

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE AMAR TELIDJI DE LAGHOUAT



FACULTE DE TECHNOLOGIE
Département d'Electrotechnique

Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de **MASTER** en Electromécanique

DOMAINE : Sciences et techniques

OPTION : Electromécanique

Filière : **Electromécanique**

Présenté par

Guergab Ben Harzallah

Lachkem Habiba

THEME

Commande Robuste D'un Véhicule Electrique Propulsé par un Moteur Synchrone à Aimant Permanent Double Etoile

Soutenu le 23/06/2022, devant le jury composé de :

Guibadj	Mossadek	MC	UAT-Laghouat	Président
Bendjedia	Bachir	Prof	UAT-Laghouat	Examineur
Nouar	Allal	MA	UAT-Laghouat	Encadreur
Boumegouas	Mohamed El Kabir	Doctorant	UAT-Laghouat	Co-encadreur
Kouzi	Katia	Prof.	UAT-Laghouat	Invitée

Promotion : juin 2022.

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

Cette thèse doit beaucoup aux nombreuses personnes qui nous ont soutenues encouragées au long de toutes ces années, qu'elles trouvent dans ce travail l'expression de nos plus sincères remerciements.

*Nous tenons à exprimer toutes nos reconnaissances à nos promoteurs **Mer Nouar Allal**, **M^{me} Kouzi** pour avoir dirigé ce travail, sans oublier **Mer boumegouas M.K.B** pour l'aide considérable et les conseils qu'il nous a apporté pour terminer ce travail de recherche.*

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions



Dédicace

Je dédie ce modeste travail à

*Mon défunt **grand père** ça fait un mois que tu as fermé les yeux je ne t'ai pas oublié, tu es toujours dans mes pensées.*

Puisse Dieu le tout puissant, l'avoir en sa sainte miséricorde.

*A mes **très chers parents**, source de vie, d'amour et d'affection*

*A **mes frères** et **ma sœur** je vous souhaite une vie pleine de bonheur et de Succès*

*A **mes oncles** et mes **tantes***

A tous mes amis

Ben Harz Allah



Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma grand-mère que j'aime beaucoup

A mes chers parents, Tous les mots du monde ne sauraient exprimer l'immense amour que je vous porte

A ma très chère sœur Manel et son époux Ahmed et à leur petit fils la prunelle de mes yeux ADEM, à mon frère Abd Errahmane

A mes oncles et à mes tantes et à toutes mes cousines

A mon binôme Harz Allah

Sans oublier toutes mes amies

Habiba

Liste des Figures

Chapitre I : Etat de l'art des véhicules électriques

Figure I.1 : Mauvaise qualité de l'air dans certaines agglomérations chinoises.....	4
Figure I.2 : Architecture d'une chaîne de traction électrique Renault Twizy.....	5
Figure I.3 : Schéma des composantes et de fonctionnement d'un véhicule électrique.....	8
Figure I.4 : Structure de la chaîne de traction dans un VE.....	9
Figure I.5 : chaîne de traction électrique.....	10
Figure I.6 : Composants d'une chaîne de traction.....	12
Figure I.7 : Solution monomoteur avec une boîte à vitesse.....	13
Figure I.8 : Solution avec réducteur mécanique a rapport fixe.....	13
Figure I.9 : Solution multi moteurs.....	14
Figure I.10 : architecture de véhicule tout électrique (VTE).....	15
Figure I.11 : Principe de fonctionnement de la pile à combustible.....	16
Figure I.12 : architecture de véhicule hybride série.....	17
Figure I.13 : architecture de véhicule hybride parallèle.....	18
Figure I.14 : architecture de véhicule hybride combiné.....	18

Chapitre II : Modélisation et commande vectorielle de VE

Figure II.1 : différents types de rotor d'un MSAPDE.....	26
Figure II.2 : Représentation Spatiale des Enroulements Statoriques de la MSAPDE.....	27
Figure II.3 : représentation schématique du modèle de Park de la MSAPDE.....	29
Figure II.4 : Schéma de l'Onduleur Triphasé à deux Niveaux.....	32
Figure II.5 : Schéma de Principe de la Technique MLI Triangulo-Sinusoïdale.....	34
Figure II.6 : Machine à courant continu.....	35
Figure II.7 : schéma synoptique de la commande vectorielle.....	36

Figure II.8 : Principe de découplage par compensation.....	37
Figure II.9 : Boucle de régulateur du courant I_{d1}	37
Figure II.10 : Boucle de régulation de vitesse.....	39
Figure II.11 : résultats de simulation de modèle MSAPDE pour un régulateur PI.....	41
Figure II.12 : réponse de vitesse lors de variation de J et R_s	43
Chapitre III : Commande non linéaire Floue du MSAPDE.	
Figure III.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	49
Figure III.2 : Différentes formes de la fonction de commutation.....	51
Figure III.3 : résultat de simulation de modèle MSAPDE pour une commande de mode glissant....	56
Figure III.4 : Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.....	57
Figure III.5 : Fonctions d'appartenance des entrées et de sortie d'un régulateur PI flou.....	58
Figure III.6 : résultat de simulation de modèle MSAPDE pour une commande de logique floue....	61
Figure III.7 : résultat de comparaison de commandes.....	62
Chapitre VI : Application à un véhicule électrique avec des cycles de conduits.	
Figure VI.1 : Véhicule électrique Blue car.....	65
Figure VI.2 : forces appliquées sur le véhicule.....	66
Figure VI.3 : Le mécanisme du réducteur.....	68
Figure VI.4 : Schéma simplifié de structure générale du véhicule étudié.....	68
Figure VI.5 : cycle de conduite NEDC.....	70
Figure VI.6 : cycle de conduite ARTEMIS.....	70
Figure VI.7 : schéma synoptique du schéma de contrôle synergique proposé pour VE propulsé par Mg	71
Figure VI.8 : Résultat de la simulation de vitesse et du couple résistant appliquées au moteur avec le cycle urbain de NEDC.....	72
Figure VI.9 : Résultats de simulation de puissance moteur et puissance véhicule avec cycle	

Urbain.....72

Figure VI.10 : Résultat de la simulation de vitesse et du couple résistant appliquées au moteur avec le cycle ARTEMIS.....74

Figure VI.11 : Résultats de simulation de puissance moteur et puissance véhicule avec cycle ARTEMIS.....74

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre I : Etat de l'art des véhicules électriques

Tableau I.1 : Avantages et inconvénients des différentes architectures.

Tableau I.2 : Avantages et Inconvénients de la MSAP.

Tableau I.3 : Avantages et Inconvénients des véhicules électriques.

Chapitre III : Commande non linéaire Floue du MSAPDE

Tableau III.1 : Matrice d'inférence.

Tableau III.2 : comparaison entre les commandes.

Chapitre VI : Application de commande présentée au VE avec différents profils

Tableau II.1 : Paramètres du véhicule électrique urbain de type Blue car.

SYMBOLES ET ABREVIATIONS

- VE** : Véhicule électrique ;
- CDT** : Chaîne de traction ;
- CVE** : Chaîne de traction du véhicule électrique ;
- VTE** : Véhicule tout électrique ;
- BEV** : Véhicule électrique à batterie ;
- PAC** : Pile à combustible ;
- VEH** : Véhicule hybride ;
- VHS** : Véhicule hybride série ;
- VHP** : Véhicule hybride parallèle ;
- VHM** : Véhicule hybride mixte ;
- MCC** : Moteur à courant continu ;
- MRV** : Moteur à réluctance variable ;
- MSAP** : Moteur synchrone à aimant permanent ;
- MAS** : Moteur asynchrone ;
- MLI** : Modulation de Largeurs d'Impulsion ;
- PI** : Proportionnelle et Intégrale
- DC** : Courant continu ;
- AC** : Courant Alternatif ;
- F_{roue}** : force de roulement ;
- F_{pente}** : force due au profil de la route ;
- F_{aéro}** : force aérodynamique ;
- F_{acc}** : force d'accélération ;
- C_{roue}** : Couple dans la roue ;
- C_m** : Couple moteur ;
- Ω_{roue}** : Vitesse dans la roue ;
- Ω_m** : Vitesse dans le moteur ;
- R₁ et R₂** : nombre des dents ;

SYMBOLES ET ABREVIATIONS

θ : Angle électrique indiquant la position du rotor par rapport à l'axe de la première phase de la première étoile ;

γ : Angle électrique correspondant au décalage angulaire entre deux étoiles ;

Φ_{PM} : aimant permanent de rotor ;

$[\mathbf{V}_a \ \mathbf{V}_b \ \mathbf{V}_c]^T$: Vecteur tensions statoriques ;

$[\mathbf{V}_a' \ \mathbf{V}_b' \ \mathbf{V}_c']^T$: Vecteur tensions statoriques2 ;

$[\mathbf{i}_a \ \mathbf{i}_b \ \mathbf{i}_c]^T$: Vecteur courants statoriques ;

$[\mathbf{i}_a' \ \mathbf{i}_b' \ \mathbf{i}_c']^T$: Vecteur courants statoriques2 ;

$[\mathbf{Q}_a \ \mathbf{Q}_b \ \mathbf{Q}_c]^T$: Vecteur flux statoriques ;

$[\mathbf{Q}_a' \ \mathbf{Q}_b' \ \mathbf{Q}_c']$: Vecteur flux statoriques 2 ;

$[\mathbf{R}_s]$: Matrice de résistance ;

$[\mathbf{L}_s]$: Matrice d'inductance ;

L_a, L_b, L_c : inductance propre de chaque phase

M_s : mutuel entre phases

$[\mathbf{P}(\theta)]$: Matrice de transformation de Park ;

$[\mathbf{P}_{s1}(\theta)]$: Matrice de transformation de Park stator 1 ;

$[\mathbf{P}_{s2}(\theta)]$: Matrice de transformation de Park stator 2 ;

L_d : Inductance suivant l'axe d ;

L_q : Inductance suivant l'axe q ;

I_{d1} : Le courant statorique de l'axe d ;

I_{q1} : Le courant statorique de l'axe q ;

I_{d2} : Le courant statorique de l'axe d ;

I_{q2} : Le courant statorique de l'axe q ;

V_{d1} : La tension statorique de l'axe d ;

V_{q1} : La tension statorique de l'axe q ;

V_{d2} : La tension statorique de l'axe d ;

V_{q2} : La tension statorique de l'axe q ;

Ψ_r : Flux rotorique (constant) ;

J : Moment d'inertie ;

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine ;

SYMBOLES ET ABREVIATIONS

C_{em} : Couple électromagnétique ;

C_r : Couple résistant (couple de charge) ;

FTBO : Fonction de transfert boucle ouvert ;

K_I : Gain de régulateur

K_P : Intégrale Gain de régulateur Proportionnelle

K_d : Gain de régulateur dérivateur

U_{eq} : la commande équivalente de mode glissant ;

U_n : la commande nominale de mode glissant ;

e : l'erreur ;

Δe : variation d'erreur ;

NEDC : New European Driving Cycle;

ARTEMIS : assessment and reliability of transport emission models and inventory systems.

في عملنا هذا، نهتم بدراسة الاداء المقدم من طرف سلسلة جر للسيارة الكهربائية اولا نتطرق الي المفاهيم الاساسية حول السيارة الكهربائية اختيار التصميم والعناصر المكونة لسلسلة الجر بداية بعملية نمذجة ومحاكاة للسيارة الكهربائية ثم المموج الثلاثي و المحرك التزامني ذو المغناطيس الدائم والنجمة المزدوجة ومن جهة اخري قمنا بدراسة مقارنة بين مجموعة من أنظمة التحكم هي (Fuzzy وPI وMG) من ناحية المتانة والفاعلية وفي الاخير قمنا بتطبيق نموذج ديناميكي حقيقي لسيارة بنوعين من دورة قيادة هما (Urbain) NEDC و ARTEMIS لاختبار اداء السيارة, اكدت النتائج المتحصل عليها فاعلية التحكم المقترح من خلال ضمان اداء ديناميكي جيد .

الكلمات المفتاحية: سلسلة الجر, التحكم الشعاعي,, Fuzzy , PI , MG, المحرك التزامني , السيارة الكهربائية .

Résumé

Le présent travail traite la commande robuste d'un véhicule électrique (VE) propulsé par un moteur synchrone à aimants permanents double étoile (MSAPDE). Dans une première phase, on a présenté les éléments de base d'une chaîne de traction. Dans une deuxième phase, la modélisation dynamique du VE et la commande vectorielle du MSAPDE ont été présentés. Les performances dynamiques et statiques de la commande vectorielle du MSAPDE ont été montrées par des résultats de simulation. La troisième phase a été conçue à la synthèse des régulateurs proposés à savoir : régulateur par mode glissement, régulateur à action intégrale et le régulateur PI flou pour le réglage de la vitesse du MSAPDE. Une étude comparative entre différents régulateurs a été illustrée par des résultats de simulation. Dans la dernière phase, on a appliqué les techniques de commandes présentées au modèle dynamique réel du VE avec deux types de cycle de conduite, à savoir : NEDC (Urbain) et ARTEMIS afin de tester les performances dynamiques et statiques du VE . Les résultats obtenus ont confirmé l'efficacité du contrôle proposé en assurant de bonnes performances.

Mots Clés: Chaîne de Traction, VE; MSAPDE, Commande vectorielle, Commande non linéaire ; PI Flou ; Contrôle à action intégrale.

Abstract

This work deals with robust control of electric vehicle propelled by six phases Permanent magnet synchronous motor (PMSM). In the first step, we have presented the basic elements of a traction chain. In a second phase, the dynamic modelling of the EV and the vector control of six phases PMSM were presented. The dynamic and static performances of the vector control of six phases PMSM have been shown by simulation results. The third phase was designed for the synthesis of

the proposed regulators, namely: sliding mode regulator, integral action regulator and the fuzzy PI regulator for six phases PMSM speed regulation. A comparative study between different regulators was illustrated by simulation results. In the last phase, the control techniques presented were applied to the real dynamic model of the EV with two types of driving cycle, such as: NEDC (Urban) and ARTEMIS in order to test the dynamic and static performance of the EV. The results obtained confirmed the effectiveness of the proposed control by ensuring good performance.

Keywords: Traction Chain; EV ; DSMPSM; Vector Control; Nonlinear Command; PI Fuzzy; Integral Action control.

Table de matières

INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre I : Etat de l’art sur les chaines de traction des véhicules électriques.....	4
I.1. INTRODUCTION.....	5
I.2.CONTEXTE ET ASPECTS ENVIRONNEMENTAUX	5
I.3. DEFINITION DE VEHICULE ELECTRIQU	6
I.4. HISTORIQUE.....	6
I.5. LES ELEMENTS PRINCIPAUX POUR LE VEHICULE ELECTRIQUE.....	8
I.5.1. Batterie	9
I.5.2. Le système de propulsion électrique	9
I.5.3. Moteur électrique	9
I.5.4. Convertisseur de puissance	9
I.5.5. Commande des convertisseurs de puissances	9
I.6.DESCRPTION GENERALE DE LA CHAINE DE TRACTION	10
I.6.1. Chaîne de traction	11
I.7. DIFFERENTES CONFIGURATIONS DES VEHICULES ELECTRIQUES	12
I.7.1. Motorisation monomoteur	12
I.7.1.1. Solution avec boite de vitesse.....	12
I.7.1.2. Solution avec réducteur mécanique a rapport fixe.....	13
I.7.2. Motorisation multimoteurs	13
I.8.DIFFERENTS TYPES DES VEHICULES ELECTRIQUES	14
I.8.1. Véhicule tout Electrique (VTE)	14
I.8.1.1. Véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant	15
I.8.1.2. Véhicules électriques à alimentation par pile à combustible (PAC).....	15

I.8.2. Véhicule hybride (VEH).....	16
I.8.2.1. Véhicule hybride série	16
I.8.2.2. Véhicule hybride parallèle	17
I.8.2.3. Véhicule Hybride mixte (VHM)	18
I.9.CRITERES DE CHOIX DE VE.....	19
I.10. CLASSIFICATION DES MOTEURS ELECTRIQUES	20
I.10.1 moteur a courent continu (MCC).....	20
I.10.2. Moteur à reluctance variable (MRV)	20
I.10.3. Moteur asynchrone (MAS)	21
I.10.4. Moteur synchrone a aimant permanent (MSAP).....	21
I.11. CHOIX DE MOTORISATION	22
I.12. AVANTAGES ET INCONVENIENT DES VEHICULES ELECTRIQUES	22
I.13.CONCLUSION	23
Chapitre II : Modélisation et commande vectorielle du VE.....	24
II.1. INTRODUCTION.....	25
II.4. DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANANT DOUBLE ETOILE.....	25
II.5. CARACTERISTIQUES UNIQUES DU MSAP MULTI PHASE PAR RAPPORT AU MSAP TRIPHASE TRADITIONNEL	26
II.6. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE MSAPDE.....	26
II.7. MODELISATION DE MSAPDE.....	27
II.7.1. Équations électriques.....	27
II.7.2. Équations magnétiques	27
II.7.3. Transformation de Park	28
II.7.4. Mise en équations de la MSAPDE dans le repère de Park	30

II.7.4.1. Équations électriques et magnétiques dans le repère de Park	30
II.7.4.2. Équations de tension	30
II.7.4.3. L'expression de flux	30
II.7.4.4. Équations mécaniques	30
II.8. MODELE D'ETAT DE MSAPDE.....	31
II.9. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A COMMANDE MLI	32
II.9.1. Stratégie de la Commande MLI des Onduleurs de Tension.....	34
II.10. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAPDE	35
II.10.1. Technique de découplage.....	36
II.10.2. Régulateurs des courants	37
II.10.3. Régulateur de vitesse	38
II.11. SIMULATION DE MSAPDE.....	39
II.12. TEST DE ROBUSTESSE.....	42
II.13. CONCLUSION.....	43
Chapitre III : Commande non linéaire et logique floue du MSAPDE.....	47
III.1. INTRODUCTION.....	48
III. 2. GENERALITE SUR LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT.....	48
III. 3. COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT	49
III.3.1. Synthèse de la commande par mode de glissement.....	49
III.3.2. Synthèse du régulateur de vitesse du MSAPDE par mode de glissement.....	52
III.3.2.1 Choix de surface.....	52
III.4. SYNTHESE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT A ACTION INTEGRALE.....	53
III.4.1 Choix de surface	54
III.5 SIMULATION DE MSAPDE PAR LA COMMANDE MODE GLISSANT	54

III.6 COMMANDE FLOUE DE LA VITESSE DU MSAPDE	57
III.7. RESULTATS DE SIMULATION.....	60
III.8. COMPARAISON ENTRE LES TROIS TYPES DE COMMANDE.....	62
III.9. CONCLUSION.....	62
Chapitre VI : Application à un véhicule électrique avec des cycles de conduits...64	
VI.1. INTRODUCTION.....	65
II.2. MODELISATION DYNAMIQUE DE VE.....	65
II.2.1. Forces appliquées au véhicule.....	66
II.2.1.1. Force de roulement.....	67
II.2.1.2. Force due au profil de la route.....	67
II.2.1.3. Force de résistance aérodynamique.....	67
II.2.1.4. Force de due à l'accélération.....	67
II.3. TRANSMISSION ET REDUCTEUR MECANIQUE.....	67
VI.2. LA STRUCTURE DU VEHICULE ELECTRIQUE ETUDIE.....	68
VI.3. LES CYCLE DE CONDUITE.....	69
VI.3.1 LE CYCLE EUROPEEN DE CONDUITE (NEDC).....	69
VI.3.2 CYCLE EUROPEEN DE CONDUITE (ARTEMIS).....	70
VI 4. LE SYSTEME GLOBAL.....	71
VI 5 RESULTAT DE SIMULATION.....	71
VI.5.1. SIMULATION AVEC CYCLE URBAIN.....	71
VI.5.2 CYCLE EUROPEEN DE CONDUITE (ARTEMIS).....	73
VI.6 CONCLUSION.....	75
CONCLUSION GENERALE.....	74
ANNEXE A	
ANNEXE B	
ANNEXE C	
BIBLIOGRAPHIES	

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

1. CONTEXTE ET PROBLEMATIQUES

Pendant ces dernières années, l'intérêt pour les technologies des véhicules à faibles émissions de carbone a fait un bond important à travers l'Union européenne (UE) et au-delà, encouragé en cela par les gouvernements et les constructeurs automobiles. De grands espoirs ont été mis plus récemment dans les véhicules électriques (VE) et les véhicules électriques hybrides (VEH) en tant que technologies clés pour atténuer le changement climatique, améliorer la sécurité énergétique et favoriser une nouvelle branche de l'industrie dans le secteur automobile. Ainsi, l'électrification des transports a été considérée comme une stratégie clé pour réduire les émissions de CO₂ dans le secteur des transports I.[1] ,I.[2].

Dans ce sens, la recherche de nouvelle technologie pour remplacer la voiture à propulsion thermique constitue un véritable enjeu industriel. Les véhicules électriques sont une alternative prometteuse aux véhicules conventionnels propulsés par des moteurs à combustion interne, offrant la possibilité de réduire le CO₂, les émissions polluantes et sonores.

Néanmoins, le véhicule électrique (VE) est un système physique complexe composé de plusieurs sous-systèmes, la modélisation de chaque sous-système s'avère une tâche difficile qui nécessite des études cinématique et dynamique approfondies du véhicule. Ainsi que l'étude de la commande du véhicule en considérant plusieurs phénomènes régissant son comportement tel que le glissement longitudinal, latéral et les non-linéarités présentées sur le système lui-même, sollicite l'appel à des lois de commande puissantes, insensibles et robustes I.[2] .

Plusieurs techniques de commande ont été mise œuvre afin d'assurer le bon fonctionnement du VE et de diminuer l'insécurité sur les routes. Il est indispensable d'augmenter la stabilité du VE dans les cas où, les accélérations longitudinales ou latérales se produisent. Une des solutions est de réaliser un asservissement robuste de la vitesse du véhicule, ce qui permet à la fois de réaliser un régulateur de vitesse (auto-croisière), et un accélérateur assisté en cas d'une conduite sans régulateur. Bien que le

régulateur PI reste un choix populaire en raison de sa simplicité et de sa facilité de mise en œuvre. Cependant, il ne prend pas en compte les perturbations et les incertitudes, ce qui entraîne des performances médiocres. Donc l'orientation vers les commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et robustes est exigée.

Les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, pourront être utilisées à bon escient pour leurs qualités à résorber certains problèmes liés aussi bien aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle du système à commander. A l'instar d'un contrôleur PI (proportionnel intégral) conventionnel, un contrôleur flou (en anglais Fuzzy Logic Controller, ou FLC), i.e. un PI-flou, a l'aptitude d'améliorer les performances dynamiques (en poursuite) et statiques (en rejection) d'un contrôle bouclé et cela indépendamment de la connaissance du modèle du système à commander.

De plus, l'intérêt récent accordé à la commande par mode glissant est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants. Les propriétés intéressantes dans ce type de commande sont celles liées à la convergence en temps fini vers la ou les surfaces de glissement et à la réduction de la dynamique totale de n à $n-p$ (n : ordre du système, p : ordre des sorties mesurables) état sur la surface de glissement. La robustesse vis à vis des perturbations internes (paramétriques) et externes (charge, bruit, ...) sera conférée aux réglages optimaux des gains de la fonction signe où un compromis *chattering*-performances (lissage) devrait être observé I.[3].

L'objectif principal du présent travail est de modéliser, commander et améliorer les performances du mouvement du véhicule électrique propulsé par un moteur synchrone à aimants permanents double étoile (MSAPDE) tel que le suivi de consigne, la rapidité et la stabilité en utilisant des techniques de commande non linéaires et floue.

2. STRUCTURE DE LA THESE

Le présent travail est structuré en quatre chapitres donnés comme suit.

Le premier chapitre est destiné à l'étude des systèmes à propulsion électrique. On présente l'évolution des véhicules électriques depuis leurs apparitions, leurs configurations ainsi que leurs

constitutions. Puis on expose les principaux organes de la chaîne de traction pour choisir à la fin une configuration de propulsion du véhicule électrique qui sera adoptée pour le reste de l'étude.

Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation et à la commande vectorielle du véhicule électrique. Différents résultats de simulation numérique seront illustrés et commentés à la fin de ce chapitre.

Dans le troisième chapitre, on expose la synthèse des différents régulateurs utilisés à savoir le régulateur par mode glissement, régulateur à action intégrale, et le régulateur PI flou pour la régulation de vitesse du moteur synchrone à aimants permanents double étoile vectoriellement commandée. Les performances et les améliorations qu'apportent ces derniers seront montrés à travers des résultats de simulation.

Le quatrième chapitre traite l'application de commandes présentées au modèle du véhicule selon des cycles routiers normalisés (New European Driving Cycle (NEDC), et ARTEMIS). Les résultats de simulation seront alors donnés pour confirmer cette assertion.

Pour clôturer ce travail, une conclusion générale sera donnée pour avancer quelques remarques et présenter les éventuelles perspectives quant à la continuation de ce travail.

Chapitre I

Etat de l'art sur les véhicules électriques

I.1. INTRODUCTION

Parmi tous les secteurs impliqués dans les problèmes environnementaux, l'automobile en particulier est régulièrement citée dont le nombre de véhicules en circulation est en constante augmentation avec la production de plus que 80 millions de voitures neuves chaque année. La plupart de ces voitures sont propulsées par un moteur à combustion interne (ICE) à énergie conventionnelle, polluant l'atmosphère par des particules de dioxyde de carbone, nuisant l'environnement.

Le véhicule électrique est en effet le véhicule propre par excellence : il est le seul véhicule motorisé à "zéro émission", c'est-à-dire n'émettant aucun gaz polluant ni gaz à effet de serre. Il a de plus l'avantage d'être silencieux.

Dans ce sens, le premier chapitre, expose un aperçu général sur les VE et les VE à batterie (VEB). Il évoque aussi les notions principaux composants de la chaîne de traction (batterie, convertisseur, motorisation, etc.).

I.2. CONTEXTE ET ASPECTS ENVIRONNEMENTAUX

Le réchauffement climatique est peut-être le problème le plus urgent auquel l'humanité doit faire face au XXI^e siècle. Comme on le sait, l'utilisation de l'automobile est l'une des principales causes de l'alerte mondiale, qui, tout en alimentant la croissance économique au XX^e siècle, a également créé des niveaux catastrophiques de CO₂ dans l'atmosphère, menaçant le plan été et notre mode de vie. Pour faire face à ces problèmes environnementaux concomitants, on doit rechercher d'autres solutions innovantes en matière de transport [6].



Figure I.1 : Mauvaise qualité de l'air dans certaines agglomérations chinoises

I.3. DEFINITION DE VEHICULE ELECTRIQUE

Un Véhicule électrique est un véhicule dont la propulsion est garantie par un moteur fonctionnant uniquement à l'énergie électrique. Autrement dit, la force motrice transmise aux roues par un moteur électrique selon la solution de transmission retenue [6]. Plus écologiques que les automobiles à essence, ces voitures existent depuis la fin du XIXe siècle, mais sont commercialisées seulement depuis la fin du XXe. Exemple : Pour protéger la planète, je préfère investir dans une voiture électrique.

Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie... etc, beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions sont explorées pour développer ce mode de propulsion. Ce sont des véhicules qui n'ont comme sources d'énergies qu'un accumulateur rechargeable par la voie d'une source extérieure. Actuellement les VTE proposés sont exclusivement urbains, leur autonomie est de 70 à 120 Km avec des batteries en Plomb Acide et cadmium-nickel et de 150 à 200 km avec des batteries Nickel-Métal-Hydrure et Lithium. Afin d'accroître leurs autonomies, ces véhicules sont dotés de systèmes de conversions réversibles pour récupérer l'énergie de freinage [7].

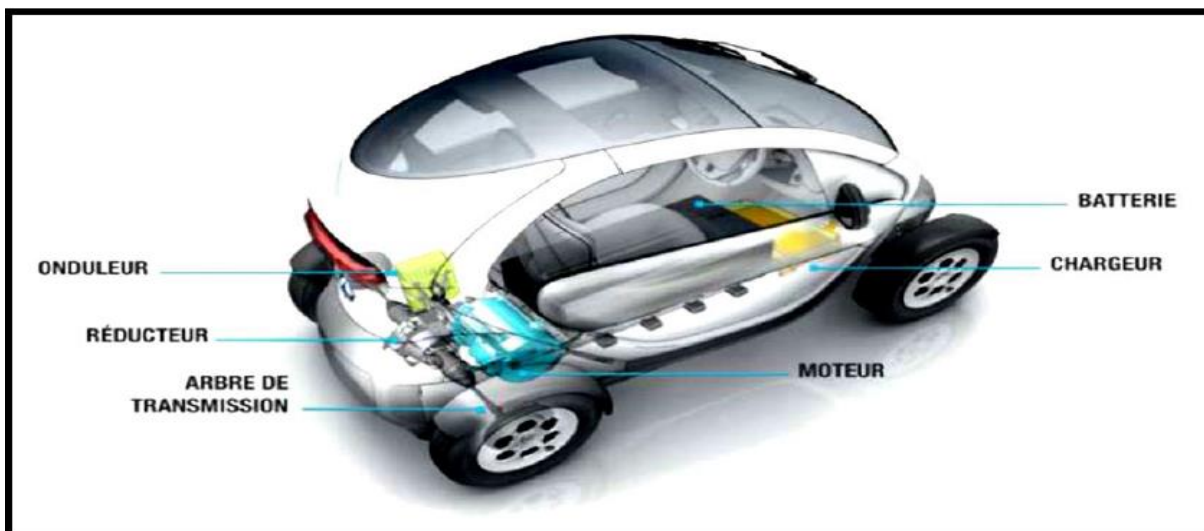


Figure I.2: Architecture d'une chaîne de traction électrique Renault Twizy.

