générale d'un contrôleur flou	56
III.3.4.2	L'interface de fuzzification	57
III.3.4.3	La base de connaissance	58
III.3.4.4	Bloc inférence	58
III.3.4.5	Défuzzification	59
III.3.4.6	Déférentes approches pour la détermination des règles	60
III.4	Comparaison avec la commande classique	62
III.4.1	Avantages et inconvénients de la commande par logique floue	62
III.4.1.1	Avantages	62
III.4.1.2	Inconvénients	62
III.4.2	Application de la RLF pour la commande de la MSAP	63
III.4.2.1	Les fonction d'appartenance	63
III.5	Simulation et interprétation des résultats	67
III.5.1	Interprétation	69
III.6	Conclusion	70
	Conclusion générale	72

Annexes	74
Bibliographie	79

Table des figures

I.2.1	1er prototype VE, Robert Anderson dans les années 1830.	5
I.2.2	La première voiture hybride.	5
I.2.3	La Tesla Model Y.	6
I.3.1	VÉ à Batterie : alimenté uniquement par une batterie rechargeable . . .	8
I.3.2	le schéma de Véhicules hybrides série	9
I.3.3	le schéma de Véhicules hybrides parallèle	10
I.3.4	le schéma de Véhicule hybride combiné.	11
I.4.1	chaîne de traction de véhicule électrique.	12
I.4.2	Composition d'un super condensateur	14
I.4.3	Symbole de redresseur	15
I.4.4	Symbole de hacheur	15
I.4.5	Symbole de onduleur	16
I.5.1	voiture électrique en charge	16
I.5.2	Câble de charge de voiture électrique	17
I.7.1	les forces applique au véhicule	23
II.2.1	Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.	30
II.2.2	Différents couples qui agissent sur le rotor.	32
II.2.3	Machine équivalente au sens de Park.	33
II.2.4	Diagramme en bloc d'un système d'alimentation à découpage en mode tension.	36
II.3.1	Principe de la commande vectorielle.	37
II.3.2	Modèle de la MSAP commandé à flux orienté Id à nul[24]	38
II.3.3	Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.	38
II.3.4	Description de couplage.	39
II.3.5	Principe de découplage par compensation.	40
II.3.6	Structure générale : (machine-découplage par compensation)[22]	41
II.3.7	Régulateur PI	42
II.3.8	Boucle de régulation de courant Iq.	43
II.3.9	Boucle de régulation du courant Id.	44
II.3.10	Boucle de régulation de vitesse.	45
II.3.11	Boucle de régulation de vitesse simplifié.	45
II.4.1	présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement avec charge=24.65N.m.	47
II.4.2	présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement avec charge=29.52N.m at=0.7s.	48
II.4.3	présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement une charge et avec une inversion de la consigne de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s..	49
III.3.1	Différentes formes des fonctions d'appartenance.	55
III.3.2	Exemple d'opérations sur des ensembles flous	56
III.3.3	Structure de base du régulateur	57
III.3.4	Ecriture de jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle	61
III.4.1	Régulateur de floue	63

III.4.2 Le système de contrôleur flou	64
III.4.3 fonction d'appartenance pour l'entrée E	64
III.4.4 fonction d'appartenance pour l'entrée dE	65
III.4.5 Éditeur de fonction d'appartenance pour la sortie	65
III.5.1 présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement avec charge=24.65N.m.	67
III.5.2 présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement avec charge=29.52N.m at=0.7s.	68
III.5.3 présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement une charge et avec une inversion de la consigne de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s.	69
III.6.1 Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP	75
III.6.2 Schéma bloc la commande vectorielle avec correcteur PI des courants	75
III.6.3 la commande floue avec correcteur PI des courants	75
III.6.4 Schéma bloc de l'Onduleur	76
III.6.5 Schéma bloc de commande vectorielle	76

Liste des tableaux

I.4.1 Tableau comparatif des technologies des batteries	13
I.5.1 Comparaison entre types de charge	18
I.6.1 Comparaison des quatre machines de traction électrique [16, 17]	21
III.4. Règles de floue	66
III.6. Paramètres de simulation de EV	77
III.6. Paramètres schéma de simulation du régulateur PI Flou	77
III.6. Paramètres de simulation du régulateur PI Flou	78

Notations et Symboles

VE véhicules électriques

MSAP Moteur Synchrone à Aimants Permanents

FOC Field Oriented Control (Commande Vectorielle)

PI Proportionnel Intégral (Contrôleur PI)

FIS Fuzzy Inference System (Système d'Inférence Floue)

PWM Pulse Width Modulation (Modulation de largeur d'impulsion)

abc Repère triphasé (phases statoriques a-b-c)

dq Repère direct-quadrature (après transformation de Park)

Vd / Vq Tensions dans le repère dq

Id / Iq Courants dans le repère dq

Ce Couple électromagnétique

Cr Couple résistant (charge mécanique)

ω_r Vitesse angulaire du rotor

ϕ_f Flux magnétique de l'aimant permanent

J Moment d'inertie

R Résistance statorique

Ld / Lq Inductance selon les axes d et q

EV Electric Vehicle (Véhicule électrique)

HEV Hybrid Electric Vehicle

PHEV Plug-in Hybrid Electric Vehicle

SOC State of Charge (État de charge de la batterie)

MATLAB Matrix Laboratory (logiciel de calcul/simulation)

Simulink Environnement de modélisation MATLAB

MLI Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM en français)

a(t) / b(t) / c(t) Composantes des tensions ou courants triphasés

θ Angle de la position du rotor

α/β Composantes du repère statorique (Clarke)

$F_r/F_a/F_s$ Forces : roulement / aérodynamique / pente

P_e Puissance électromagnétique

Introduction générale

Dans le contexte de la nécessité mondiale de réduire les émissions de gaz à effet de serre et de limiter la dépendance aux combustibles fossiles, les véhicules électriques (VE) apparaissent comme une solution durable et prometteuse pour les transports du futur. En fait, les véhicules électriques suscitent une attention croissante dans l'industrie et la recherche scientifique en raison de leur grande efficacité énergétique, de leur faible impact environnemental et de leur intégration facile dans les réseaux intelligents.

Toutefois, le développement de véhicules électriques performants et fiables repose fortement sur la qualité de la stratégie de commande des machines électriques qui les propulsent. Parmi ces machines, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) se distingue par ses performances élevées, son rendement énergétique supérieur et sa compacité. Pour exploiter pleinement ces atouts, des techniques de commande avancées sont nécessaires, notamment la commande vectorielle et les approches intelligentes comme la logique floue. Ce travail s'inscrit dans cette dynamique et propose une stratégie de commande floue appliquée à un véhicule électrique équipé d'un MSAP. L'objectif principal est d'améliorer la robustesse et les performances de la commande, notamment en présence de variations de charge ou de perturbations extérieures. Pour atteindre cet objectif, ce mémoire est structuré comme suit :

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art des véhicules électriques. Il présente les différentes architectures, les sources d'énergie, les types de motorisation, ainsi que les défis techniques associés au développement de ces véhicules.

Le deuxième chapitre aborde la commande vectorielle du moteur synchrone à aimants permanents. Cette technique permet de contrôler indépendamment le couple et le flux, et constitue une base solide pour les stratégies de commande plus avancées.

Le troisième chapitre présente la stratégie de commande floue appliquée au MSAP. Après une introduction aux concepts de la logique floue, une comparaison est faite entre la commande classique et la commande floue à travers des simulations numériques, afin d'évaluer les performances de chaque approche. Ce travail vise donc à démontrer l'intérêt de l'intelligence artificielle, notamment du contrôle flou, pour améliorer le comportement dynamique et la robustesse des véhicules électriques.

CHAPITRE I

État de l'art sur les véhicules électriques

I.1 Introduction

Avec l'essor des activités humaines et la croissance économique, le XXe siècle a connu une hausse des températures mondiales sans précédent. Ce réchauffement climatique est principalement dû à l'augmentation des gaz polluants dans l'atmosphère, notamment le dioxyde de carbone (CO₂), résultant des activités humaines. Parmi les principaux secteurs responsables des émissions de gaz à effet de serre, le transport occupe une place majeure. C'est dans cette optique que l'industrie automobile s'efforce de réduire son impact environnemental en limitant ces émissions et en proposant des alternatives plus écologiques, telles que les véhicules électriques, afin d'améliorer la qualité de l'air. Les voitures électriques (VE) et hybrides apparaissent aujourd'hui comme une solution viable face aux véhicules traditionnels fonctionnant aux énergies fossiles. Elles permettent aux constructeurs automobiles de concilier performance et consommation tout en respectant les normes environnementales visant à limiter la pollution atmosphérique. Ce chapitre se consacrera à l'étude des véhicules électriques, en mettant en lumière leurs composants clés et les différentes configurations possibles de la chaîne de traction, tout en exposant leurs atouts et leurs limites.

I.2 Historique

L'idée de la voiture électrique ne date pas d'aujourd'hui. Dès le début du XIX siècle, plusieurs technologies de propulsion étaient en concurrence, notamment le moteur électrique, le moteur à vapeur et le moteur thermique.

Entre 1832 et 1839, l'homme d'affaires écossais **Robert Anderson** a conçu l'un des premiers véhicules électriques, qui ressemblait davantage à une carriole électrifiée. En 1835, l'Américain **Thomas Davenport** a fabriqué une petite locomotive électrique, tandis qu'en 1838, l'Écossais **Robert Davidson** a développé un modèle similaire pouvant atteindre une vitesse de 6 km/h. En 1859, le **Français Gaston Planté** a mis au point la première batterie rechargeable au plomb-acide, perfectionnée ensuite par **Camille Faure** en 1881. Enfin, en 1884, **Thomas Parker** a été le premier à conduire une véritable voiture électrique[1].

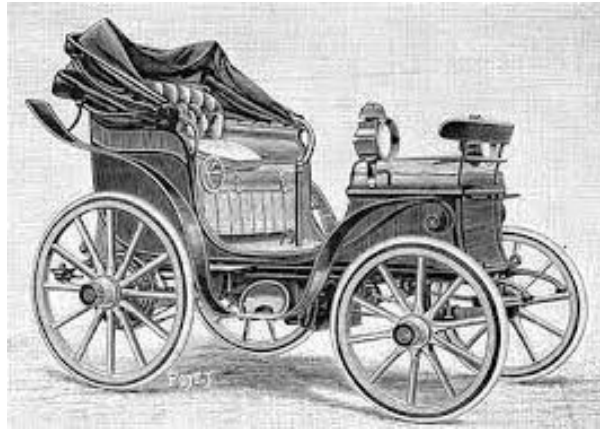


FIGURE I.2.1 – 1er prototype VE, Robert Anderson dans les années 1830.

Dès 1900, la voiture électrique a connu un essor considérable, représentant plus d'un tiers des véhicules en circulation, aux côtés des modèles à essence et à vapeur. Cependant, au cours des années 1920, plusieurs éléments ont contribué à son déclin : une autonomie réduite, une vitesse limitée, un manque de puissance, la disponibilité croissante du pétrole et un coût environ deux fois supérieur à celui des voitures à essence.

En 1972, **Victor Wouk**, souvent qualifié de "parrain du véhicule hybride", a mis au point la première voiture hybride, la **Buick Skylark** développée par General Motors. Puis, en 1976, le Congrès américain a adopté la loi "**Electric and Hybrid Véhicule Research, Développent and Démonstration Act**", destinée à encourager le développement de nouvelles technologies pour les batteries, les moteurs et les composants hybrides[2].



FIGURE I.2.2 – La première voiture hybride.

Dès 1988, **General Motors** a entrepris un projet de recherche visant à développer une nouvelle voiture électrique, aboutissant à la création de la **EV1**, produite entre 1996 et 1998. En 1997, **Toyota** a marqué une avancée significative avec le lancement de la **Prius**, première voiture hybride commercialisée à grande échelle.

Entre 1997 et 2000, plusieurs autres modèles hybrides et électriques ont vu le jour,

notamment la **Honda EV Plus**, la **G.M. EV1**, le **Ford Ranger Pickup EV**, la **Nissan Altra EV**, la **Chevy S-10 EV** et le **Toyota RAV4 EV**. Cependant, dès le début des années 2000, l'intérêt pour les voitures électriques a commencé à s'essouffler. En 2004, **General Motors** a annoncé la fin de la production de l'EV1 et a procédé au rappel de tous les véhicules pour les détruire, malgré de nombreuses protestations. L'entreprise a alors été accusée d'avoir cédé aux pressions des compagnies pétrolières.

Les grands constructeurs automobiles proposent désormais des modèles 100 % électriques, à l'image de la Tesla Model S, tandis que les infrastructures de recharge connaissent un développement rapide à travers le monde. Présentée comme une alternative crédible aux moteurs thermiques, la voiture électrique est de plus en plus perçue comme une solution efficace pour réduire la pollution atmosphérique, notamment celle liée aux gaz d'échappement [3].



FIGURE I.2.3 – La Tesla Model Y.

I.3 Définition d'un Véhicule Électrique (VE)

Le véhicule électrique (VE) constitue une solution de mobilité reposant sur l'utilisation exclusive de moteurs électriques pour assurer sa propulsion. Cette énergie motrice est généralement fournie par des batteries rechargeables ou, plus largement, par des dispositifs de stockage d'énergie électrique. À la différence des véhicules dotés d'un moteur à combustion interne, les VEs se distinguent par l'absence d'émissions directes de gaz à effet de serre durant leur phase de fonctionnement. Cette caractéristique les positionne comme des alternatives pertinentes dans les stratégies de transition vers une mobilité durable et à faible impact environnemental.

I.3.1 Type de véhicule électriques

Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, de nombreuses idées et nouvelles conceptions de véhicules électriques (VEs) sont explorées afin d'optimiser ce mode de propulsion. Ces innovations

répondent à une problématique commune : la production, le transport, le stockage et l'utilisation de l'électricité. Les véhicules électriques font partie de la grande famille des véhicules électrifiés, qui regroupe à la fois les véhicules hybrides rechargeables et les véhicules entièrement électriques. Au sein de cette catégorie, plusieurs sous-divisions existent, en fonction des technologies employées et des niveaux d'électrification et de la :

I.3.1.1 Véhicule tous électrique

Les véhicules tout électriques reposent sur l'utilisation de moteurs électriques alimentés par des batteries rechargeables, généralement via une connexion au réseau électrique. Ne produisant aucune émission directe de gaz à effet de serre lors de leur fonctionnement, ces véhicules contribuent activement à la réduction de la pollution atmosphérique et sonore, en particulier dans les environnements urbains densément peuplés. Leur autonomie énergétique s'avère, dans la majorité des cas, suffisante pour couvrir les trajets quotidiens en milieu urbain, ce qui en fait une alternative crédible aux véhicules à motorisation thermique. Toutefois, les perspectives de développement de ces véhicules demeurent étroitement dépendantes des avancées technologiques en matière de stockage et de gestion de l'énergie.

Bien que les performances globales des batteries actuelles soient jugées satisfaisantes, elles demeurent contraintes par plusieurs limitations majeures, notamment leur volume important, leur coût de fabrication élevé, ainsi qu'une densité énergétique encore perfectible constituent des verrous technologiques majeurs. Il convient de noter que les véhicules électriques peuvent être classés en plusieurs catégories, en fonction du type de source d'énergie utilisée. Deux grandes approches se distinguent selon la nature et la gestion de l'alimentation électrique embarquée.

(A) Véhicules électriques à batterie rechargeable :

Les véhicules électriques à batterie (BEV) utilisent exclusivement un moteur électrique, alimenté par une batterie embarquée, sans recours à un dispositif de propulsion thermique. Leur autonomie varie généralement entre 150 et 400 km par charge, selon les conditions d'usage. Grâce aux récentes avancées dans les technologies de stockage, cette autonomie tend à s'améliorer, renforçant ainsi la compétitivité des BEV dans le secteur du transport durable.

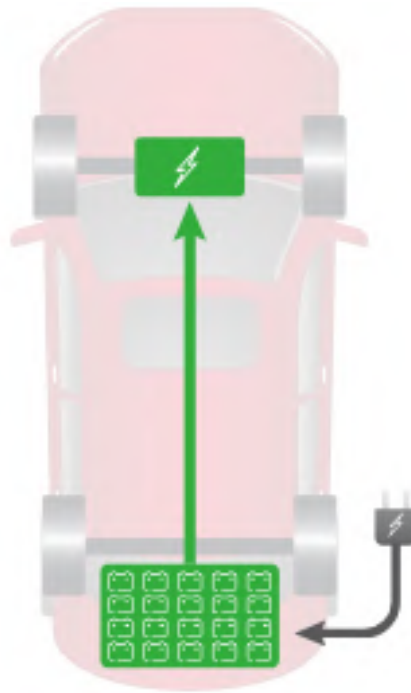


FIGURE I.3.1 – VÉ à Batterie : alimenté uniquement par une batterie rechargeable

(B) électriques alimentés par des piles à combustible :

Les piles à combustible fonctionnent par une réaction appelée redox. Le noyau d'une batterie est constitué de trois composants : deux électrodes et l'électrolyte qui les sépare. L'électrolyte central est capable de transporter les molécules contenant des ions d'une électrode à l'autre et les empêche de traverser le circuit externe de la batterie, afin que leur force électromotrice puisse être exploitée. Le réservoir fournit également du carburant pour les deux électrodes. Dans le cas d'une pile à combustible à hydrogène, l'anode recevra de l'hydrogène et la cathode recevra de l'oxygène[4].

I.3.1.2 Véhicule électrique hybride (VEH) :

Les véhicules hybrides intègrent à la fois un moteur à combustion interne, fonctionnant à l'essence ou au diesel, et un moteur électrique alimenté par une batterie. Selon les conditions de conduite, ces deux sources d'énergie peuvent être exploitées de manière conjointe ou indépendante afin d'optimiser les performances énergétiques du véhicule. Cette combinaison permet une gestion optimisée de l'énergie, offrant la possibilité d'utiliser un mode électrique, thermique, ou mixte. Ainsi, les moteurs électriques améliorent la performance, prolongent l'autonomie et réduisent la consommation de carburant ainsi que les émissions polluantes [5].

I.3.1.3 Véhicules hybrides série :

Le système fonctionne en utilisant un moteur thermique pour entraîner un alternateur afin de produire de l'électricité, qui alimente ensuite un moteur électrique. Les deux moteurs étant connectés en série, le régime du moteur à combustion interne peut être réglé pour qu'il fonctionne de manière optimale, réduisant ainsi la consommation de carburant et les émissions polluantes. En plus d'être plus efficace, ce fonctionnement à vitesse constante rend également le moteur thermique plus silencieux et plus agréable à l'oreille. La figure présente le schéma de ce type de véhicule.

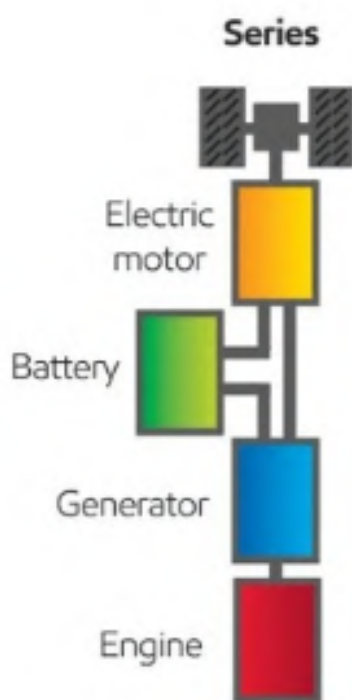


FIGURE I.3.2 – le schéma de Véhicules hybrides série

I.3.1.4 Véhicule hybride parallèle :

Le système hybride parallèle (VHP) intègre simultanément un moteur électrique et un moteur thermique, permettant leur fonctionnement combiné ou indépendant selon les conditions de conduite. En milieu urbain, le mode électrique est privilégié pour minimiser les émissions. Sur de longues distances, le moteur thermique prend le relais afin d'assurer une meilleure autonomie. Par ailleurs, ce dernier peut également recharger la batterie lorsqu'aucune puissance mécanique n'est nécessaire à la propulsion.

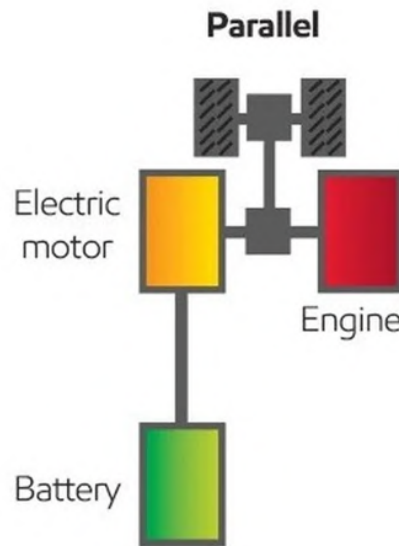


FIGURE I.3.3 – le schéma de Véhicules hybrides parallèle.