I.4. HISTORIQUE

L'idée d'utiliser l'énergie électrique pour mouvoir les véhicules n'est pas nouvelle, elle est née dès que les premiers moteurs électriques ont commencé à fonctionner. Ainsi, à la fin du 19 -ème siècle, on compte une centaine de prototypes électriques plus ou moins rudimentaires [2].

- (1832-1839), Premier véhicule électrique inventé par Robert Anderson (Homme d'affaire écossais).
- 1835, Construction d'une petite locomotive électrique par Thomas Davenport (américain).
- 1838, Un modèle similaire roule jusqu'à 6 km/h par Robert Anderson.
- 1859, Invention de la batterie rechargeable au plomb acide par Gaston Planté (Français).
- 1881, Amélioration de la batterie rechargeable par Camille Faure.
- 1884, Voiture électrique conduite par Thomas Parker.
- 1891, La première vraie voiture électrique par William Morrison (américain)
- 1902, la Phaeton de Wood pouvait rouler 29 kilomètres à une vitesse de 22.5 km/h et coutait 2000 dollars.
- 1912, la production des véhicules électriques est à son crête, mais, l'introduction de la Ford Model T à essence en 1908 va commencer à se faire sentir.
- Années 1920, certains facteurs mèneront au déclin de la voiture électrique. On peut citer leur faible autonomie, leur vitesse trop basse, leur manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et leur prix deux fois plus élevé que les Ford à essence.
- 1966, le congrès américain recommande la construction de véhicules électriques pour réduire la pollution de l'air.
- 1972, Victor Wouk le parrain du véhicule hybride construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de General Motors
- 1974, la Vanguard-Sebring CitiCar, qui ressemble beaucoup à une voiturette électrique de Golf fait son apparition au Electric Véhicule Symposium de Washington, D.C. Elle peut rouler sur 64 kilomètres à une vitesse de 48 km/h.
- 1976, le Congrès américain adopte le Electric and Hybrid Vehicle Research, Développement, and Démonstration Act.
- 1988, le président de GM Roger Smith lance un fond de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique qui deviendra la EV1.
- 1990, l'Etat de la Californie vote le Zero Emission Vehicle (ZEV), un plan qui prévoit que 2% des véhicules devront avoir zéro émission polluante en 1998 (puis 10% d'entre eux pour 2003)
- Entre 1996 et 1998 GM va produire 1117 EV1, dont 800 d'entre elles en location avec un contrat de 3 ans.
- En 1997, Toyota lance la Prius, la première voiture hybride à être commercialisée en série. 18 000 exemplaires seront vendus au Japon la première année.

- De 1997 à 2000, de nombreux constructeurs lancent des modèles électriques hybrides : la Honda EV Plus, la G.M. EV1, le Ford Ranger pickup EV, Nissan Altra EV, Chevy S-10 EV et le Toyota RAV4 EV.
- A partir de 2000 la voiture électrique va remourir à nouveau.
- En 2002, G.M. et DaimlerChrysler poursuivent le California Air Resources Board (CARB) pour faire annuler la loi Zero Emission Vehicle (ZEV) de 1990.
- En 2003 en France, Renault fait une tentative avec la sortie de sa voiture hybride Kangoo Electrode mais abandonnera la production après environ 500 véhicules.
- En 2003-2004, c'est la fin de l'EV1. GM va récupérer un par un tous les véhicules pour les détruire, et ce malgré plusieurs mouvements de protestation.
- En 2006, Chris Paine sort un documentaire intitulé Who Killed the Electric Car ? qui analyse la montée en puissance et la mort de la voiture électrique à la fin des années 90.
- En 2007, il y avait encore 100 000 véhicules électriques en circulation aux Etats-Unis.
- En mars 2009, Vincent Bolloré annonce la sortie pour 2010 en location mensuelle à 330 euros de la Pini farina Blue Car.

I.5. LES ELEMENTS PRINCIPAUX D'UN VEHICULE ELECTRIQUE

Les composants présents dans les voitures électriques ne sont jamais les mêmes selon le constructeur du modèle et la technologie utilisée. Cependant certains sont indispensables pour pouvoir qualifier un véhicule automobile comme électrique.

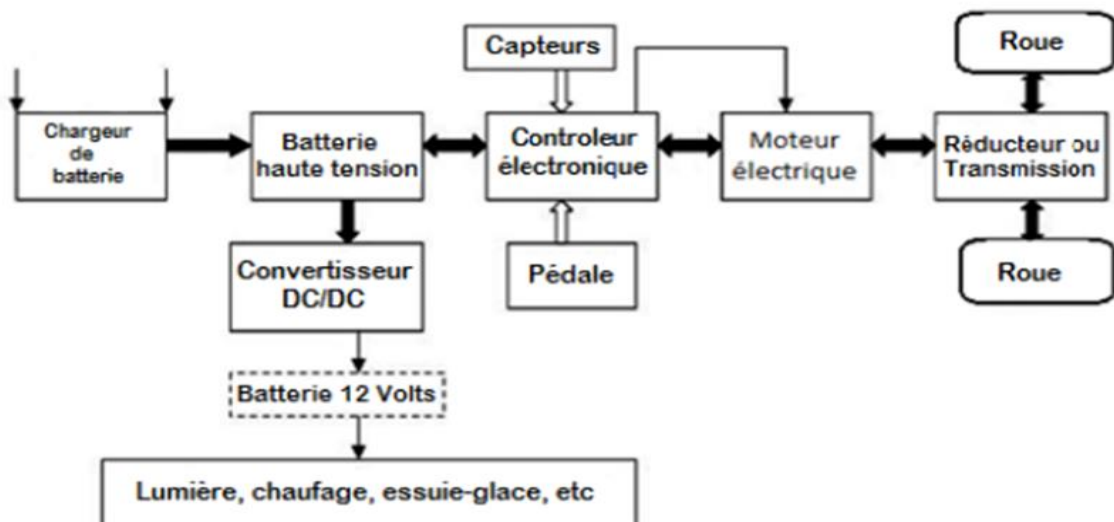


Figure I.3 : Schéma des composantes et de fonctionnement d'un véhicule électrique.

Comme illustré dans la figure (I.3) le véhicule électrique consiste par :

I.5.1. Batterie

Permet de stocker l'énergie pour l'utiliser plus tard. Elle se compose de plusieurs éléments formés chacun d'une anode, une cathode, un séparateur convenable pour isoler électriquement les électrodes à l'intérieur, un électrolyte et d'un récipient. Le major problème de cette dernière c'est la durée de vie qui n'est pas très grande, et le temps important qu'elle prend pour se charger [9].

On distingue deux grandes familles de systèmes de stockage électrique direct :

- Les accumulateurs.
- Les supercondensateurs.

I.5.2. Le système de propulsion électrique

Le système de propulsion électrique se compose d'un ou plusieurs moteurs électriques dont la puissance totale peut aller de 15 kW à plus de 400 kW, selon la taille du véhicule, l'usage et les performances recherchées, exemple pour une petite voiture 4 places : 48 kW (65 CV). Il se compose aussi de convertisseurs de puissance et de leurs commandes [8].

I.5.3. Moteur électrique

Le moteur électrique est l'élément indispensable du véhicule électrique, il doit être robuste, fiable et pratiquement sans entretien. Selon le type de propulsion, il peut y avoir un ou plusieurs moteurs, et cela dépend de plusieurs paramètres et contraintes du type de propulsion (véhicule lourd ou léger, faible ou grande puissance, etc.) [9].

I.5.4. Convertisseur de puissance

Le convertisseur de puissance est utilisé pour alimenter un ou des moteurs électriques dans les limites admissibles de tension et de courant. Actuellement il existe une grande diversité de structures envisageables pour les véhicules électriques. Dans ces applications, la structure se décompose en deux parties avec des rôles différents, DC et AC. Il faut utiliser des convertisseurs DC/DC, des convertisseurs DC/AC ou des convertisseurs AC/DC [8].

I.5.5. Commande des convertisseurs de puissances

Le système de commande fournit des signaux de commande et des références à poursuivre en couple ou en vitesse suivant les desiderata du conducteur et de la mission pour permettre la bonne gestion de tous les composants qui constituent le système de propulsion électrique [8].

I.6. DESCRIPTION GENERALE DE LA CHAINE DE TRACTION

La chaîne de traction d'un VE est plus simple que celle d'un véhicule thermique. Le choix et l'arrangement des composants qui constituent la chaîne de traction décrits dans la figure (I-4) :

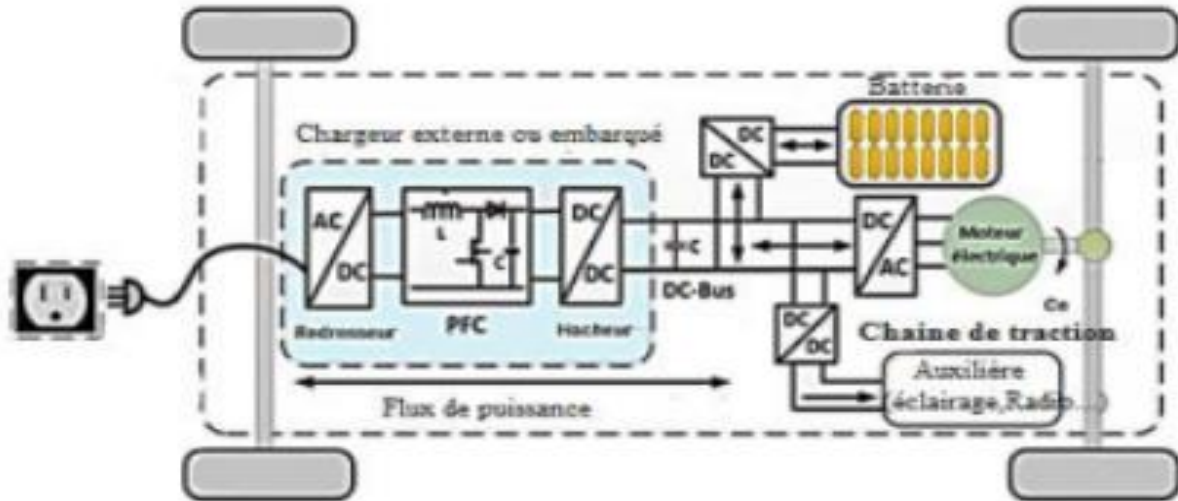


Figure I.4 : Structure de la chaîne de traction dans un VE.

Il s'agit, si l'on part du réseau d'alimentation alternatif, du chargeur de batteries, de la batterie électrochimique de la source embarquée d'énergie électrique, de l'ensemble convertisseur statique du moteur électrique, le contrôle, et enfin de la transmission mécanique dont la fonction est d'adapter la caractéristique mécanique de la charge à celle du moteur. Pour l'analyse de la consommation totale, il faut aussi prendre en compte les auxiliaires comme le système de refroidissement (air ou eau) du moteur et de son convertisseur électronique, ainsi que la gestion des flux d'énergie entre eux restent au stade de la recherche. Dans cette partie, on essaiera de présenter les organes de la traction électrique en justifiant le choix de chaque organe [5] [11].

Le génie électrique investit de plus en plus l'automobile. Une mutation dans ce domaine est en train de s'accélérer grâce aux contraintes réglementaires environnementales et les lois du marchés liés au confort des usagers. Un Système de traction : est un ensemble des organes traversés par le flux d'énergie, et qui assurent à un véhicule sa capacité de mouvement. Il est composé d'une chaîne de traction et d'un générateur d'énergie embarquée [10] . Comme le montre de cette figure :

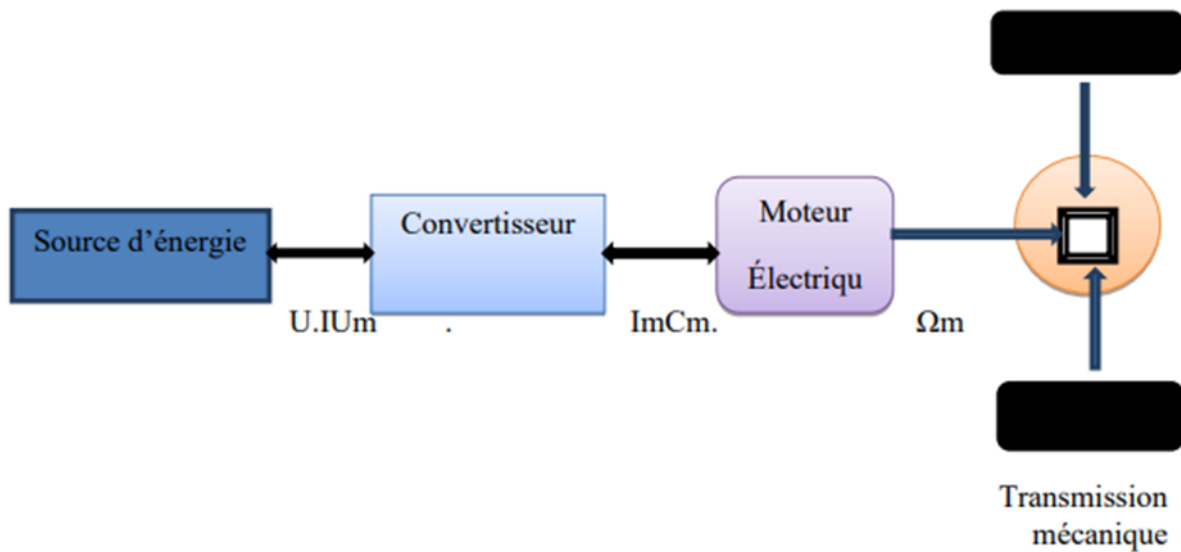


Figure I.5 : chaîne de traction électrique.

I.6.1. Chaîne de traction (CDT)

Organe du système de traction assurant la transmission mécanique du mouvement. Elle est composée des roues, du différentiel, de la transmission ou boîte de vitesse (BV) et d'un moteur convertissant l'énergie sortant du générateur embarqué en énergie mécanique [9].

De plus on distingue :

- Générateur ou source d'énergie embarquée : Organe du système de traction assurant le stockage et l'adaptation de l'énergie. Il est composé d'un système de stockage et d'un système d'adaptation (convertisseur et/ou transformateur).
- Convertisseur d'énergie : Système qui change la nature de l'énergie (moteur, radiateur, etc.).
- Transformateur d'énergie : Système qui conserve la nature de l'énergie mais change son typage (boîte de vitesse, convertisseur électrique DC/AC3).
- Typage de l'énergie : Caractérise les paramètres d'une énergie de même nature (pour l'électrique : tension, courant, fréquence...).
- Nature de l'énergie : Caractérise les différentes formes que peut prendre l'énergie (mécanique, électrique, chimique, hydraulique, rayonnante ou nucléaire...).
- Un différentiel est un système mécanique qui a pour fonction de distribuer une vitesse de rotation par répartition de l'effort cinématique, de façon adaptative, immédiate et automatique, aux besoins d'un ensemble mécanique

- Un engrenage est un système mécanique composé de deux roues dentées servant à la transmission du mouvement de rotation. Ces deux roues dentées sont en contact l'une avec l'autre et se transmettent de la puissance par obstacle. Quand il y a plus de deux roues dentées, on parle de train d'engrenages.
- Un réducteur est un système d'engrenage dont le rapport de transmission est inférieur à 1, pour augmenter le couple moteur d'une rotation.

La figure donne les différents composants de chaîne de traction :

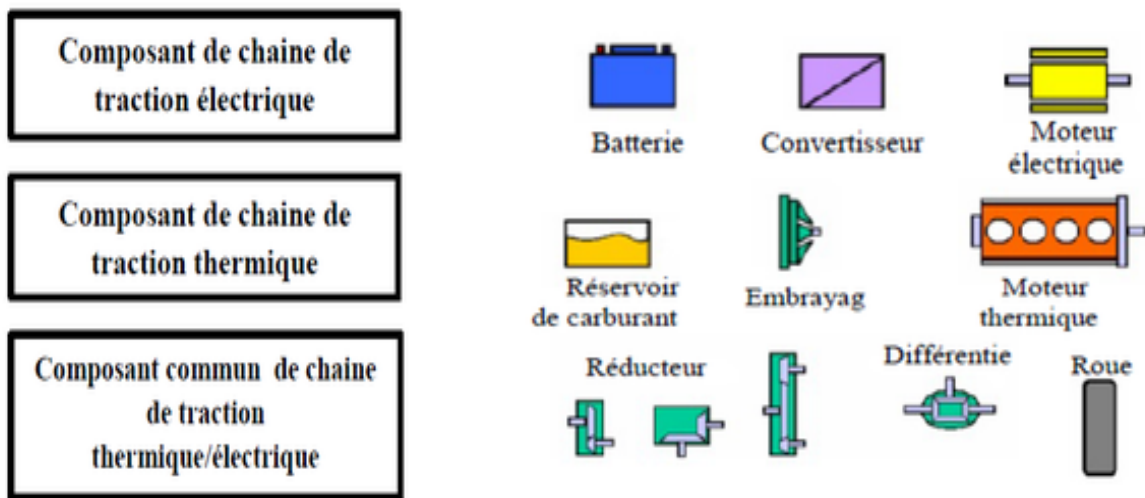


Figure I.6 : Composants d'une chaîne de traction

I.7. DIFFERENTES CONFIGURATIONS DES VEHICULES ELECTRIQUES

Dans cette partie, on va donner une liste non exhaustive de quelques ébauches de solutions aux problèmes de la motorisation d'un véhicule électrique. Cette dernière, est proposée sous une forme soit monomoteur, soit multimoteurs [12].

I.7.1. Motorisation monomoteur

Pour cette architecture on peut envisager deux solutions de la transmission mécanique :

I.7.1.1. Solution avec boîte de vitesse

L'avantage essentiel de cette solution est de permettre l'utilisation d'un moteur à plus faible couple, donc plus léger, pour une vitesse maximale donnée. Remarquons qu'entre deux changements de vitesse (petite plage) si le moteur possède une capacité de fonctionnement à puissance maximale constante, cela peut permettre également la suppression des fluctuations de puissance. La figure ci-dessus montre cette solution [18].

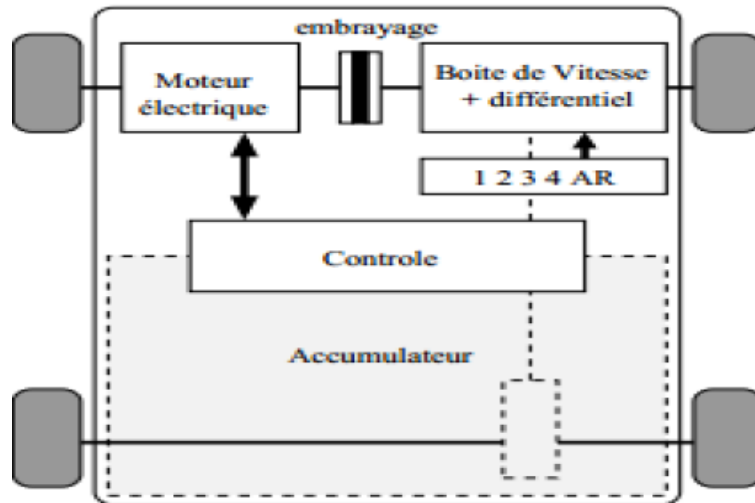


Figure I.7 : Solution monomoteur avec une boîte à vitesse.

I.7.1.2. Solution avec réducteur mécanique a rapport fixe

Le couple maximal que doit délivrer un tel moteur associé un réducteur de rapport fixe est supérieur à celui que devrait produire un moteur associé à une boîte de vitesse [18].

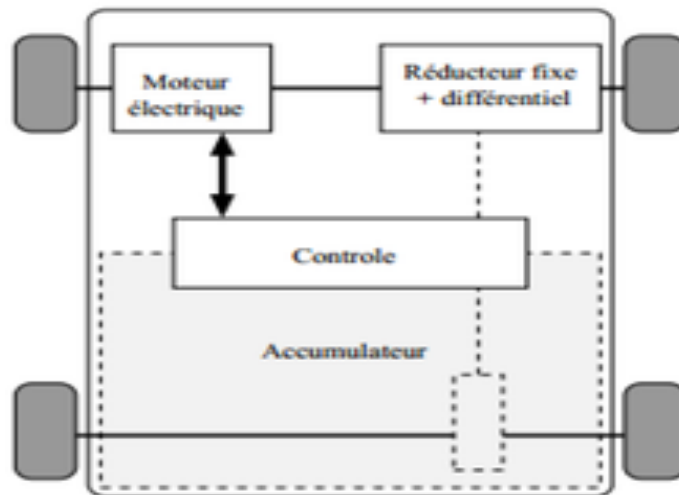


Figure I.8 : Solution avec réducteur mécanique a rapport fixe.

En effet, les rapports courts aux basses vitesses permettent d'accroître le couple aux roues.

I.7.2. Motorisation multimoteurs

Il peut a priori sembler intéressant de motoriser indépendamment les roues pour supprimer les organes de transmission mécanique comme le différentiel est les doubles joints de cardans nécessaires dans les deux solutions précédentes

Après la suppression de la boîte à vitesse et de l'embrayage, on a la simplification de la chaîne de transmission mécanique. On peut ainsi réaliser des solutions à deux roues motrices soit à l'avant ou à l'arrière ou encore des solutions à quatre roues motrices [18].

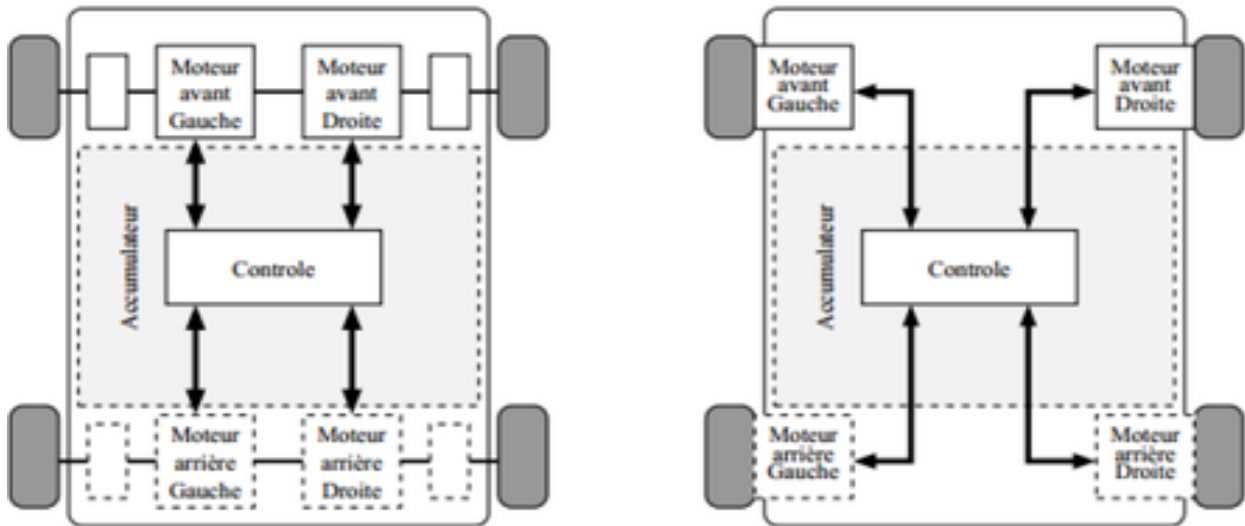


Figure I.9 : Solution multi moteurs.

I.8.DIFFERENTS TYPES DES VEHICULES ELECTRIQUES

Le terme « véhicule électrique » (EV) est un terme qui, au sens le plus large, englobe toute voiture qui utilise de l'électricité pour sa propulsion. La catégorie des véhicules électriques peut se décomposer de la façon suivante : les véhicules électriques à batterie (BEV), les véhicules électriques hybrides (HEV) et les véhicules électriques à piles à combustible (PCEV) [16].

I.8.1. Véhicule tout Electrique (VTE)

Il s'agit d'un véhicule qui possède uniquement un accumulateur comme source d'énergie, ainsi, le VTE semble bien adapté pour les petits véhicules urbains. En effet, ceux-ci ne sont pas trop pénalisés par la limitation de la puissance et de l'autonomie et le problème des pollutions gazeuse et sonore est essentiel pour eux [19].

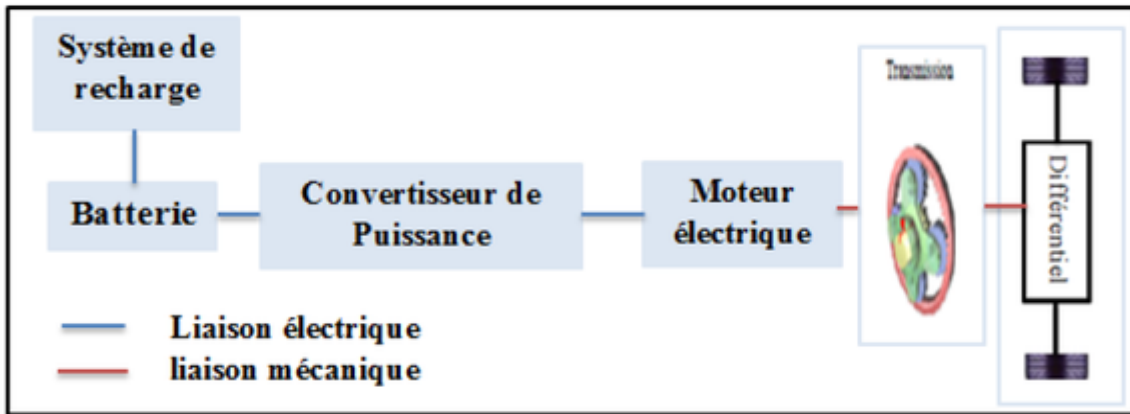


Figure I.10 : architecture de véhicule tout électrique (VTE).

Selon la source d'énergie utilisée pour alimenter ces véhicules, on distingue essentiellement deux types de véhicules électriques : voitures électriques à batteries rechargeables par prise de courant et voitures électriques à alimentation par pile à combustible [9].

I.8.1.1. Véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant (BEV)

Une batterie est un système embarqué pouvant stocker de l'énergie électrique pour la restituer par la suite. C'est à ce jour le système le mieux adapté pour l'alimentation des véhicules électriques. Son invention remonte au 19^{ème} siècle, il est, de ce fait, le système de stockage le mieux maîtrisé techniquement. Les véhicules électriques à batterie (BEV) sont uniquement propulsés par leurs moteurs électriques. Leur électricité provient essentiellement de points de recharge et ils la stockent dans des packs de batteries [10] [12].

I.8.1.2. Véhicules électriques à alimentation par pile à combustible (PAC)

L'application de cette technologie dans le domaine automobile est assez récente et relève encore de l'expérimentation. La pile à combustible existe depuis près de deux cents ans. Elle fut inventée en Angleterre au début du 19^{ème} siècle par deux anglais, Sir Henry Davy et Sir William Grove .

Une pile à combustible est une sorte de batterie, la différence qu'elle se recharge en la remplissant de combustible, et non pas en lui réinjectant des électrons (de l'électricité à voir). C'est un moyen rapide de faire le plein, bien plus qu'avec les batteries Lithium Ion malgré les bornes de recharge rapides assez efficaces. On arrive à en produire (ou plutôt en extraire de la matière) mais cela est très coûteux en énergie fossile, ce n'est donc pas parfait [17].

Son principe de fonctionnement (Figure I-12) repose sur la production d'énergie par réaction entre de l'hydrogène et de l'oxygène [11].

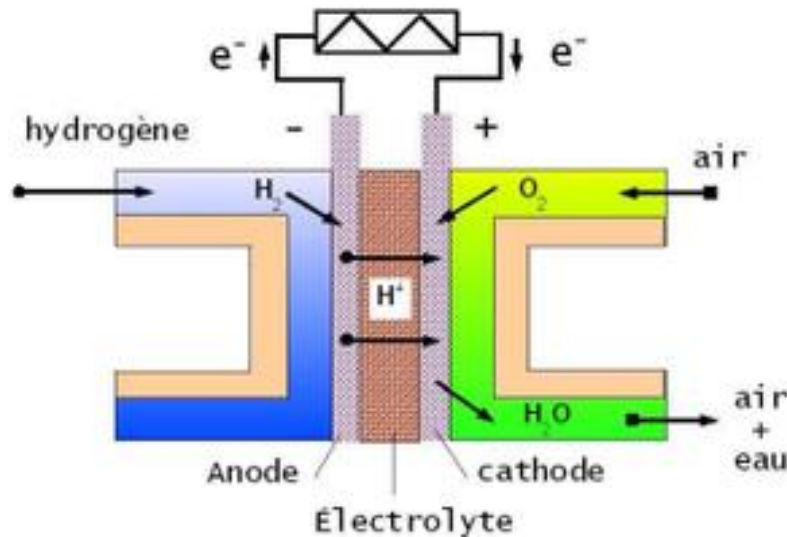
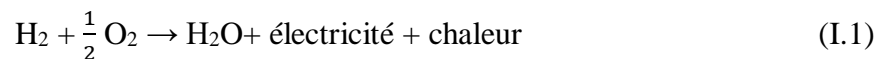


Figure I.11 : Principe de fonctionnement de la pile à combustible.