I.3.1.5 Véhicule hybride combiné :

Les hybrides combinés, ou hybrides à dérivation de puissance, intègrent un moteur thermique, un moteur électrique et une génératrice dans une architecture conçue pour optimiser l'efficacité énergétique. Ce système permet une gestion intelligente de la puissance en fonction des besoins, assurant une répartition efficace du couple entre la traction et la recharge de la batterie. Cette configuration améliore le contrôle du moteur thermique et la flexibilité énergétique du véhicule.

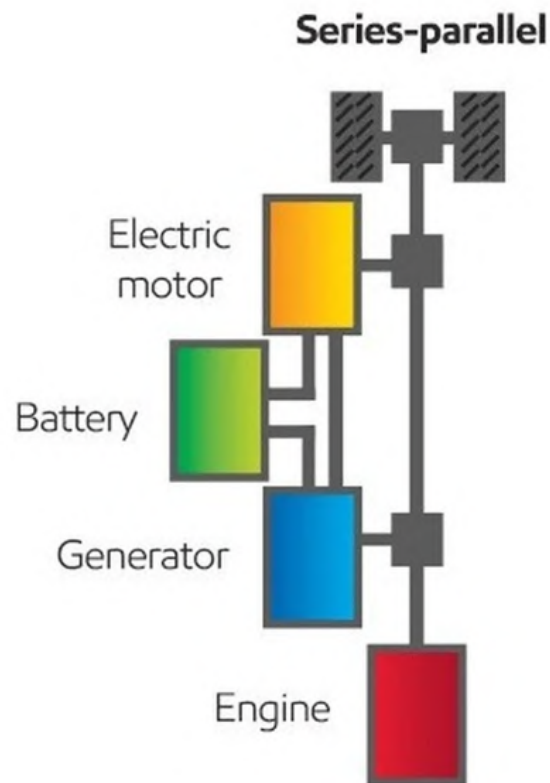


FIGURE I.3.4 – le schéma de Véhicule hybride combiné.

I.4 chaîne de traction de véhicule électrique :

Les véhicules électriques se distinguent des véhicules thermiques par leur chaîne de traction électrifiée. Celle-ci repose sur une batterie qui stocke l'énergie sous forme de courant continu, un onduleur qui convertit cette énergie en courant alternatif, et un moteur électrique assurant la conversion finale en énergie mécanique. Le système utilise des composants électroniques avancés permettant une gestion fine de la vitesse et du couple moteur [6].

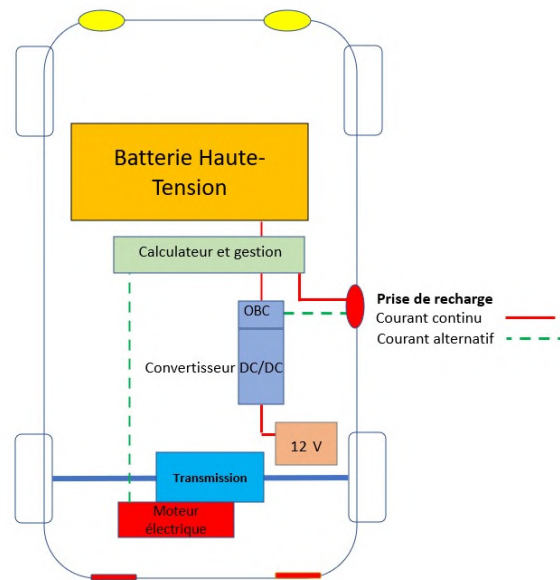


FIGURE I.4.1 – chaîne de traction de véhicule électrique.

I.4.1 Les sources d'énergie :

I.4.1.1 La batterie :

Les batteries assurent une fonction cruciale dans le stockage et la fourniture de l'énergie nécessaire à la propulsion des véhicules électriques. Leur principe repose sur des réactions électrochimiques permettant la circulation d'électrons entre les bornes lors des phases de charge et de décharge. Depuis les années 1990, les accumulateurs au plomb, longtemps dominants, ont cédé leur place aux batteries lithium-ion, reconnues pour leur densité énergétique plus élevée, leur encombrement réduit et leur meilleure adéquation avec les exigences actuelles de la mobilité électrique [7].

Chaque batterie est composée de plusieurs cellules regroupées en modules, et sa capacité énergétique est généralement exprimée en kilowattheures (kWh). Au cours du processus de recharge, la vitesse de remplissage diminue automatiquement après avoir atteint 80 % de charge, afin de préserver la durée de vie du système et garantir la sécurité d'utilisation [8].

Une fois chargée, l'énergie est convertie et transmise aux moteurs électriques pour assurer la propulsion. Malgré leurs avantages en matière d'émissions et d'indépendance énergétique, les batteries présentent encore certaines limites, notamment leur durée de vie et le temps de recharge. La recherche continue est donc essentielle pour améliorer leur performance et leur durabilité à long terme.

Batterie	Densité énergétique (Wh/kg)	Nombre de cycles	Temps de charge	Température de fonctionnement
Plomb acide	30 - 50	500 à 800	6 à 12h	-20 à 60°C
Ni-Cd	45 - 80	1000 à 2000	1 à 2h	-40 à 60°C
Ni-Mh	60 - 120	600 à 1500	2 à 4h	20 à 60°C
Li-ion	160 - 200	400 à 1200	2 à 4h	-20 à 60°C

TABLE I.4.1 – Tableau comparatif des technologies des batteries

I.4.1.2 Super condensateur :

Les supercondensateurs constituent des dispositifs de stockage de l'énergie fondés sur des phénomènes électrostatiques. Bien qu'ils présentent une faible densité énergétique, leur densité de puissance élevée en fait des éléments particulièrement adaptés aux phases transitoires du fonctionnement d'un système.[9] Ils permettent ainsi de répondre efficacement aux demandes ponctuelles de puissance élevée, réduisant par conséquent les sollicitations en courant de la source principale d'énergie. Cette contribution permet non seulement de limiter la taille de cette dernière (qu'il s'agisse d'un moteur thermique, d'une batterie ou d'une pile à combustible), mais également d'en prolonger la durée de vie opérationnelle.

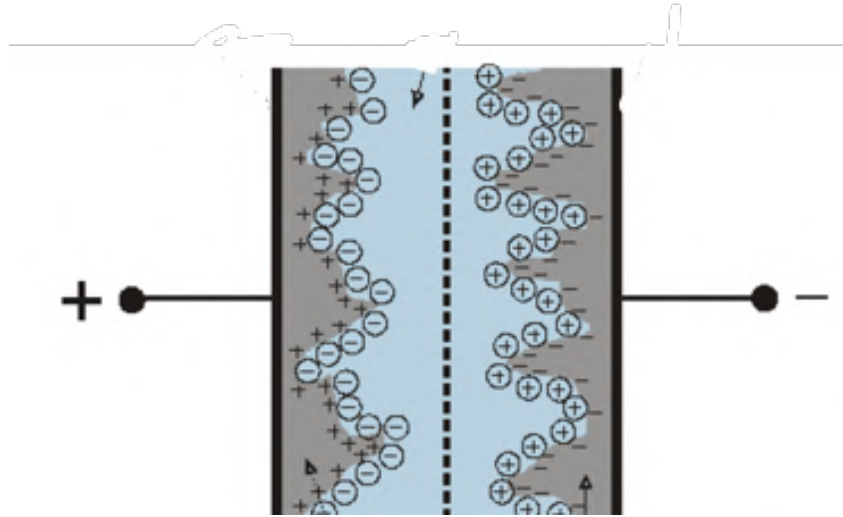


FIGURE I.4.2 – Composition d'un super condensateur

I.4.2 L'électronique de puissance de véhicule électrique :

La plupart des véhicules électriques, le type de structure d'interface de puissance est également basé sur divers critères d'applicabilité. Cette applicabilité de la structure suit un deux-en-un ou DC et également AC, chaque DC étant "courant continu" or AC étant "courant alternatif". Cela suppose l'utilisation d'un convertisseur DC/DC ou DC/AC ou AC/DC

(A) Redresseurs (AC/DC) :

Les véhicules électriques se servent de redresseurs pour transformer l'énergie électrique alternative provenant du réseau de distribution général ou d'un alternateur intégré, qui est relié à un moteur à combustion interne, en énergie électrique continue. Cette dernière peut être ensuite stockée dans une batterie électrochimique ou une batterie de grande capacité[10].

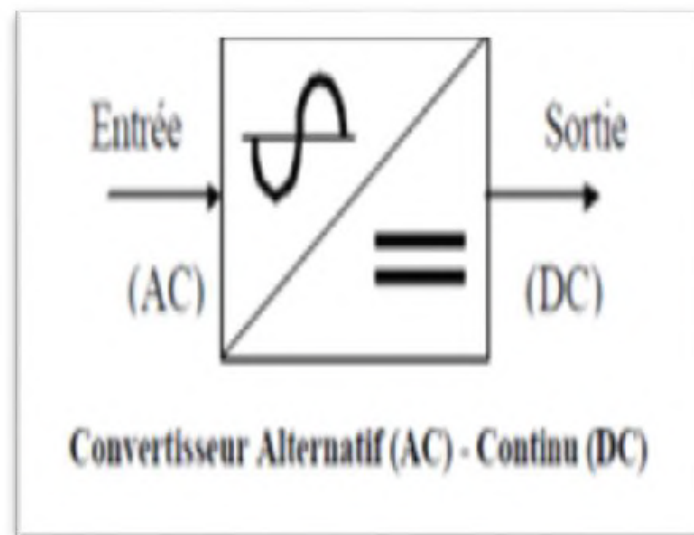


FIGURE I.4.3 – Symbole de redresseur

(B) **Hacheur (DC-DC) :**

Tensions et courants contrôlés et réglables à partir d'une source de tension continue de valeur à peu près constante, ces derniers adaptés aux besoins nécessaires à l'alimentation des divers récepteurs[11]. Les hacheurs remplissent les deux fonctions principales suivantes dans un véhicule électrique. Ils sont utilisés pour alimenter les moteurs de propulsion à courant continu. Ils sont également utilisés pour modifier la tension de la batterie primaire afin de l'adapter à celle des auxiliaires électronique

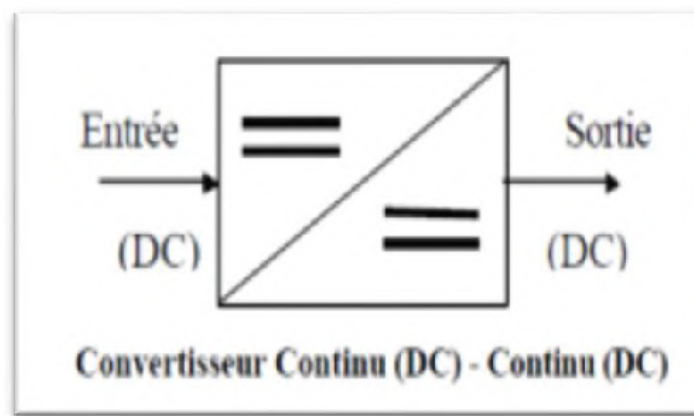


FIGURE I.4.4 – Symbole de hacheur

(C) **Onduleur (DC-AC) :**

Tout d'abord, les onduleurs DC-AC couramment utilisés dans la traction électrique génèrent un courant alternatif triphasé à un intervalle de 120 degrés. En utilisant l'énergie de la batterie, le groupe motopropulseur module la fréquence du moteur alternatif entre zéro et 50 Hz. Les moteurs AC compatibles avec la conception de cette technologie sont simples, durables et abordables pour des capacités de

production de masse. L'avantage de cette technologie est que l'onduleur change simplement la fréquence. C'est pourquoi l'onduleur permet un contrôle conforme de la vitesse plutôt uniforme, en préservant la puissance et l'efficacité à toutes les vitesses[12].

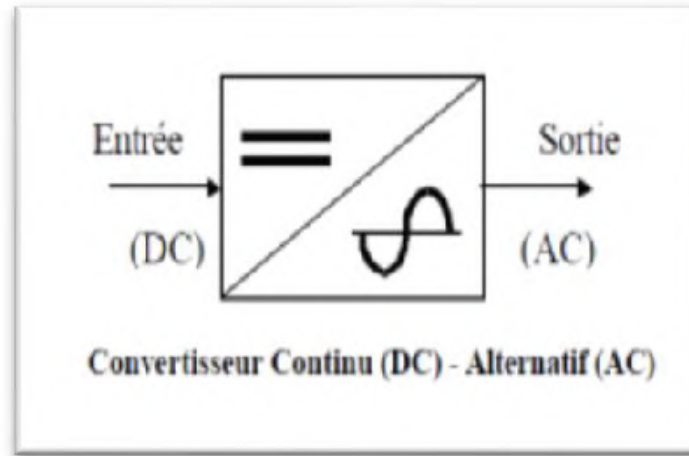


FIGURE I.4.5 – Symbole de onduleur

I.5 Système de chargement :

Le système de recharge des véhicules électriques joue un rôle essentiel dans la garantie de leur performance et de leur autonomie. Il repose sur différents types de méthodes de chargement, faisant appel à une variété de chargeurs adaptés aux besoins du véhicule. Ce système comprend plusieurs composants et processus techniques permettant un transfert efficace de l'énergie électrique, tout en contribuant à la réduction de l'empreinte carbone des transports.

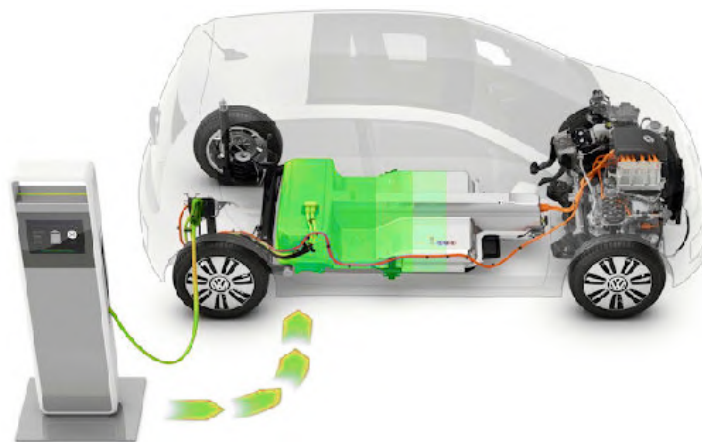


FIGURE I.5.1 – voiture électrique en charge

I.5.1 Chargeurs :

Le chargeur convertit l'électricité provenant de la source d'alimentation externe en un courant adapté à la batterie du véhicule. Le processus de charge débute par la connexion du câble de charge au chargeur embarqué du véhicule et de la source d'alimentation externe. Une fois la connexion établie, le chargeur ajuste le courant et la tension de décharge en fonction des besoins de la batterie[13].



FIGURE I.5.2 – Câble de charge de voiture électrique

Il existe deux types principaux de chargeurs pour cette fonction :

(a) **Les chargeurs de type "lent" :**

Ces chargeurs possèdent une puissance moyenne d'environ 3kW et requièrent entre 5 et 8 heures pour une charge complète de la batterie. On a généralement recours à ces derniers durant les périodes de faible affluence afin de profiter de tarifs plus intéressants[14].

(b) **Les chargeurs de type "rapide" :**

Ces chargeurs, capables de fournir une puissance dépassant les 10kW, sont catégorisés comme « rapides ». Quelques modèles peuvent atteindre une puissance maximale de 150 kW[15].

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

TABLE I.5.1 – Comparaison entre types de charge

I.6 Les moteurs électriques utilisés pour les voitures électriques :

Le moteur électrique constitue un élément essentiel et relativement simple des véhicules électriques. Il convertit l'énergie électrique en énergie mécanique grâce aux interactions entre un électroaimant et un aimant permanent, assurant ainsi la propulsion du véhicule, notamment lors des phases d'accélération.

Lors du freinage, le moteur récupère l'énergie en convertissant l'énergie cinétique en électricité, ensuite stockée dans la batterie. Sa conception robuste, son rendement élevé et sa fiabilité en font un composant privilégié dans ce domaine. En générant un mouvement rotatif à partir de l'énergie électrique, le moteur optimise l'efficacité énergétique globale du véhicule tout en contribuant à améliorer son autonomie grâce à la régénération d'énergie [16].

I.6.1 Le moteur à courant continu (MCC) :

Étant donné que l'énergie est fournie par une batterie en courant continu, le choix d'un moteur à courant continu peut sembler évident. Historiquement, ce type de moteur a été largement utilisé dans les premiers véhicules électriques, notamment en raison de la simplicité de son contrôle. En effet, les moteurs à courant continu présentent d'excellentes propriétés pour la propulsion électrique, notamment un couple élevé à basse vitesse, ce qui est particulièrement avantageux dans le contexte automobile.

Cependant, ces moteurs présentent plusieurs inconvénients majeurs. Leur fabrication est coûteuse, et ils nécessitent un entretien régulier en raison de la présence du système balais-collecteur, sujet à l'usure. De plus, leur vitesse de rotation est limitée, et leur densité de puissance reste relativement faible, généralement comprise entre 0,3 et 0,5 kW/kg. En raison de ces limitations, ce type de moteur est désormais jugé peu adapté et insuffisamment fiable pour répondre aux exigences actuelles des applications dans le secteur des VE [17].

I.6.2 Les moteurs asynchrones :

Les MSA se caractérisent principalement par 2 types de rotors : celui à bobinage et celui dit à cage d'écureuil. Ce dernier type est largement privilégié dans les systèmes de propulsion électrique, en raison de sa structure simple, de sa durabilité mécanique, de sa fiabilité dans des conditions d'usage variées, ainsi que de son coût de fabrication modéré. Dans les systèmes électriques embarqués fonctionnant sur batteries, la nature continue de la tension fournie impose l'usage d'un convertisseur statique, généralement un onduleur. Ce dispositif permet de générer une tension alternative triphasée à partir de la source continue, en assurant un pilotage précis de la machine lors des différentes conditions de conduite, telles que l'accélération, la vitesse constante ou les variations de charge. Lorsqu'il survient une phase de décélération ou de freinage, la machine électrique fonctionne en mode générateur, transformant l'énergie mécanique. L'énergie mécanique issue du déplacement du véhicule est d'abord convertie en courant alternatif. Par la suite, l'onduleur assure la conversion de ce courant alternatif en courant continu, ce qui permet sa réintégration efficace au sein du système de stockage énergétique pour une utilisation ultérieure. Ce processus, appelé récupération d'énergie ou freinage régénératif, favorise une meilleure autonomie énergétique du véhicule en minimisant les pertes. La régulation de la vitesse du moteur repose sur une adaptation en temps réel de la fréquence. La

commande de la tension alternative s'effectue en fonction des sollicitations du conducteur, en particulier via le déplacement de la pédale d'accélération.. La stratégie vectorielle en fait partie et s'impose comme une solution performante pour une gestion optimisée des entraînements électriques modernes. L'évolution récente de l'électronique de puissance a également transformé les performances accessibles avec les moteurs asynchrones. Leur capacité de fonctionnement à haute vitesse a fortement progressé, atteignant des régimes avoisinant les 15 000 tours par minute, contre environ 3 000 tours par minute sur les anciennes générations [18].

I.6.3 Moteur synchrone (MS) :

Malgré une commande plus complexe, un coût de fabrication plus élevé et une robustesse parfois inférieure, le ms demeure l'un des choix privilégiés pour la propulsion des VE et hybrides. Ce choix s'explique par ses performances remarquables, notamment en termes de rendement, que ce soit en fonctionnement moteur ou en mode générateur. Comme la mas, Il se compose d'un stator et d'un rotor, séparés par un entrefer. La différence essentielle concerne la conception du rotor, laquelle peut prendre plusieurs formes selon l'architecture choisie. architectures techniques.. Parmi les configurations recensées dans la littérature, deux types se distinguent particulièrement par leur fréquence d'utilisation et leur pertinence technologique [18].

I.6.4 Moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) :

Ce moteur représente l'une des solutions les plus répandues dans les systèmes de propulsion électrique, en raison de ses performances élevées en termes d'efficacité énergétique, de couple développé et de densité de puissance. Sa conception requiert peu d'entretien et son pilotage reste relativement simple. Néanmoins, son coût de fabrication demeure significatif, en grande partie en raison de l'utilisation d'aimants permanents de haute qualité.

I.6.5 Moteur synchrone à réluctance variable (MRV) :

C'est un moteur qui produit un couple en ajustant la réluctance. C'est un moteur pas à pas qui n'est pas employé dans les fonctions requérant une régulation précise de la position et de la vitesse. Le rotor d'un MRV est généralement formé d'un noyau de fer tendre tandis que le stator comporte une multitude d'enroulements. La position du

rotor est établie en fonction de la réluctance relative des divers bobinages du stator. Il est possible de contrôler le moteur en modifiant le courant qui traverse les bobinages du stator. Au sein des bobinages du stator. Le rotor est conçu de manière à ce que le rapport entre l'inductance (L_d/L_q) sur les axes direct et quadrature soit aussi élevé que requis. Le rapport a une relation directe avec la plage de fonctionnement à puissance maintenue. C'est également vrai pour le rapport du facteur de puissance (L_d/L_q). Il en va de même pour le facteur de puissance (plus le ratio est élevé, plus le facteur de puissance l'est). L'acquisition de rapports élevés (L_d/L_q) entraîne des restrictions dans le processus de fabrication, influençant de manière défavorable les coûts[19].

Machine Critère	MCC	MAS	MSAP	MRV
Plage de vitesse	2.5	4.5	4.5	5
Performance énergétique	2	4	5	4
Poids	2	3	4	5
Coût	5	4	3	5
Fiabilité	2	4	3	5
Densité de puissance	1	4	5	3
Partie alimentation	4	5	3	2
Total	18.5	28.5	27.5	29

TABLE I.6.1 – Comparaison des quatre machines de traction électrique [16, 17]

I.7 Modélisation des Forces Dynamiques d'un Véhicule Électrique (EV)

I.7.1 Forces Dynamiques Agissant sur le Véhicule

(a) Force de roulement (Rolling Resistance)

$$F_{rolling} = M * g * C_r \quad (I.7.1)$$

- M : masse du véhicule (en kg)
- g : accélération gravitationnelle
- C_r : coefficient de résistance au roulement

Cette force résulte de la déformation des pneus et de la surface de la route.

(b) Force aérodynamique (Air Drag)

$$F_{air} = 0.5 * \rho * C_d * S * v^2 \quad (I.7.2)$$

- ρ : densité de l'air
- C_d : coefficient de traînée
- S : surface frontale du véhicule
- v : vitesse du véhicule (en m/s)

Cette force s'oppose au mouvement du véhicule dans l'air.

(c) Force gravitationnelle (pente)

$$F_{slope} = M * g * \sin(\theta) \quad (I.7.3)$$

- θ : angle de la pente de la route (en radians).

Cette force apparaît lors des montées ou descentes de pente.

(d) Force d'inertie

$$F_{inertie} = M * a = M * dv/dt \quad (I.7.4)$$

- a : accélération du véhicule (m/s^2)

Cette force est liée à l'accélération ou la décélération du véhicule.

(e) Force de freinage

Deux modèles possibles :

- Modèle 1 : $F_{brake} = T_{brake}/r_{wheel}$
- Modèle 2 : $F_{brake} = M * a_{brake}$
- T_{brake} : couple de freinage (en N.m)
- r_{wheel} : rayon de la roue (en m)
- a_{brake} : décélération imposée

Le choix du modèle dépend du niveau de détail du simulateur (couple connu ou non).

I.7.2 Force Totale Agissant sur le Véhicule

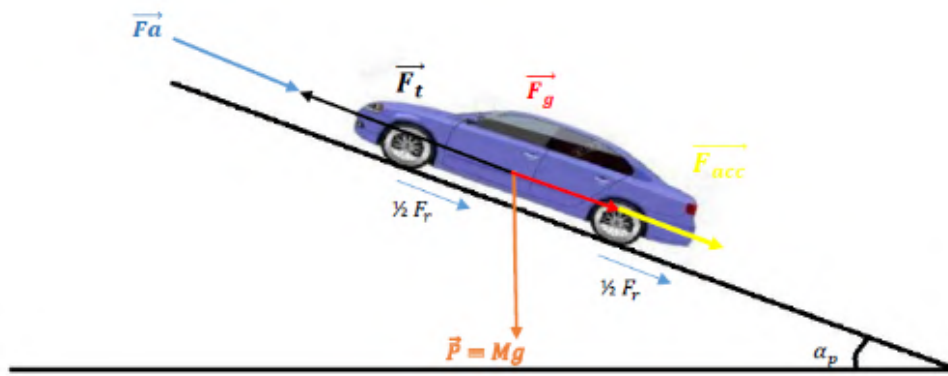


FIGURE I.7.1 – les forces applique au véhicule

$$F_t = F_r + F_a + F_g + F_{ac} \quad (I.7.5)$$

F_r : Une force résistante due au frottement des roues, elle dépend au coefficient de frottement qui est proportionnelle à la nature et la largeur des pneus pratiquement.

Admettons le suivant :

$$F_r = (C_{rr} \cdot m_{av} + C_{rr} \cdot m_{ar}) \cdot g \approx g \cdot M \cdot C_{rr-moy} \quad (I.7.6)$$

Tel que : (C_{rr}) vaut environ 0.01 (environ 0.015 pour des pneus classiques).

- m_{av}, m_{ar} : les masses des roues avant et arrière.
- M : La masse totale de véhicule

— g : Accélération de pesanteur.

F_a : Une force de résistance due à l'effet aérodynamique de l'air, elle est proportionnelle à la masse volumique de l'air et au carré de la vitesse relative (énergie cinétique) par rapport à la vitesse du vent et à la section frontale du véhicule qui caractérisée par coefficient de pénétration dans l'air qui prend la valeur entre 0.2 et 1.5 selon la carrosserie (géométrie de la section d'attaque du véhicule).

$$F_a = \frac{1}{2} \rho S_f C_x (V - V_{vent})^2 \quad (I.7.7)$$

— ρ : Masse volumique de l'air (kg/m^3)

— S_f : Section frontale du véhicule

— V : vitesse de mouvement du véhicule

— V_{vent} : vitesse de vent

F_g : La force d'inclinaison aussi appelée la force de résistance due à la pente à gravir (force liée au profil de la route). Elle est donnée par :

$$F_g = g M \sin(\alpha p) \quad (I.7.8)$$

F_{acc} L'accélération du véhicule vaut :

$$F_{acc} = M \cdot \frac{dV}{dt} = M \cdot \gamma \quad (I.7.9)$$

Donc le bilan des forces résistantes à l'avancement du véhicule est représenté comme suite :

$$F_t = g \cdot M \cdot C_{rr-moy} + \frac{1}{2} \rho \cdot S_f \cdot C_x (V - V_{vent})^2 + g \cdot M \cdot \sin(\alpha p) + M \cdot \gamma \quad (I.7.10)$$

On définit alors, la puissance à développer par les roues en fonction de vitesse de déplacement :

$$P = F_t V \quad (I.7.11)$$

Le couple résistant à la roue C_{rr} liée à l'effort résistant est défini par :

$$C_r = F_R R \quad (I.7.12)$$

S_f	$1.8m^2$
ρ	$1.24 \text{ Kg } m^{-3}$
C_x	0.26
C_{rr}	0.02
R	0.27 m
J_w	$1.15 \text{ kg} \cdot m^2$
C_R	$1000 \text{ N}/(\text{m/s})$

Avec :

$$F_R = F_r + F_a + F_g \quad (\text{I.7.13})$$

Et R : Le rayon de roue.

La vitesse angulaire ω (roue) est donc :

$$\omega_{(roue)} = \frac{V}{R} \quad (\text{I.7.14})$$

I.8 Avantages et inconvénient des véhicules électriques :

I.8.1 Avantages :

1. Environnementaux :

- **Réduction des émissions de CO2** : Les véhicules électriques (VE) n'émettent aucun gaz à effet de serre lors de leur utilisation, ce qui contribue efficacement à la lutte contre le réchauffement climatique.
- **Amélioration de la qualité de l'air** : L'absence d'émissions de particules fines et d'oxydes d'azote (NOx) améliore la qualité de l'air, en particulier en milieu urbain.
- **Compatibilité avec les énergies renouvelables** : Les VE peuvent être alimentés par des sources d'énergie propres, telles que le solaire ou l'éolien.

2. Économiques :

- **Coûts d'utilisation réduits** : L'électricité est généralement moins onéreuse que les carburants fossiles, surtout pour les recharges à domicile.

- **Entretien simplifié** : L'architecture des VE, avec moins de pièces mobiles (pas de moteur thermique, ni boîte de vitesses complexe), réduit considérablement les besoins de maintenance.
 - **Incitations financières** : Subventions, crédits d'impôt et exonérations fiscales encouragent l'adoption des VE dans de nombreux pays.
3. **Technologiques** : Le moteur électrique se distingue par sa capacité à délivrer un couple maximal instantané, dès les bas régimes, ce qui se traduit par une accélération rapide et fluide. Cette caractéristique améliore significativement l'expérience de conduite, offrant à la fois réactivité et confort. Contrairement aux moteurs thermiques, il n'est pas nécessaire d'attendre une montée en régime pour atteindre la puissance maximale, ce qui confère au véhicule une réactivité immédiate dans toutes les situations de conduite, notamment lors des démarrages, des dépassements ou en milieu urbain.
- **Conduite silencieuse** : Les VE génèrent très peu de bruit, ce qui réduit la pollution sonore, particulièrement en ville.
 - **Technologies embarquées** : Les véhicules sont souvent équipés de systèmes avancés tels que GPS, connectivité, recharge intelligente, etc.
4. **Énergétiques** :
- **Rendement élevé** : Le rendement des moteurs électriques est nettement supérieur à celui des moteurs thermiques (80–90 % contre 20–30 %).
 - **Stockage d'énergie potentiel** : Les VE pourraient à terme être intégrés dans des réseaux intelligents (vehicle-to-grid), en servant de stockage d'énergie.

I.8.1.1 Inconvénients :

1. Environnementaux :

- **Production des batteries** : L'extraction des métaux comme le lithium, le cobalt ou le nickel a un impact environnemental et social non négligeable.
- **Recyclage complexe** : La gestion des batteries en fin de vie reste un défi technique et écologique.
- **Mix énergétique variable** : L'impact environnemental dépend de la source d'électricité utilisée ; s'il s'agit de charbon ou de gaz, le gain écologique est limité.

2. Économiques :

- **Prix d'achat élevé** : Les VE sont encore plus coûteux à l'achat que les véhicules thermiques, même si cette différence tend à diminuer avec le temps.
 - **Dépendance aux subventions** : Sans aides publiques, les VE peuvent rester peu compétitifs.
3. **Technologiques** : Malgré les avancées technologiques significatives en matière de batteries, l'autonomie des véhicules électriques demeure inférieure à celle des véhicules thermiques, notamment lors des trajets sur autoroute où la consommation énergétique est plus élevée. Cette limitation constitue l'un des principaux freins à l'adoption massive des voitures électriques, en particulier pour les longs trajets, où la fréquence et la durée des recharges peuvent devenir contraignantes pour les utilisateurs.
- **Temps de recharge important** : Même avec des bornes rapides, le temps de recharge reste plus long qu'un plein classique.
4. **Pratiques** : La masse importante des batteries contribue à alourdir le véhicule, ce qui peut nuire à sa maniabilité et augmenter la consommation d'énergie, notamment lors des phases d'accélération et en conduite urbaine.
- **Charge sur le réseau électrique** : Une forte adoption des VE peut solliciter fortement le réseau, notamment aux heures de pointe.
5. **Sociaux** :
- **Inégalités d'accès** : Les VE sont souvent réservés aux ménages les plus aisés et aux zones urbaines mieux équipées.
 - **Transformation du marché de l'emploi** : La transition vers l'électrique risque d'impacter l'industrie traditionnelle, notamment les emplois liés aux moteurs thermiques.

I.9 Conclusion

Nous venons de présenter, dans ce chapitre une petite historique sur le véhicule électrique, Ensuite Nous avons discuté des diverses catégories de véhicules électriques ainsi que de leur classification basée sur les sources d'énergie et en donnant les avantages et les inconvénients de chaque un, en tirant la conclusion que la voiture électrique a le potentiel de devenir une option prometteuse. L'augmentation de la capacité et la réduction du temps de recharge des batteries demeurent un enjeu majeur actuellement pour l'adoption généralisée du véhicule électrique.

CHAPITRE II

Commande vectorielle du système de propulsion électrique de EV

II.1 Introduction

L'analyse de tout système physique nécessite une étape essentielle de modélisation, permettant d'étudier son comportement face aux contraintes et de comprendre les mécanismes qui régissent son fonctionnement. La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est particulièrement importante dans le domaine des véhicules électriques, où elle constitue le cœur du système de propulsion. En effet, la MSAP est largement utilisée dans les applications à moyenne et haute puissance grâce à ses performances élevées, sa compacité et son rendement énergétique.

L'élaboration d'un modèle mathématique précis facilite considérablement l'analyse de cette machine et permet l'implémentation de lois de commande modernes, telles que la commande vectorielle. Ces lois garantissent une régulation fine de la vitesse et un comportement stable même en régime transitoire, ce qui est essentiel pour assurer la fiabilité et la performance des véhicules électriques [20].

Ce chapitre abordera la configuration d'un système de commande à vitesse variable appliqué à la MSAP, ainsi que sa modélisation détaillée. Nous traiterons également les différents modes d'alimentation — par réseau triphasé ou par onduleur de tension — et effectuerons des simulations à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.

II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation consiste en l'application de méthodes mathématiques visant à simplifier la représentation d'une machine électrique à l'aide d'un ensemble restreint d'équations différentielles. La création d'un modèle mathématique est une étape essentielle pour la supervision et la simulation des différents modes de fonctionnement de la machine. Les équations du modèle sont fondées sur les hypothèses communément acceptées qui suivent[21].

II.2.1 Formulation mathématique de la Machine Synchrones à Aimants Permanents en régime triphasé

II.2.1.1 Équations électriques :

Les tensions, les flux et les courants statoriques triphasés sont représentés par les notations vectorielles suivantes : $[V_s]$ pour les tensions, $[\phi_s]$ pour les flux et $[i_s]$ pour les courants. La figure (II.2.1) représente les bobinages d'une machine synchrone triphasée équipée d'aimants permanents.

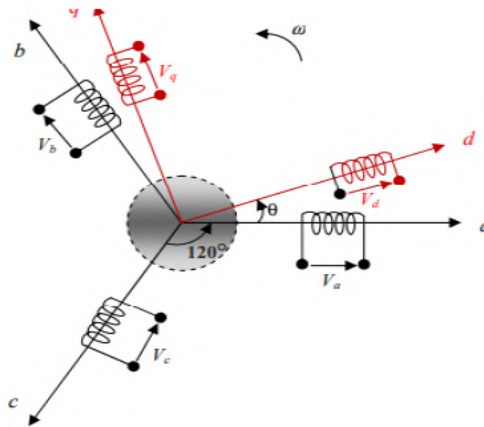


FIGURE II.2.1 – Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

Les équations de la machine synchrone sont exprimées dans le repère fixe au stator sous forme matricielle, à partir de la figure fourni :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{II.2.1})$$

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\varphi_f] \quad (\text{II.2.2})$$

$$\text{D où } [L_s] = [L_{s0}] + [L_s \nu] \quad (\text{II.2.3})$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a & V_b & V_c \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur tensions statoriques.} \quad (\text{II.2.4})$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_a & I_b & I_c \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur courants statoriques.} \quad (\text{II.2.5})$$

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_a & \varphi_b & \varphi_c \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur flux statoriques.} \quad (\text{II.2.6})$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistances du stator.} \quad (\text{II.2.7})$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} : \text{Matrice d'inductances du stator.} \quad (\text{II.2.8})$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_{sf}] \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux engendré par l'aimant.} \quad (\text{II.2.9})$$

Dans cette illustration : La grandeur φ_{sf} représente l'amplitude maximale (constante) du flux généré par l'aimant lorsqu'il traverse les enroulements du stator . L'angle θ est défini comme étant la mesure de la différence angulaire entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé, tel que stipulé dans la référence[22]. ωr désigne la vitesse de rotation du rotor de la machine. Afin de compléter le modèle électrique, il est nécessaire d'introduire les expressions du couple électromagnétique ainsi que de la vitesse, permettant ainsi de décrire le comportement mécanique de la machine.

II.2.1.2 Équation électromagnétique :

La détermination du couple électromagnétique est une étape fondamentale pour l'étude et la commande de la machine[22]. Ce couple est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = [I_s]^T \cdot \frac{d[L_{ss}]}{2 d\theta} \cdot [I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{2 d\theta} \quad (\text{II.2.10})$$

II.2.1.3 Équation de la mécanique :

Les seules composantes en mouvement d'une MSAP sont les rotors. La solidité et la fiabilité du MSAP découlent directement de sa structure simple, la deuxième loi de Newton constituant le fondement d'un modèle du système mécanique. La dernière équation significative qui enrichit le modèle du MSAP est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine.

$$\sum iC = Jd\omega_r dt \quad (\text{II.2.11})$$

$$C_e - C_r = J \frac{d\omega_r}{dt} + f\omega_r \quad (\text{II.2.12})$$

Avec : $C_f = f\omega_r$

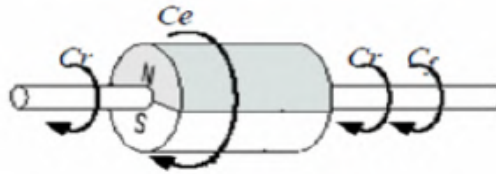


FIGURE II.2.2 – Différents couples qui agissent sur le rotor.

- J Moment d'inertie du moteur.
- f : coefficient de frottement visqueux.
- C_e : le couple électromagnétique délivré par le moteur.
- C_r : le couple résistant, ou de charge.

II.2.2 Modélisation de la MSAP dans le modèle de Park :

En appliquant la transformation de Park au système d'équations de la MSAP, il devient possible d'exprimer tous les vecteurs de courants, de tensions et de flux dans un repère lié au rotor. Ainsi, les relations obtenues sont celles présentées ci-dessous[23] :

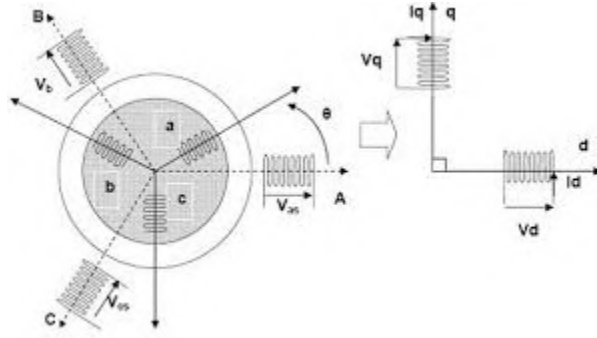


FIGURE II.2.3 – Machine équivalente au sens de Park.

II.2.2.1 Équations électriques :

Le modèle de la machine suite à la transformation de Park est explicité par l'équation[24] :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.2.13})$$

II.2.2.2 Équations du champ magnétique :

Les équations de flux peuvent être exprimées de la manière suivante[24] :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{II.2.14})$$

La variable φ_d représente la constante qui caractérise le champ magnétique résultant de l'aimantation permanente du rotor. Sur l'axe q. Suite à la substitution des deux équations de flux dans les équations (II.2.15 et II.2.16), le modèle de la MSAP peut être exprimé de la manière suivante :

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \quad (\text{II.2.15})$$

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \quad (\text{II.2.16})$$

Avec :

- V_d : Tension statorique sur l'axe d.
- V_q : Tension statorique sur l'axe q.
- I_d : Courant statorique sur l'axe d.

$$C_e = \frac{dwe}{d\theta_{geo}} = P \frac{dwe}{d\theta_e} \quad (\text{II.2.17})$$

- ω_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.
- θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
- P : nombre de paires de pôles. selon Park selon l'expresion de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{\delta}{2}(V_d I_d + V_q I_q)$$

en remplaçant V_d et V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s(I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt}(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \right]$$

- $\frac{3}{2} [R_s(I_d^2 + I_q^2)]$: représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} \left(I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} \frac{d\theta}{dt}(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)$: représente la puissance électromagnétique.
- Sachant que : $P\omega_r = \omega$ et $Pe = Ce\omega$

$$Ce = \frac{3}{2} P[\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] \quad (\text{II.2.18})$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$Ce = \frac{3}{2} P[(L_d - L_q)I_d I_q + I_q \varphi_f] \quad (\text{II.2.19})$$

II.2.2.3 Équations du mouvement :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = Ce - Cr - f \quad (\text{II.2.20})$$

Avec : [25]

- J : Le couple d'inertie des masses tournantes.
- Cr : Couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique.
- Ce : Couple électromagnétique.
- ω_r : vitesse mécanique de rotation.
- f : Coefficients des frottements visqueux.

II.2.2.4 Mise sous forme d'équation d'état

En utilisant les tensions (V_d , V_q) et le flux d'excitation ϕ_f comme paramètres de contrôle, les courants statoriques (I_d , I_q) sont considérés comme des variables d'état, tandis que le couple C_r est traité comme une perturbation. Ainsi, à partir de cela, il est possible de formuler le système sous forme d'équations d'état[26].

$$[X] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II.2.21})$$

où :

- $[X] = [i_d, i_q]^T$ est le vecteur des variables d'état
- $[U] = [V_d, V_q, \phi_f]^T$ Est le vecteur de commande.
- $[A]$: Matrice du fondamentale qui caractérise le système.
- $[B]$: Matrice d'entrée
- $[V]$: Vecteur de commande.
- $[X]$: Vecteur d'état.