Cette réaction produit, en fait, de l'électricité, l'eau et de la chaleur selon l'équation suivante :



I.8.2. Véhicule hybride (VEH)

En principe, un véhicule est dit hybride lorsque celui-ci est muni de deux sources de différentes natures. Or, cela peut induire à l'erreur vu que même un véhicule traditionnel procède de deux sources. Selon International Energy Agency, la définition la plus appropriée citée dans un rapport technique est que : un véhicule hybride a un groupe motopropulseur dans lequel : L'énergie peut être transmise par au moins deux dispositifs de conversions d'énergies différentes (moteur thermique, moteur électrique...).

Tirant l'énergie d'au moins deux dispositifs de stockage différents (réservoir de carburant, batterie, super condensateur...). Au moins un des flux le long duquel l'énergie peut circuler d'un dispositif de stockage aux roues est réversible, tandis qu'au moins un flux est irréversible. Dans un VEH, le dispositif de stockage d'énergie réversible fournit l'énergie électrique [7].

On peut envisager trois types de véhicule hybride :

I.8.2.1. Véhicule hybride série (VHS)

Dans ce cas, le principe repose sur le fait que l'énergie électrique utilisée par le moteur électrique peut être produite par un alternateur entraîné par un moteur thermique fonctionnant à vitesse de rotation constante. Les deux moteurs sont donc en série, d'où l'appellation. On peut alors choisir la vitesse de rotation du moteur thermique de manière à obtenir un rendement maximum et par

conséquent augmenter la quantité de carburant brûlée dans un cycle moteur, ce qui implique une diminution des rejets gazeux. Un tel véhicule est donné par la figure I.13 [19] :

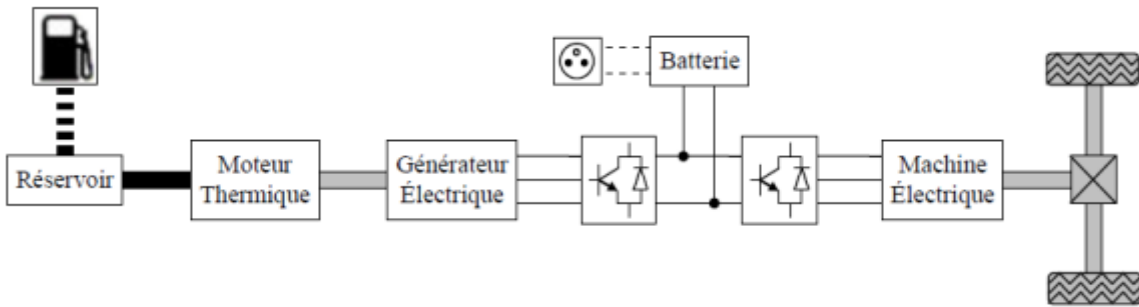


Figure I.12 : architecture de véhicule hybride série.

Un des inconvénients majeurs de ce type d'architecture est le faible rendement global de l'ensemble car la puissance mécanique délivrée par le moteur thermique est tout d'abord convertie en puissance électrique par l'alternateur, éventuellement stockée dans les batteries, puis reconvertie en puissance mécanique par le moteur électrique [13].

I.8.2.2. Véhicule hybride parallèle (VHP)

La première idée est de faire deux véhicules en un, en bénéficiant des avantages de chacun. Le VHP possède ainsi deux moteurs fonctionnant en parallèle, un électrique et une thermique. Les deux moteurs sont utilisés séparément et on résout alors le problème écologique du moteur thermique en ville, en fonctionnant en mode électrique et celui de l'autonomie du véhicule électrique pour les grands déplacements hors des agglomérations en fonctionnant en mode thermique [19].

Peut être alimenté soit par le moteur thermique seul, soit par le moteur électrique seul, soit par les deux combinés. Il est plus efficace qu'un hybride en série à plus haut régime, car il peut s'appuyer sur le potentiel offert par la combinaison des deux moteurs en cas de besoin. Voir figure I.14 :

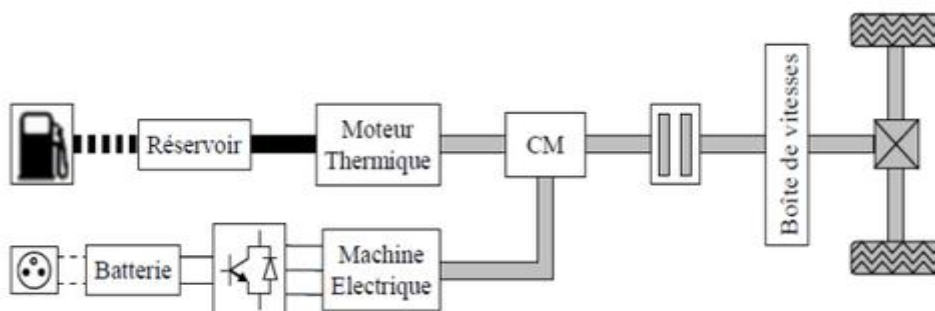


Figure I.13 : architecture de véhicule hybride parallèle.

I.8.2.3. Véhicule Hybride mixte (VHM)

Peut basculer entre les modes série et parallèle pour exploiter les avantages de chacun. Cela signifie qu'il peut être alimenté par un moteur électrique uniquement, par un moteur thermique uniquement, ou par une combinaison des deux. À basse vitesse la traction est toute électrique et lors des fortes accélérations, le moteur thermique s'allume et fournit une puissance supplémentaire. La figure I-15 ci-dessous donne le schéma de cette structure [10].

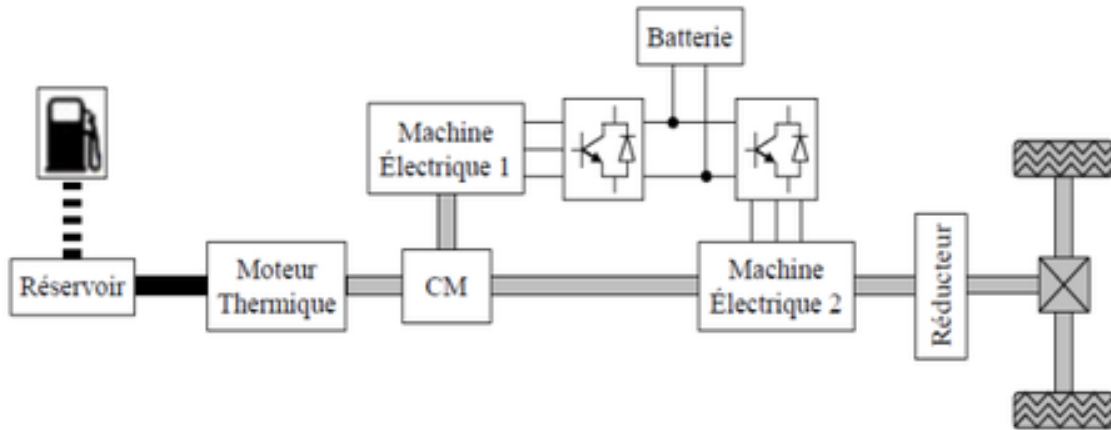


Figure I.14 : architecture de véhicule hybride combiné.

Le tableau suivant donne les avantages et les inconvénients des différents architectures [10],[9].

Tableau I.1 : Avantages et Inconvénients des différentes architecture

Configuration du Véhicule	Avantage	Inconvénient
Tout électrique	<ul style="list-style-type: none"> - Zéro émission - Silencieux - Confort d'utilisation - Dépendances d'entretiens réduites à 40% - Occasions de 	<ul style="list-style-type: none"> - Problème d'autonomie - Utilisation urbaine - Coût élevé
Hybride série	<ul style="list-style-type: none"> - autonome - Puissance comparable aux véhicules thermiques - batterie largement sous dimensionnée - Fonctionnement en mode Zéro émissions 	<ul style="list-style-type: none"> Système de motorisation important - Masse élevée - Coût élevé - Faible rendement énergétique de la chaîne cinématique globale (zone extra-urbaine)

		<ul style="list-style-type: none"> - Utilisation de 3 machines dont un (la machine électrique de traction) est au moins de forte puissance (encombrement maximal) - Mode tout thermique impossible.
Hybride parallèle	<ul style="list-style-type: none"> - Autonome et performant - zéro émissions en mode tout électrique 	<ul style="list-style-type: none"> - Encombrement élevé du système de motorisation - Coût et masse élevés - Fonctionnement du moteur thermique plus accru : dynamiques mauvaises
Hybride mixte	<ul style="list-style-type: none"> - Autonomie élevée - moins polluant 	<ul style="list-style-type: none"> - Complexité de la gestion de l'énergie - Complexité d'agencement entre ses composants - Coût et masse élevés - Gestion très délicate - Couplage très complexe
Par pile à Combustible	<ul style="list-style-type: none"> - Zéro émission - Silencieux - Fiabilité et durée de vie - Combinaison avec batterie 	<ul style="list-style-type: none"> - La sécurité - Les limites du procédé - Nécessite une source d'Hydrogène.

I.9. CRITERES DE CHOIX D'UN VE

Le principal avantage de la propulsion purement électrique en comparaison avec ce que nous avons présenté est que le VTE ne dégage pas de gaz polluants lors de son utilisation et que l'énergie à bord du véhicule est stockée dans des batteries. Le véhicule électrique est « propre » au niveau de l'utilisateur final, c'est-à-dire qu'il n'émet pas de gaz polluants localement. Par contre, le recyclage des batteries usagées et la production de l'électricité pour la recharge doivent être pris en compte. Dans le cas le plus défavorable, l'énergie électrique est produite à partir de carburant fossile libérant du CO₂ dans l'atmosphère.

À la vue de cette analyse, le véhicule tout électrique reste comme étant la solution la plus convenable pour les enjeux de notre société qui vise principalement les contextes et les aspects environnementaux [39].

I.10. CLASSIFICATION DES MOTEURS ELECTRIQUES

Les fournisseurs de la VE vocalisent leur choix de type de moteur en deux grandes familles, ce sont :

- Moteur à courant continu « MCC »
- Moteur à courant alternative

I.10.1 moteur a courant continu (MCC)

Parmi les moteurs classiques utilisés dans les VE, le MCC a excitation séparée, représente la solution la plus économique grâce à son convertisseur de type hacheur de puissance agissant sur l'induit. L'inducteur est également alimenté par un hacheur de faible puissance. Il s'agit de la technologie utilisée par de nombreux constructeurs automobiles pour commercialiser les véhicules électriques de première génération. Mais le MCC présente un certain nombre d'inconvénients bien connus [6].

Le MCC a excitation séparée utilisé dans un véhicule électrique ou un véhicule Hybride possède deux convertisseurs DC / DC distincts alimentant les enroulements d'induit et d'inducteur à partir de la même source d'énergie. Les convertisseurs DC / DC traite la tension d'alimentation fixe de la source d'énergie pour délivrer un courant continu variable aux enroulements d'induit et d'inducteur. La puissance du convertisseur alimentant les enroulements d'induit est beaucoup plus grande que celle du convertisseur alimentant les enroulements inducteurs. Les entrées de commande des circuits du convertisseur correspondent au couple c'est la vitesse souhaitées du moteur. Les sorties de commande des convertisseurs sont les tensions appliquées aux circuits d'induit et d'inducteur du moteur à courant continu [6].

I.10.2. Moteur à reluctance variable (MRV)

Le rotor de ce type de moteur ne contient ni aimants, ni bobinage d'excitation. Le couple est créé seulement grâce à l'effet réluctance. Le stator est semblable à celui de la majorité des machines à courant alternatif. Construits comme un moteur asynchrone, mais avec un rapport puissance/poids très important, ils en demeurent néanmoins bruyants (ondulations du couple) [9].

I.10.3. Moteur asynchrone (MAS)

Deux types de machine asynchrone peuvent être distingués : la machine asynchrone à rotor à bagues et la machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette dernière est la plus répandue. Son niveau de robustesse et de fiabilité allié à un faible coût en a fait une machine de référence.

Leur commande nécessite l'emploi d'un onduleur électronique. Sa fonction est de convertir le courant continu des batteries en courant alternatif triphasé, et de contrôler avec précision le fonctionnement du moteur pendant les phases d'accélération et en régime de croisière. De plus, l'onduleur transforme le courant alternatif généré par le moteur durant les décélérations et le freinage en courant continu pour recharger la batterie et améliorer le frein moteur le tableau donne les avantages et les inconvénients de la MAS [5].

I.10.4. Moteur synchrone a aimant permanent (MSAP)

Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (en surface insérée ou non, pièces polaires, "enterrés" avec ou sans concentration de flux). Si l'objectif est d'obtenir un fonctionnement à puissance constante, il est nécessaire d'avoir une réaction d'induit importante (judicieusement optimisée) et il est nécessaire d'avoir des aimants "enterrés" ou insérés entre des pièces polaires. Le rendement de tels moteurs est excellent à condition de disposer d'aimants à hautes performances. La technologie Samarium Cobalt ne semble pas avoir un coût compatible avec l'industrie automobile et la technologie Fer-Néodyme-Bore doit encore faire quelques progrès en ce qui concerne la tenue en température et le prix [20].

Tableau 1.2 : Avantages et Inconvénients de la MSAP.

Avantage	Inconvénient
-Les meilleures performances en couple et en dynamique. -Rendement élevé. -Puissance massique élevée. -L'inertie du rotor est très faible.	-Cout élevé relativement à la qualité des aimants. -Démagnétise des aimants aux hautes températures. -Electronique de commande assez compliquée

I.11. CHOIX DE MOTORISATION

Aujourd'hui, 93 % des moteurs de véhicules électriques sont à aimants permanents. Ce moteur est plébiscité par la grande majorité des constructeurs, principalement pour deux raisons. La première est que l'excitation magnétique créée par les aimants ne consomme pas d'énergie. Le moteur possède donc naturellement un bon rendement, du moins sur une certaine plage de vitesse et de couple. Pour une autonomie donnée, cela permet de mettre une batterie de moindre capacité, donc moins chère et moins lourde. La deuxième raison est sa compacité. Pour un couple et une puissance maximales donnés, le moteur est plus léger et moins volumineux que les autres technologies.

Dans cette étude, on s'intéresse au moteur synchrone à aimant permanent, car c'est le plus favorisé en termes de critères technologiques (tel que le moteur robuste et fiable) [16].

I.12. AVANTAGES ET INCONVENIENT DES VEHICULES ELECTRIQUES

Dans le tableau suivant :

Tableau I.6 : Avantages et Inconvénients des véhicules électriques.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - Les véhicules électriques sont dépourvus de pollution sonore puisqu'ils sont totalement silencieux. - Les véhicules électriques sont agréables à conduire, avec un roulement qualifié de « doux » en raison d'une accélération continue et progressive car le moteur ne cale jamais (absence d'embrayage). - L'architecture technique des véhicules électriques est simple il est composé de 6000 pièces de moins qu'une auto traditionnelle. - Ces véhicules sont plus faciles d'entretien et leurs dépenses sont réduites de 30 à 40% (par exemple le moteur électrique ne requiert pas de vidange). De plus, les occasions de pannes sont 3 fois moins nombreuses. 	<ul style="list-style-type: none"> - Question autonomie. - Sans oublier que la voiture se doit d'être la plus légère possible : plus la masse du véhicule augmente, plus il demande d'énergie, et donc moins il circule longtemps. - D'autant que comme les produits innovants ont un coût souvent élevé, le prix de ces voitures devrait être élevé. - Ainsi la durée de recharge des batteries électriques est encore importante. De plus, lors de l'utilisation, le moteur électrique ne produit pas de chaleur. L'habitacle de la voiture n'est pas chauffé. Pour un meilleur confort (climatisation, radio, etc.), la décharge des batteries est accélérée.

<ul style="list-style-type: none"> - Les véhicules électriques ne consomment pas d'énergie dans les embouteillages et les freinages (la voiture se recharge seule). Ils sont donc très adaptés au milieu urbain qui sera le principal mode d'habitat du futur (mégapole). - Le moteur électrique a un rendement énergétique 3 fois plus élevé que celui d'un moteur thermique. - Le démarrage est très rapide, il suffit d'appuyer sur un bouton pour quelle se mette en marche (fini les problèmes de démarrages pendant les temps froids d'hiver). - Le principal avantage est l'indépendance vis-à-vis du pétrole. 	<ul style="list-style-type: none"> - La durée de vie de la batterie et la puissance du moteur électrique ne sont pas encore très importantes.
---	--

I.13.CONCLUSION

Dans ce chapitre on a donné un aperçu général sur véhicules électriques (VE) et leurs Contexte et aspects environnementaux. Puis on a exposé leurs évolutions à travers le temps, ensuite nous avons nommé leurs différents types ainsi que leurs classifications selon les sources d'énergie. On a présenté aussi l'architecture des chaines de tractions des VE tout en se basant sur les différentes technologies utilisées pour ce type de véhicule. Par la suite nous avons abordé les différents types des véhicules électriques puis la classification des moteurs électriques.

Le prochain chapitre sera consacré la modélisation et la commande vectorielle d'un VE propulsé par un MSAPDE.

Chapitre II

Modélisation et commande vectorielle d'une chaine de traction

II.1. INTRODUCTION

Les machines triphasées à courant alternatif sont largement utilisées dans le domaine des applications industrielles et domestiques, mais depuis longtemps on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multi phases", l'emploi de ces machines offre une alternative intéressante dans le domaine des applications de fortes puissances depuis la fin des années 1920 [3].

Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'analyse, modélisation et commande des machines multi-phasés, en particulier, les machines double étoiles grâce à leurs avantages qu'elles possèdent par rapport aux machines triphasées conventionnelles (ondulations de couple de fréquence plus élevée et d'amplitude plus faible, courant par phase d'amplitude plus faible sans augmentation de la tension par phase, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance...) [3].

La plus connue des machines polyphasées est sans doute la machine hexaphasée double stator dont les deux étoiles statoriques sont déphasées électriquement de 30° . Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques. Dans la conception des systèmes automatiques.

Ce chapitre est étudié à la modélisation du MSAPDE, Ensuite les aspects de la commande vectorielle seront présentés. L'application de commande vectorielle au MSAPDE sera donnée, les performances de la commande vectorielle du MSAPDE seront montrées par les résultats de simulation.

II.2. DESCRIPTION DU MOTEUR SYNCHRONES A AIMANT PERMANENT DOUBLE ETOILE

Le stator : ou l'induit : est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Il est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent six bobinages décalés de 30° électriques dans l'espace. Elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par un système triphasé équilibré de tensions [23].

Le rotor ou l'inducteur : il est constitué d'un aimant permanent. Dans ce type de rotor, l'enroulement est remplacé par des aimants, ce qui a pour conséquence, l'élimination des balais et des bagues des aimants ; C'est-à-dire que l'aimantation est naturelle (matériaux diamagnétiques qui composent la roue polaire). Le rotor possède différentes configurations, La figure (II.4) montre trois cas : Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure (II.1).

Dans ce cas de machine, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à l'inductance L_q sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas [23].

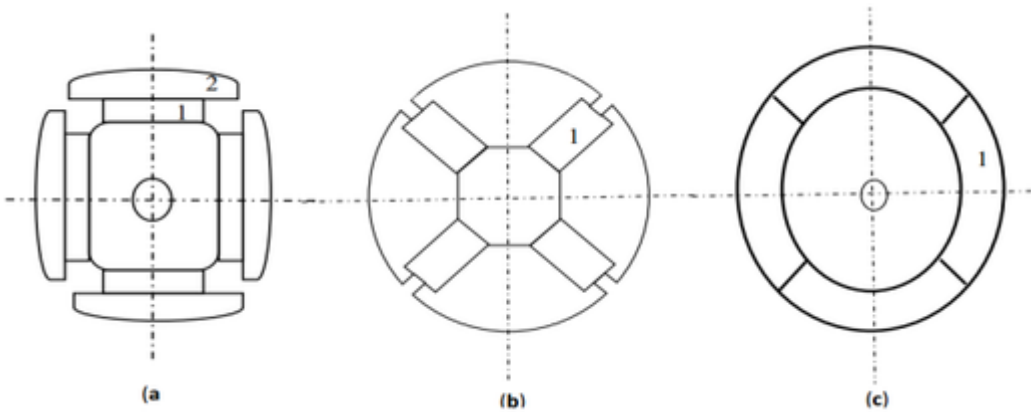


Figure II.1 : différents types de rotor d'un MSAPDE.

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).
- (b) aimants permanents (1) noyés.
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

II.3. CARACTERISTIQUES UNIQUES DU MSAP MULTI PHASE PAR RAPPORT AU MSAP TRIPHASE TRADITIONNEL

On distingue les caractéristiques suivantes :

- Augmentation du couple ;
- Abaissement des harmoniques de courant continu et fiabilité accrue ;
- Les degrés de liberté supplémentaires dans le système multi phase nous permettent également d'injecter courants harmoniques ou alimenter plusieurs moteurs à partir d'un seul onduleur ;
- Capacité à limiter le courant de court-circuit entre phases ;
- Isolation physique complète entre les phases et isolation thermique efficace ;
- Isolation électrique complète et isolation magnétique efficace ;

II.4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE MSAPDE

Le principe du moteur synchrone repose sur l'interaction entre un champ magnétique tournant généré par des courants circulant dans les circuits stator, et un champ associé à l'aimant du rotor [23].

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile-1- Alimenté par des courants triphasés et l'étoile- 2- alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle γ)

La figure suivante illustre la présentation des enroulements du MSAPDE

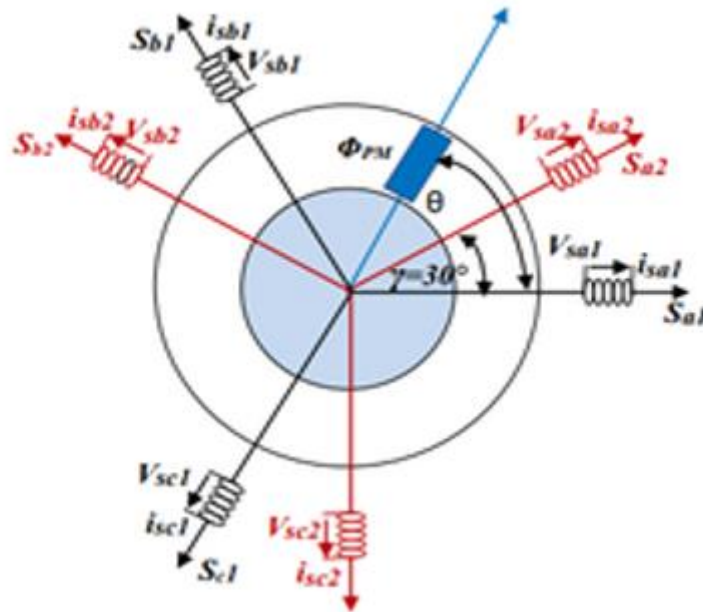


Figure II.2 : Représentation Spatiale des Enroulements Statoriques de la MSAPDE.

Avec : a_1, b_1, c_1 : Phases du premier stator.

a_2, b_2, c_2 : Phases du second stator.

θ : Angle électrique indiquant la position du rotor par rapport à l'axe de la première phase de la première étoile ;

γ : Angle électrique correspondant au décalage angulaire entre deux étoiles ;

Φ_{PM} : aimant permanent de rotor.

II.5. MODELISATION DE MSAPDE

La modélisation est définie comme suit [25] :

II.5.1. Équations électriques

$$\text{Stator 1:} \quad [V_{abc}] = [R_s] [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{f_{abc}}] \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Stator 2:} \quad [V_{a_2,b_2,c_2}] = [R_{s'}] [i_{a_2,b_2,c_2}] + \frac{d}{dt} [\psi_{f_{2,b_2,c_2}}] \quad (\text{II.2})$$

II.5.2. Équations magnétiques

$$\text{Stator 1 :} \quad [\psi_{abc}] = [L_S] [i_{abc}] + [\psi_{fabc}] \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Stator 2 :} \quad [\psi_{abc2}] = [L_{S'}] [i_{a2,b2,c2}] + [\psi_{fabc2}] \quad (\text{II.4})$$

Où :

$V_{abc} = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques.

$V_{a2,b2,c2} = [V_{a'} \ V_{b'} \ V_{c'}]^T$: Vecteur tensions statoriques2.

$I_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$: Vecteur courants statoriques.

$I_{a2,b2,c2} = [i_{a'} \ i_{b'} \ i_{c'}]^T$: Vecteur courants statoriques2.

$[\psi_{fabc}] = [\psi_{af} \ \psi_{bf} \ \psi_{cf}]^T$: Vecteur flux statoriques.

$[\psi_{fa'b'c'}] = [\psi_{af2} \ \psi_{bf2} \ \psi_{cf2}]^T$: Vecteur flux statoriques 2.

On a : $[R_S] = [R_{S'}]$

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance du stator1 (la même pour le stator 2).}$$

$[\psi_{fabc}] = [\psi_{af} \ \psi_{bf} \ \psi_{cf}]^T$: Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique 1.

$[\psi_{fa2,b2,c2}] = [\psi_{af2} \ \psi_{bf2} \ \psi_{cf2}]^T$: Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique 2.

On a : $[L_S] = [L_{S'}]$

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_a & M_S & M_S \\ M_S & L_b & M_S \\ M_S & M_S & L_c \end{bmatrix} : \text{matrice inductance du stator 1 (la même pour le stator 2)}$$

L_a, L_b, L_c : inductance propre de chaque phase.

M_S : mutuel entre phases.

II.5.3. Transformation de Park

La transformation de Park est définie par la matrice P aux vecteurs originaux, $[V_{zbc}]$, $[I_{abc}]$ et $[Q_{abd}]$, la transformation de Park correspond aux vecteurs $[V_{dQ0}]$, $[I_{dQ0}]$ et $[Q_{dQ0}]$.

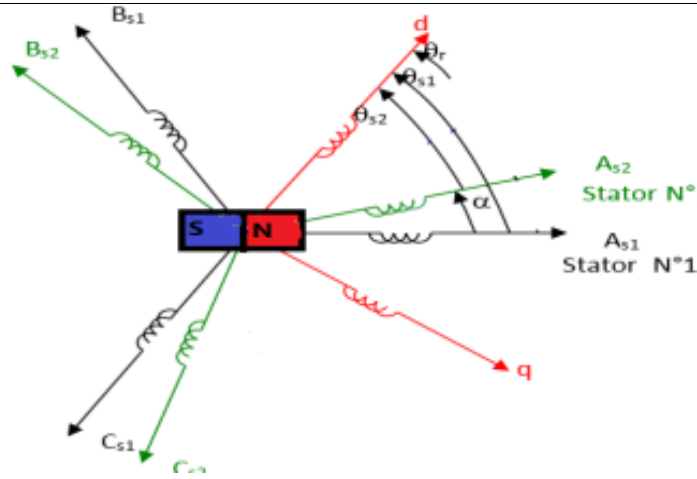


Figure II.3 : Représentation schématique du modèle de Park de la MSAPDE.