Le système peut s'écrire sous forme d'équation suivante : $[X] = [A][X] + [B][U]$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.2.22})$$

On peut écrire les matrices $[A]$ et $[B]$ sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \left\{ \begin{array}{l} [A] = [A_1] + \omega_r[A_2] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \\ [B] = [B_1] + \omega_r[B_2] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \end{array} \right.$$

Ainsi, la forme de l'équation d'état est donnée comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - R_s \frac{I_d}{L_d} + p\omega_r \frac{L_q I_q}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - R_s \frac{I_q}{L_q} - p\omega_r \frac{L_d I_d}{L_q} - p\omega_r \frac{\varphi_{fs}}{L_q} \\ Ce = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \varphi_{fs}] \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e m - C_r - f r \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.2.23})$$

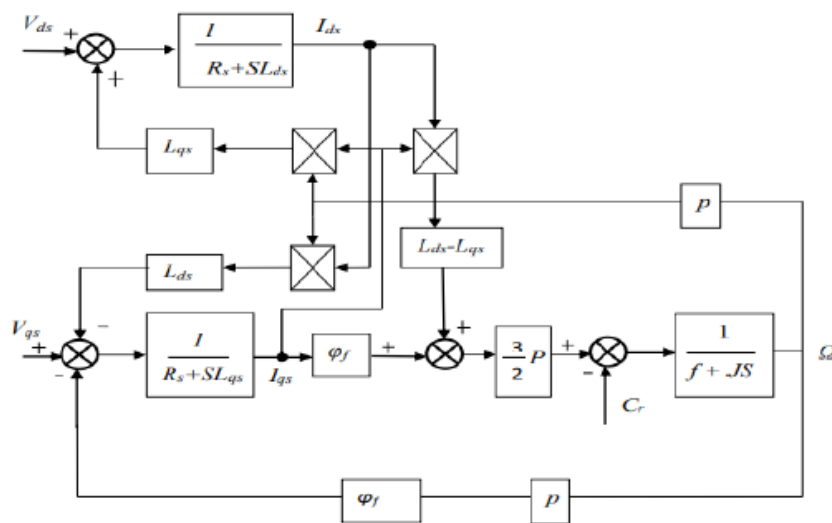


FIGURE II.2.4 – Diagramme en bloc d'un système d'alimentation à découpage en mode tension.

II.3 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle est une méthode qui permet de convertir un moteur synchrone à aimants permanents en un système similaire à un moteur à courant continu avec excitation séparée, où le flux magnétique n'est pas influencé par les variations du couple électromagnétique. Ce contrôle favorise l'optimisation du délai de réponse et la mise en place rapide du couple. Cependant, cette amélioration s'accompagne d'une augmentation de la complexité de la commande et de la nécessité de mettre en place des structures d'observation ou de mesure des grandeurs de la machine, telles qu'exigées par la commande. Par ailleurs, la susceptibilité aux changements des paramètres internes de la machine constitue l'inconvénient principal de la commande vectorielle. Pour une machine synchrone équipée d'aimants permanents, la méthode la plus directe consiste à maintenir le courant du stator en quadrature avec le flux du rotor (avec un courant continu d'excitation nul et le courant du stator réduit à un unique composant I_q)[27].

($I_s = I_q$), qui donne un couple maximal contrôlé par un composant de courant unique (I_q) et régule la vitesse par le courant passe par I_q via la tension V_q . Cela vérifie le principe de la machine à courant continu

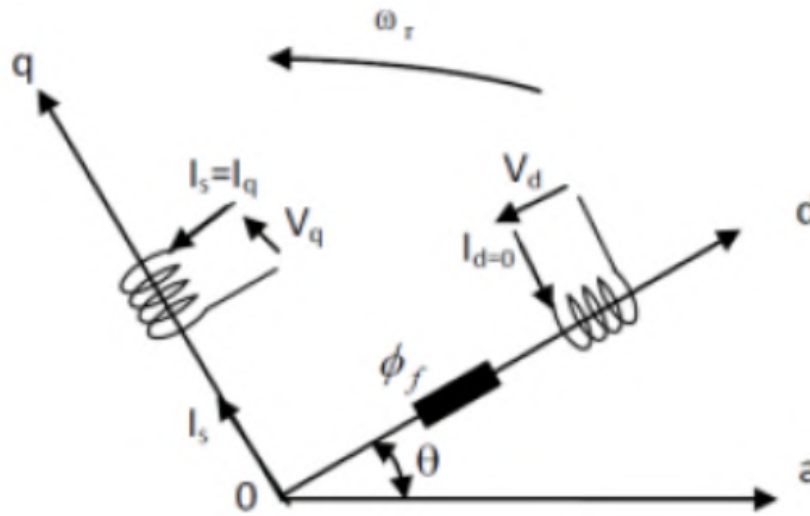


FIGURE II.3.1 – Principe de la commande vectorielle.

Il convient également de souligner que la suppression de l'inductance de dispersion abaisse le courant du stator, ce qui permet à la machine de fonctionner dans la région de non-saturation. Lorsque l'indice de diffusion est nul ($I_d = 0$), le système d'équations du Modèle de Séparation des Phases en Milieu Poreux (MSAP) se simplifiera aux équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = -p\omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + p\varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.3.1})$$

Et le couple devient :

$$\begin{cases} C_{em} = p\varphi_f I_q \\ C_{em} - C_r = J \frac{d\omega_r}{dt} + f\omega_r \end{cases} \quad (\text{II.3.2})$$

Il est observé que cette stratégie permet de résoudre le problème de couplage entre les axes (d,q). Quand le courant I_d est nul , le modèle de la MSAP se simplifie en un modèle équivalent à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, comme l'illustre la figure (II.3.2) :

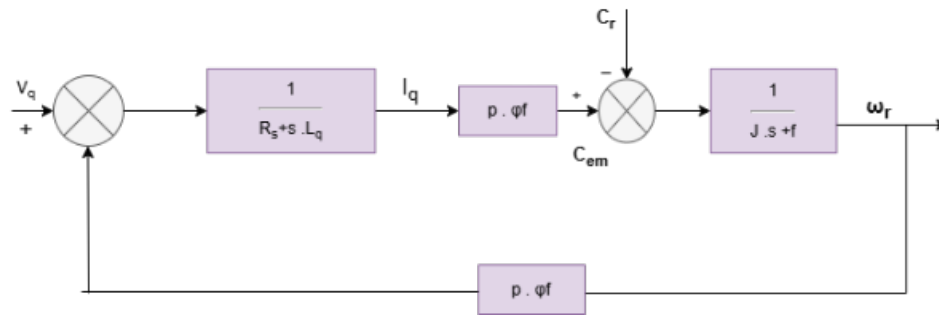


FIGURE II.3.2 – Modèle de la MSAP commandé à flux orienté Id à nul[24]

II.3.1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

II.3.1.1 Schéma global de la Commande vectorielle de la MSAP :

Le vecteur de commande est fréquemment employé dans les axes d et q des machines à alimentation en tension et en courant régulées. Cette conception vise à optimiser la régulation du couple en contournant les désavantages liés à l'alimentation électrique. Le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimentée en tension et commandée par orientation du flux, est illustré dans la figure (II.3.3).

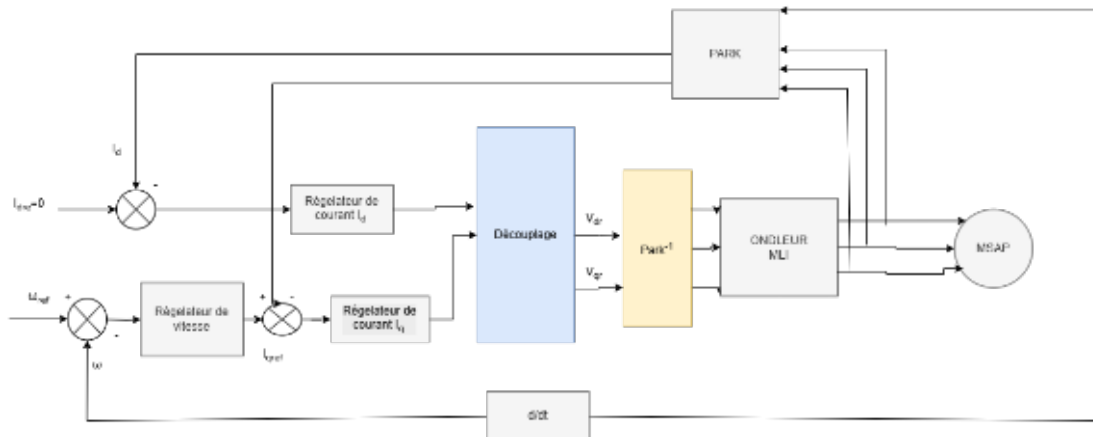


FIGURE II.3.3 – Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

Les éléments essentiels de la commande vectorielle comprennent la régulation de la vitesse, la régulation des courants I_d et I_q , ainsi que les transformations de Park et de Concordia[28].

La vitesse est contrôlée par le biais de la boucle externe du bloc, où la sortie de son régulateur est soit le couple électromagnétique de référence Cem_{ref} , soit le courant de référence Iq_{ref} . Sa capacité est restreinte afin de prendre en considération les spécificités de l'onduleur et de la surcharge de l'équipement. Iq est confronté à la valeur mesurée des courants réels. L'erreur entraîne la sollicitation de l'entrée du régulateur de tension

de référence $V_{d_{ref}}$. En plus de cette boucle interne, une boucle de régulation de I_d est présente. Le courant de référence I_d est maintenu à zéro. Les tensions de référence $V_{d_{ref}}$ et $V_{q_{ref}}$ sont obtenues à partir des sorties des régulateurs de courant direct (I_d) et quadratique (I_q). Ensuite, en appliquant la transformation de Park, on dérive les tensions de commande V_{as} , V_{bs} et V_{cs} , qui représentent les tensions de référence pour la modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur[28].

II.3.1.2 Découplage par compensation :

La génération de la tension d'alimentation est réalisée en imposant des tensions de référence à l'entrée de commande de l'onduleur. Ces tensions sont utilisées pour déterminer les relations de phase sur les bras de l'onduleur afin d'assurer que les tensions fournies par l'onduleur aux bornes du stator de la machine soient alignées autant que possible sur les tensions de référence. Toutefois, il est nécessaire de définir précisément les termes de compensation en raison des couplages entre les axes d et q dans les équations statoriques[29, 30].

Les tensions suivant les axes (d, q) peuvent être écrites sous les formes suivantes :[5]

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \right) - \omega L_q I_q \\ V_q = \left(R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \right) + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \\ \omega = p\omega_r \end{cases} \quad (\text{II.3.3})$$

La figure II.3.4 représente le couplage entre les axes d et q.

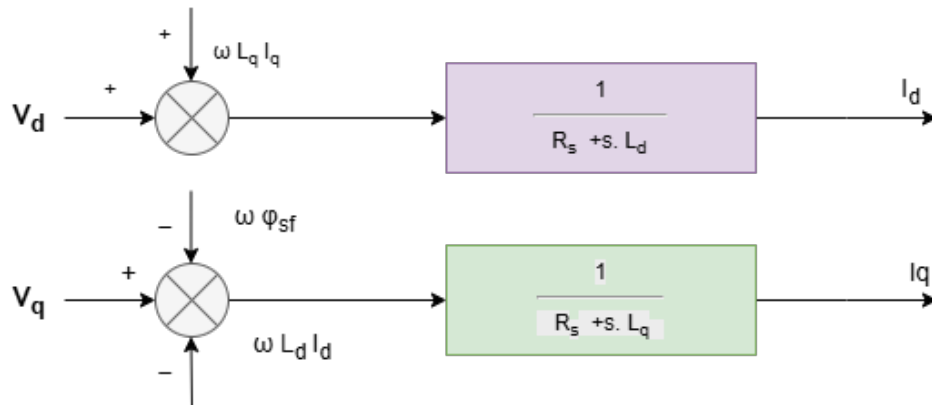


FIGURE II.3.4 – Description de couplage.

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes « d » et « q », on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires ed et eq Avec :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega(L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.3.4})$$

A partir de l'équation II.2.16 et II.3.4 on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{II.3.5})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = (Rs + SL_d)I_d \\ V_{q1} = (Rs + SL_q)I_q \end{cases} \quad (\text{II.3.6})$$

On a donc les courants “ I_d ” et “ I_q ” sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} et I_q ne dépend que de V_{q1} , à partir de l'équation (II.3.8) les courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{(Rs + S.L_d)} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{(Rs + S.L_q)} \end{cases} \quad (\text{II.3.7})$$

S : Opérateur de Laplace. Le concept de régulation implique le contrôle des courants statoriques en se basant sur les grandeurs de référence souhaitées à l'aide des régulateurs conventionnels. La figure ci-dessous illustre le schéma de régulation des courants statoriques.

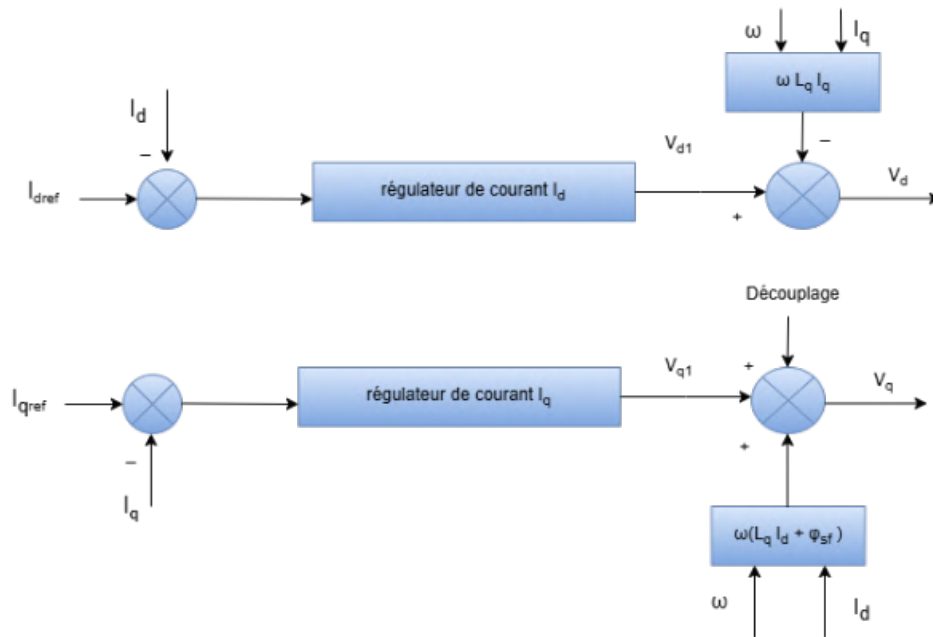


FIGURE II.3.5 – Principe de découplage par compensation.

Avec :

- V_{d1} : La tension à la sortie de régulateur de courant I_d
- V_{q1} : La tension à la sortie de régulateur de courant I_q

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure (II.3.6)

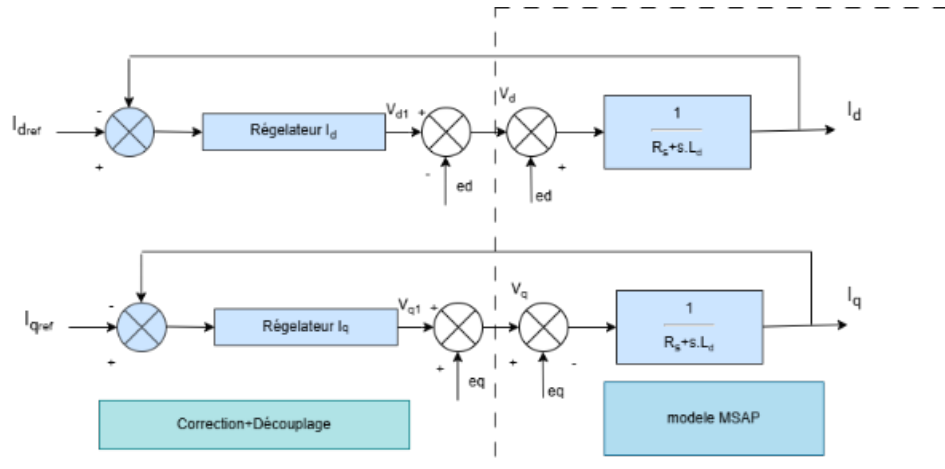


FIGURE II.3.6 – Structure générale : (machine-découplage par compensation)[22]

II.3.2 Calcul des régulateurs

Les régulateurs ont pour fonction de maintenir la grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée, en dépit de la présence de perturbations internes ou externes[31]. Une fois que le découplage entre l'axe d et l'axe q a été effectué, la régulation est réalisée en utilisant des régulateurs de type proportionnel-intégral (PI). L'action intégrale a pour objectif de diminuer la différence entre la consigne et la valeur régulée. La rétroaction proportionnelle permet de réguler la vitesse du système[32]. Le régulateur proportionnel-intégral (PI) combine les actions proportionnelle et intégrale en parallèle, comme illustré dans la figure II.3.7 La relation entre la sortie $Ur(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est définie par l'équation suivante :

$$Ur(t) = kp\varepsilon(t) + ki \int_0^t \varepsilon(t)dt$$

La fonction de transfert sera :

$$\frac{Ur}{\varepsilon} = kp + \frac{ki}{s}$$

Où kp : Gain proportionnel.

ki : Gain intégral.

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$P.I \rightarrow \frac{Ur}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad (\text{II.3.8})$$

Avec :

$$\begin{cases} kp = \frac{T_1}{T_2} \\ ki = \frac{1}{T_2} \end{cases} (\text{II.3.9})$$

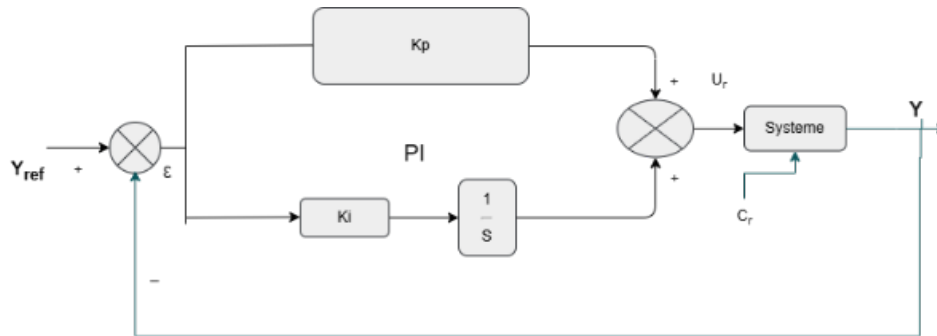


FIGURE II.3.7 – Régulateur PI

II.3.3 Dimensionnement des régulateurs :

La machine est découpée en deux axes (d, q) pour la régulation. La régulation de l'axe "d" est effectuée par une boucle unique, tandis que la régulation de l'axe "q" est réalisée par deux boucles en cascade : une interne pour le contrôle du courant et une externe pour le contrôle de la vitesse[8].

II.3.3.1 Régulateur de courant Iq

Le contrôle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) est réalisé en surveillant les courants I_d et I_q . Le système est constitué d'une boucle de régulation de vitesse qui fixe la référence I_{qref} , tandis que le courant I_d est maintenu à zéro. Les régulateurs proportionnels-intégrateurs (PI) sont utilisés pour garantir une erreur statique nulle ($\varepsilon = 0$) lors de la commande. [30, 33, 34]

Sachant que :

$$Iq = \frac{Vq}{Rs + sLq}$$

et que la forme générale du régulateur PI est : $\frac{1+sT_1}{sT_2}$ (équation II.3.8) on aboutit au schéma de la figure II.3.8

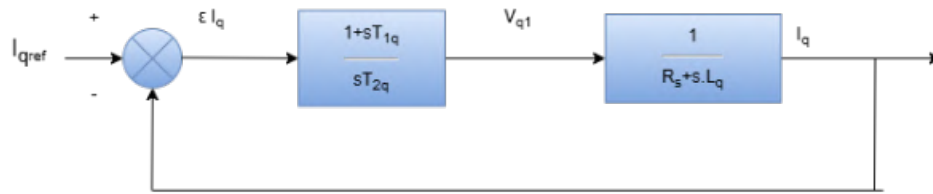


FIGURE II.3.8 – Boucle de régulation de courant I_q .

la fonction de Transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (II.3.8) est :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} \quad (\text{II.3.10})$$

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1 + s\frac{L_q}{R_s})} \quad (\text{II.3.11})$$

En appliquant la méthode de compensation des pôles, on obtiendra :

$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s}$ ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = t_q \quad (\text{II.3.12})$$

avec :

$\frac{L_q}{R_s}$: Constante de temps électrique. En substituant la constante par sa valeur dans l'équation (II.3.12) et en la reportant dans l'équation (II.3.10), on obtient

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (\text{II.3.13})$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{II.3.14})$$

$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2q}}$ de la forme :

$$\left(\frac{1}{1 + s\tau_q} \right)$$

Par identification on trouve :

$$\tau_q = R_sT_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s}$$

En imposant le temps de référence :

$$Tr = 3\tau_q \text{ (Critère de } \pm 5)$$

On a :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{II.3.15})$$

T_r : Temps de réponse imposé.

Si on remplace l'équation (II.3.15) dans (II.3.9) on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.3.16})$$

II.3.3.2 Régulateur de courant I_d

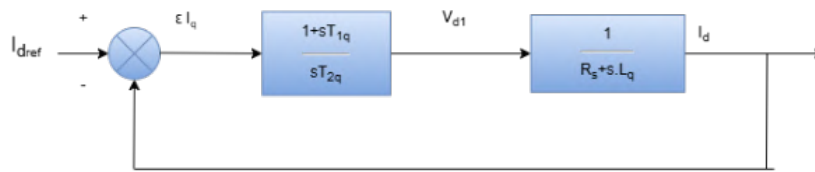


FIGURE II.3.9 – Boucle de régulation du courant I_d .

De la même façon que le calcul de régulateur du courant I_q on détermine le régulateur du courant I_d avec : [35, 36]

$$\frac{L_d}{R_s} = T_{1d} = \tau_d$$

On impose :

$$T_r = 3\tau_d = \frac{3R_s}{k_{id}} \quad \begin{cases} K_{id} = \frac{3.R_s}{T_r} \\ K_{pd} = \frac{3L_d}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.3.17})$$

II.3.3.3 Régulateur de vitesse

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant I_q donc du couple aussi.
- Sous système de la partie mécanique.

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

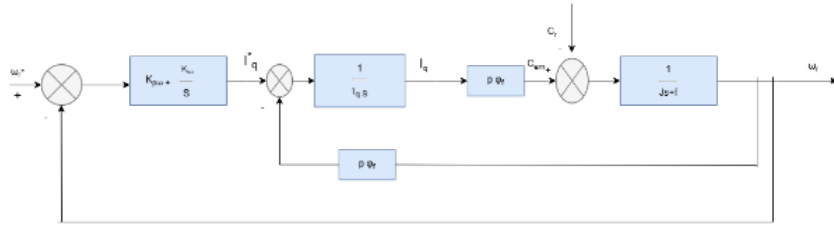


FIGURE II.3.10 – Boucle de régulation de vitesse.

le schéma de la figure (II.3.10) peut-être simplifié par la figure (II.3.11)

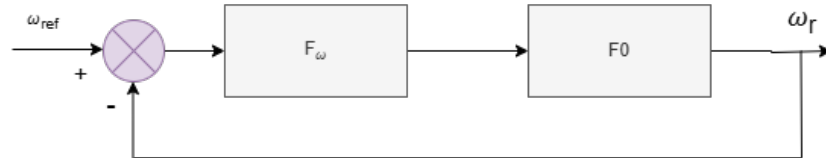


FIGURE II.3.11 – Boucle de régulation de vitesse simplifié.

$F(s)$: la fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_{\omega}(s) = Kp_{\omega} + \frac{Ki_{\omega}}{s} = \frac{1 + sT1_{\omega}}{sT2_{\omega}} \quad (\text{II.3.18})$$

Ou :

$$\begin{cases} Kp_{\omega} = \frac{T1_{\omega}}{T2_{\omega}} \\ Ki_{\omega} = \frac{1}{T2_{\omega}} \end{cases}$$

$Fo(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte.

$$F0(s) = \frac{P\varphi s f}{f(1 + s\tau q) + (1 + s\tau m)} \quad (\text{II.3.19})$$

$\tau m = \frac{J}{f}$: Constante mécanique de la machine.

la FTBF est donné par :

$$FTBF = \frac{F_{\omega}(s)Fo(s)}{1 + F_{\omega}(s)Fo(s)} \quad (\text{II.3.20})$$

Après les calculs, on trouve :

$$FTBF(s) = \frac{P\varphi s f (Kp_{\omega} s + Ki_{\omega})}{J\tau q s^3 + (J + f\tau q)s^2 + (P\varphi f s Kp_{\omega} + f)s + P\varphi s f Ki_{\omega}} \quad (\text{II.3.21})$$

Si on néglige $(J\tau q)$, $(f\tau q)$ devant J , le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$P(s) = Js^2 + (f + P\varphi s f Kp_{\omega})s + P\varphi s f Ki_{\omega} \quad (\text{II.3.22})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués

$s_{1,2} = \rho.(1 \pm j)$ il devient alors :

$$P(s) = s^2 + 2Ps + 2P2 \quad (\text{II.3.23})$$

Par identification terme à terme entre l'équation (II.3.22) et (II.3.23) on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{2Jp - f}{P\varphi sf} \\ K_{i\omega} = \frac{2p^2 J}{P\varphi sf} \end{cases}$$

Où :

$$\rho = \xi\omega n$$

ωn : Pulsation propre du système.

ξ : Facteur d'amortissement.

II.4 La simulation des résultats de la commande vectorielle pour la Machine Synchrone à Aimants Permanents alimentée en tension

Suite à la mise en œuvre du découplage et à la conception des régulateurs, une simulation du système onduleur-machine a été effectuée à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink afin d'évaluer les performances du contrôle vectoriel appliqué à une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP).

Les modèles mathématiques de la machine et de l'onduleur exposés dans le chapitre antérieur sont mis en œuvre dans cette section. Le schéma bloc utilisé pour la simulation est fourni en annexe.

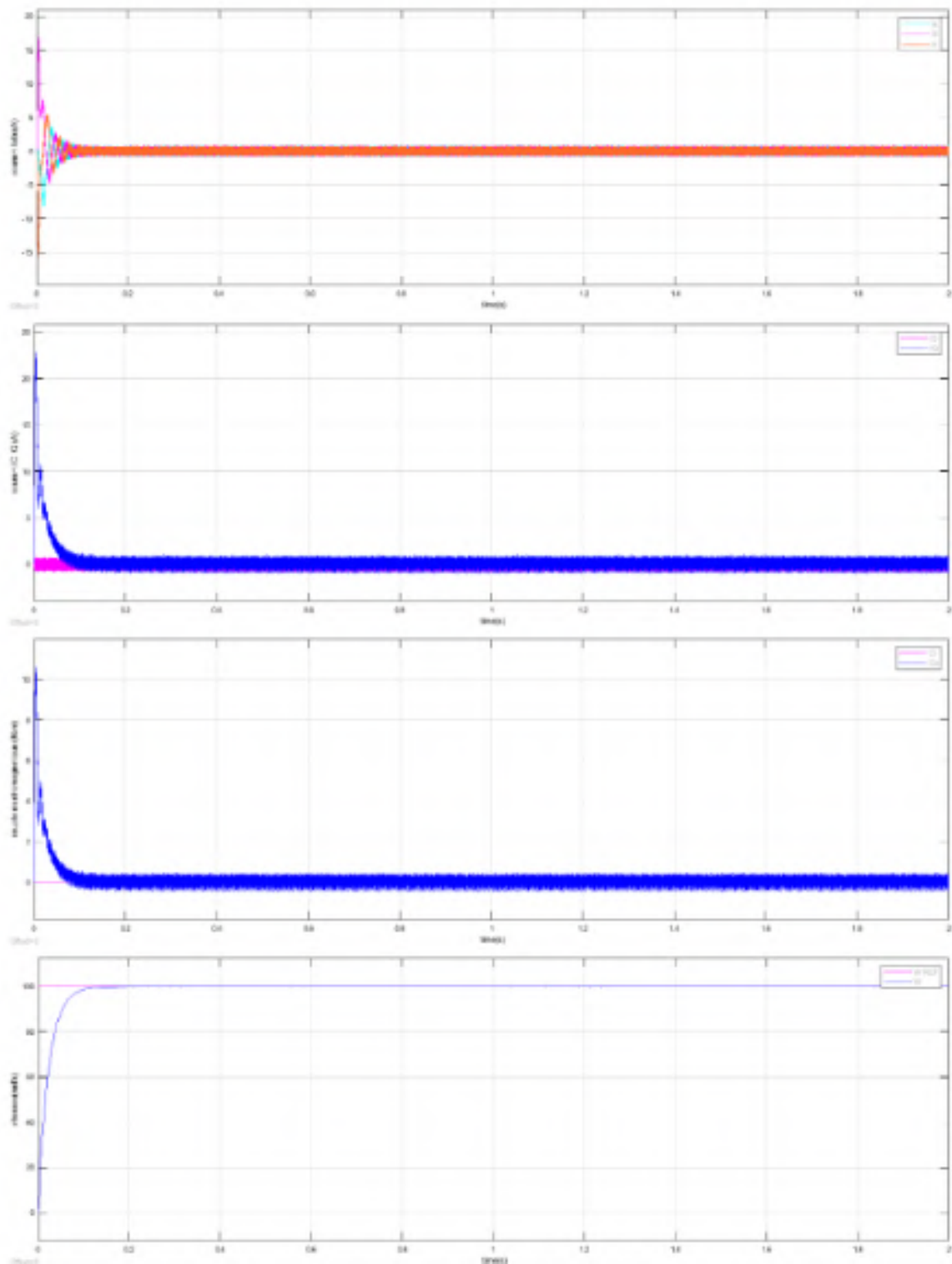


FIGURE II.4.1 – présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement avec charge=24.65N.m.

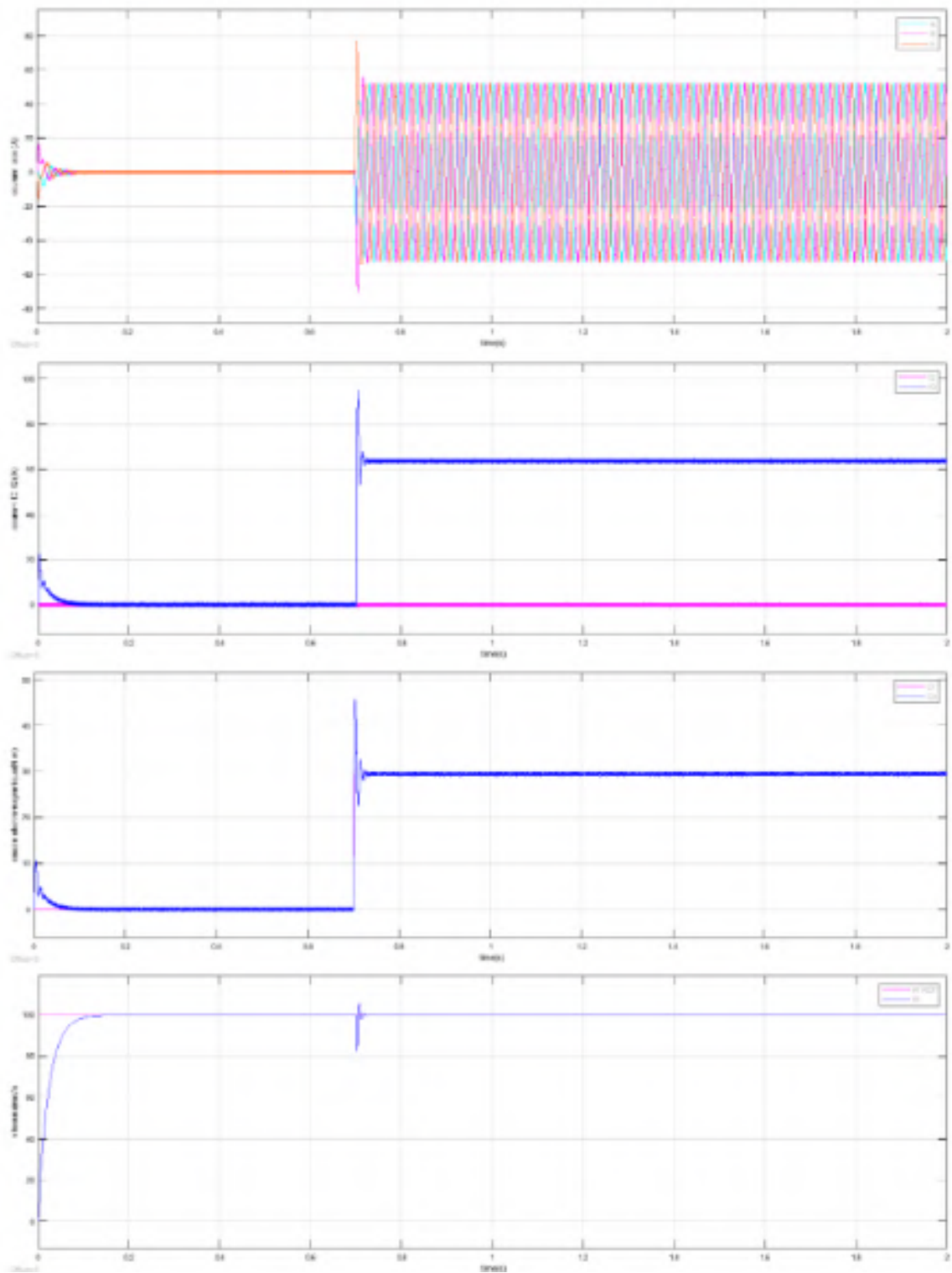


FIGURE II.4.2 – présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement avec charge=29.52N.m at=0.7s.

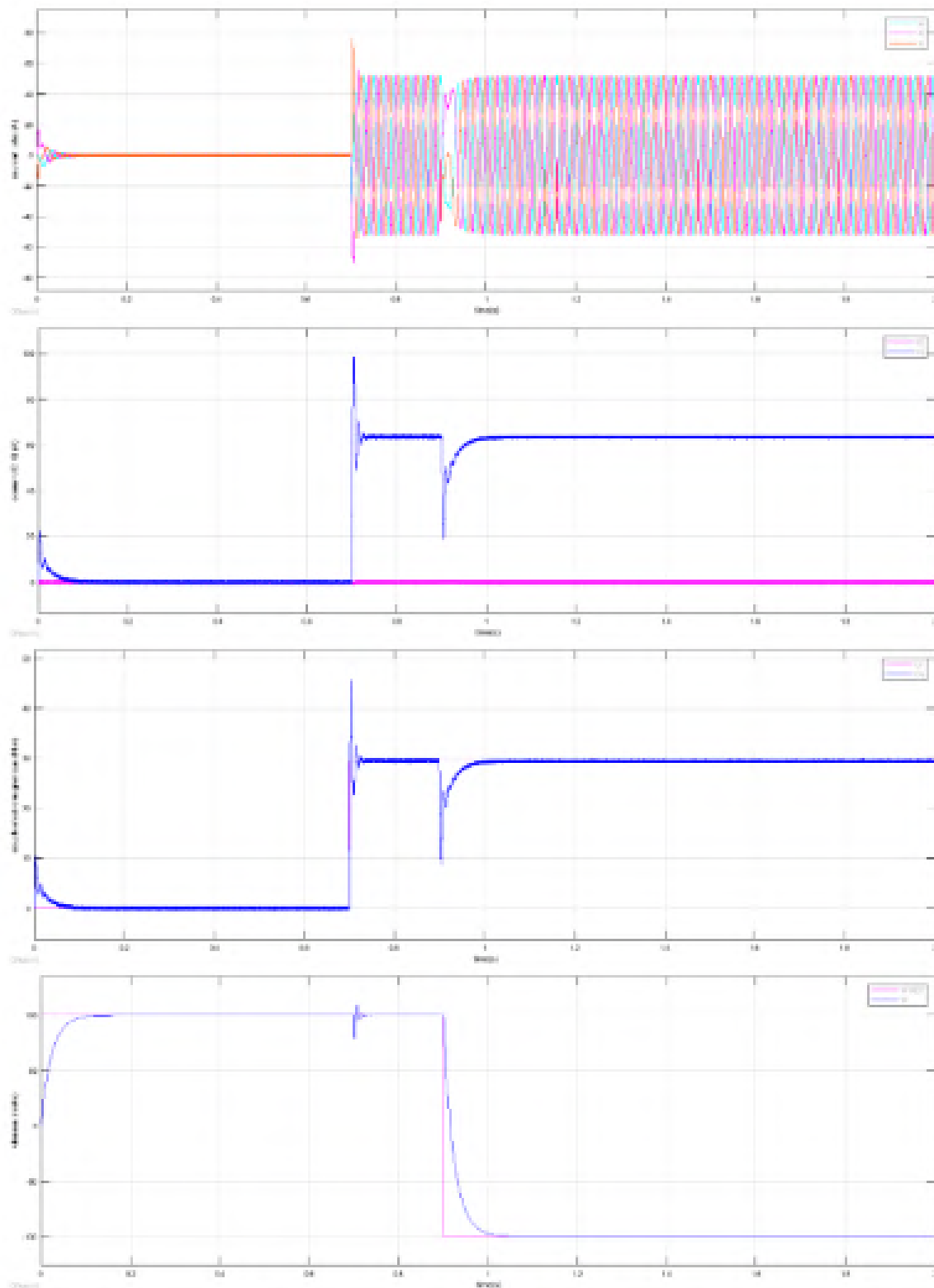


FIGURE II.4.3 – présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement une charge et avec une inversion de la consigne de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s..

II.4.1 Interprétation

L'entrée de l'ordre est augmentée de 100 (rad/s) par rapport à la valeur de consigne. Les résultats de simulation pour le fonctionnement sans charge et avec charge sont exposés dans les figures (II.4.1). Il convient de souligner que lorsque le système est en régime libre,

la vitesse suit fidèlement sa consigne, laquelle est rapidement atteinte avec un temps de réponse raisonnable. Une diminution légère de la vitesse est observée suite à l'application de la charge de la voiture électrique l'instant $t = 0.7$ s ($C_r = 29.52$ Nm), laquelle est rapidement compensée pour retrouver sa valeur de référence. Le couple atteint son pic au premier instant de démarrage, avant de se stabiliser à la valeur de couple de charge, que ce soit avant ou après l'application de la charge.

La dissociation induite par la commande vectorielle de la machine ($I_d = 0$) entre le couple électromagnétique, qui est uniquement fonction du composant I_q , peut être observée dans la réaction des deux composants de courant.

La figure (II.4.3) met en évidence le changement de signe du point de consigne de vitesse de rotation de la MSAP, passant de la valeur de référence (-100 rad/s) à l'instant $t = 0,9$ s. L'évolution de la vitesse indique que la réponse de celle-ci suit la consigne et ne la dépasse pas. Le couple et les courants se stabilisent autour des valeurs suivantes ($I_d=0$ A, $I_q=64$ A, $C_e=29.72$ Nm) après une période transitoire.

II.5 Conclusion

Dans cette étude, nous avons simulé un système de contrôle orienté champ (FOC) appliqué à un moteur synchrone à aimants permanents (PMSM), en considérant un VE comme une charge dynamique. Les résultats obtenus à travers les courbes de courants I_d et I_q , de tensions V_d et V_q , ainsi que de couplage électromagnétique T_e et de résistance T_r montrent que cette stratégie permet d'obtenir un contrôle précis et efficace.

La courbe de couple montre une bonne réponse dynamique, suivant rapidement le point de consigne sans dépassement notable, soulignant l'efficacité du contrôle FOC pour les applications de traction électrique où la précision et la réactivité sont essentielles.

En bref, la combinaison du PMSM et du contrôle vectoriel offre une solution performante et fiable pour les systèmes de propulsion électrique. Il offre des performances exceptionnelles et une stabilité dynamique et répond aux exigences des véhicules électriques modernes en matière de mobilité propre et durable.

Cependant, la performance de cette stratégie repose fortement sur une connaissance précise des paramètres du moteur, ainsi que sur le réglage fin des correcteurs PI. Ces limitations motivent l'exploration de méthodes alternatives plus robustes et adaptatives, comme la commande floue, qui fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE III

Commande floue du système de propulsion électrique de EV

III.1 Introduction

En 1965, Lotfi Zadeh de l'université de Californie à Berkeley, aux États-Unis, a introduit le concept des ensembles flous à travers la publication d'un article intitulé "Les ensembles flous". La logique floue, selon représente une extension de la logique classique (booléenne) qui offre la possibilité de modéliser les imperfections des données en les prenant en compte. [37]

L'imprécision et l'incertitude favorisent l'approche de la flexibilité du raisonnement humain. La logique floue a eu un impact significatif sur divers domaines des sciences appliquées tels que la physique, l'électronique et l'économie. De multiples applications ont été développées dans divers domaines où les modèles déterministes faisaient défaut et où l'imprécision des données la rendait incontrôlable par les méthodes classiques.

Ce chapitre traite du raisonnement par la théorie de la logique floue, en présentant les notions de base ainsi que la structure du contrôleur basé sur la logique floue.