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [P(\theta)] [V_{dQ0}] \tag{II.5}$$

$$[V_{dQ0}] = [P(\theta)]^{-1} [V_{abc}] \tag{II.6}$$

$[P_{s1}(\theta)]$, $[P_{s2}(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ sont des matrices de passage directe pour les deux stator et inverse, elles sont données par :

La matrice de Park pour l'étoile 1 :

$$[P_{s1}(\theta)] = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.7}$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 :

Pour la deuxième étoile l'angle de parc décalé de 30° ($\alpha = 30^\circ$).

$$[P_{s2}(\theta)] = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta + \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.8}$$

II.5.4. Mise en équations de la MSAPDE dans le repère de Park

La mise des équations de modèle Park, on commence par :

II.5.4.1. Équations électriques et magnétiques dans le repère de Park

Les grandeurs électriques (tension, courant, flux) statoriques de la machine biphasée, (au stator) ainsi obtenue sont données par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_{sd} \\ X_{sq} \\ X_{so} \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

La variable X désigne soit la tension, le courant ou le flux

II.5.4.2. Équations de tension

$$\begin{cases} Vd1 = Rsid1 + Ld \frac{did1}{dt} - \omega r \psi q1. \\ Vq1 = Rsiq1 + Lq \frac{diq1}{dt} + \omega r \psi d1. \\ Vd2 = Rsiq2 + Ld \frac{did2}{dt} - \omega r \psi q2. \\ Vq2 = Rsiq2 + Lq \frac{diq2}{dt} + \omega r \psi d1. \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

II.5.4.3. L'expression de flux

$$\begin{cases} \Psi r = cst \\ \Psi d1 = Ld id1 + Md id2 + \Psi r. \\ \Psi q1 = Lq iq1 + Md iq2. \\ \Psi d2 = Ld id2 + Md id1 + \Psi r. \\ \Psi q2 = Lq iq2 + Md iq1. \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On remplace l'expression de flux dans les équations de tensions on obtient

$$\begin{cases} Vd1 = Rsid1 + Ld did1/dt - \omega r (Lq iq1 + Md iq2). \\ Vq1 = Rsiq1 + Lq diq1/dt + \omega r (Ld id1 + Md id2 + \Psi r.). \\ Vd2 = Rsiq2 + Ld did2/dt - \omega r (Lq iq2 + Md iq1). \\ Vq2 = Rsiq2 + Lq diq2/dt + \omega r (Ld id2 + Md id1 + \Psi r). \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

II.5.4.4. Équations mécaniques

Elle est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{II.13})$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot Q_r \cdot (I_{q1} + I_{q2}) \quad \text{commande vectorielle} \quad (\text{II.14})$$

II.6. MODELE D'ETAT DE MSAPDE

Généralement, pour présenter un modèle d'état il faut définir le vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y . Le vecteur d'entrée est composé des tensions statoriques. Le vecteur d'état est constitué des courants et la vitesse.

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][V]$$

$$\text{Avec : } [X] = [isd \ isq]^t \quad \text{et } [V] = [Vsd \ Vsq \ \Psi_r]$$

$$\begin{cases} \frac{did1}{dt} = 1/Ld (Vd1 - Rsid1 + \omega_r (Lq \ iq1)). \\ \frac{diq1}{dt} = 1/Lq (Vq1 - Rsiq1 - \omega_r (Ld \ id1 + \Psi_r)). \\ \frac{did2}{dt} = 1/Ld (Vd2 - Rsiq2 + \omega_r (Lq \ iq2)). \\ \frac{diq2}{dt} = 1/Lq (Vq2 - Rsiq2 - \omega_r (Ld \ id2 + \Psi_r)). \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} id1 \\ iq1 \\ id2 \\ iq2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{Rs}{Ld} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{Rs}{Lq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{Rs}{Ld} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{Rs}{Lq} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Lq}{Ld} & 0 & -\frac{Md}{Ld} \\ \frac{Ld}{Lq} & \frac{Md}{Lq} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{Md}{Ld} & 0 & -\frac{Lq}{Ld} \\ \frac{Md}{Lq} & 0 & \frac{Ld}{Lq} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id1 \\ iq1 \\ id2 \\ iq2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} & 0 & 0 & -\frac{\omega_r}{Lq} \\ 0 & 0 & \frac{1}{Ld} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{Lq} & -\frac{\omega_r}{Lq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd1 \\ Vq1 \\ Vd2 \\ Vq2 \\ \Psi_r \end{bmatrix} \\ + Md \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} id2 \\ iq2 \\ id1 \\ iq1 \end{bmatrix} & \quad (\text{II.16}) \end{aligned}$$

$$[A] = [A_1] + \omega_r [A_2].$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{Rs}{Ld} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{Rs}{Lq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{Rs}{Ld} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{Rs}{Lq} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Lq}{Ld} & 0 & -\frac{Md}{Ld} \\ \frac{Ld}{Lq} & \frac{Md}{Lq} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{Md}{Ld} & 0 & -\frac{Lq}{Ld} \\ \frac{Md}{Lq} & 0 & \frac{Ld}{Lq} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$[B] = [B_1] + \omega_r [B_2].$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/Ld & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/Lq & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/Ld & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/Lq & 0 \end{bmatrix} + \omega r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/Lq \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/Lq \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_{d1} i_{q1} + \Phi_{d2} i_{q2} - \Phi_{q1} i_{d1} - \Phi_{q2} i_{d2}) \quad (II.19)$$

II.7. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A COMMANDE MLI

L'onduleur de tension est la patrie essentielle du système d'alimentation, il assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable. Chaque étoile de la MSAPDE est connectée à un onduleur triphasé.

Ce dernier est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération [26],[27]. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs T_i et T_i' (supposés être des interrupteurs idéaux), doivent être contrôlés de manière complémentaire. Pour modéliser l'onduleur de tension, (figure II.4), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.e.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

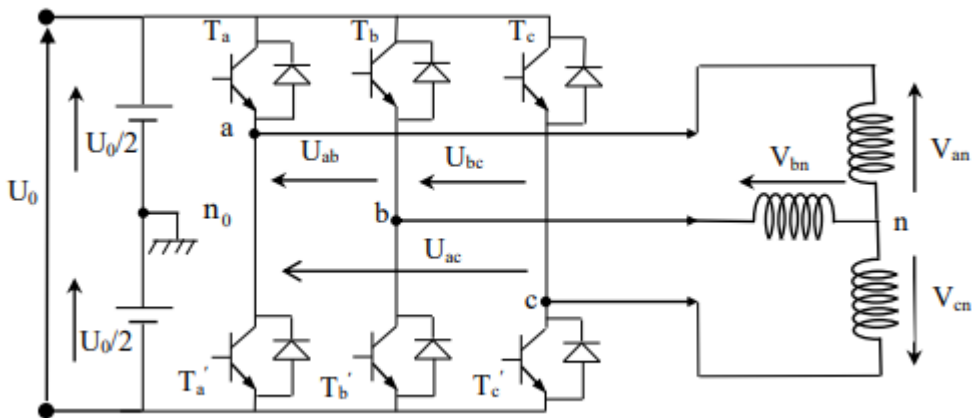


Figure II.4 : Schéma de l'Onduleur Triphasé à deux Niveaux.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur à deux niveaux, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge triphasée, est équilibrée et couplée en étoile avec un neutre isolé.

Les diodes ($D = 1, 2, \dots$) sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération. D'où on présente chaque paire (transistor-diode) par un seul interrupteur bidirectionnel.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} et l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On a :

$$V_{ao} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & , S_a = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2} & , S_a = 0 \end{cases} \rightarrow V_{ao} = S_a V_{ao} \quad (\text{II.20})$$

$$V_{bo} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & , S_b = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2} & , S_b = 0 \end{cases} \rightarrow V_{bo} = S_b V_{bo} \quad (\text{II.21})$$

$$V_{co} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & , S_c = 1 \\ -\frac{V_{dc}}{2} & , S_c = 0 \end{cases} \rightarrow V_{co} = S_c V_{co} \quad (\text{II.22})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{cases} V_{oa} + V_{an} = V_{on} \\ V_{ob} + V_{bn} = V_{on} \\ V_{oc} + V_{cn} = V_{on} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} -V_{ao} + V_{an} = V_{on} \\ -V_{bo} + V_{bn} = V_{on} \\ -V_{co} + V_{cn} = V_{on} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Donc, on peut déduire que :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} + V_{on} \\ V_{bn} = V_{bo} + V_{on} \\ V_{cn} = V_{co} + V_{on} \end{cases} \quad (\text{II.34}) \rightarrow V_{on} = -\frac{1}{3} * (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.25})$$

En remplaçant (II.35) dans (II.34), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = -\frac{1}{3} * (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) + V_{ao} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} * (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) + V_{bo} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} * (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) + V_{co} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

II.7.1. Stratégie de la Commande MLI des Onduleurs de Tension

Dans cette étude on utilise la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) triangulo-sinusoïdale qui consiste à calculer les intersections d'un signal de référence sinusoïdale basse fréquence appelé modulante et d'un signal de modulation triangulaire de haute fréquence appelé onde porteuse pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs de l'onduleur de tension, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur. Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure II.5 :

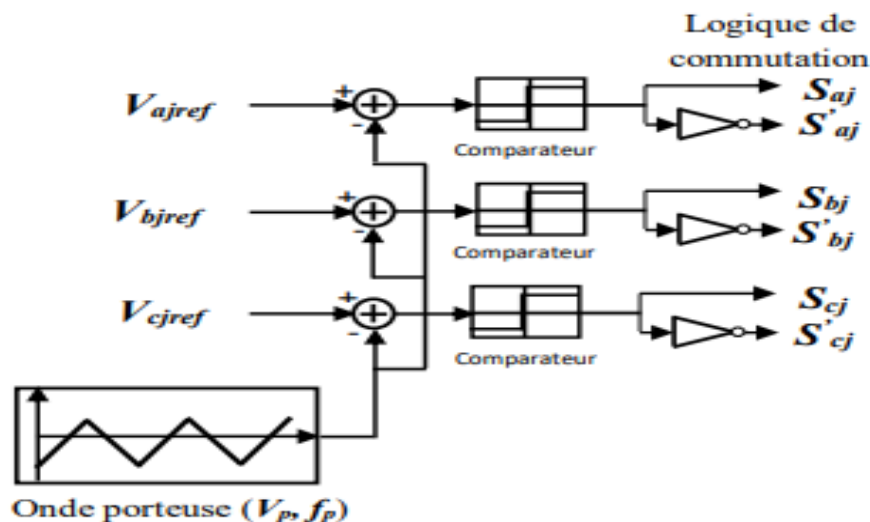


Figure II.5 : Schéma de Principe de la Technique MLI Triangulo-Sinusoïdale.

Cette technique de commande de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres principaux suivant :

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse (modulation) et la fréquence f_{ref} de la référence : $m = f_p / f_{ref}$.
- Le coefficient de réglage en tension G (taux de modulation ou rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_{ref} (amplitude de la tension de référence) à la valeur crête V_p de la porteuse (onde de modulation) :

$$G = V_{ref} / V_p. [28], [29], [30]$$

II.8. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DU MSAPDE

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant $I_{d1} = I_{d2} = 0$ et de réguler la vitesse ou la position par le courant I_{q1} via la tension V_{q1} . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation [31].

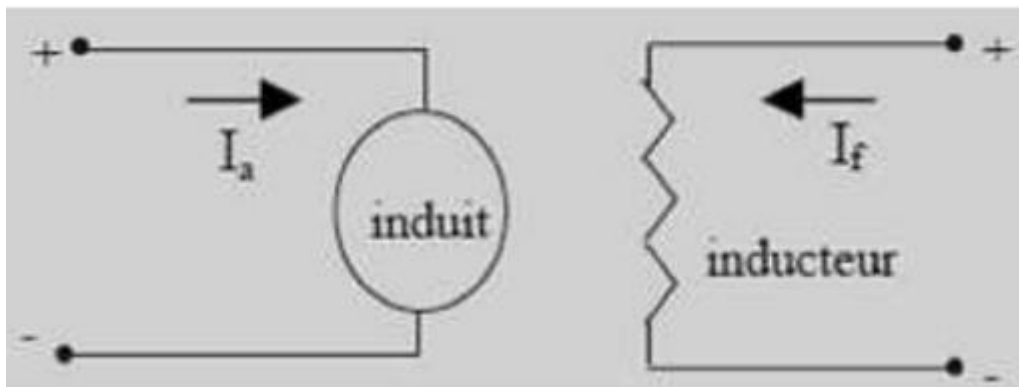


Figure II.6 : Machine à courant continu.

La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes (i_{d1}), (i_{q1}), du courant statorique, en imposant les tensions (V_{d1}) et (V_{q1}) qui conviennent. Quand le courant (i_{d1}) est nul, le modèle de la MSAPDE se réduit à sa représentation sur l'axe (q), identique à celui d'une MCC à excitation séparée

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statorique et la vitesse à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI.

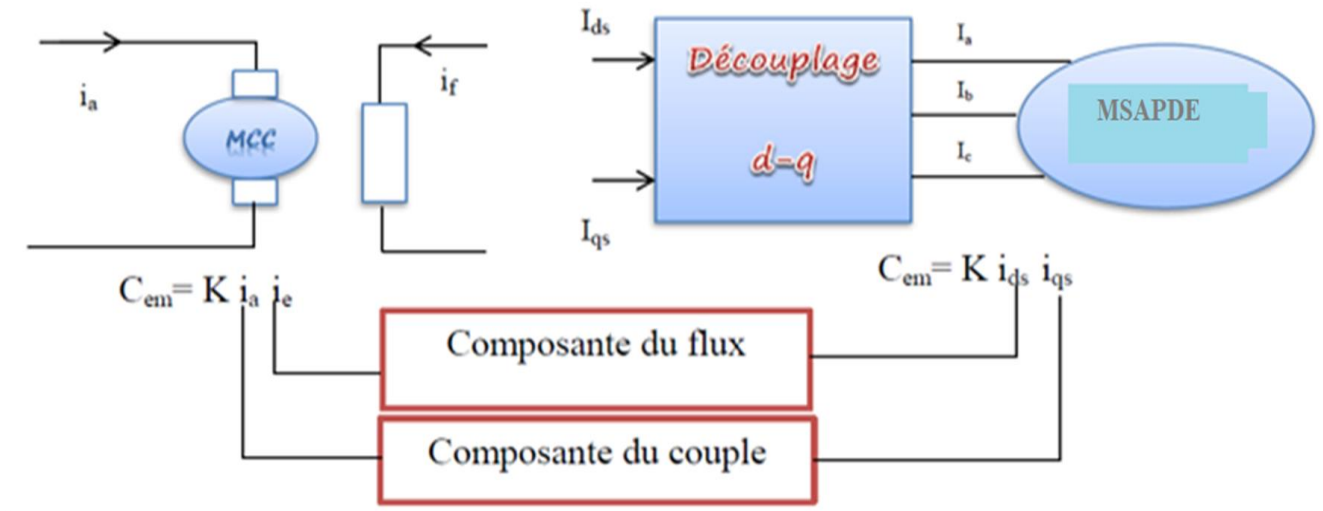


Figure II.7 : schéma synoptique de la commande vectorielle.

II.8.1. Technique de découplage

Les lois de commande vectorielle des machines alimentée en tension présente des couplages entre les actions sur les axes (d) et (q). Dans un repère (d) et (q) avec l'axe (d) aligné sur le flux rotorique, on a les équations suivantes [31], [32] :

$$\begin{cases} Vd1 = Rs.id1 + Ld1 did1/dt - Wm.Lq1.iq1 \\ Vq1 = Rs.iq1 + Lq1 diq1/dt + Wm.(Ld1.id1 + Qr) \\ Vd2 = Rs.id2 + Ld2 did2/dt - Wm.Lq2.iq2 \\ Vq2 = Rs.iq2 + Lq2 diq2/dt + Wm.(Ld2.id2 + Qr) \end{cases} \quad (II.29)$$

Pour découpler l'évolution des courants i_{d1} , i_{q1} , i_{d2} i_{q2} par rapport aux commandes, on va défini des termes de compensation F_{emd1} , F_{emq1} F_{emd2} et F_{emq2} tel que :

$$\begin{cases} Vd1 = V'd1 - Femd1 \\ Vq1 = V'q1 + Femq1 \\ Vd2 = V'd2 - Femd2 \\ Vq2 = V'q2 + Femq2 \end{cases} \quad (II.30)$$

$$\begin{cases} V'd1 = Rs.id1 + Ld1 did1/dt \\ V'q1 = Rs.iq1 + Lq1 diq1/dt \\ V'd2 = Rs.id2 + Ld2 did2/dt \\ V'q2 = Rs.iq2 + Lq2 diq2/dt \end{cases} \quad (II.31)$$

$$\begin{cases} Femd1 = \omega m.Lq1.iq1 \\ Femq1 = \omega m.(Ld1.id1 + Qr) \\ Femd2 = \omega m.Lq2.iq2 \\ Femq2 = \omega m.(Ld2.id2 + Qr) \end{cases} \quad (II.32)$$

On a donc les courants i_{d1} , i_{q1} , i_{d2} et i_{q2} , ne dépend que de V_{d1} , V_{q1} , V_{d2} et V_{q2} . Ces expressions s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = V'_{d1} R_s + s.L_{d1} \\ i_{q1} = V'_{q1} R_s + s.L_{q1} \\ i_{d2} = V'_{d2} R_s + s.L_{d2} \\ i_{q2} = V'_{q2} R_s + s.L_{q2} \end{cases} \quad (II.33)$$

Le principe de correction (régulateur) consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI. Le schéma de principe de régulation des courants statorique est représenté par la figure (II.10)

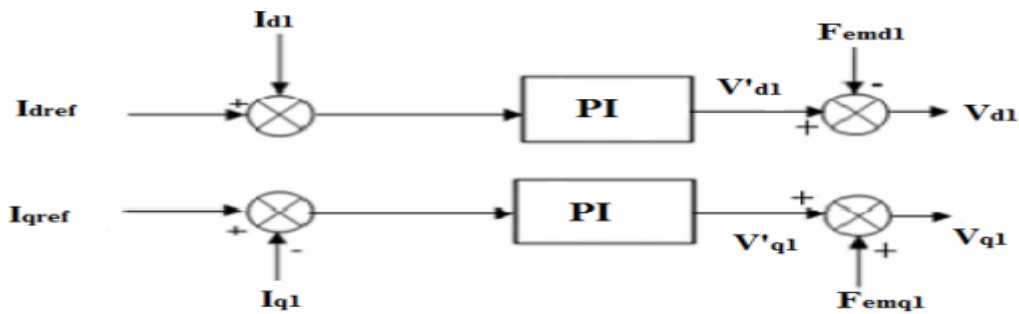


Figure II.8: Principe de découplage par compensation.

Sur le schéma de principe précédent, V_{d1} et V_{q1} représente les tensions à la sortie des régulateurs des courants i_{d1} et i_{q1} .

II.8.2. Régulateurs des courants

Les paramètres des régulateurs sont choisis de telle manière que le zéro introduit par chacun d'eux soit compensé par la dynamique du courant (figure II.11) [25].

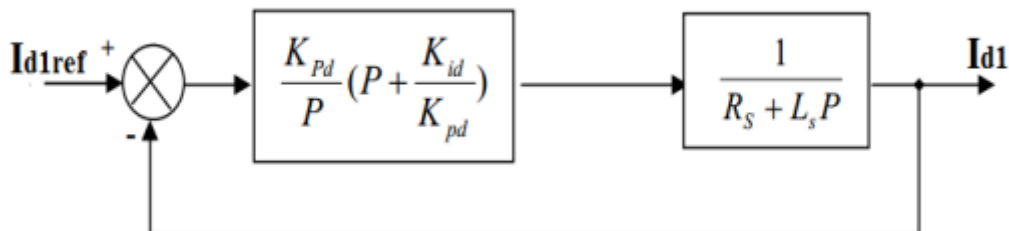


Figure II.9 : Boucle de régulateur du courant I_{d1} .

On retrouve la même boucle de régulateur pour le courant I_{q1} .

La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à :

$$G_d(P) = \frac{1}{R_s + L_s P} = \frac{1}{R_s(1 + T_d P)} \quad \text{Avec : } T_d = \frac{L_s}{R_s} \quad (\text{II.34})$$

T_{d1} : Est la constante de temps électrique relative à l'axe d1.

Cependant, pour déterminer l

$$\text{FTBO: } G_{od}(P) = \frac{K_{id}}{P} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} P\right) \frac{1}{R_s(1 + T_d P)} \quad (\text{II.35})$$

Es constantes du correcteur, on dégage la fonction de transfert en boucle ouvert :

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du système en boucle ouverte, c-à-dire :

$$T_{d1} = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \quad (\text{II.36})$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{II.37})$$

$$G_{fd}(p) = \frac{I_d}{I_{dref}} = \frac{G_{od}}{1 + G_{od}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}} P} = \frac{1}{1 + \tau_d P} \quad (\text{II.38})$$

En choisissant $(\tau_d = T_d)$, donc : $K_{id} = \frac{R_s}{T_s} = \frac{R_s^2}{T_s}$ (II.39)

D'où : $K_{pd} = K_{id} \cdot T_d$ (II.40)

II.8.3. Régulateur de vitesse

Le régulateur de la vitesse permet de déterminer le couple référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante [33] :

$$\frac{Jd\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad \longrightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{JP + f} \quad (\text{II.41})$$

$$f=0 \quad \longrightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{JP + f} \quad (\text{II.42})$$

La figure suivante donne la boucle de régulation de vitesse.

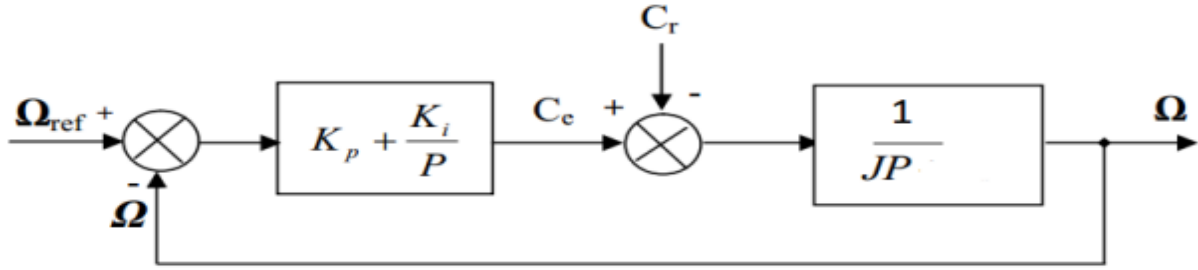


Figure II.10 : Boucle de régulation de vitesse.

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

$$K_p + \frac{K_i}{P} = \frac{Kp}{P} \left(P + \frac{K_i}{Kp} \right) \tag{II.43}$$

La fonction de transfert du système précédent en boucle ouverte pour $C_r = 0$ est donnée par :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{Kp}{P} \left(P + \frac{K_i}{Kp} \right) \frac{1}{JP} \tag{II.44}$$

En adoptant la méthode de placement de pole et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{Kp \left(P + \frac{K_i}{Kp} \right)}{JP^2 + PKp + K_i} \tag{II.45}$$

La $FTBF_{\Omega}$ possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} P^2 + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_0} \right) P + 1 = 0 \tag{II.46}$$

Alors : $\frac{1}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2}$ Avec : $K_i = J\omega_0^2$ (II.47)

Si on pose : $\varepsilon = 0.25$ $K_p = \frac{2\varepsilon K_i}{\omega_0}$ (II.48)

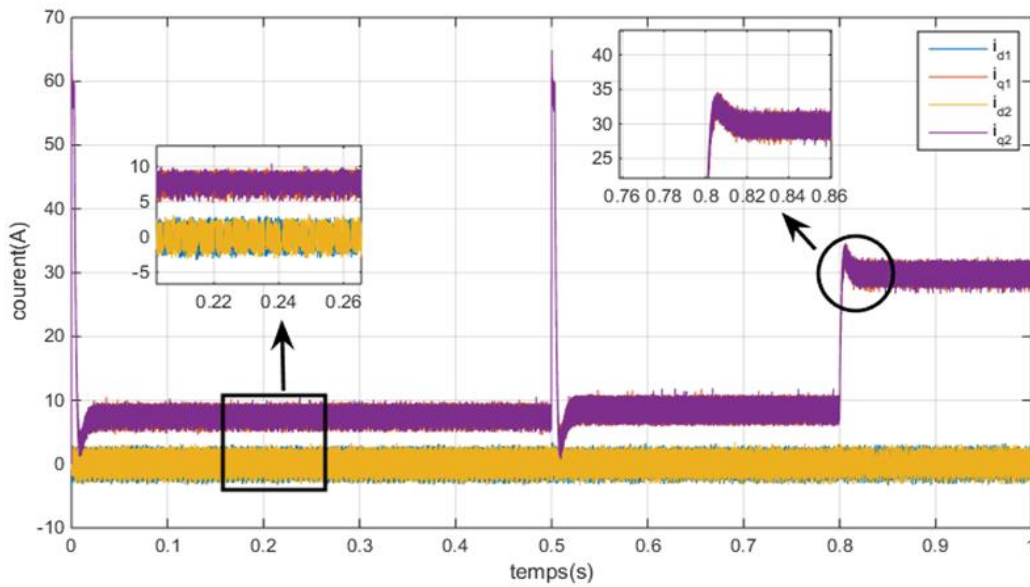
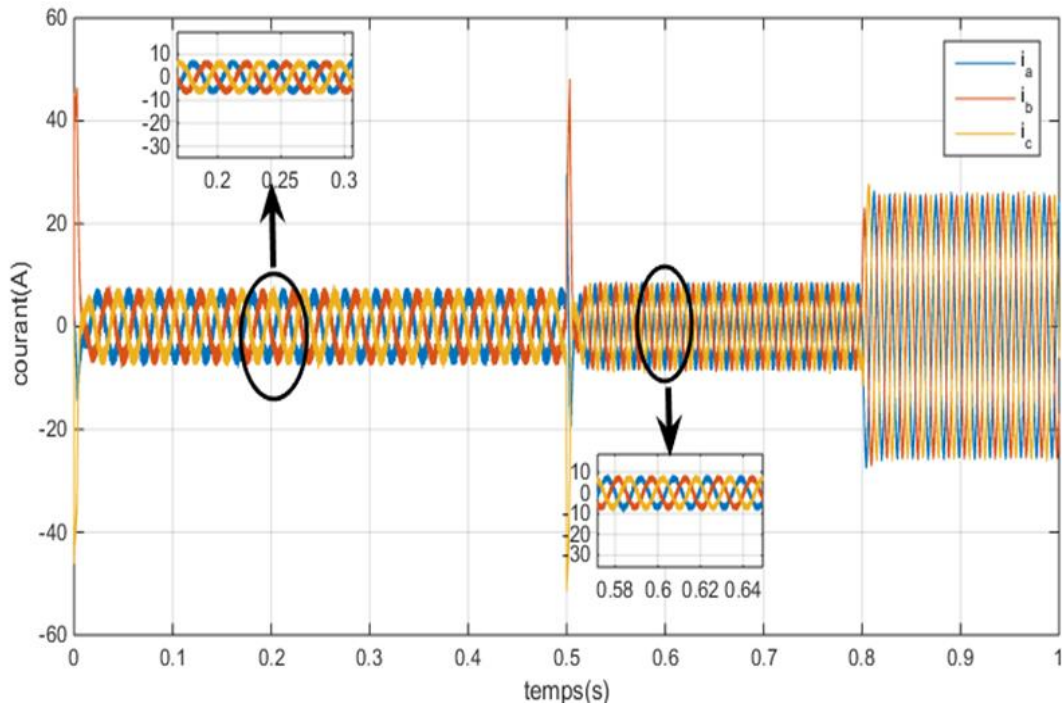
On obtient : $\begin{cases} K_i = 4J/\tau^2 \\ K_p = K_i \tau \end{cases}$ avec : $\tau = \frac{Ls}{Rs}$ (II.49)

II.9. SIMULATION DE MSAPDE

Pour mettre en évidence les performances dynamiques et statiques de la commande vectorielle appliquée au MSAPDE, on donne une vitesse de référence égale à 50 rad/s au démarrage

et à l'instant $t = 0.5s$ on augmente la référence à 100rad/s pour le couple résistant au démarrage égal à 30N.m et à l'instant $0.8 \text{ Tr} = 120\text{N.m}$.

On représente l'évolution de vitesse, couple et courant dans les figures ci-dessous :



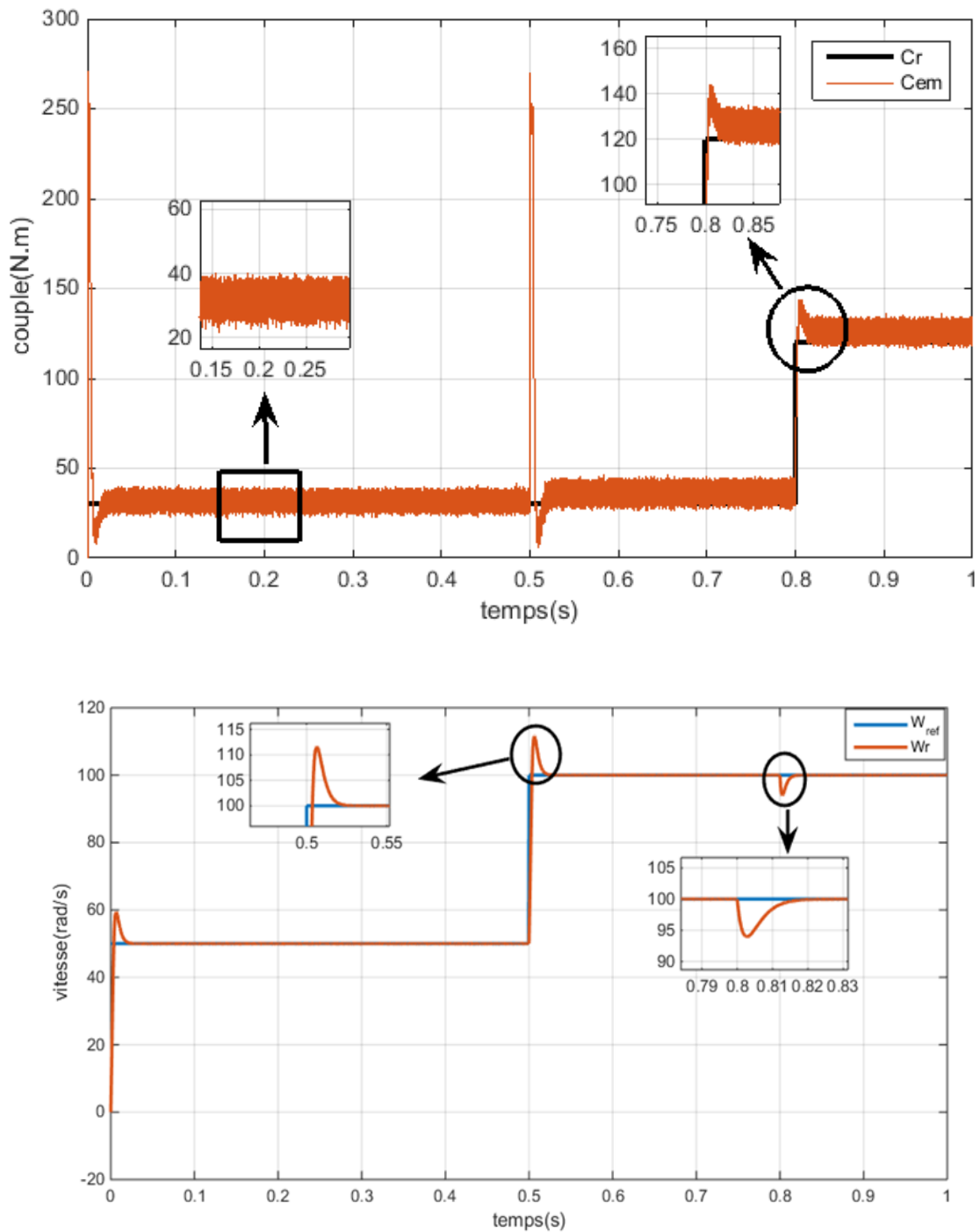


Figure II.11 : résultats de simulation de modèle MSAPDE pour un régulateur PI.

• **Interprétations de résultats :**

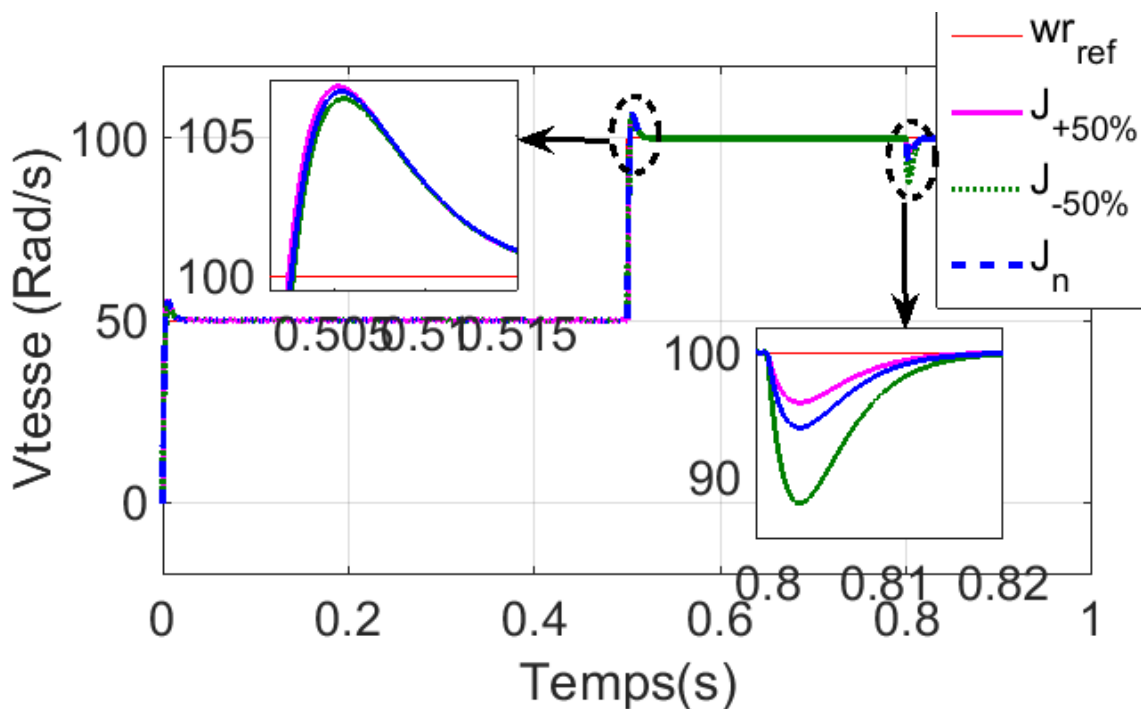
A partir de la figure (II.13), on peut remarquer que la forme du MSAPDE avec référence de vitesse vaut 50rad/s jusqu'à l'instant 0.5s puis la vitesse passe à 100rad/s, initialement la vitesse du

MSAPDE prend un temps de réponse égal à 0.02s pour atteindre la référence avec un dépassement de (10%) et reste stable jusqu'à l'instant de l'augmentation de la vitesse de référence à l'instant $t = 0,8$ s où l'application de charge nominale $C_r = 120\text{N.m}$, on constate une courte perturbation avant réglage et retour à la référence cela est dû à la fonction du régulateur PI.

La courbe du couple électromagnétique et la courbe du couple résistant, le C_{em} commence par un pic de 265N.m puis revient en fonctionnement normal avec une ondulation de 41.02%, à $t = 0.5$ on remarque un pic jusqu'à 265N.m du fait de l'augmentation de la vitesse et à $t = 0.8$ on constate une augmentation du couple pour compenser le couple résistant qui atteint la valeur 120N.m.

II.10. TEST DE ROBUSTESSE

Dans ce qui suit, afin de tester la robustesse de la commande vectorielle, on a varié la valeur de moment d'inertie et la résistance R_s les résultats de simulation sont donnés par ces figures :



Lorsque nous variions la valeur de R_s nous obtenons le résultat suivant :

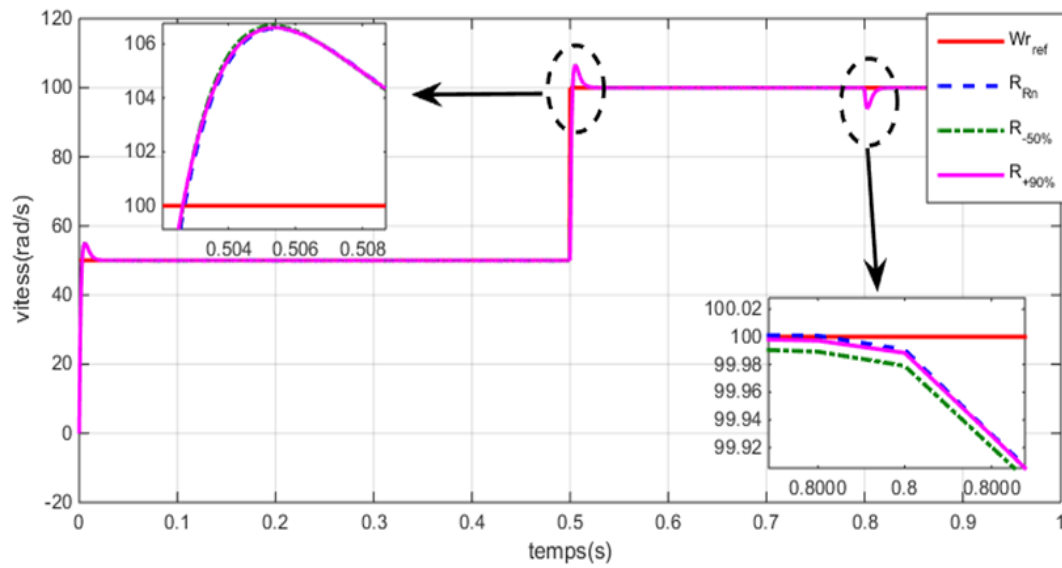


Figure II.12 : réponse de vitesse lors de variation de J et R .

D'après les résultats obtenus, on peut voir que la dynamique de la vitesse est affectée par les variations des paramètres clés du MSAPDE donc le régulateur PI est sensible pour la variation paramétrique.

II.11. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de six phases MSAPDE, et onduleur commandé par MLI),

A titre d'exemple dans l'application des véhicules électriques, il existe de nombreux paramètres inconnus, ce qui a conduit à appeler l'utilisation de techniques de contrôle puissantes, insensibles et robustes.

Dans ce contexte, Le chapitre suivant nous présentera une commande vectorielle robuste basée sur la commande non linéaire telle que la MG et la logique floue.

Chapitre III

Commande non linéaire Floue du MSAPDE

III.1. INTRODUCTION

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande il ya typiquement des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de commande robustes pour résoudre ce problème. Pour cette fin, on s'intéresse dans ce présent chapitre, à l'utilisation de la commande par mode glissant. L'intérêt récent accordé à la commande par mode glissant est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants. De plus cette technique de commande est très connue par sa simplicité et sa robustesse.

Dans ce contexte, la première partie de ce troisième chapitre est consacrée à décrire d'abord une étude théorique sur la commande à structure variable, afin de mise en œuvre de cette technique adaptée à la commande du moteur synchrone à aimants permanents double étoile. La deuxième partie de ce chapitre est dédiée à la commande floue du MSAPDE. A la fin de chapitre des résultats de simulation seront donnés.

III. 2. GENERALITE SUR LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

La commande de tels systèmes par le mode de glissement a en général trois modes de fonctionnement [55] :

a) Mode de convergence (MC) :

Durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x, y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

b) Mode de glissement (MG) :

Durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x,y)$.

c) Mode du régime permanent (MRP) :

Il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

Des trois modes de fonctionnement sont illustrés par la figure suivante:

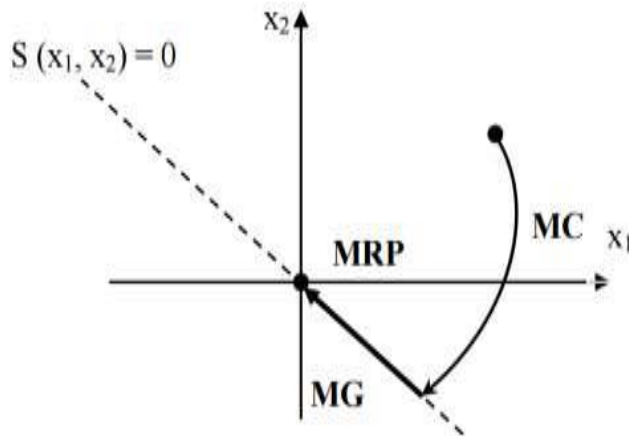


Figure III.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III. 3. COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

Cette technique de commande consiste à commuter, à l'aide des fonctions discontinues la structure du système dynamique de manière à ce que le vecteur d'état x suive une trajectoire $S(x)=0$ dans l'espace d'état.

Donc les objectifs principaux de cette technique de commande sont [53]:

- Synthétiser une surface de glissement de telle manière à ce que toutes les trajectoires d'état du système obéissent à un comportement désiré en termes de poursuite, de régulation et de stabilité.
- Déterminer une loi de commande ou de commutation, qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.
- Réduire le phénomène de *chattering* (broutement), dû à la discrétisation des fonctions de commutation.

III.3.1. Synthèse de la commande par mode de glissement

Pour la synthèse de la commande, on suppose que le système non-linéaire décrit par les équations suivantes [53] :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

u : c'est la commande ; y : c'est la sortie.

La surface de glissement la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état à sa référence est définie par [53] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} (x_{ref} - x) \quad (III.2)$$

où :

r : est le degré relatif au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

λ : est une constante positive .

Par ailleurs, pour l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement, on doit définir la loi de commande de la façon suivante :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.3)$$

Telle que U_{eq} est la commande équivalente définie par Utkin [55], [53], qui permet de maintenir les trajectoires d'état du système sur la surface de glissement (propriété d'invariance).

$$S(x) = 0 ; \dot{S}(x) = 0 \quad (III.4)$$

On peut interpréter la commande équivalente comme étant la valeur moyenne de la commande au cours de la commutation rapide entre ces deux valeurs extrêmes U_{max} et U_{min} .

Quand le système défini par l'équation (III.1), fonctionne en régime de glissement, sa dynamique vérifie la condition (III.4). Sachant que :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt}$$

Et en remplaçant U de son expression (III.3) dans l'équation (III.1), on obtient [53] :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} [f(x) + g(x)U_{eq}] + \frac{dS}{dx} [g(x)U_n] \quad (III.5)$$

La dynamique du système d'ordre n est réduite à l'ordre $(n-1)$ (système équivalent d'ordre réduit). Ceci est obtenu en utilisant la méthode de la commande équivalente [53] ,[54].

Lors de l'établissement du mode de glissement, et puisque $U_n = 0$ sur la surface de glissement, la valeur de la commande équivalente peut s'exprimer par [53] :

$$U_{eq} = -\left[\frac{dS}{dx} g(x)\right]^{-1} \left[\frac{dS}{dx} f(x)\right] \tag{III.6}$$

L'addition du terme U_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement S . Celle-ci est attractive si seulement si [55] :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \tag{III.7}$$

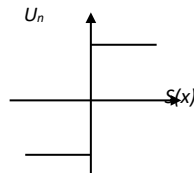
ou encore :

$$S(x) \dot{S}(x) = S(x) \frac{dS}{dx} g(x) U_n < 0$$

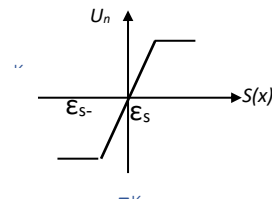
La condition (III.7) permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe [53], [54].

Généralement, le réglage par mode de glissement peut se faire par une commande de type relais (voir la figure (III.2)) donnée par l'expression suivante [53] :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \tag{III.8}$$



a) Commande de type relais



b) Commande adoucie

Figure III.2 : Différentes formes de la fonction de commutation.

En remplaçant U_n par son expression dans l'équation (III.7) on aura :

$$S(x) \dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} g(x) K |S(x)| < 0 \tag{III.9}$$

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

Cependant l'utilisation de la commande de type relais peut provoquer des dynamiques indésirables caractérisés par le phénomène de *chattering* [53].

Pour remédier ce problème, plusieurs méthodes sont proposées, parmi lesquelles on cite la commande adoucie qui consiste à remplacer la fonction de commutation de type relais par une fonction de saturation adéquate qui filtre les composantes de haute fréquence (voir figure (III.2)) [53]. Cette fonction de saturation peut être exprimée par :

$$U_n = \begin{cases} \frac{K}{\varepsilon_s} S(x) & \text{si } |S(x)| < \varepsilon_s \neq 0 \\ K \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon_s \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

III.3.2. Synthèse du régulateur de vitesse du MSAPDE par mode de glissement

Dans cette partie, on va présenter la synthèse du régulateur de vitesse de MSAPDE par mode glissant. Donc on s'intéresse au calcul de la commande équivalent et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega_r}{dt} &= C_{em} - C_r - f_r \Omega_r & K &= P \varphi_s \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{3}{2} K i_{qs} - C_r - f_r \omega_r \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

III.3.2.1 Choix de surface

Etant donné que notre objectif c'est d'assurer le réglage de vitesse dans toutes les conditions de fonctionnement, il est plus commode de choisir la surface de glissement de la façon suivante :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{III.12})$$

Et la loi de commande suivante :

$$i_{qs} = i_{qs\ eq} + i_{qsN} \quad (\text{III.13})$$

En régime permanent on a :

$$\begin{cases} S(\Omega) = 0 \\ i_{qn} = 0 \end{cases} \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad (\text{III.14})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (\text{III.15})$$

On ajoute l'équation mécanique, on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \left(\frac{3}{2} K i_{qs} - C_r - f_r \omega_r \right) \frac{1}{J} \quad (\text{III.16})$$

Avec $\dot{\Omega}_{ref} = 0$

$$\text{Donc : } \dot{S}(\Omega) = \left(-\frac{3}{2} K i_{qs} + C_r + f_r \omega_r\right) \frac{1}{J} = 0 \quad (\text{III.17})$$

Donc on déduit l'expression suivante :

$$I_{qs} = \frac{2(C_r + f_r \omega_r)}{3P \varphi_s} \quad (\text{III.18})$$

Par ailleurs la commande d'adoucissement peut être exprimée par :

$$I_{qn} = \begin{cases} \frac{K}{\varepsilon} S(\Omega) & \text{si } |S(\Omega)| < \varepsilon \\ K \text{sing}(S(\Omega)) & \text{si } |S(\Omega)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

III.4. SYNTHÈSE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT À ACTION INTÉGRALE

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue. Pour cela, on remplace la fonction sign par la fonction intégrale [56] :

$$U_n = K \frac{s(x)}{|s(x)|+l} + h \quad (\text{III.20})$$

III.4.1 Choix de surface

La surface est choisie comme suit :

$$S(\Omega) = (\Omega - \Omega_{ref}) + w_1 \int (\Omega - \Omega_{ref}) dt \quad (\text{III.21})$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} + w_1 (\Omega - \Omega_{ref}) \quad (\text{III.22})$$

Par l'ajout de l'équation mécanique, on trouve :

$$\dot{S}(\Omega) = -\dot{\Omega}_{ref} + \frac{2(C_r + f_r \omega_r)}{3K} + w_1 (\Omega - \Omega_{ref}) \quad (\text{III.23})$$

Donc la loi de commande est exprimée par :

$$I_{qs} = i_{qeq} + i_{qn} \quad (\text{III.24})$$

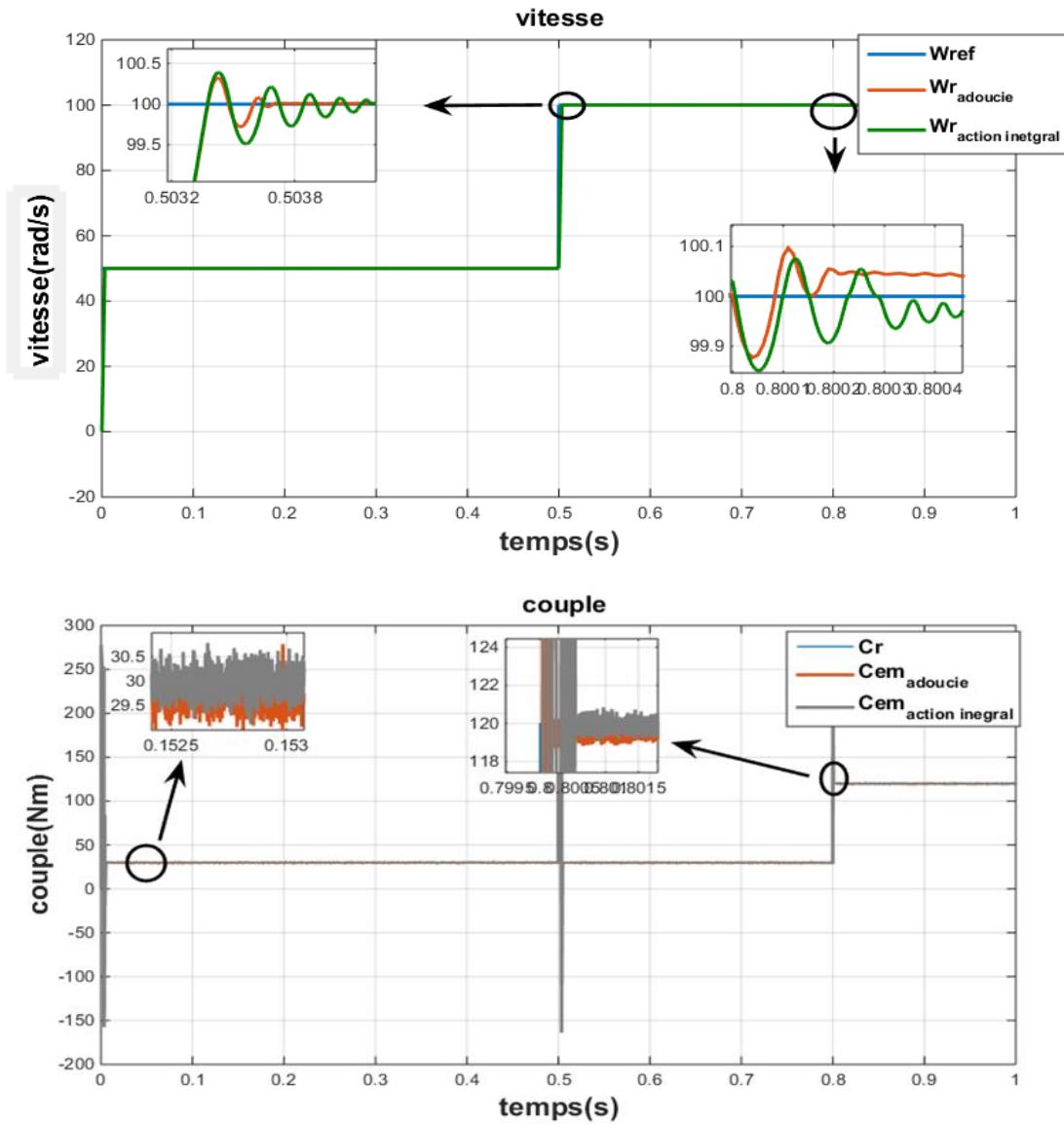
Avec $\dot{S}(\Omega) = 0$ et $i_{qn} = 0$; on aura :

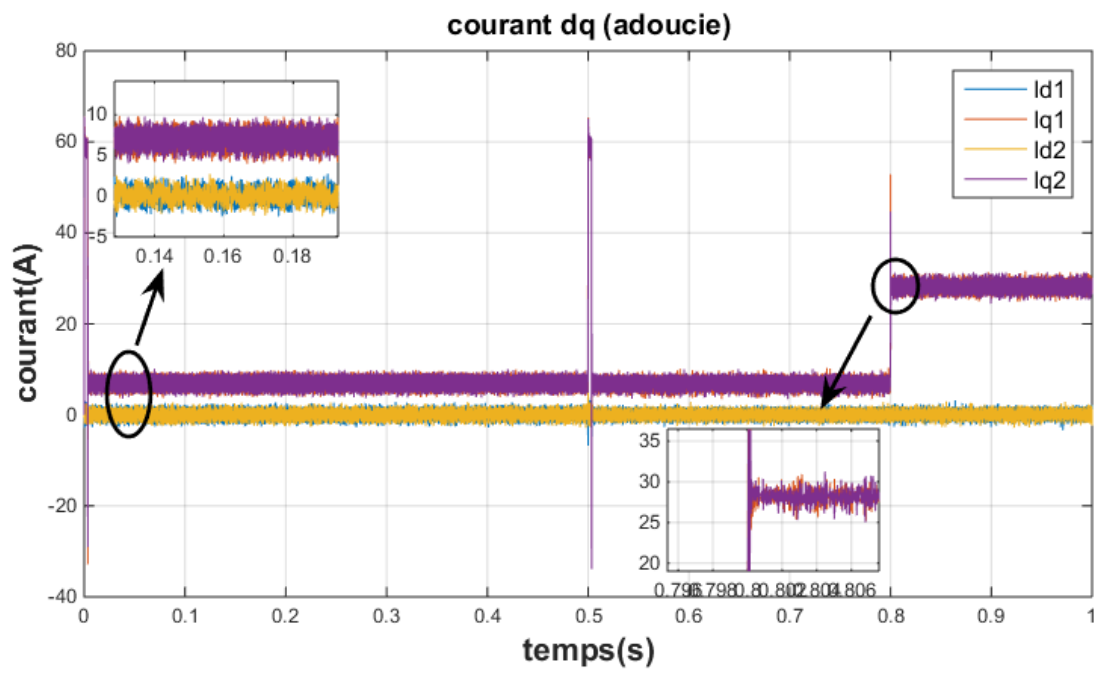
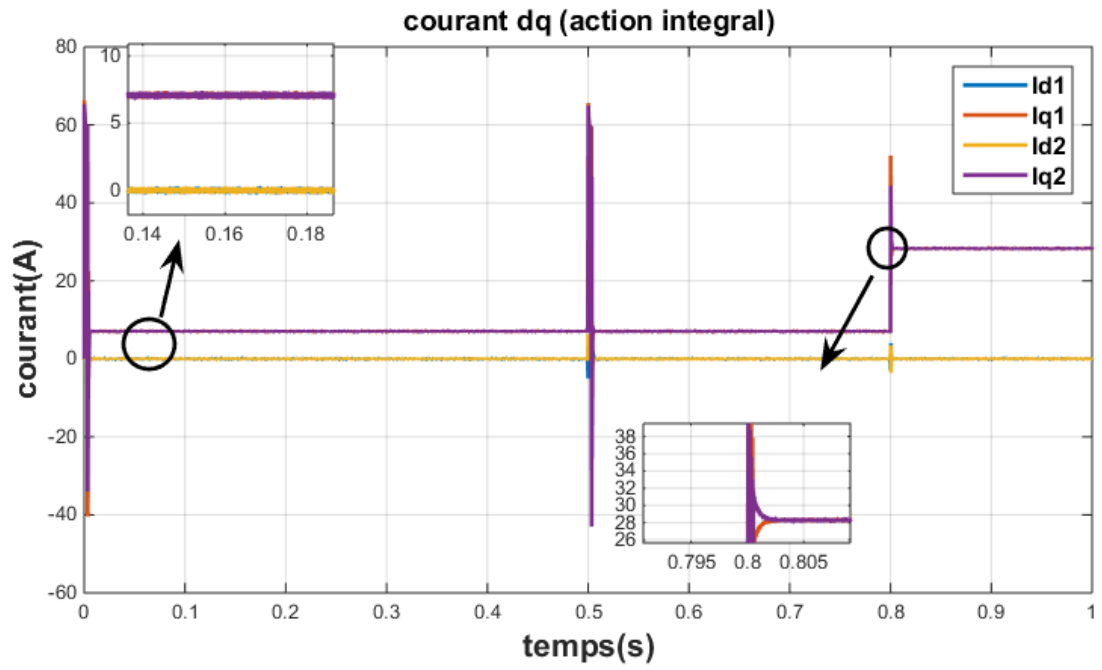
$$i_{qeq} = \frac{2(C_r + f_r \omega_r)}{3K} - w_1 (\Omega - \Omega_{ref}) \quad (\text{III.25})$$

$$I_{qn} = K \text{sign}(S(\Omega))$$

III.5 SIMULATION DE MSAPDE PAR LA COMMANDE MODE GLISSANT

En vue de discuter les performances et la robustesse de la régulation de vitesse du MSAPDE par mode de glissement, on est mené à simuler les deux contrôles des cas qui seront traités et discutés et comparés. Les résultats de simulation sont montrés par les figures suivantes :





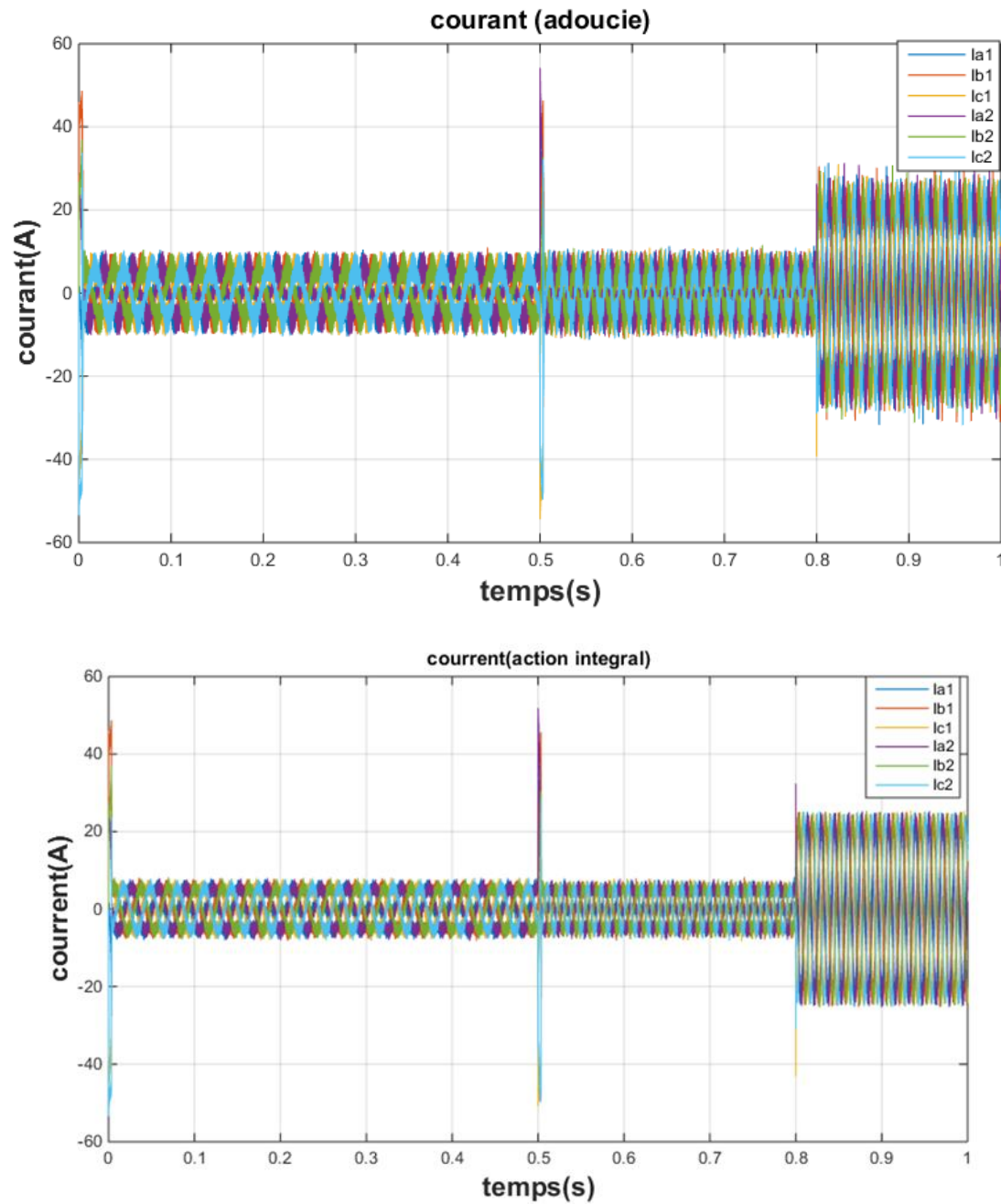


Figure III.3: résultat de simulation de modèle MSAPDE pour une commande de mode glissant.