III.2 Historique

La logique floue, également connue sous le nom de "fuzzy logic" en anglais, est un domaine d'étude très pertinent de nos jours. En réalité, cette entité existait depuis une longue période et son évolution peut être divisée en trois phases distinctes. C'est l'émergence des paradoxes logiques et des principes d'incertitude d'Heisenberg qui a donné lieu à l'essor de la "logique à valeurs multiples" ou "logique floue" durant les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a utilisé la logique floue, qui repose sur une échelle de valeurs de vérité (0, 1/2, 1), afin de catégoriser les éléments ou symboles. Les fondements théoriques de la logique floue ont été posés en 1965 par le professeur Lofti Zadeh. [38]

Cette approche s'inscrit dans le cadre des méthodologies intelligentes, s'inspirant de la capacité humaine à prendre des décisions et à agir de manière appropriée malgré l'incertitude inhérente aux connaissances disponibles. Son introduction visait à modéliser le raisonnement humain en utilisant une représentation appropriée des connaissances telles que les bases de règles et les fonctions d'appartenance, qui sont élaborées à partir des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain. [39]

Les premières utilisations de la logique floue étaient initialement limitées à des secteurs non techniques tels que le commerce et la gestion. Ce n'est qu'en 1974 qu'elle a été

introduite dans le domaine de l'automatique par E. H. Mamdani, qui a développé le premier contrôleur flou. Par conséquent, il s'est penché sur les règles imprécises basées sur la représentation du savoir des experts afin de caractériser l'état du système, ce qui l'a amené à envisager d'étendre la notion d'appartenance habituellement binaire (« oui » ou « non ») aux critères tels que « peut-être », « sans doute », etc. Il a défini de manière précise la notion de sous-ensembles, posant ainsi les bases d'une nouvelle théorie [39].

III.3 Définition

La logique floue et les ensembles flous La logique floue se distingue de la logique classique (ou booléenne) par l'introduction d'un degré de vérité, exprimé par une valeur réelle comprise entre 0 et 1. Alors que la logique booléenne repose sur une dichotomie stricte (vrai ou faux, soit 1 ou 0), la logique floue introduit un continuum de valeurs permettant de modéliser des situations incertaines, imprécises ou mal définies. Grâce à cette capacité, elle trouve aujourd'hui des applications concrètes dans de nombreux domaines tels que l'automatique, la robotique, ou encore le diagnostic médical.

Cette approche repose sur la théorie des ensembles flous, développée par Lotfi A. Zadeh dans les années 1960. Cette théorie représente une extension de la théorie classique des ensembles, en y introduisant le concept de fonction d'appartenance, qui permet d'exprimer le degré avec lequel un élément appartient à un ensemble donné.

Cette fonction attribue à chaque élément un degré d'appartenance à un ensemble donné, exprimé par une valeur continue comprise entre 0 et 1, permettant ainsi de représenter des appartenances partielles. Sur le plan formel, la logique floue constitue une base mathématique rigoureuse qui fournit un cadre adapté à la modélisation et à la manipulation de propriétés floues ou imprécises. Il est important de noter que cette approche généralise la théorie des ensembles classiques : en restreignant les degrés d'appartenance aux valeurs 0 ou 1, on retrouve exactement les ensembles classiques.

III.3.1 Ensembles flous et variables linguistiques :

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Cependant, en pratique, il est peu fréquent de trouver des éléments dont le statut est clairement défini. Par exemple, quelle est la distinction précise entre une personne de grande taille et une personne de taille moyenne ? C'est à partir de ce constat que Zadeh a élaboré sa théorie. Il a caractérisé les ensembles flous en tant que

termes linguistiques tels que "zéro", "grand", "négatif", "petit"...

Ces termes sont également présents dans les ensembles classiques. Toutefois, la distinction entre ces deux théories sur les ensembles réside dans les limites des ensembles. Au sein des ensembles flous, il est possible qu'un élément appartienne partiellement à un ensemble donné, ce qui est défini comme étant le degré d'appartenance. Dans les ensembles classiques, la valeur d'appartenance est binaire, soit 0 soit 1, tandis que dans le cadre de la théorie des ensembles flous, la valeur d'appartenance peut s'étendre de 0 à 1. [40]

Un ensemble flou est défini comme suit : soit S un ensemble et x un membre de cet ensemble. Un sous-ensemble flou F de S est défini par une fonction d'appartenance $F(x)$ qui mesure le degré auquel x appartient à F . Un ensemble flou A peut également être décrit par un certain nombre de caractéristiques Comme. [41]

Le support de A est défini comme l'ensemble des éléments qui ont au moins une intersection non vide avec A . Il est défini par :

$$\text{Supp}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) > 0\} \quad (\text{III.3.1})$$

La hauteur d'un objet correspond à sa valeur maximale définie par sa fonction d'appartenance. Elle est définie par :

$$h(A) = \sup_{x \in U} \mu_A(x) \quad (\text{III.3.2})$$

Le noyau de A est défini comme l'ensemble des éléments x pour lesquels la fonction caractéristique de A prend la valeur 1. Il est défini par :

$$\text{noy}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III.3.3})$$

III.3.2 Déférentes formes pour les fonctions d'appartenance

Les formes les plus couramment utilisées pour les fonctions d'appartenance sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes.

— Fonction d'appartenance trapézoïdale :

$$\mu(x) = \max \left(0, \min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right) \right) \quad (\text{III.3.4})$$

Où a , b , c et d sont les coordonnées des apex du trapèze.

— Fonction d'appartenance triangulaire :

$$\mu(x) = \max \left(0, \min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b} \right) \right) \quad (\text{III.3.5})$$

Où a, b, c sont les coordonnées des apex du triangle.

— Fonction d'appartenance gaussienne :

$$\mu(x) = \exp \left(- (x - c/2\sigma)^2 \right) \quad (\text{III.3.6})$$

Où c est le centre de la gaussienne et σ sa largeur (variance).

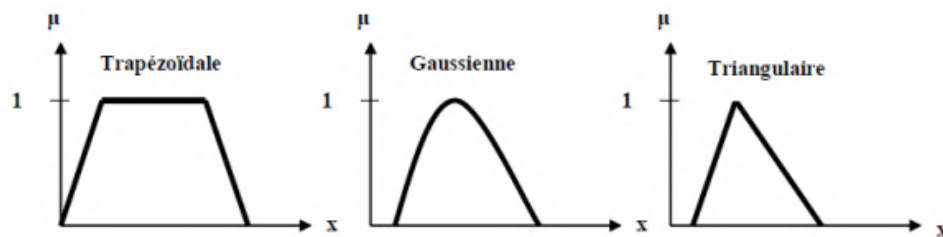


FIGURE III.3.1 – Différentes formes des fonctions d'appartenance.

III.3.3 Opérateur de la logique floue

Les mathématiques développées à partir des ensembles flous présentent de fortes similitudes avec celles issues de la théorie des ensembles classiques. Les opérateurs d'union, d'intersection et de complément sont définis pour les ensembles. Les opérateurs classiques tels que l'addition, la soustraction, la division et la multiplication sont également définis pour les ensembles flous. Cependant, les opérateurs d'union et d'intersection sont les plus fréquemment employés dans les commandes basées sur la logique floue. Les concepts d'intersection, d'union et de complément d'ensembles flous sont définis dans la théorie des ensembles flous. Ces relations sont exprimées à l'aide des opérateurs logiques "ET", "OU" et "NON". De nouvelles fonctions d'appartenance associées à ces opérateurs sont définies.

III.3.3.1 Opérateur ET (Intersection floue) :

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ pour l'ensemble flou $A \cap B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cap B} = \min \mu_A(u), \mu_B(u) \quad (\text{III.3.7})$$

III.3.3.2 Opérateur OU (Union floue) :

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cup B} = \max \mu_A(u), \mu_B(u) \quad (\text{III.3.8})$$

III.3.3.3 Opérateur NON (complémentation floue) :

On définit la fonction d'appartenance μ_A pour l'ensemble flou $\bar{A}$ par :

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (\text{III.3.9})$$

La figure III.3.2 résume ces opérations, de façon graphique.

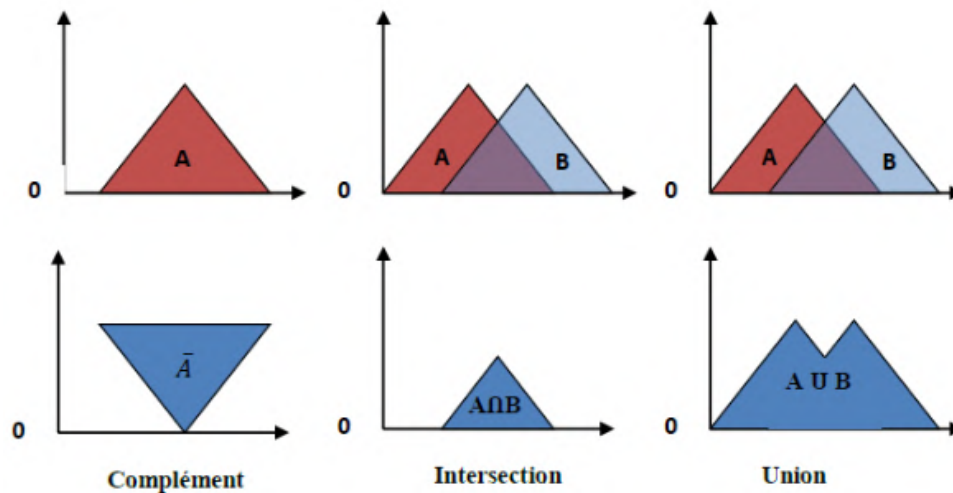


FIGURE III.3.2 – Exemple d'opérations sur des ensembles flous

III.3.4 Commande par logique floue

La technique de commande par logique floue (CLF) est en train de gagner en popularité. En réalité, cette approche permet d'élaborer une loi de commande souvent très performante sans nécessiter la connaissance des modèles mathématiques des systèmes à contrôler. Le contrôleur flou effectue des inférences en utilisant plusieurs règles qui reposent sur des variables linguistiques. Le principe fondamental de la logique floue réside dans l'application des règles de la commande linguistique. La notion de qui peut revêtir différentes formes. Toutefois, elle spécifie de manière constante quelle action de contrôle doit être entreprise en réponse à une condition spécifique. Cette condition peut se manifester par une variation à ajuster, telle que le réglage de la vitesse d'une machine électrique. [42]

III.3.4.1 Structure générale d'un contrôleur flou

La commande ou la régulation des systèmes représente le champ le plus largement utilisé de la logique floue dans le domaine industriel. Trois structures principales de

régulateurs à logique floue sont identifiées :

- La structure pure
- La structure de Takagi-Sugeno-Kang (TSK)
- La structure de Mamdani, également connue sous le nom de modèle "fuzzification - defuzzification".

Le processus de fuzzification consiste à convertir les variables d'entrée réelles en variables linguistiques floues, tandis que le processus de défuzzification réalise l'opération inverse. La structure de Mamdani est devenue le modèle le plus couramment utilisé en régulation des systèmes dans le domaine du RLF, selon la référence [43].

L'architecture de Mamdani se compose de quatre éléments essentiels, à savoir :

- L'interface de fuzzification, également appelée le fuzzificateur
- La base de connaissances est un ensemble structuré d'informations utilisé pour la résolution de problèmes ou la prise de décisions.
- Le processus d'inférence ou l'évaluation des règles.
- L'interface de défuzzification, également appelée défuzzificateur.

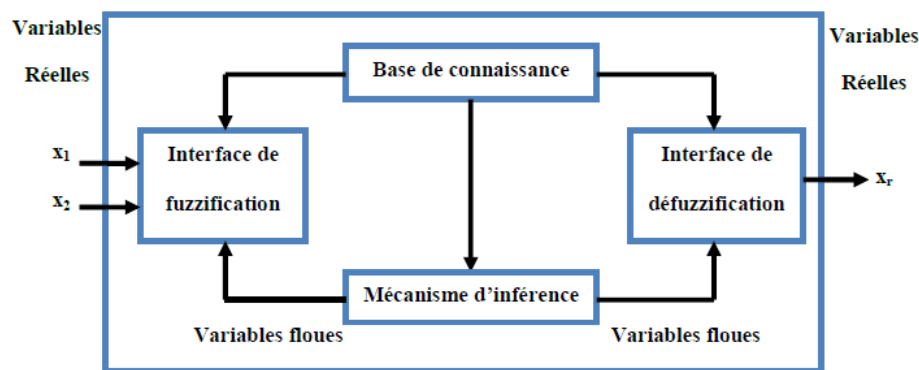


FIGURE III.3.3 – Structure de base du régulateur

III.3.4.2 L'interface de fuzzification

Le bloc de fuzzification a pour rôle d'accomplir les fonctions suivantes : - Mesurer les valeurs numériques des variables d'entrées ; -Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants. -Rendre une entrée classique en valeur linguistique. Des valeurs d'entrée sont traduites en concepts linguistiques représentés comme des ensembles flous[39].

III.3.4.3 La base de connaissance

Elle renferme les données concernant le domaine d'application et le contrôle. Il se compose d'une "base de données" et d'une "base de règles" :

- **Base de données** : En fournissant les définitions nécessaires pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation de données floues dans le contrôleur.
- **Base de règles** : Elle définit l'objectif et l'approche du contrôle flou à travers un ensemble de règles de contrôle flou. Elle est symbolisée à travers des règles :

R1 : SI x_1 est A1 et...et x_n est An ALORS u_1 est B1

Avec : $[x_1, \dots, x_n]$: les entrées du régulateur et u_1 : la sortie du régulateur [44].

III.3.4.4 Bloc inférence

Le moteur d'inférence représente le cœur décisionnel du contrôleur flou. Il a pour fonction principale de reproduire le raisonnement humain en s'appuyant sur un ensemble de règles linguistiques floues. Grâce à la logique floue, il établit une correspondance entre les entrées fuzzifiées et les actions de commande à adopter. Ce processus s'appuie sur l'application des règles d'inférence, qui utilisent des opérations d'implication floue pour traduire les conditions d'entrée en conclusions floues.

Parmi les principales méthodes d'inférence utilisées, on peut citer [42] :

- La méthode d'inférence max-min (Mamdani) :
La méthode max-min (Mamdani) : la plus couramment utilisée, elle applique la valeur minimale entre la force d'activation d'une règle et la fonction d'appartenance de la conclusion.
- La méthode d'inférence max-produit (Larsen) :
Cette méthode repose sur le produit entre la force d'activation d'une règle (c'est-à-dire le degré de vérité de la prémisse) et la fonction d'appartenance de la conclusion. Contrairement à la méthode max-min, qui utilise une troncature, la max-produit applique une mise à l'échelle, ce qui permet de mieux capturer les variations progressives dans les règles floues.
- La méthode d'inférence somme-produit (Sugeno) :
Principalement utilisée dans les structures Takagi-Sugeno-Kang (TSK), cette méthode consiste à combiner les sorties des règles sous forme de somme pondérée. Chaque règle produit une sortie numérique (souvent une fonction linéaire des entrées), pondérée par le degré d'activation de la règle. Le résultat final est obtenu par la

somme des produits entre les degrés d'activation et les sorties correspondantes, offrant une grande précision dans les systèmes de contrôle.

III.3.4.5 Défuzzification

La défuzzification constitue la dernière étape du processus de commande floue. Elle permet de convertir une sortie linguistique (floue) en une valeur numérique exploitable par un système physique. En d'autres termes, elle traduit les conclusions du moteur d'inférence en une action concrète, souvent une tension, un courant ou une commande de vitesse. Le choix de la méthode de défuzzification dépend souvent de la complexité de calcul et des exigences de temps réel du système. Voici les méthodes les plus répandues [42] :

- Méthode du maximum ;
- Méthode de la moyenne des maximums ;
- Méthode du centre de gravité ;
- Méthode des hauteurs pondérées.

— Méthode du maximum

Cette méthode consiste à sélectionner directement la valeur de la variable de sortie correspondant au maximum de la fonction d'appartenance floue. Autrement dit, la commande finale est déterminée par le ou les points où le degré d'appartenance atteint sa valeur maximale. Elle est simple à implémenter, mais peut être ambiguë si plusieurs maxima existent.

$$U = \text{Max}(\mu(Z))$$

Avec :

Z : La valeur de la commande pour laquelle la fonction d'appartenance atteint la valeur maximale

— Méthode de la moyenne des maximums :

Cette méthode consiste à repérer tous les points de la fonction d'appartenance de sortie atteignant la valeur maximale, puis à en calculer la moyenne arithmétique afin d'obtenir la valeur de sortie défuzzifiée. Elle permet d'obtenir une commande crisp (précise) en considérant de manière équilibrée toutes les solutions maximales possibles, ce qui la rend utile lorsque plusieurs règles aboutissent à des conclusions

équivalentes en termes de degré d'appartenance.

$$\frac{1}{L} \sum_{i=1}^m Z_i$$

Avec :

L : Nombre total des valeurs prises par la fonction d'appartenance.

— **Méthode du centre de gravité (ou centre de surface) :**

calcule le centre de masse de la surface sous la courbe d'appartenance floue ; c'est la méthode la plus précise, mais aussi la plus coûteuse en calculs.

$$\frac{\sum_{i=1}^n Z_i \cdot \mu(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(Z_i)}$$

Avec :

n : Nombre de niveaux de sorties du contrôleur

— **Méthode des hauteurs pondérées**

fait intervenir les hauteurs maximales et leurs positions, pondérant chaque valeur par son niveau d'activation.

$$\frac{\sum_{i=1}^m Z_i \cdot \mu_{C_i}(Z_i)}{\sum_{i=1}^m \mu_{C_i}(Z_i)}$$

Avec :

m : Nombre d'ensembles flous associés à la variable de sortie U.

Remarque : La méthode du centre de gravité est souvent privilégiée dans les systèmes de commande en raison de sa précision, bien qu'elle soit plus gourmande en ressources.

III.3.4.6 Différentes approches pour la détermination des règles

Il y a deux approches principales pour la formulation des règles d'un contrôleur flou. La première méthode est purement heuristique ; les règles sont établies de manière à permettre la correction de l'écart entre l'entrée et la sortie. Cette détermination est basée sur une compréhension qualitative du comportement du processus. La deuxième approche consiste en une méthode permettant d'identifier de manière systématique la structure linguistique ainsi que les paramètres répondant aux objectifs et contraintes de contrôle. Une nouvelle approche a été proposée pour l'identification des règles, basée sur l'analyse de la trajectoire du système en boucle fermée. L'analyse intuitive du comportement d'un système en boucle fermée, pour l'élaboration des règles dans le domaine temporel, repose

souvent sur l'erreur e (observation) et la dérivée de l'erreur Δe (dynamique du processus), ainsi que sur la dérivée de la commande U (entrée du processus à réguler). La méthode pour établir les règles du contrôleur flou est décrite en prenant en compte les points mentionnés dans la figure III.3.4. Chaque point est explicité en détaillant l'expertise selon le format suivant :

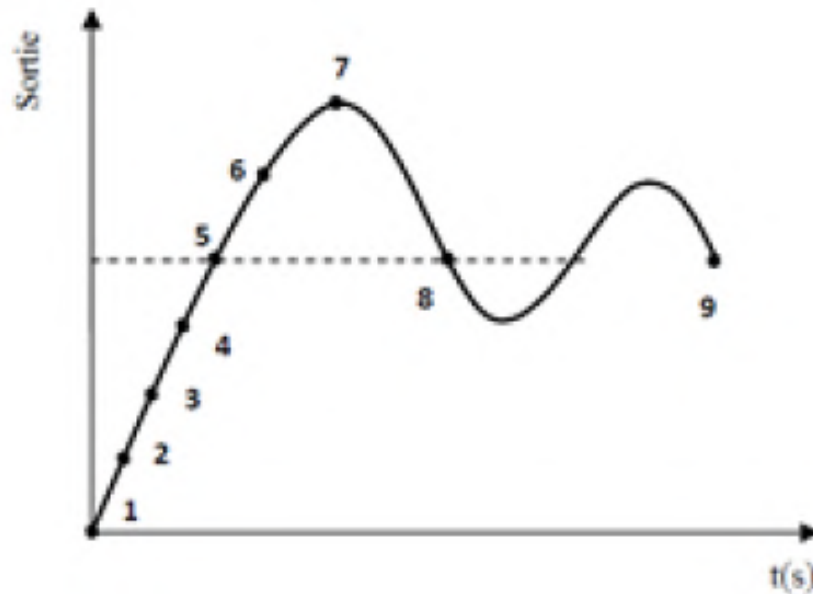


FIGURE III.3.4 – Ecriture de jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle

- Règle 1 : Si $e=PG$ et $\Delta e = EZ$ alors $\Delta U = PG$. Départ.
- Règle 2 : Si $e=PG$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta U = PM$. Augmentation de la commande pour garder l'équilibre.
- Règle 3 : Si $e=PM$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta U = PP$. Très faible augmentation de la commande pour ne pas dépasser la valeur limite.
- Règle 4 : Si $e=PP$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta U = EZ$. Convergence vers l'équilibre.
- Règle 5 : Si $e=EZ$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta U = NP$. Freinage du processus.
- Règle 6 : Si $e=NP$ et $\Delta e = PP$ alors $\Delta U = NM$. Freinage et inversion de la variation de la commande.
- Règle 7 : Si $e=NM$ et $\Delta e = EZ$ alors $\Delta U = NM$. Rappel du processus vers l'équilibre.
- Règle 8 : Si $e=NP$ et $\Delta e = EZ$ alors $\Delta U = EZ$. Convergence vers l'équilibre.
- Règle 9 : Si $e=EZ$ et $\Delta e = EZ$ alors $\Delta U = EZ$. Equilibre.

III.4 Comparaison avec la commande classique

La logique classique peut être considérée comme une forme spécifique de la logique floue. En d'autres termes, la logique floue constitue une extension de la logique classique. La logique classique est une branche des mathématiques largement familière au grand public. Dans cette logique, les décisions sont catégoriques : elles sont soit vraies, soit fausses. En logique floue, une décision peut être simultanément vraie et fausse, avec un degré d'appartenance spécifique à chaque croyance.

III.4.1 Avantages et inconvénients de la commande par logique floue

III.4.1.1 Avantages

Les principaux atouts des régulateurs flous incluent :[\[35\]](#)

- L'intégration directe d'informations floues et linguistiques, émanant d'un expert humain, dans le système flou.
- L'absence de nécessité de construire un modèle mathématique du système à réguler.
- Le système flou est une approximation universelle, c'est-à-dire qu'il est assez général pour engendrer toute action.
- La logique floue est accessible aux non-spécialistes car elle reproduit la manière dont le raisonnement humain fonctionne.
- Il est possible de contrôler des systèmes non linéaires complexes et difficiles à modéliser.
- La logique floue est adaptée pour réguler des processus, qu'ils soient linéaires ou non linéaires.

III.4.1.2 Inconvénients

Un manque de directives précises en ce qui concerne la conception d'un régulateur, La précision de réglage est généralement faible. Cette approche ne peut assurer la stabilité, la précision ou l'optimalité du système, ni garantir l'absence de contradictions dans les règles fournies par le programmeur. Les performances sont évaluées rétrospectivement et ne peuvent être prédéterminées. Ainsi, les réglages sont effectués par le biais d'essais et d'erreurs.[\[45\]](#)

III.4.2 Application de la RLF pour la commande de la MSAP

Dans cette étape, nous appliquons la logique floue pour contrôler la vitesse de la machine synchrone aimant permanent. En étudiant les concepts de l'étape précédente :

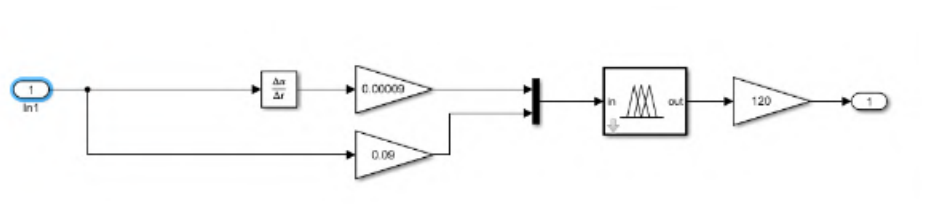


FIGURE III.4.1 – Régulateur de floue

III.4.2.1 Les fonction d'appartenance

Ce sont les fonction qui exprime les degré d'appartenances des grandeurs aux variables linguistique (language humain) .

— **Les fonction d'appartenance des entrés 'E'et 'dE' :**

Les sous-ensembles d'appartenance floue ont été notés comme suit :

- **NB** – Negative Big
- **NS** – Negative Small
- **Z** – Zero (or Neutral)
- **PS** – Positive Small
- **PB** – Positive Big

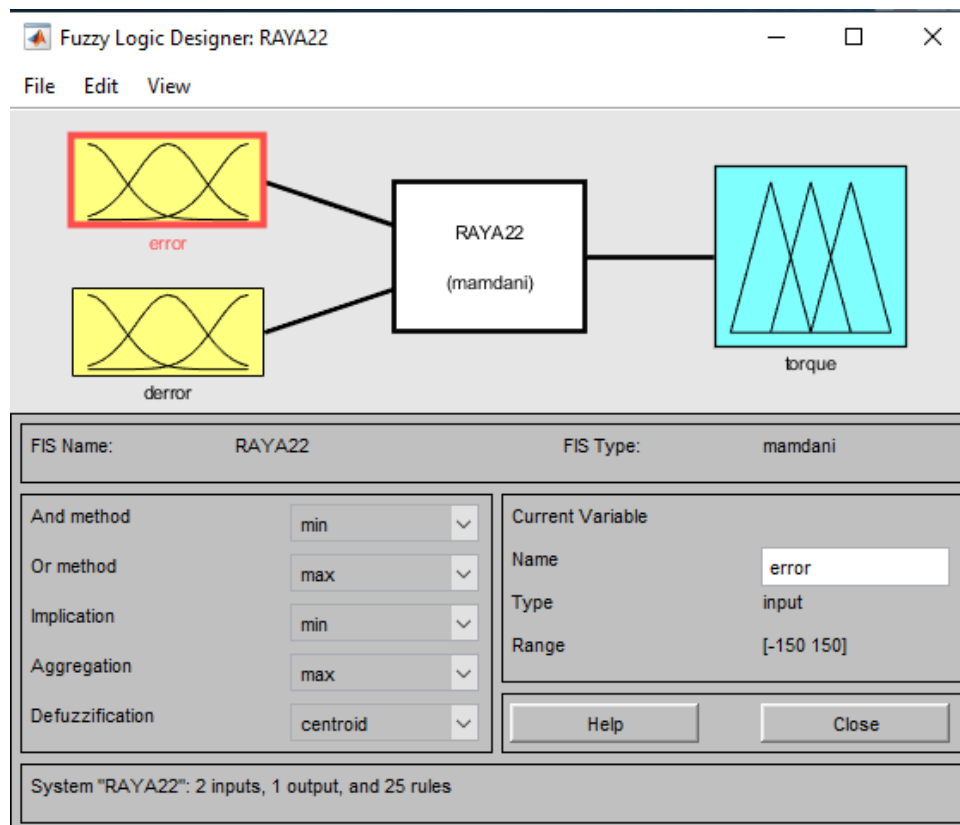


FIGURE III.4.2 – Le système de contrôleur flou

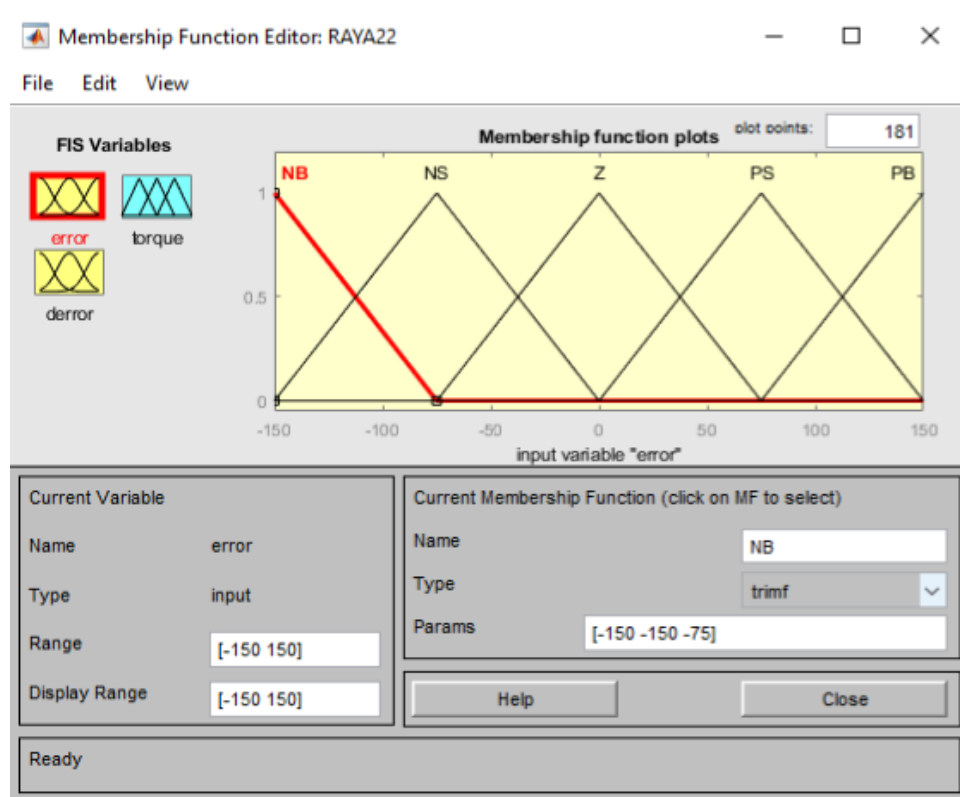


FIGURE III.4.3 – fonction d'appartenance pour l'entrée E

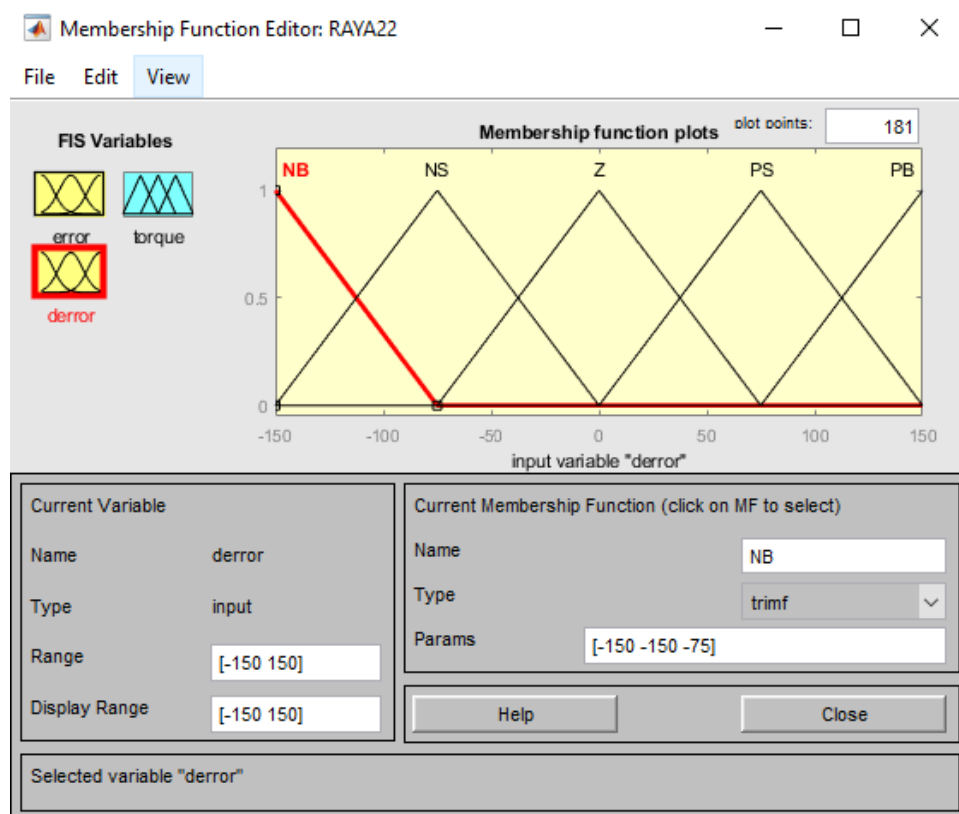


FIGURE III.4.4 – fonction d'appartenance pour l'entrée dE

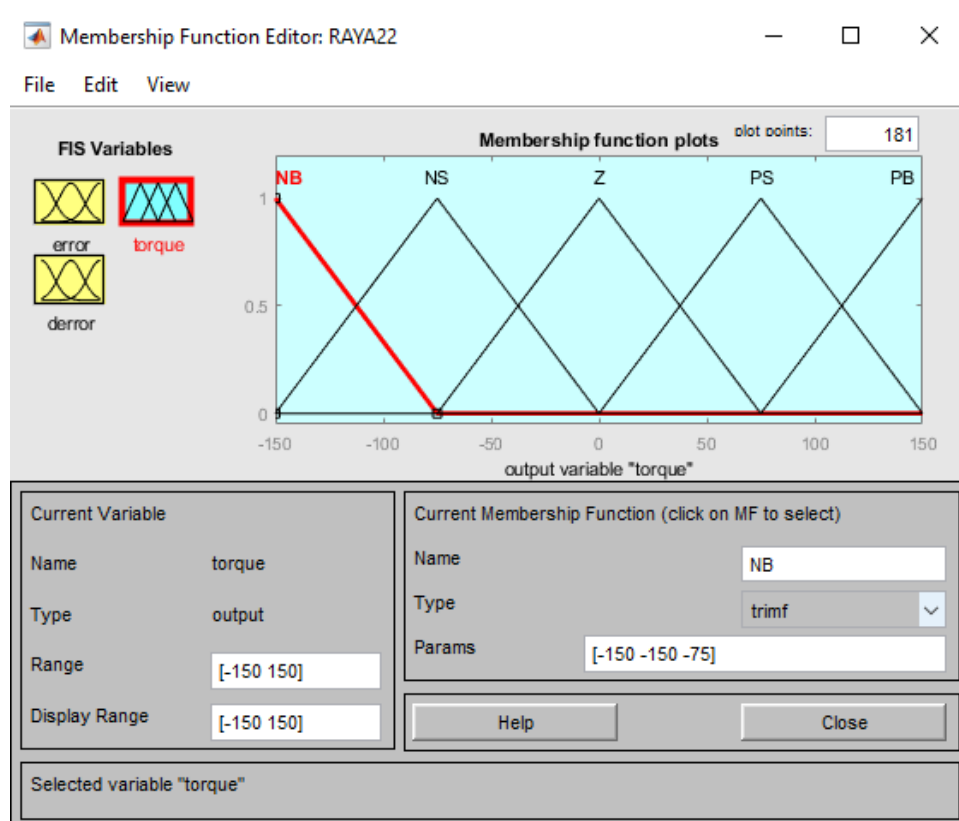


FIGURE III.4.5 – Éditeur de fonction d'appartenance pour la sortie

$E \backslash dE$	NB	NS	Z	PS	PB
NB	NB	NB	NS	NS	Z
NS	NB	NS	NS	Z	PS
Z	NS	NS	Z	PS	PS
PS	Z	Z	PS	PS	PB
PB	Z	PS	PS	PB	PB

TABLE III.4.1 – Règles de floue

III.5 Simulation et interprétation des résultats

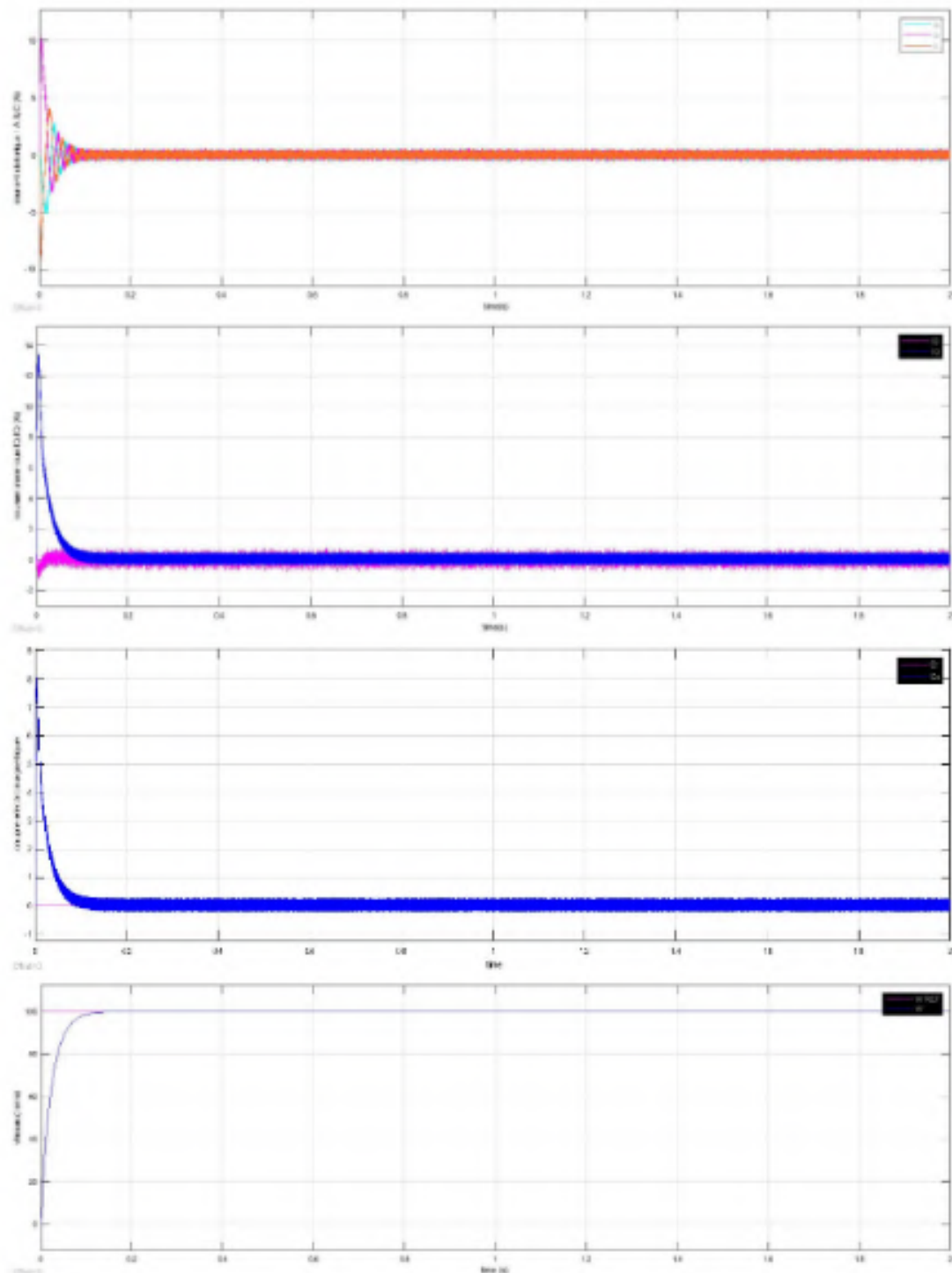


FIGURE III.5.1 – présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement avec charge=24.65N.m.

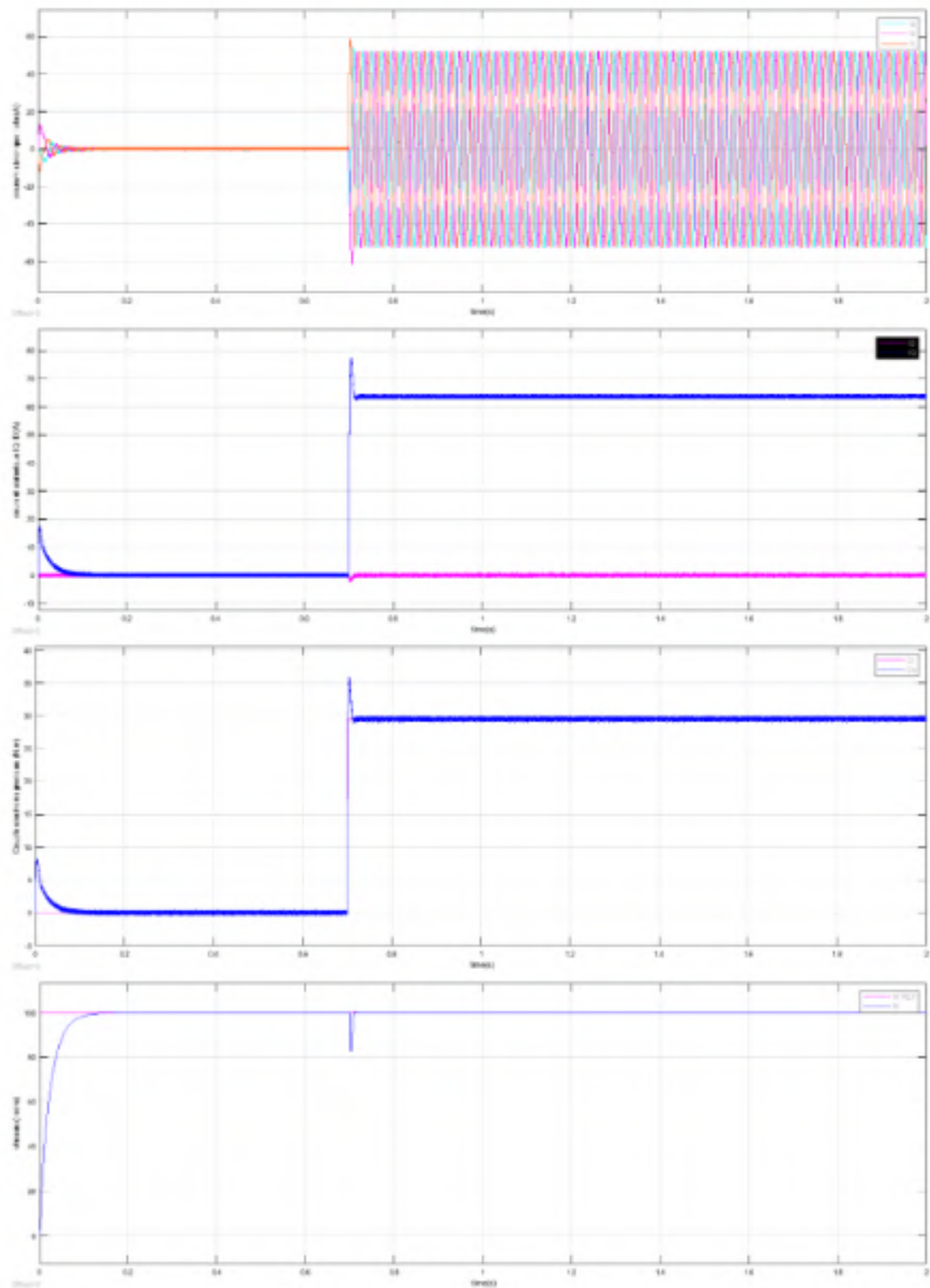


FIGURE III.5.2 – présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement avec charge=29.52N.m at=0.7s.