- **Interprétations de résultats**

D'après les résultats obtenus par la Fig. (III.3), on note qu'adoucie vaut mieux que l'action intégral, le temps de réponse de commande adoucie de $3 \cdot 10^{-4}$ s et dans le cas d'action intégrale qui est $8 \cdot 10^{-4}$ s.

L'ondulation de couple presque le même dans les deux commandes.

A l'instant 0.8s (application de charge) on remarque la réponse de commande adoucie est plus rapide par rapport à l'action intégrale.

III.6 COMMANDE FLOUE DE LA VITESSE DU MSAPDE

La logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains [56].

On conçoit que l'approche de la régulation floue dans les processus industriels est motivée par le fait que les informations sont souvent imprécises, incertaines et voire seulement qualitatives. L'annexe B spécifique donne brièvement des éléments d'informations sur la logique floue.

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la régulation des entraînements électriques exige le choix des paramètres suivants : variables linguistiques, fonctions d'appartenance, méthode d'inférence et stratégie de défuzzification [56].

Etant donné que l'objectif recherché est d'avoir une commande plus robuste comparativement à d'un PI classique, on a retenu pour le contrôleur flou :

- Le régulateur PI flou reçoit comme entrée l'erreur de vitesse, et la variation de la vitesse de cette erreur rotation, ces deux grandeurs caractéristiques notées e et Δe .
- Une sortie représentant la variation du couple électromagnétique. ΔC_{emref} .

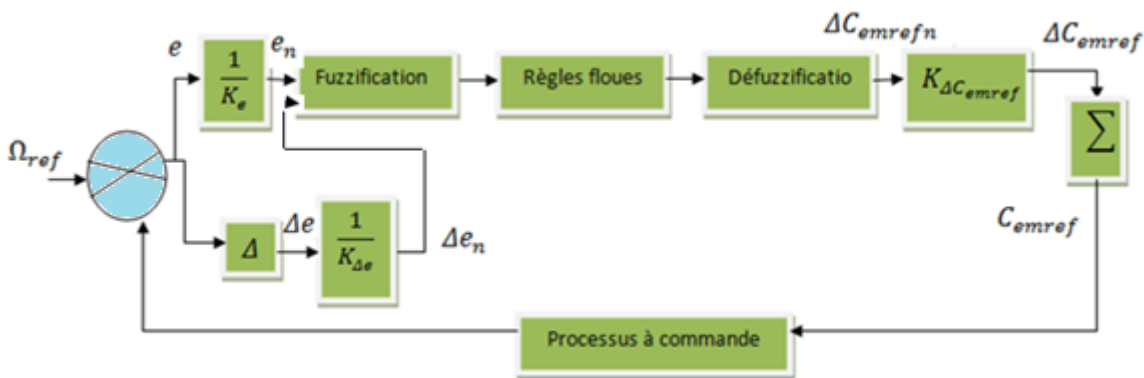


Figure III.4 : Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.

Avec :

e : L'erreur ,elle définit par :

$$e(k) = \Omega_{ref} - \Omega_r(k) \tag{III. 25}$$

Δe : La variation de l'erreur :

$$e(k) = e(k) - e(k - 1) \tag{III. 26}$$

Ces variables peuvent être normalisées comme suit [Kou08] :

$$e_n = \frac{e}{K_e} \tag{III. 27}$$

$$\Delta e_n = \frac{\Delta e}{K_{\Delta e}} \tag{III. 28}$$

$$\Delta C_{emrefn} = \frac{\Delta C_{emref}}{K_{\Delta C_{emref}}} \tag{III. 29}$$

Où :

$K_e, K_{\Delta e}, K_{\Delta C_{emref}}$: Sont des gains de normalisation qui peuvent être constants ou variables.

Des fonctions d'appartenance triangulaires symétriques définies sur un univers de discours normalisé dans l'intervalle [-1 1] pour chaque variable comme l'illustre la figure (III.5).

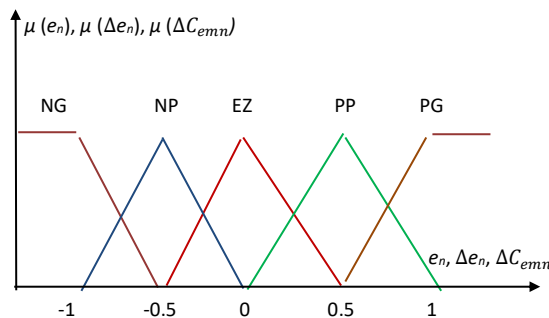


Figure III.5 : Fonctions d'appartenance des entrées et de sortie d'un régulateur PI flou.

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

EZ : Egal à Zéro

PP : Positif Petit

PG : Positif Grand

NP : Négatif Petit

NG : Négatif Grand

Les règles floues permettent de déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction de variable d'entrée, cette table qui figure dans le tableau (III.1) est appelée matrice Mac-Vicar, qui regroupe dans ce cas 25 règles.

Tableau III.1 : Matrice d'inférence.

Δe \ e	GN	N	Z	P	GP
GN	GN	GN	GN	N	Z
N	GN	N	N	Z	P
Z	GN	N	Z	P	GP
P	N	Z	P	GP	GP
GP	Z	P	GP	GP	GP

Cette matrice d'inférence est établie à partir d'une parfaite connaissance du comportement du système, ainsi que la connaissance de l'objectif du contrôle à atteindre.

On prend comme critère de défuzzification la méthode du centre de gravité présentée précédemment, donc l'action de commande générée est donnée par l'expression suivante [Kou], [Fil12]:

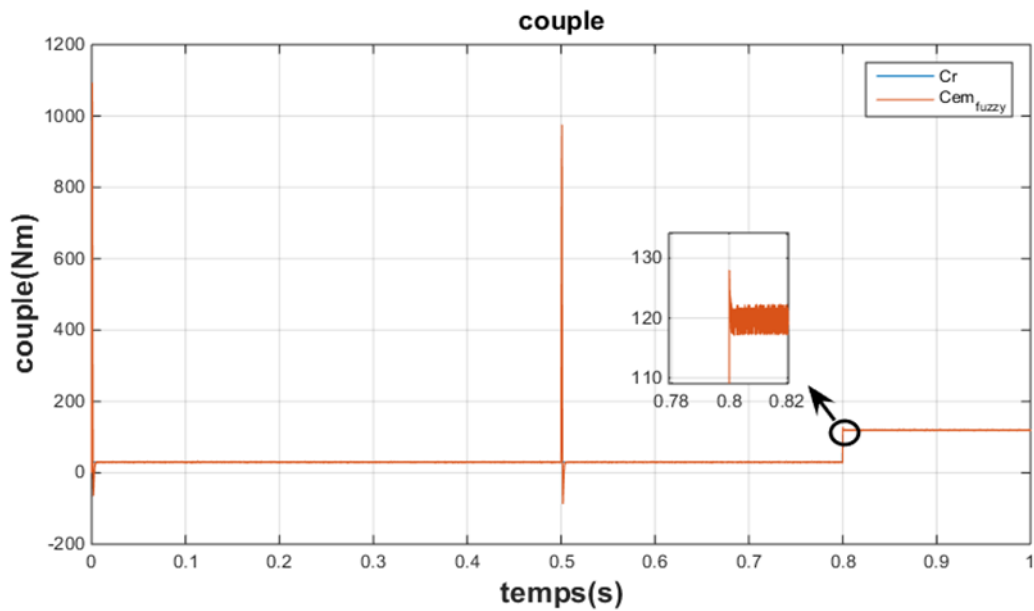
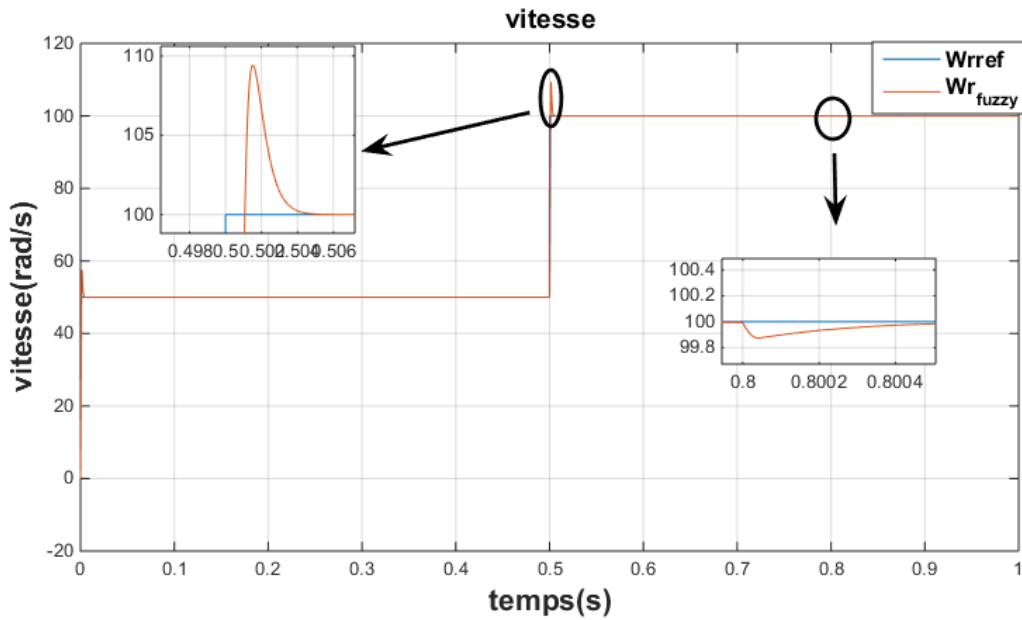
$$\Delta C_{emrefn} = x_{Gr} = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} S_i} \tag{III. 30}$$

L'action de la commande qui nous donne le couple électromagnétique de référence à imposer à la machine peut s'exprimer par [Kou03] :

$$C_{emref} = C_{emref} + K_{\Delta C_{emref}} \Delta C_{emrefn} \tag{III. 31}$$

III.7. RESULTATS DE SIMULATION

A fin de mettre en évidence les performances de ce réglage, on a mis en œuvre une étude de simulation qui nous a permis d’avoir les résultats que nous présentons ci-après. On a suivi la même table des profils imposés à la vitesse et de la charge donnée à l’étape précédente.



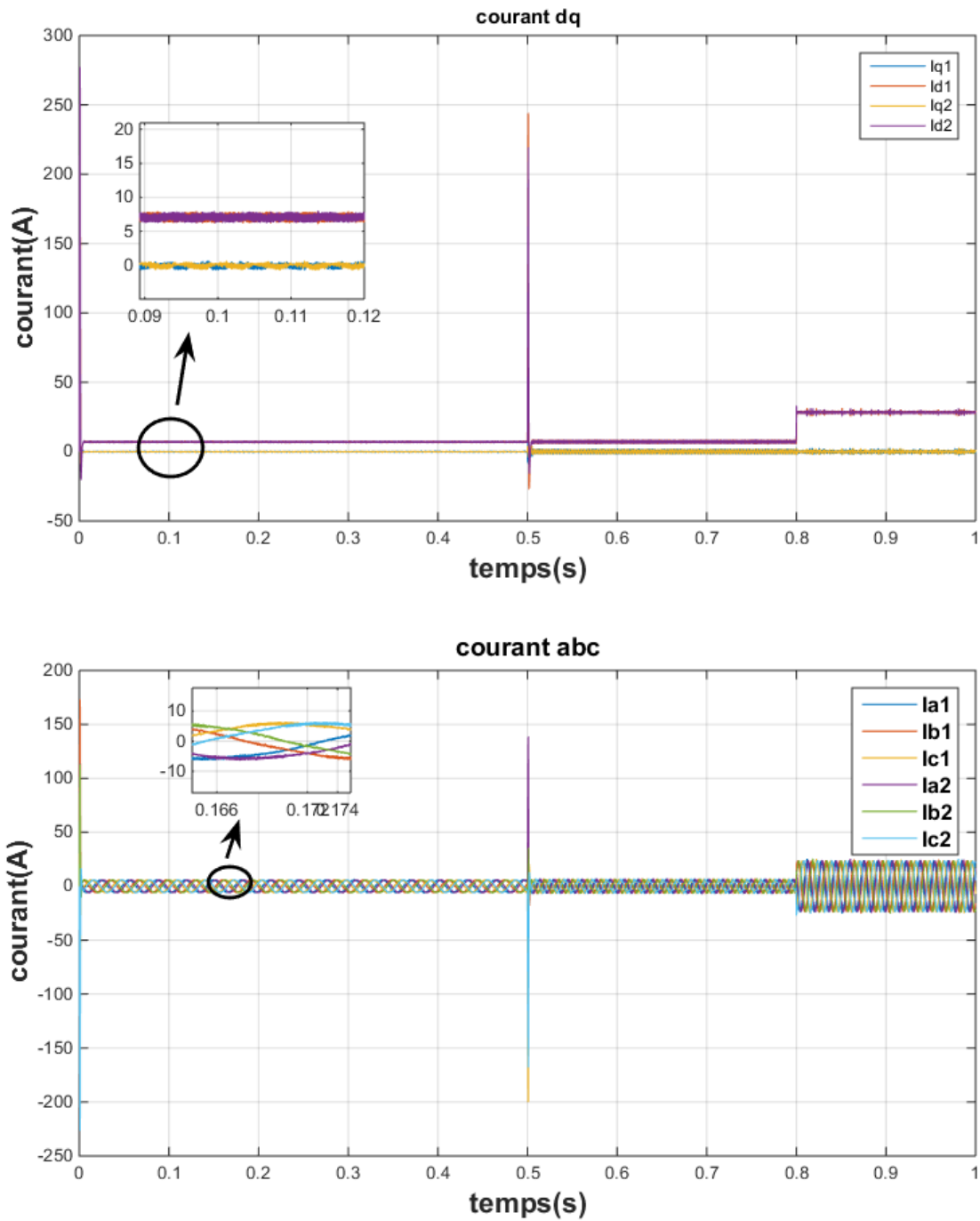


Figure III.6: résultat de simulation de modèle MSAPDE pour une commande de logique floue.

III.8. COMPARAISON ENTRE LES TROIS TYPES DE COMMANDE

La figure suivante représente la comparaison entre les types de commande (MG adoucie, MG action intégrale, logique floue).

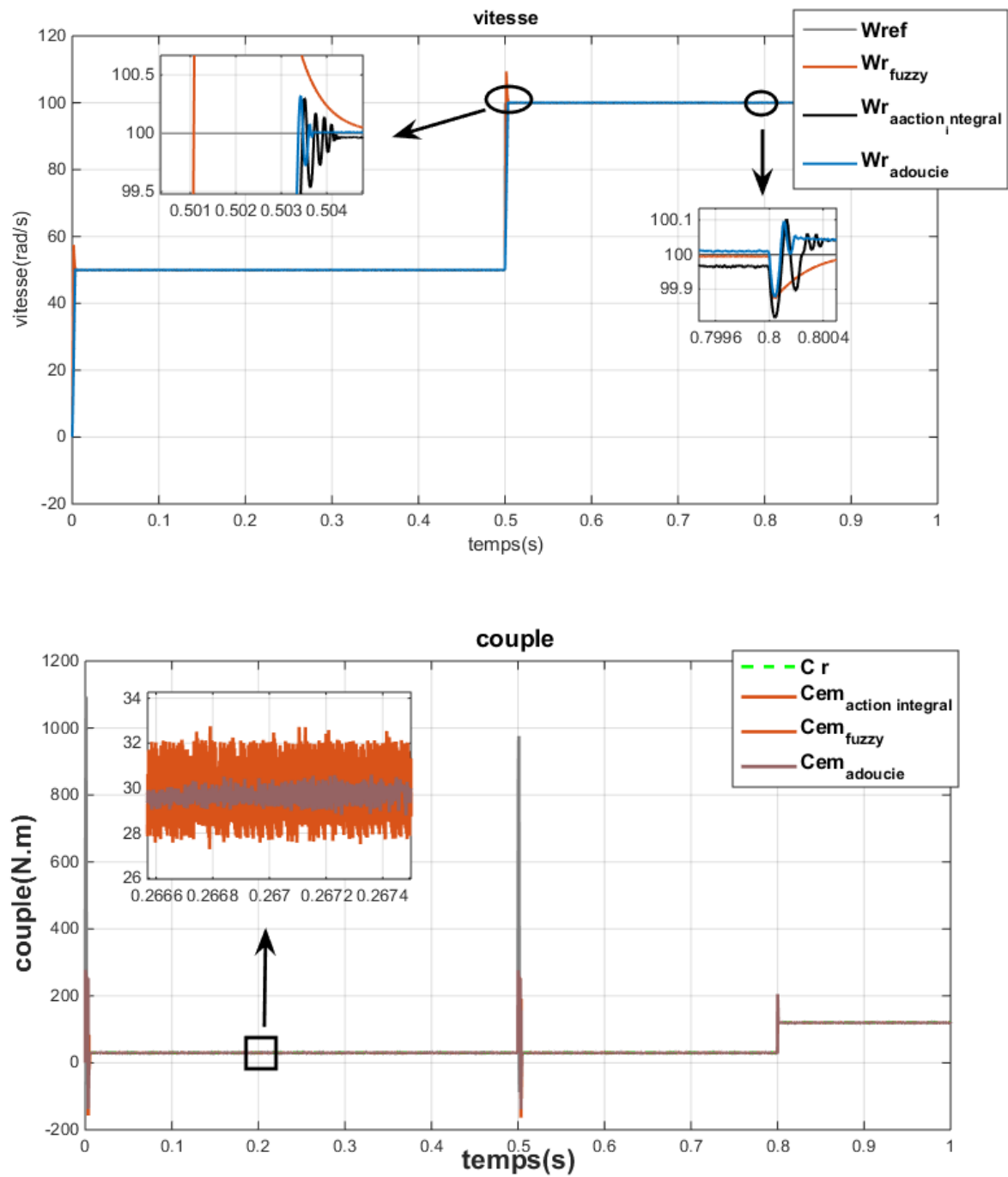


Figure III.7: résultat de comparaison de commandes.

Tableau III.2 : comparaison entre les commandes.

	MG commande adoucie	MG commande action intégral	Commande fuzzy logique
Temps de réponse (s)	$3e^{-4}$	$8e^{-4}$	$3.7e^{-3}$
Dépassement (rad/s)	100.3	100.3	109.4
Temps de rejection (s)	$2e^{-3}$	$4e^{-3}$	$6e^{-3}$
Ondulation de couple (N.m)	3.65%	4.9%	12.5%

D'après la comparaison illustrée dans le tableau précédant la meilleure commande par rapport le temps de réponse, le dépassement, temps de rejection et l'ondulation de couple c'est MG commande adoucie.

III.9. CONCLUSION

Les notions de base de la commande par mode glissement au début de ce chapitre, puis on a simulé cette commande appliquée au MSAPDE.

En suit on a donné les aspects de la conception d'un régulateur PI flou pour la commande de vitesse du MSAPDE.

Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants notamment de la commande adoucie. Le chapitre suivant sera consacré à l'application les commandes présentées au véhicule électrique étudié.

Chapitre VI

Application de commande présentée au VE avec différents profils

VI.1. INTRODUCTION

Pour faire un test de performance lorsque le véhicule est en train d'accélérer ou de décélérer dans des conditions de route, nous allons considérer des régimes d'accélération et de décélération avec un profil de route réel. Cela se réalisera en appliquant comme consigne de vitesse et de couple résistant, des profils normalisés issu d'un cycle de conduite réel et un modèle dynamique.

Dans ce chapitre, partie un donne la modélisation de VE. Partie deux nous généré les consignes de deux cycles de conduite (NEDC et ARTEMIS) pour commencer les tests de performances de la commande à base de commande mode glissent adoucie, on va discuter en détail les résultats obtenus qui permet nous d'évaluer les performances du véhicules dynamique et statique.

VI.2. MODELISATION DYNAMIQUE DE VE

Dans le but d'étudier la commande du véhicule, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui rend compte de la dynamique du véhicule à partir des efforts de traction développés par ses actionneurs et des forces de résistance au déplacement. Ainsi, cette section a pour objectif la modélisation de la dynamique du véhicule.

Le véhicule considéré dans notre travail est de type extra urbain, comme illustré sur la figure (II.1), et les paramètres de cette voiture sont résumé dans le tableau (II.1) [9].



Figure VI.1 : Véhicule électrique Blue car.

Les paramètres du véhicule étudié est résumé dans ce tableau.

Tableau VI.1 : Paramètres du véhicule électrique urbain de type Blue car[9].

Paramètres du VE	Valeur	Unité
Masse du véhicule (MVE)	820	kg
Force du à la gravité (g)	9.81	m/s ²
Rayon d'une roue (r)	0.33	m
Masse volumique de l'air (ρ)	1.2	kg/m ³
Surface frontal(S)	2.75	m ²
Coefficient pénétration dans l'air (Cx)	0.3	/
Coefficient de résistance au roulement a l'état dynamique (C0)	1.6e-6	/
Coefficient de résistance au roulement a l'Etat statique (C1)	0.008	/
Pente de la route (α)	2.5%	/

VI.2.1. Forces appliquées au véhicule

Les forces appliquées sur le véhicule se composent de :

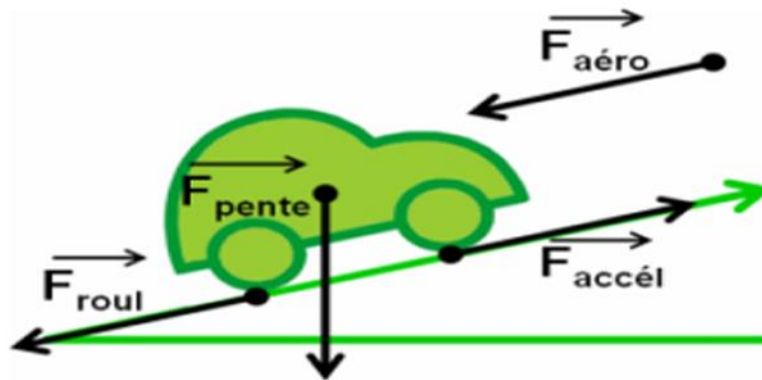


Figure VI.2 : forces appliquées sur le véhicule.

La puissance à la roue P_{VE} qui peut s'exprimer par :

$$P_{VE} = C_T \Omega_{roue} \tag{II.1}$$

Le couple de traction total C_T et la vitesse de rotation de la roue Ω_{roue} :

$$\begin{cases} C_T = F_T r \\ \Omega_{roue} = \frac{V_{VE}}{r} \end{cases} \tag{II.2}$$

Avec : r le rayon de la roue.

Finalement on a :

$$P_{VE} = F_T \cdot V_{VE} \tag{II.3}$$

La force totale s'écrit alors sous la forme suivante :

$$\mathbf{F}_T = \mathbf{F}_{roue} + \mathbf{F}_{pente} + \mathbf{F}_{aero} + \mathbf{F}_{acc} \quad (\text{II.4})$$

VI.2.1.1. Force de roulement

La force de résistance au roulement F_{roue} est liée à la masse du véhicule MVE, à l'accélération gravitationnelle g et à un coefficient de résistance au roulement dynamique et statique :

$$\mathbf{F}_{roue} = \mathbf{M}_{VE} \cdot \mathbf{g} \cdot (\mathbf{C}_0 + \mathbf{C}_1) \quad (\text{II.5})$$

VI.2.1.2. Force due au profil de la route

La force de la dynamique de la route est la force de gravité obtenue quand le véhicule circule sur une route non horizontale

$$\mathbf{F}_{pente} = \mathbf{M}_{VE} \cdot \mathbf{g} \cdot \sin \alpha \quad (\text{II.6})$$

VI.2.1.3. Force de résistance aérodynamique

La force de résistance aérodynamique F_{aero} est proportionnelle à la densité volumique de l'air ρ , à la section frontale du véhicule S , au coefficient de pénétration dans l'air C_x (drag coefficient – C_d dans la littérature anglo-saxonne), à la vitesse du véhicule v (m/s) et à la vitesse du vent (m/s) qui est positive dans le sens inverse de v et négative dans le sens de v .

$$\mathbf{F}_{aero} = 0.5 \cdot \rho \cdot C_x \cdot V_{VE}^2 \quad (\text{II.7})$$

VI.2.1.4. Force de due à l'accélération

La force due à l'accélération assure le comportement dynamique souhaité par le conducteur.

$$\mathbf{F}_{acc} = \mathbf{M}_{VE} \cdot \mathbf{r} \cdot \frac{d\Omega_{roue}}{dt} \quad (\text{II.8})$$

VI.3. TRANSMISSION ET REDUCTEUR MECANIQUE

La transmission mécanique relie les moteurs électriques aux roues motrices. Il s'agit d'adapter la vitesse et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule. Et le réducteur est un élément très important permettant souvent une économie conséquente sur la masse du moteur dont les dimensions sont déterminées principalement par le couple à fournir. Voir la figure (II.3) :

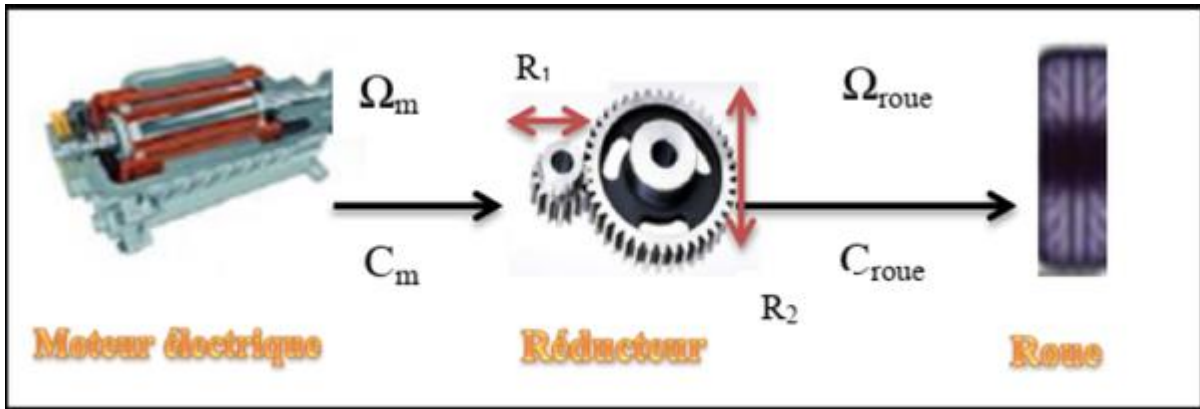


Figure VI.3 : Le mécanisme du réducteur.

Le réducteur est modélisé par un gain k en supposant qu'il n'y a pas de pertes mécaniques.

$$\begin{cases} C_{roue} = K C_m \\ \Omega_{roue} = \frac{1}{K} \Omega_m \end{cases} \tag{II.9}$$

VI.4. LA STRUCTURE DU VEHICULE ELECTRIQUE ETUDIE

La chaîne de traction électrique comprend le composant principal du véhicule électrique. Ce sont : la machine électrique, le convertisseur de puissance et le système de contrôle. Notre traction électrique comprend une batterie au lithium et on suppose que la batterie reçoit une tension continue appelée bus continu 600 V, l'onduleur a été choisi comme onduleur à deux niveaux et la motorisation est MSAP à six phases. La (Figure. VI.1) montre le schéma résumé de l'étude de la traction électrique.