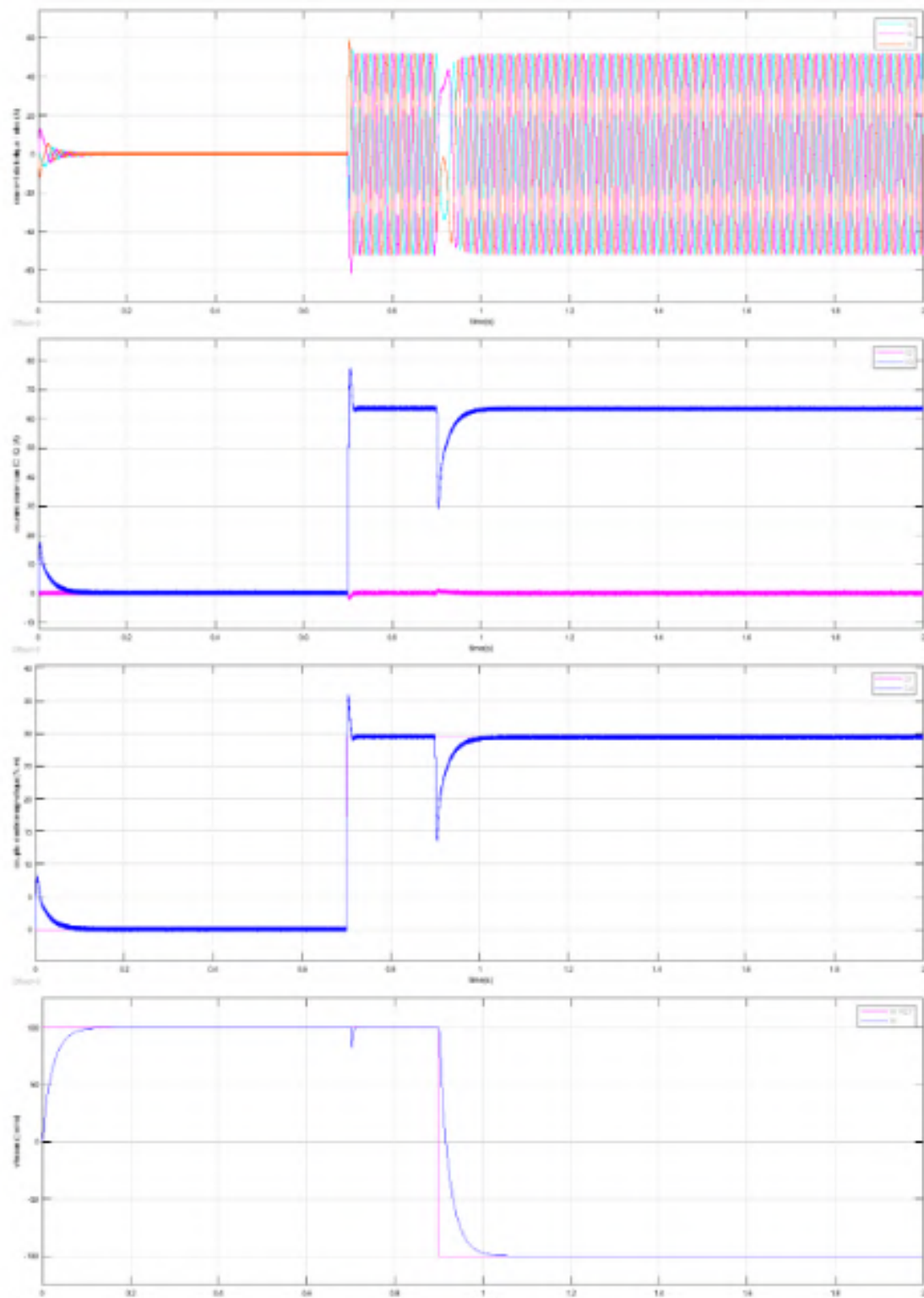


FIGURE III.5.3 – présente les résultats de la simulation pour un fonctionnement une charge et avec une inversion de la consigne de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s.

III.5.1 Interprétation

La consigne de vitesse est volontairement augmentée de 100 rad/s afin d'évaluer la capacité de la commande floue à réguler le système. Les figures (III.5.1) et (III.5.2) présentent les résultats obtenus en fonctionnement à vide puis en présence d'une charge. Dans le régime sans charge, le système parvient à atteindre rapidement et avec précision la

vitesse de consigne. Le temps de réponse est raisonnable, et l'erreur statique est quasi nulle, démontrant la performance de la commande floue dans les conditions nominales. À l'instant $t = 0,7$ s, une charge mécanique représentant $C_r = 29,52$ Nm est appliquée, simulant l'effort dû au poids du véhicule électrique. Cette perturbation provoque une légère chute transitoire de la vitesse, qui est rapidement compensée grâce à l'action adaptative de la commande floue. Le système retrouve efficacement sa vitesse de consigne sans oscillations majeures ni instabilités.

Le couple électromagnétique affiche un pic au démarrage, caractéristique classique d'un système soumis à une accélération rapide. Par la suite, le couple se stabilise à la valeur correspondant au couple de charge, aussi bien avant qu'après l'application de la perturbation.

La commande vectorielle appliquée (avec $I_d = 0$) permet une séparation nette entre la génération de couple et la commande du flux. Cela se traduit par une contribution unique du courant I_q à la production du couple électromagnétique. Cette dissociation est clairement visible dans le comportement des composantes de courant I_d et I_q .

La figure (III.5.3) illustre une inversion de la consigne de vitesse à $t = 0,9$ s, passant de $+100$ rad/s à -100 rad/s. Le système réagit de manière fluide à ce changement brutal de direction : la vitesse suit rigoureusement la nouvelle consigne sans la dépasser ni engendrer d'oscillations. Après une phase transitoire, les variables du système se stabilisent aux valeurs suivantes : $I_d = 0$ A, $I_q = 64$ A, et $C_e \approx 29,72$ N m, confirmant l'efficacité de la commande floue même dans des situations dynamiques exigeantes !

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les fondements de la **logique floue** et son application dans la commande des systèmes non linéaires, notamment les véhicules électriques. Contrairement aux approches classiques, la commande floue ne nécessite pas un modèle mathématique précis du système, ce qui en fait une solution **robuste, souple** et **bien adaptée aux incertitudes** et aux variations de charge.

La mise en œuvre d'un **régulateur flou** pour le PMSM a montré de bonnes performances en termes de **stabilité**, de **réduction du dépassement** et de **réponse rapide** à différents profils de consigne. De plus, la structure basée sur des règles linguistiques rend le système facilement adaptable à d'autres cas d'utilisation.

Cette approche ouvre donc la voie à des **techniques de commande intelligente**, capables d'améliorer encore davantage le comportement des véhicules électriques dans des

environnements réels.

Conclusion générale

Ce projet de fin d'études a porté sur **la modélisation, la commande et la simulation d'un véhicule électrique (VE)** en utilisant une **approche de commande floue** sous **MATLAB & Simulink**. L'objectif principal était d'évaluer la performance d'un contrôleur flou pour la régulation de la vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (PMSM), comparativement à des commandes classiques.

Dans un premier temps, un **modèle mathématique** du système de propulsion a été élaboré, en tenant compte des éléments essentiels tels que la dynamique du moteur, les paramètres du véhicule, et les lois fondamentales de la mécanique et de l'électrotechnique. Ensuite, **une étude théorique sur la logique floue** a été menée afin de comprendre ses avantages dans le traitement des systèmes complexes, non linéaires et incertains.

La **commande floue** a ensuite été conçue et intégrée dans un modèle de simulation complet du véhicule. Les résultats obtenus à travers différentes simulations ont montré que cette approche permet une régulation efficace de la vitesse avec une bonne stabilité, une réduction du dépassement et une meilleure capacité d'adaptation aux variations des conditions de fonctionnement. Comparée à une commande PI, la commande floue a démontré une **meilleure robustesse** et un comportement plus fluide.

Cependant, certaines **limites** ont été relevées, notamment la difficulté de choix et de réglage des paramètres de la logique floue (fonctions d'appartenance, règles, etc.), ainsi que l'absence de validation expérimentale. Le modèle pourrait également être enrichi avec une représentation plus réaliste de la batterie, des pertes mécaniques, ou encore d'une boîte de vitesses.

Pour **les perspectives futures**, il serait intéressant d'envisager **l'optimisation automatique du contrôleur flou** (par algorithmes génétiques ou apprentissage machine), l'intégration d'une **stratégie de gestion énergétique** plus poussée, ou encore l'implémentation du modèle sur un prototype réel pour validation expérimentale.

En conclusion, ce travail a permis de confirmer le potentiel de la logique floue dans le domaine de la commande des véhicules électriques, et ouvre la voie à des solutions intelligentes pour une mobilité plus performante et plus durable.

Annexes

Schéma bloc de simulation

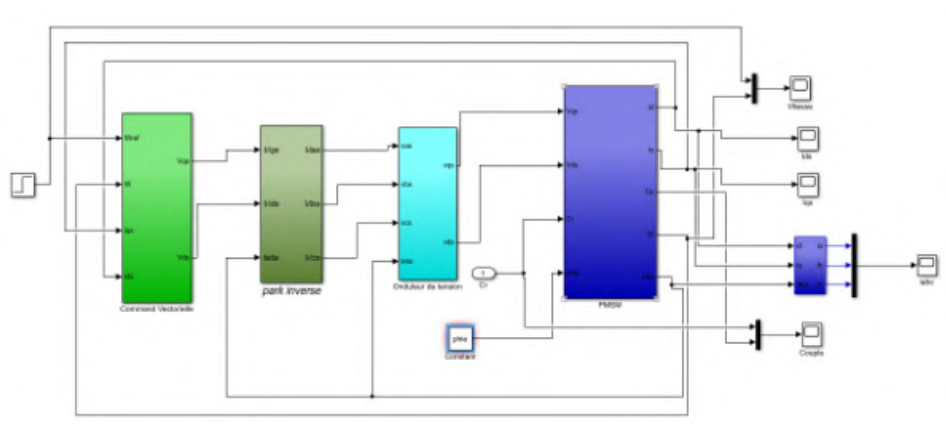


FIGURE III.6.1 – Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP

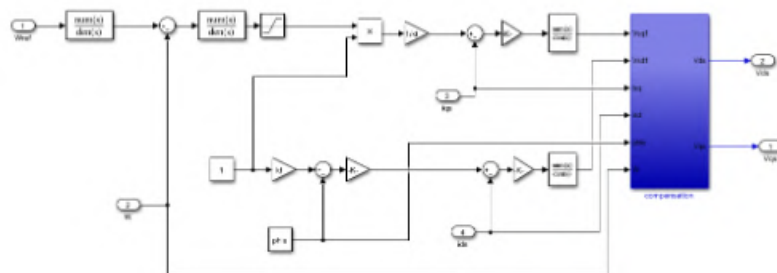


FIGURE III.6.2 – Schéma bloc la commande vectorielle avec correcteur PI des courants

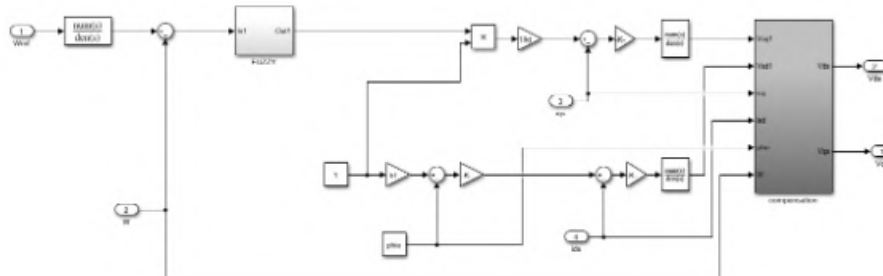


FIGURE III.6.3 – la commande floue avec correcteur PI des courants



Paramètre	Symbole	Valeur typique
Masse du véhicule	M	1000 kg
Gravitation	g	9.81 m/s^2
Coefficient de roulement	C_r	0.015
Densité de l'air	ρ	1.225 kg/m^3
Coefficient aérodynamique	C_d	0.28
Surface frontale	S	2.2 m^2

Paramètre	Symbole	Valeur typique
Rayon de roue	r_{wheel}	0.35

TABLE III.6.1 – Paramètres de simulation de EV

Description	Paramètres
Fréquence	$f = 50$ Hz
Puissance nominale	43 kw
Résistance statorique	$R_s = 1.4 \Omega$
Inductance directe	$L_d = 0.0066$ H
Inductance quadratique	$L_q = 0.0066$ H
Moment d'inertie	$J = 0.00176$ Kg.m ²
Coefficients de frottements	$f_r = 0.00038818$ N.m.s/rad
Flux des aimants	$\varphi_{sf} = 0.1564$ Wb
Nombre de paire de pôles	$P = 3$
Vitesse de rotation nominale	$w = 105$ rad/s

KP	335.7
KI	1.09

TABLE III.6.3 – Paramètres schéma de simulation du régulateur PI Flou

Ke	0.009
Kde	0.00009
Kdu	120

TABLE III.6.4 – Paramètres de simulation du régulateur PI Flou

Bibliographie

Bibliographie

- [1] B. A. K. E. B. AHMED et B. A. B. BOUZID. *Ahmed, B.* 2018.
- [2] A. GUNS et D. PERRIN. *Rapport analytique sur l'état de l'environnement wallon 2006*. 2007, p. 298-315.
- [3] A. DAANOUNE. "Daanoun, A". Thèse de doct. Université de Grenoble, 2012.
- [4] *Tout savoir sur la pile à combustible à hydrogène*. Accessed : 2025-04-26. 2024. URL : <https://www.renaultgroup.com/magazine/energies-et-motorisation/tout-savoir-sur-la-pile-a-combustible-a-hydrogene/>.
- [5] IFP ÉNERGIES NOUVELLES. *Le véhicule hybride*. site web.
- [6] I. F. BOUGUENNA. "Commande robuste d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique multisources". Thèse de doct. Université de Sidi Bel Abbes, 2020.
- [7] T.-H. TRAN. "Trann T". Thèse de doct. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, 2014.
- [8] I. VECHIU. "Vechiu". Thèse de doct. Université du Havre, 2005.
- [9] R. SADOON. "Sadoun, R". Thèse de doct. École Centrale de Lille, 2013.
- [10] I. HIDRI. *Support de cours d'électronique de puissance : le convertisseur AC-DC*. Rapp. tech. Institut supérieur des études technologiques de Nabeul.
- [11] G. SOUFFRAN. "Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission". Thèse de doct. Université de Nantes, 2012.
- [12] FOR-GR.BLOGSTPOT. *L'onduleur : génie électrique*. Blog post. Août 2015.
- [13] B. AMAR et A. SABRINA. "Amar, B". Thèse de doct. Université Mouloud Mammeri, 2018.
- [14] M. LOPEZ. "Lopez, M." Thèse de doct. Université Paris-Sud (Paris XI), 2008.

- [15] B. CHAUCHAT. “Chauchat”. Thèse de doct. Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), 1997.
- [16] A. DAANOUNE. “Contribution à l’étude et à l’optimisation d’une machine synchrone à double excitation pour véhicules hybrides”. Thèse de doct. Université de Grenoble, déc. 2012.
- [17] M. IKKISS et R. EL FERRARE. “Voitures solaires électriques”. Mém. de mast. Faculté multidisciplinaire de Ouarzazate, mai 2013.
- [18] G. HENNI. “Modélisation et commande d’un véhicule électrique hybride”. Mém. de mast. Université Hassiba Ben Bouali de Chlef.
- [19] C. C. CHAN. “The state of the art of electric and hybrid vehicles”. In : *Proceedings of the IEEE* 90.2 (2002), p. 247-275.
- [20] Y. AMARA. “Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation : application au véhicule hybride”. Thèse de doct. France : Université Paris XI, 2001.
- [21] A. KADDOURI. “Étude d’une commande non-linéaire adaptative d’une machine synchrone à aimants permanents”. Mém. de mast. Québec, Canada : Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval, nov. 2000.
- [22] Sébastien M. CARRIÈRE. “Synthèse croisée de régulateurs et d’observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone”. Thèse de doct. France : Institut National Polytechnique de Toulouse, 2010.
- [23] H. ZIANE. “Commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents avec compensation de temps mort de l’onduleur ; commande sans capteur mécanique”. Mémoire de Magister. Mém. de mast. Université de Béjaïa, 2001.
- [24] A. KADDOURI. “Étude d’une commande non-linéaire adaptative d’une machine synchrone à aimants permanents”. Mém. de mast. Québec, Canada : Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval, nov. 2000.
- [25] A. BENBRAHIM. “Commande prédictive généralisée d’une machine synchrone à aimants permanents”. Thèse de Magistère, soutenue le 18 juin 2009. Mém. de mast. Université de Batna, 18 juin 2009.
- [26] A. DEBAL. “Commande vectorielle de la MSAP en utilisant la technique MLI vectorielle”. Mémoire de Master, soutenu le 14 juillet 2021. Mém. de mast. Université Larbi Ben M’hidi – Oum El Bouaghi, 14 juill. 2021.

- [27] A. DEBAL. “Commande vectorielle de la MSAP en utilisant la technique MLI vectorielle”. Mémoire de Master, soutenu le 14 juillet 2021. Mém. de mast. Université Larbi Ben M'hidi – Oum El Bouaghi, 14 juill. 2021.
- [28] M. DJOUDER. “Modélisation et commande d'un véhicule électrique à base d'une machine synchrone à aimants permanents”. Thèse de doct. Algérie : Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, sept. 2015.
- [29] F. BENCHABANE. “Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering”. Thèse de Magister, année 2004/2005. Mém. de mast. Université Mohammed Khider de Biskra, 2005.
- [30] H. AID et 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. Mém. de mast. Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2013.
- [31] N. BABAK. “Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification “en ligne” des paramètres”. Thèse de doct. Iran : Université de Téhéran, 2001.
- [32] N. S. AMIROUCHE. “Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents”. Thèse de doct. École Nationale Polytechnique, 2007.
- [33] M. S. MERZOUG. “Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)”. Mémoire de Magister. Mém. de mast. Université de Batna, 2007.
- [34] B. BELABBES. “Commande linéarisant d'un moteur synchrone à aimants permanents”. Mémoire de Magister. Mém. de mast. Université Djilali Liabès de Sidi Bel Abbes, 2001.
- [35] A. S. SEKKEL. “Étude comparative des décérèse commandes de la machine à aimants permanents”. Mémoire de Magister. Mém. de mast. Université Djilali Liabès de Sidi Bel Abbes, 2008.
- [36] M. ATTOU AMINE. “Commande par mode de glissement de la MSAP”. Thèse de Mastère. Mém. de mast. Université Djilali Liabès de Sidi Bel Abbes, 2011.
- [37] K. LATRECHE et K. OUADAH. “Commande floue par modèle de référence d'un robot rigide à deux degrés de libertés”. PFE. Université Farhat Abbas, Sétif, 2001.

- [38] Abdelmalek FERROUDJ. “Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse. Apport des Méthodes de L’intelligence Artificielle”. Mémoire de Magistère. Université de Batna, 2011.
- [39] Ahmed Bahaeddine BERRABAH et Oussama HAMZA. “Commande par logique floue d’une machine synchrone à aimant permanent”. Mémoire de Master. Université Mohamed Boudiaf, M’sila, 2012.
- [40] Docteur (PH.D.) “Commande numérique de machines asynchrones par logique floue”. Ph.D. thesis. Université Laval, Québec, déc. 1997.
- [41] Nesrine TALBI. “Conception des Systèmes d’Inférence Floue par des Approches Hybrides : Application pour la Commande et la Modélisation des Systèmes Non linéaires”. Thèse. Université de Constantine 1, 2017.
- [42] Laid CHABANI, Ali GUEDDA et Imad Eddine MESSAOUDI. “Commande par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanant”. Université Echahid Hamma Lakhdar d’El-Oued, 2021.
- [43] F. BENCHABANE. “Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering”. Thèse de Magister. Mém. de mast. Université Mohammed Khider de Biskra, 2005.
- [44] A. El KEBIR. *Commande intelligente d’une machine synchrone à aimant permanent*. Consulté en juin 2025. 2018. URL : <https://www.researchgate.net/publication/326626051>.
- [45] *Concepts Fondamentaux de la Théorie des Ensembles Flous et la Logique Floue*. Consulté en juin 2025.