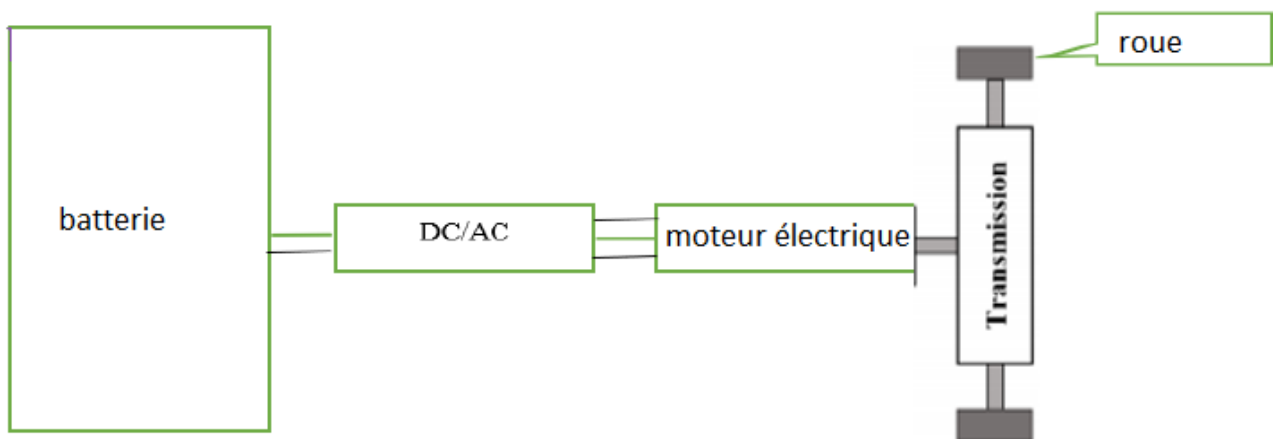


Figure VI.4 : Schéma simplifié de structure générale du véhicule étudié.

VI.5. LES CYCLE DE CONDUITE

L'objectif principal de ces cycles est la description des conditions d'utilisation des véhicules dans leur diversité : en particulier, on ne cherche pas à décrire l'ensemble des conditions en un seul cycle moyen, mais par un ensemble de cycles représentatifs routiers et autoroutiers, etc. Ces dernières années, plusieurs cycles normalisés ont été proposés pour représenter les conditions de fonctionnement typiques tels que :

- NEDC
- ARTEMIS

VI.5.1 LE CYCLE EUROPEEN DE CONDUITE (NEDC)

NEDC signifie nouvelle condition du cycle de conduite européen. Ce cycle de conduite représente un scénario de conduite urbaine avec des arrêts fréquents à une vitesse moyenne de 34 km/h. La figure ci-dessous montre le cycle de conduite NEDC. Il est utilisé dans les procédures de test pour tester la consommation de carburant et les émissions de CO₂ et également utilisé pour déterminer l'autonomie et la consommation d'énergie des BEV. La température pendant le test peut être comprise entre 20 et 30 °C [2].

Le NEDC est largement utilisé en Europe pour évaluer les véhicules électriques légers garantissant des résultats réalistes. Il se compose d'un profil de conduite en fonction de la vitesse et du temps, divisé en 4 cycles de conduite urbains (UDC) ECE-15 répétés et un cycle de conduite extra-urbaine (EUDC). Un modèle de simulation de véhicule rétrospectif est utilisé pour estimer le couple électromagnétique requis, afin de remplir le cycle de conduite NEDC. Sous cette hypothèse, un modèle de véhicule simplifié détermine le couple estimé pour un profil de vitesse donné, depuis le véhicule jusqu'au moteur (voir figure II.2) :

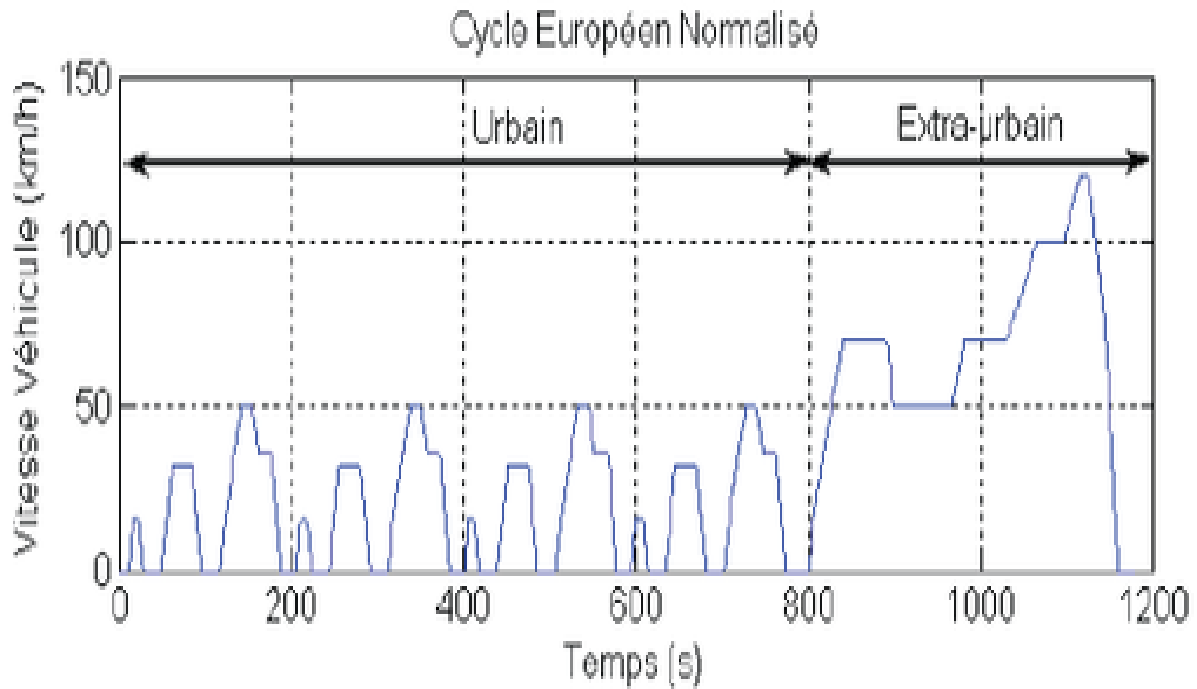


Figure VI.5 : cycle de conduite NEDC.

Dans notre étude nous utilisons une partie de cycle urbain (100s).

VI.5.2 CYCLE EUROPEEN DE CONDUITE (ARTEMIS)

Le cycle ARTEMIS est un cycle plus sévère que le cycle NEDC. Pour cela nous avons choisi ce cycle car il permet de tester les approches proposées d’une manière plus fiable.

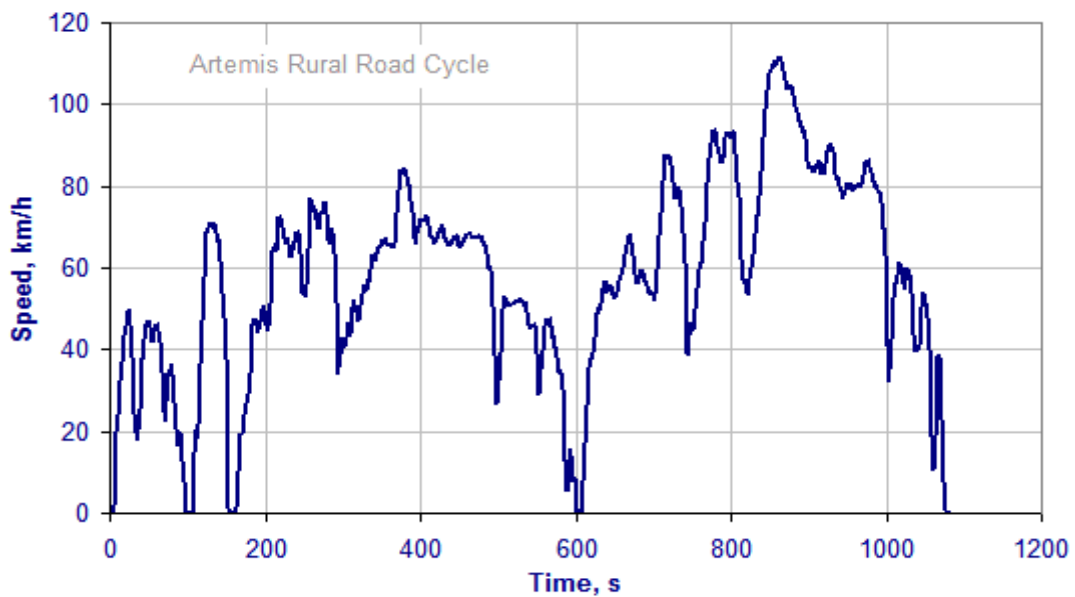


Figure VI.6 : cycle de conduite ARTEMIS

Dans notre étude nous utilisons du cycle ARTEMIS (100s).

VI .6. LE SYSTEME GLOBAL

Nous pouvons simuler la dynamique du modèle de véhicule électrique et en extraire ses consignes. Après avoir extrait le couple, la vitesse et la puissance du véhicule électrique, il faut vérifier que la puissance générée par le moteur est consommée par le véhicule, dans notre étude, la puissance est atteinte. Cela nous permet donc de nous déplacer directement pour adopter la vitesse et le couple du véhicule avec ceux du moteur et cela a été réussi. La figure (VI.2) représente le schéma synoptique global du schéma de commande en mode glissant d'adoucie proposé pour les VE propulsés par MSAPDE.

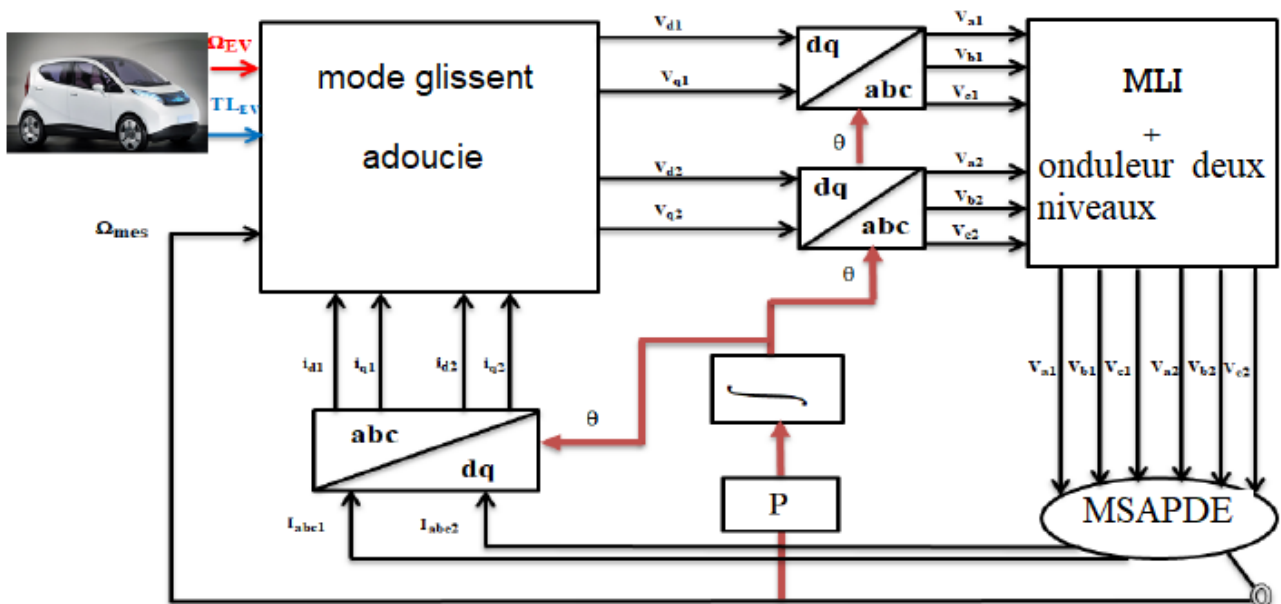


Figure VI.7 : Schéma synoptique du schéma de contrôle synergique proposé pour VE propulsé par MG

VI .7. RESULTAT DE SIMULATION

Afin de montrer les performances du schéma de contrôle présenté basé sur un modèle de véhicule électrique réel sous un profil de cycle de conduite, plusieurs tests de simulation ont été effectués dans différentes conditions.

Les figures ci-dessous illustrent les résultats de simulation de l'application de consigne réels au contrôle MG adoucie avec les profile NEDC et ARTEMIS.

VI.7.1. SIMULATION AVEC CYCLE URBAIN

On présente les résultats de simulation avec l'utilisation de cycle Urbain.

Le résultat de consigne ou le signal de vitesse et couple et la puissance demande par la VE et donne dans l'annexe C.

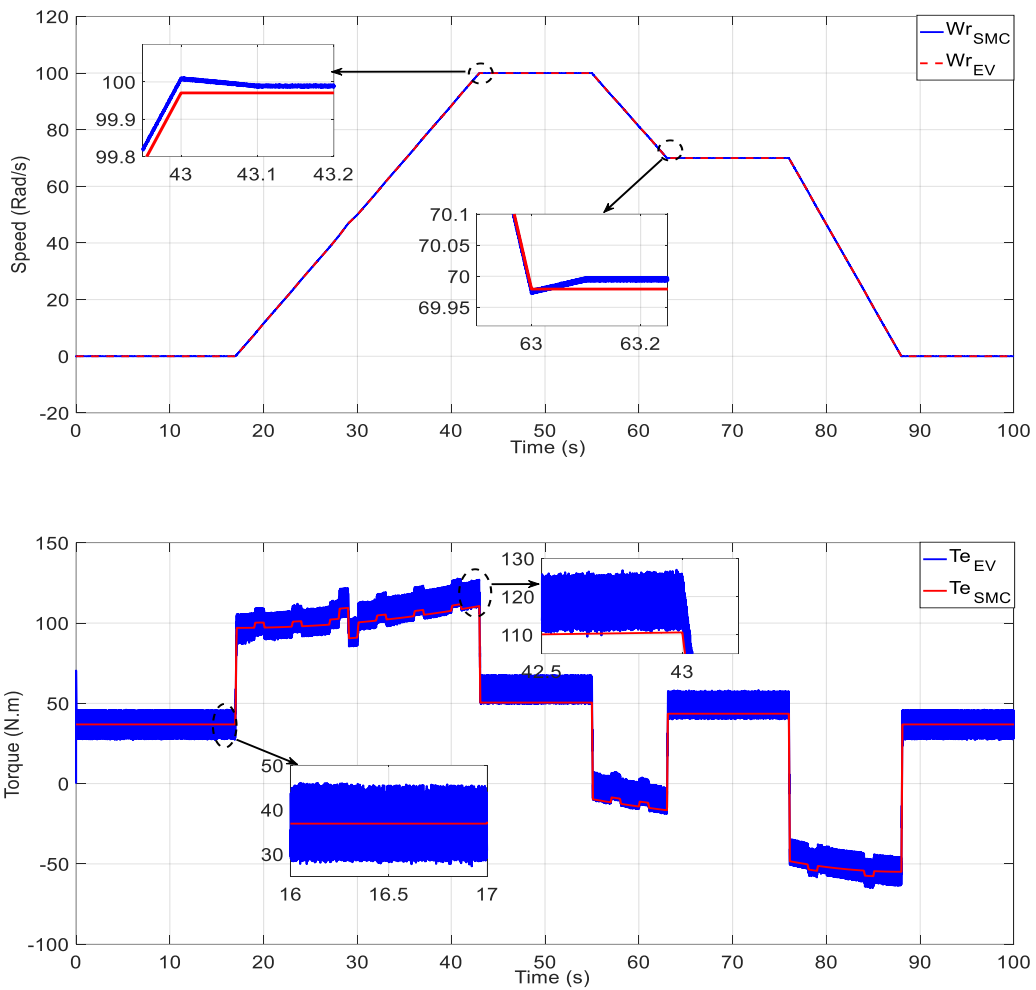


Figure VI.8 Résultat de la simulation de vitesse et du couple résistant appliquées au moteur avec le cycle urbain de NEDC

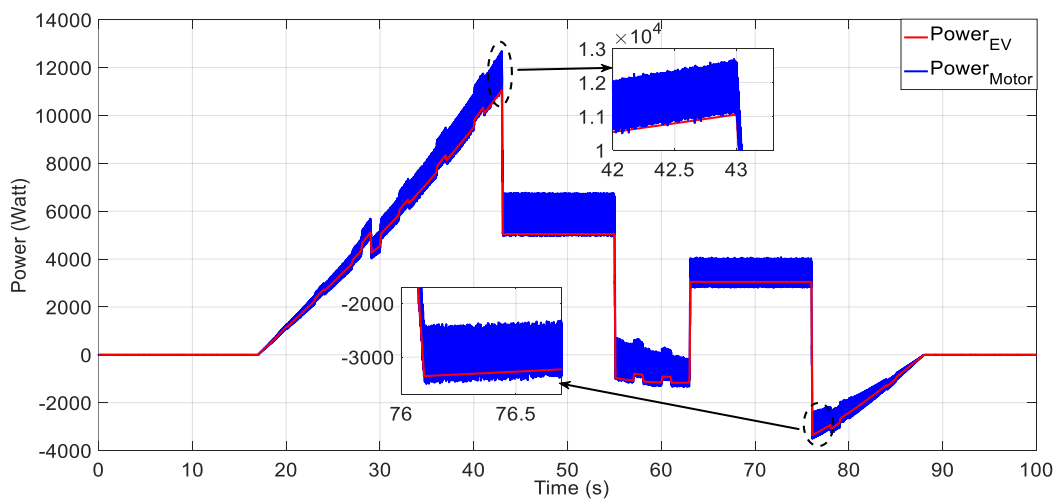


Figure VI.9 Résultats de simulation de puissance moteur et puissance véhicule avec cycle Urbain

- **Interprétations des résultats**

A partir des résultats de la figure (VI.5 et VI.6), on peut voir les remarques suivantes :

Les résultats de simulation que nous allons analyser sont appliqués en 100 secondes. De l'instant 0 à 15, nous remarquons qu'il n'y a pas d'énergie produite par la batterie et donc la voiture s'arrête et sa vitesse est nulle.

Pour on utilise le régulateur MG adoucie les grandeurs développées par le moteur (couple et vitesse) suivent bien les consignes de référence.

A la 15 seconde, l'énergie produite et l'énergie consommée par la voiture augmentent jusqu'à atteindre 12 KW et on constate une augmentation linéaire de la vitesse de référence, suivie de la vitesse de la voiture, avec un temps de réponse égale 0.1s et un dépassement très partit.

La demandée par le véhicule électrique. Dans les modes d'accélération et décélération, nous constatons que les erreurs dynamiques sont très faibles. Cela s'accompagne d'une augmentation significative du couple de charge jusqu'à 120 Nm, ainsi que d'une augmentation du niveau de couple électromagnétique avec une légère ondulation.

À partir de la figure (VI.6) on peut remarquer que la puissance fournit par la moteur suit bien la puissance demandée par le véhicule électrique. Dans les modes d'accélération et décélération, nous constatons que les erreurs dynamiques sont faibles.

Après ces tests, il est clair que le cycle NEDC est un cycle qui n'est pas sévère, il ne représente pas des conditions réelles de conduite. En effet, les accélérations sont très faibles. Cela rend impossible le fait d'obtenir les valeurs certifiées lorsque le conducteur se trouve dans des conditions réelles de conduite. Pour ces raisons, un remplacement du cycle NEDC par un autre cycle plus sévère est envisageable. Les constructeurs automobiles utilisent le cycle ARTEMIS pour mieux représenter les conditions réelles de conduite et pour évaluer les performances réelles de leurs véhicules.

VI.7.2 CYCLE EUROPEEN DE CONDUITE (ARTEMIS)

Le cycle ARTEMIS est un cycle plus sévère que le cycle NEDC. Pour cela nous avons choisi ce cycle car il permet de tester les approches proposées d'une manière plus fiable.

Le résultat de consigne ou le signal de vitesse et le couple et la puissance demande par la VE et donne dans l'annexe C.

Les consignes de la vitesse de référence et le couple référence du cycle ARTEMIS sont appliquées avec la commande MG, comme elle illustré dans la figure suivante :

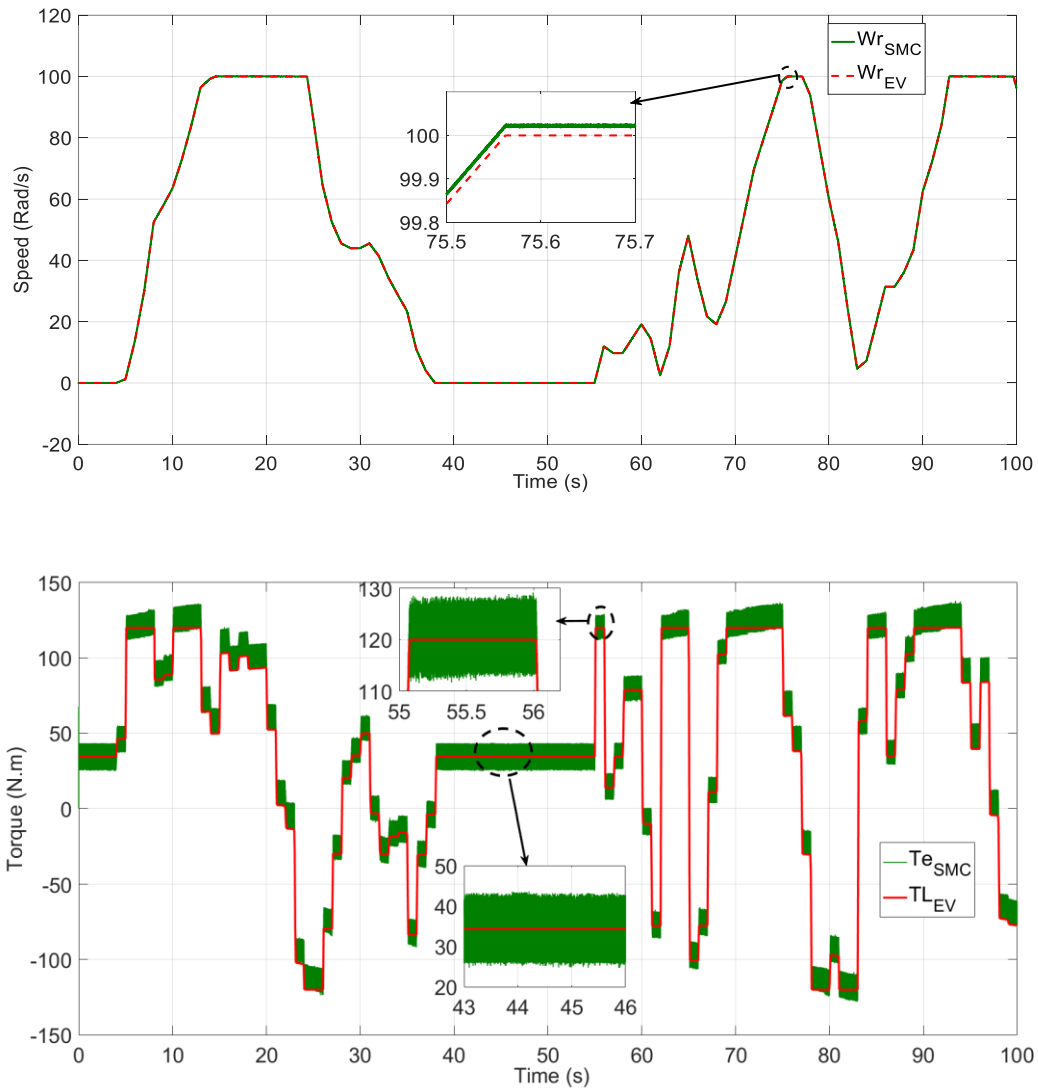


Figure VI.10 Résultat de la simulation de vitesse et du couple résistant appliquées au moteur avec le cycle ARTEMIS

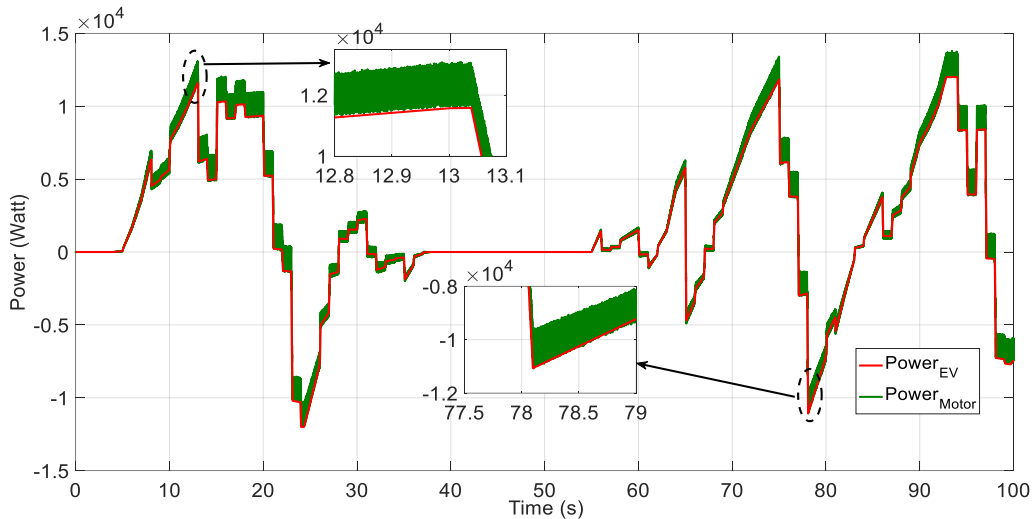


Figure VI11 Résultats de simulation de puissance moteur et puissance véhicule avec cycle ARTEMIS

VI.7.1. Interprétations des résultats obtenus

D'après ces figures (VI.7 et VI.8), on remarque que les grandeurs fournies par le moteur à savoir la vitesse et le couple suivent bien et positivement leurs consignes de référence.

Les résultats de simulation que nous allons analyser sont appliqués en 100 secondes. De l'instant 0 à 15, nous remarquons qu'il n'y a pas d'énergie produite par la batterie et donc la voiture s'arrête et sa vitesse est nulle.

Il est clair que le cycle ARTEMIS nous permet de tester notre commande précisément avec des accélérations et décélérations sévères. D'après la figure (VI.7 et VI.8), en termes de vitesse, nous constatons que la vitesse du véhicule a bien suivi sa référence bien que sa sévérité. On note cependant qu'il y a une erreur de suivi négligeable dans les modes d'accélération et de décélération. Ces erreurs sont rejetées en régime lent.

VI.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté une étude détail concernant l'application de la commande par mode glissante adoucie sur notre chaîne de traction d'un véhicule réel de type Blue Car

Nous avons appliqué les sorties de ce modèle sur la chaîne de traction contrôlée par le mode glissant. Nous avons utilisé deux cycles différents, le premier pour un test des émissions NEDC et l'autre pour test réel de performances dans des conditions sévère ARTEMIS.

Les résultats de simulation obtenus ont prouvé que le contrôle MG adoucie offre une grande performance grâce à sa réponse rapide sans dépassements considérables et un rejet rapide des perturbations. De plus, la réduction de l'ondulation du couple. Par conséquent, il assure l'amélioration des performances dynamiques et statiques du véhicule électrique.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, on s'est intéressé à la commande robuste d'un véhicule électrique propulsé par un moteur synchrone à aimants permanents double étoile MSAPDE sur un banc de contrôle vectoriel. La question a été examinée particulièrement pour la trajectoire du véhicule électrique selon des cycles routiers normalisés (NEDC, et ARTEMIS).

Pour cette fin, on a présenté dans le premier chapitre un aperçu des systèmes à propulsion électrique en présentant des différentes architectures, des divers constituants qui font partie de la chaîne de traction.

Dans le deuxième chapitre, et après une modélisation mathématique des efforts appliquées au véhicule, une modélisation des éléments interne de chaque sous-système (MSAPDE, batterie, et DC/AC) ont été présenté en détail, ce qui nous a guidé lors de l'application des commandes proposées. Par ailleurs, dans le but d'asservir la vitesse du MSAPDE, on a appliqué la commande vectorielle par le régulateur classique PI. Les régulateurs synthétisés ont donné de bonnes performances et assurent un bon suivi de trajectoire.

Dans le troisième chapitre, afin de renforcer la commande du VE, on a fait appel à des lois de commandes non linéaires insensibles et robustes face aux incertitudes sur les paramètres du modèle. Trois techniques de commande des systèmes non linéaires ont été proposées ; la commande par mode glissant, la commande à action intégrale et la commande floue. Les résultats de simulation ont été alors donnés pour confirmer cette assertion.

Le dernier chapitre a été conçu à l'application des commandes présentés au modèle du véhicule selon des cycles routiers normalisés NEDC, et ARTEMIS. Les résultats de simulation ont prouvé que les commandes proposées assurent les performances dynamiques et statiques désirée.

Le travail réalisé au cours de ce mémoire ouvre un certain nombre de perspectives à savoir :

- Conception d'une commande synergétique du VE ;
- Conception d'une commande robuste du VE avec batterie ;
- Réalisation pratique de la stratégie de contrôle proposée.

ANNEXE A

PARAMETRES DES MACHINES UTILISEES DANS LA SIMULATION

Paramètres	La valeur
R_s	1.9 Ω
L_d	0.000835 H
L_q	0.000835 H
J	0.015
Q_f	0.353
P	4
P_n	12 KW
F	0.0954
Tension de bus continue	500 V
C_{em}	120 N.m
Ω_r	100 Rad/s

Régulateur de courant :

$K_i = 4.32 * 10^3$ $K_p = 19$

Régulateur de vitesse :

$K_i = 3.38$ $K_p = 14.25$

ANNEXE B

LA LOGIQUE FLOUE : COMMANDE FLOUE

B. 1 GENERALITES SUR LA LOGIQUE FLOUE

La logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains [56].

La raison de cet intérêt est justifiée par la forte limitation des techniques de la méthode traditionnelle qui nécessitent une parfaite modélisation et identification du processus à régler [56].

Cependant, les systèmes industriels étant de plus en plus complexes, il est souvent difficile, voire impossible d'en avoir un modèle mathématique rigoureux permettant de mettre en œuvre une commande suffisamment robuste.

Une solution pour résoudre ce problème est d'utiliser l'approche floue qui exploite des descriptions linguistiques des caractéristiques dynamiques du système fournies par l'expertise humaine pour générer une loi de commande.

La logique floue permet la formalisation des imprécisions dues à une connaissance globale d'un système très complexe et l'expression du comportement d'un système par des mots. Elle permet donc la standardisation de la description d'un système et du traitement de données aussi bien numériques qu'exprimées symboliquement par des qualifications linguistiques. On conçoit l'intérêt de cette approche dans la régulation ou l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations sont souvent imprécises, incertaines, voire seulement quantitatives. C'est seulement aux années quatre-vingt que la commande par la logique floue a été introduite au niveau des systèmes de réglage et de commande et en particulier au Japon. Elle a été appliquée dans les processus industriels pour résoudre des problèmes de régulation aussi divers, liés aux machines outils et à la robotique, etc [56].

LES ANNEXES

Généralement, l'application de la commande par la logique floue à de tels systèmes notamment pour la machine à induction est motivée par plusieurs raisons parmi lesquelles la difficulté d'établir un modèle exact pour la machine du fait que ses caractéristiques sont souvent compliquées.

Dans la section suivante, on va présenter les principes de base de la théorie de la logique floue, puis le principe de la conception d'un régulateur *PI-flou*, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone double étoile à flux rotorique orienté.

B.2 ELEMENTS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans cette partie, on présente brièvement, et d'une façon non exhaustive les éléments de base principaux de la théorie de la logique floue.

B.2.1 Variables linguistiques

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme:

- **Quelque Q, Beaucoup B, Souvent S.**
- **Chaud C, Froid F, Rapide R, Lent L.**
- **Grand G, Petit P, etc.**

Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance.

B.2.2 Notion de sous-ensemble flou

Dans la théorie classique des ensembles, un sous-ensemble A de B est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui caractérise tout élément x appartenant à B. Cette fonction prend la valeur 1 si x appartient à A et la valeur 0 dans le cas contraire :

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

En logique floue, un sous-ensemble flou A et B est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ pouvant prendre différentes valeurs comprise entre 0 et 1 ; selon le degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble A.

$$\mu_A(x) \in [0 \ 1] \quad (\text{B. 2})$$

LES ANNEXES

B.2.3 Fonction d'appartenance

On peut utiliser pour les fonctions d'appartenance des formes différentes (figure B.1) le plus souvent, des formes triangulaires ou trapézoïdales, il s'agit des formes les plus simples. Composées par morceaux de droites .

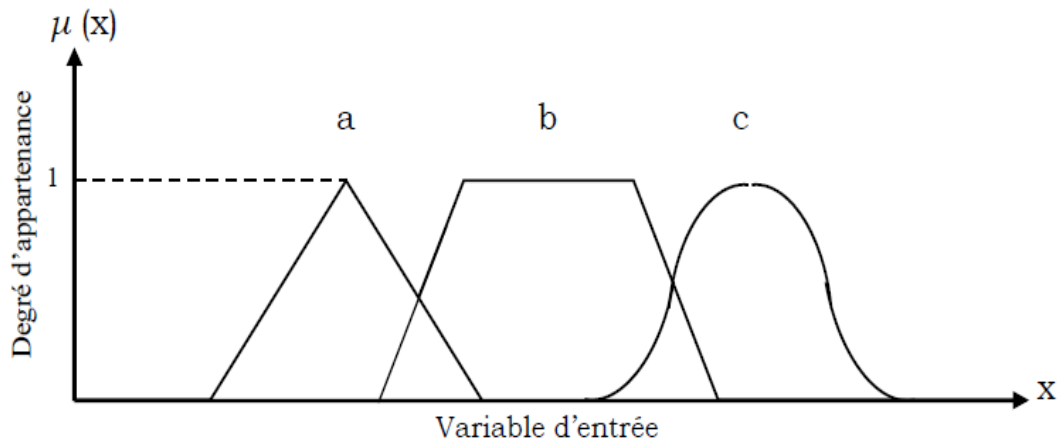


Fig. B.1 Exemple de fonctions d'appartenance.

- a) Fonction triangulaire.
- b) Fonction trapézoïdale.
- c) Fonction gaussienne.

Il n'existe pas de règles générales pour le choix de la forme de fonction d'appartenance.

B.2.4 Règles floues

La connaissance experte permet de déduire une proposition ou une décision définissant une loi de commande à partir d'une ou plusieurs règles floues appelées règles d'inférences. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ...etc. Ces règles peuvent avoir la forme suivante :

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action.

A titre d'illustration, on prend l'exemple suivant :

Si l'erreur de vitesse est nulle 'ET' si la variation de l'erreur de vitesse est nulle ALORS garder un couple de référence constant.

LES ANNEXES

Généralement, la décision ou l'action dépendant de deux variables linguistiques est donnée par [Kou]:

Action ou opération = { Si condition 1 ET 1' ALORS opération 1 OU
Si condition 2 ET 2' ALORS opération 2 OU
Si...
Si condition m ET m' ALORS opération m }

B.3 COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE

B.3.1 Structure générale d'un régulateur flou

On peut noter que le calcul de la commande x_r s'effectue à partir de quatre étapes fondamentales :

- Fuzzification.
- Base de connaissance.
- Un mécanisme d'inférence (règles).
- Défuzzification.

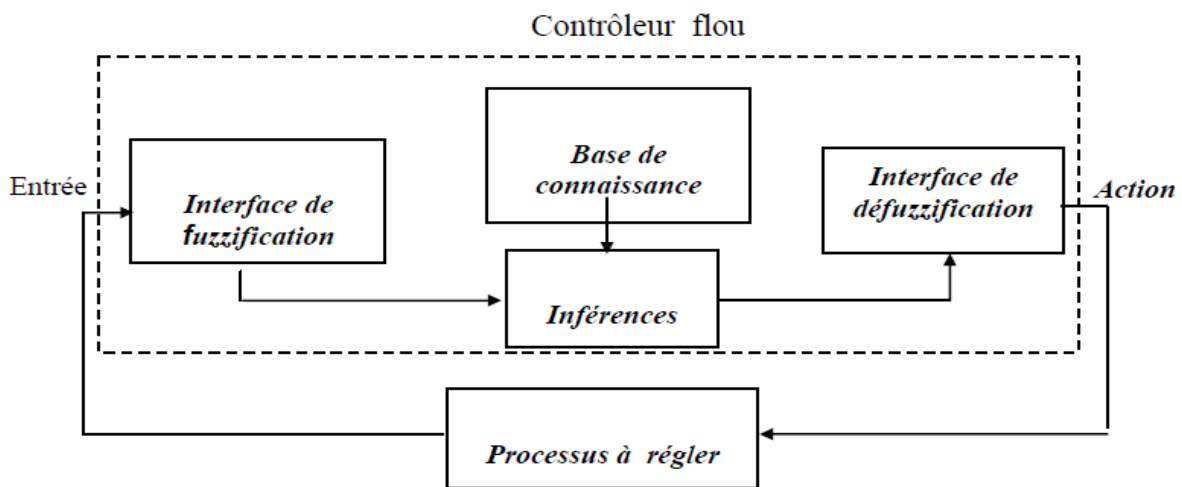


Fig. B.2 Structure interne d'un régulateur flou.

B.3.2 Fuzzification

- Mesure des variables d'entrée.
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Transformation des variables d'entrée en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenance.

LES ANNEXES

B.3.3 Base de connaissance

La base de connaissance comprend une connaissance dans le domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée en base de données et en base de règles [56] :

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
2. La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles:

Si<condition> Alors <conséquence>

B.3.4 Inférences floues

Les trois méthodes les plus utilisées sont [56] :

- Méthode d'inférence max-min.
- Méthode d'inférence max-produit.
- Méthode d'inférence somme-produit.

Si on a 2 variables d'entrées (x_1, x_2), la fonction résultante de z règles pour la variable de sortie x_r , sera [Oua09] :

$$\mu_{RES}(x_r) = \frac{(\mu_{R1}(x_r) + \mu_{R2}(x_r) + \dots + \mu_{Rz}(x_r))}{z} \quad (B.3)$$

Où :

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu_i(x_1) \cdot \mu_i(x_2) \cdot \mu_{Oi}(x_r) = \mu_{ci} \mu_{Oi}(x_r); \quad i = 1, 2, \dots, z. \quad (B.4)$$

Avec

$\mu_{Ri}(x_r)$: Est la fonction d'appartenance partielle de chaque règle.

$\mu_{Oi}(x_r)$: Est la fonction d'appartenance de la sortie qui correspond à la $i^{ème}$ règle.

μ_{ci} : Est le degré de vérification de la $i^{ème}$ règle ou condition.

$\mu_i(x_1), \mu_i(x_2)$: Sont les facteurs d'appartenance des deux variables linguistiques aux deux ensembles flous de la $i^{ème}$ règle, pour deux valeurs données de x_1, x_2 .

z : Est le nombre de règles.

LES ANNEXES

B.3.5 Défuzzification

La transformation d'une information floue en une information déterminée (physique) est la défuzzification . Les méthodes couramment utilisées sont :

- Méthode de défuzzification par centre de gravité.
- Méthode de défuzzification par valeur maximale.
- Méthode de défuzzification par valeur moyenne des maxima.

B.3.5.1 Défuzzification par centre de gravité

Cette méthode donne généralement de meilleurs résultats malgré l'exigence d'une grande puissance de calcul. Elle consiste à prendre comme décision à la sortie l'abscisse x_{Gr} du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{RES}(x_r)$. Cette abscisse est déterminée par la relation suivante [56] :

$$x_{Gr} = \frac{\int_{-1}^1 x_r \mu_{RES}(x_r) dx_r}{\int_{-1}^1 \mu_{RES}(x_r) dx_r} \quad (B.5)$$

Dans le cas de la méthode d'inférence somme-produit, on peut simplifier l'expression de $\mu_{RES}(x_r)$. En effet, selon la relation (B.3) on a :

$$\mu_{RES}(x_r) = \frac{1}{Z} \sum_{i=1}^Z \mu_{ci} \mu_{oi}(x_r) \quad (B.6)$$

D'autre part, l'intégrale du dénominateur de (B.5) peut être simplifiée ainsi :

$$\int_{-1}^1 \mu_{RES}(x_r) dx_r = \frac{1}{Z} \sum_{i=1}^Z \mu_{ci} \int_{-1}^1 \mu_{oi}(x_r) dx_r = \frac{1}{Z} \sum_{i=1}^Z \mu_{ci} S_i \quad (B.7)$$

Où :

S_i : Est la surface de la fonction d'appartenance du sous-ensemble floue de x_r correspondant à la $i^{\text{ème}}$ règle.

LES ANNEXES

Pour ce qui est de l'intégrale du numérateur de (B.5), on peut la simplifier de la manière suivante :

$$\int_{-1}^1 x_r \mu_{RES}(x_r) dx_r = \frac{1}{Z} \sum_{i=1}^Z \mu_{ci} \int_{-1}^1 x_r \mu_{oi}(x_r) dx_r = \frac{1}{Z} \sum_{i=1}^Z \mu_{ci} x_{Gi} S_i \quad (\text{B.8})$$

Où :

x_{Gi} : Est l'abscisse du centre de gravité de la surface S_i .

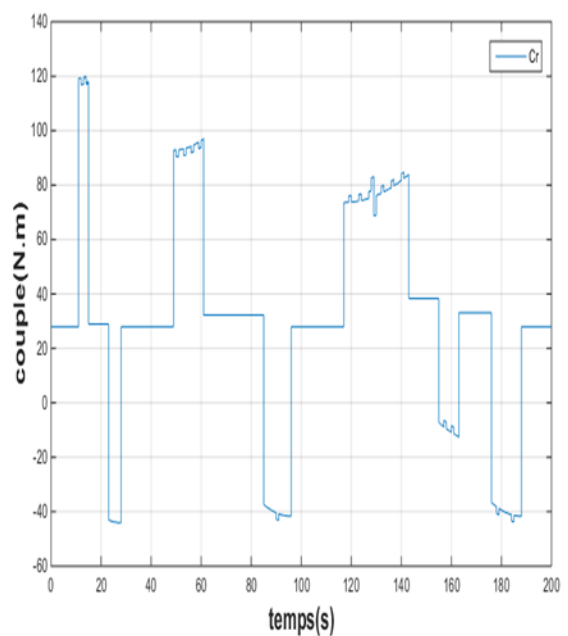
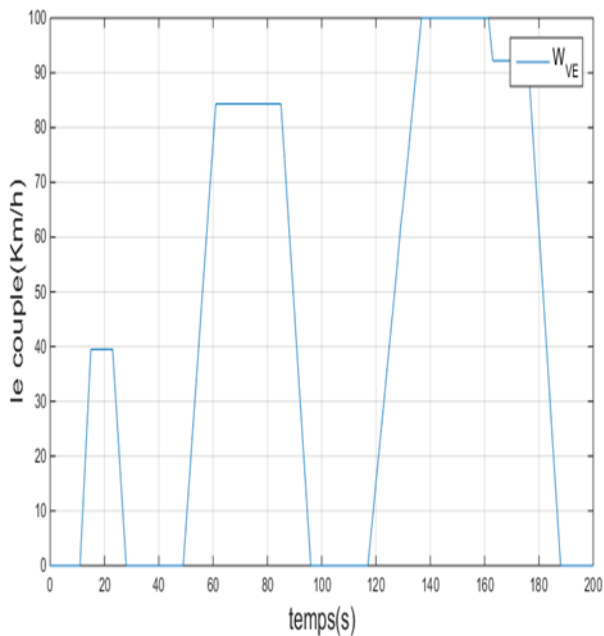
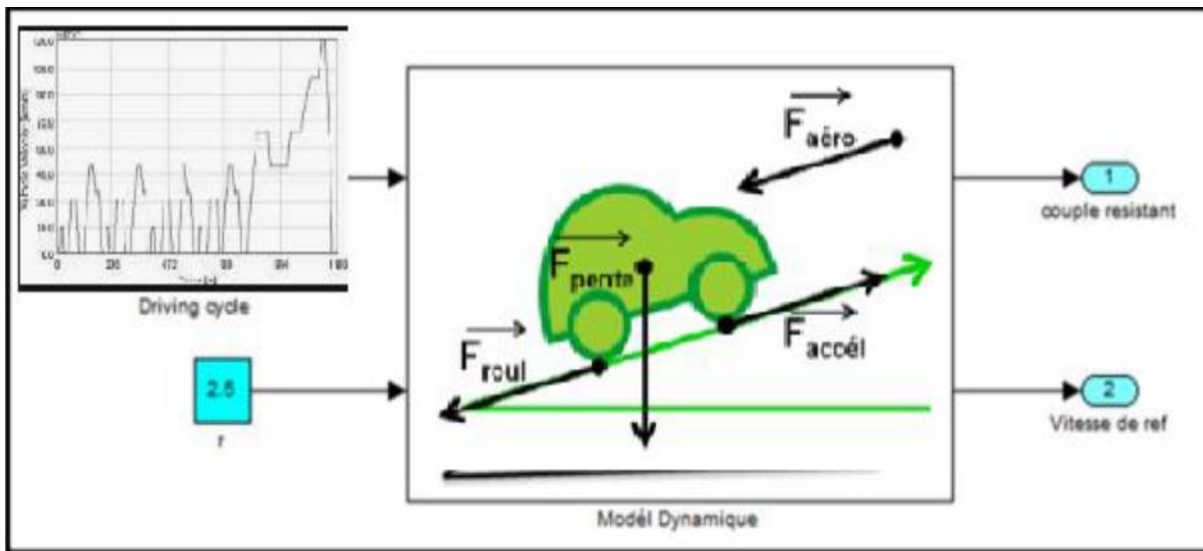
On obtient finalement l'abscisse du centre de gravité de $\mu_{RES}(x_r)$ qui définit la commande ou l'action normalisée :

$$x_{Gr} = \frac{\sum_{i=1}^Z \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^Z \mu_{ci} S_i} \quad (\text{B.9})$$

ANNEXE C

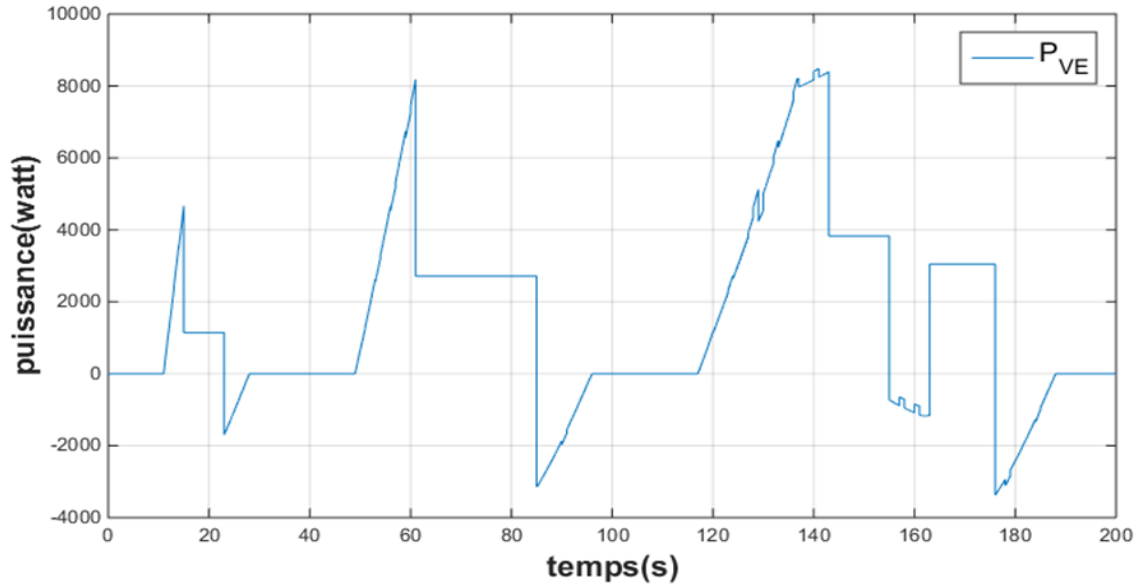
Les signaux de références de véhicules

Schéma bloc du modèle dynamique du VE avec NEDC.



Résultat de la simulation des consignes de vitesse et de couple de charge (-A- Wref / B- Cr)

LES ANNEXES



Puissance demandée par le véhicule avec le cycle Urbain

On remarque que le véhicule avec le cycle urbain a besoin d'une puissance maximal de véhicule $P_{ve}=8.5$ KW, comme indique dans figure. qui est quasiment proche de la puissance de notre moteur $P_m=12$ KW il est nécessaire d'adapter un réducteur pour l'ajustement du couple moteur au couple de roue ainsi que la vitesse. A partir des équations suivent

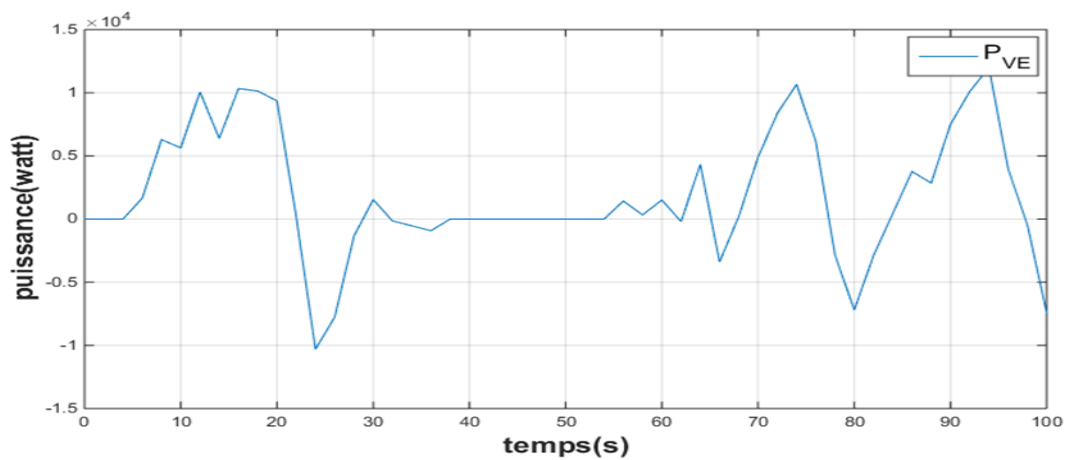
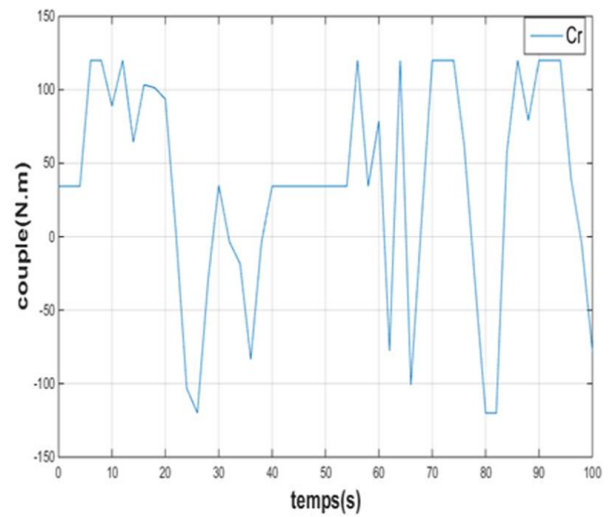
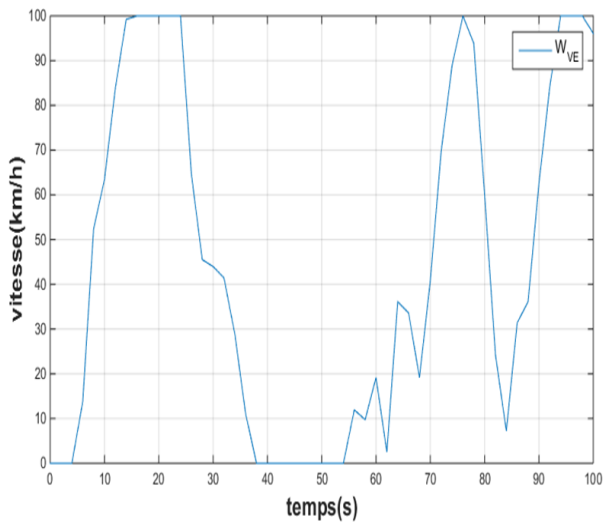
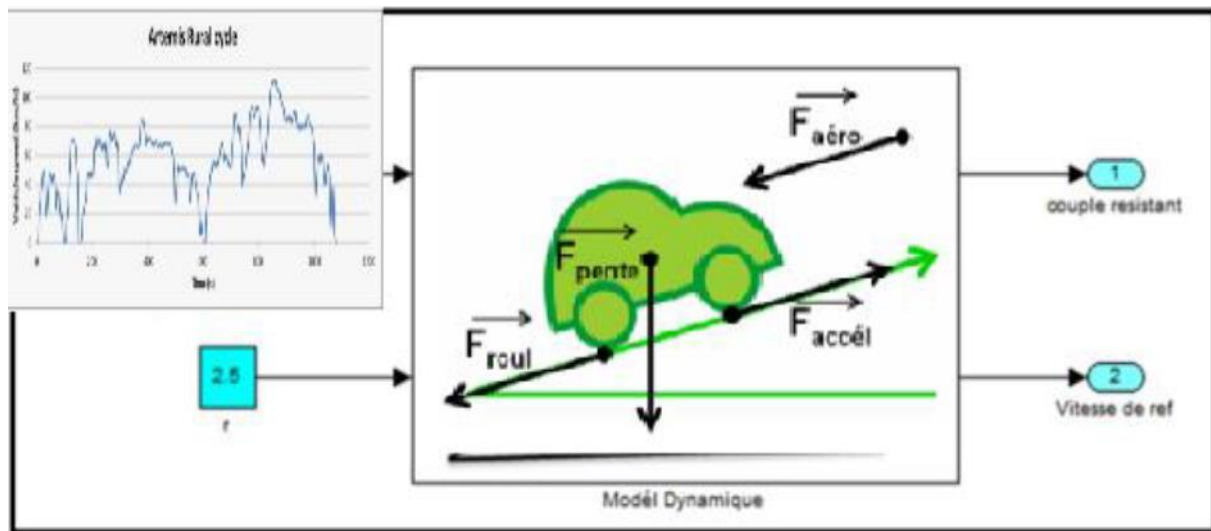
$$\mathbf{K} = \frac{C_{roue}}{C_m} = \frac{42.36}{120} = \mathbf{0.353}$$

Le couple maximal $C_{max} = 120$ N.m est supérieur au couple nominal du moteur (42.36N.m).

La vitesse maximal $W_{ref} = 100$ (rad/s) est inférieur à la vitesse de nominal du moteur (283.2rad/s).

LES ANNEXES

Schéma bloc du modèle dynamique du VE avec ARTEMIS.



Consignes de vitesse, couple résistant et puissance du véhicule avec le cycle ARTEMI

BIBLIOGRAPHIES

BIBLIOGRAPHIE

I.[1] Abbas Dehghanikiadehi. ‘Commande vectorielle innovante pour véhicules électriques ou hybrides’, Thèse de doctorat ; Université Clermont Auvergne, France,2017.

I.[2] Hassan Benariba. ‘Contribution à la commande d’un véhicule électrique’, Thèse de doctorat en science ; Université Tlemcen, 2018.

I.[3] Boumegouas, M. K. B., & Kouzi, K. 2022. A New Synergetic Scheme Control of Electric Vehicle Propelled by Six-phase Permanent Magnet Synchronous Motor. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 20(1), (pp. 1-14).

[2] BENZOUBIR Bachir. Commande avancée d’une chaîne de traction d’un véhicule électrique à batteries, Université Amar Thelidji- Laghouat 2020/2021.

[3] LAGGOUN Louanasse. Contribution au Contrôle de la Machine Synchrone Double Etoile, Université de Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd, Année Universitaire 2018/2019.

[4] BECHEUR Ahmed DJOUDER Mohamed. MODELISATION ET COMMANDE D’UN VEHICULE ELECTRIQUE A BASE D’UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS, UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU

[5] BOUCHA ABDELLAH. Réalisation et commande d’un véhicule électrique par dSpace embarqué, Université des Sciences et de la Technologie d’Oran Mohamed Boudiaf.

[6] BOUGUENNA Ibrahim Farouk. Commande Robuste d’une Chaîne de Traction d’un Véhicule Electrique Multi sources, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL ABBES.

[7] MERFED Djamel HAMROUN Kamal. Etude et Stratégies de Commande d’un Véhicule Hybride Série, UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI OUZOU.

[8] ZAOUZAOU Sabrina MEZIANI Sabrina. Etude et simulation des convertisseurs statiques existant dans un véhicule électrique, Université Abderrahmane Mira, Bejaia.

[9] Boumegouas Mohamed Elkabir Bilal Daghecha AbdelKarim. Commande D’un Moteur Asynchrone Pour Un Vehicule Electrique, université Ammar Thelidji Laghouat.

[10] FERHAT Asma HERIZI Wafa. Commande robuste par mode glissant application aux véhicules électriques, université Mohammed Boudiaf m’sila.

BIBLIOGRAPHIES

[11] H. Benariba , Contribution à la commande d'un véhicule électrique , Thèse de doctorat , Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen , Décembre 2018.

[12] MARIF Ismail et ABDAT Hichem. La commande en vitesse d'un véhicule électrique, Université de Tlemcen.

[13] S. Meziani , A.Bourenane, Contrôle par logique floue d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique basé sur une machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de master, Université Abderrahmane Mira Bejaia, 2013.

[14] M. Florence, L. Benoit, Mobilité urbaine et technologies de l'information et de la communication (TIC) : enjeux et perspectives pour le climat, Studies , 5 :56 , 2012.

[15] A. Nouh, Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers, Thèse de doctorat, Université de technologie de Belfort-Montbéliard et par l'université de Franche-Comté, Mars 2008.

[16] <http://www.mobilite-durable.org>.

[17] <https://www.fiches-auto.fr/articles-auto/fonctionnement-d-une-auto/s-1946-fonctionnement-d-une-voiture-electrique.php>.

[18] BECHEUR Ahmed et DJOUDER Mohamed, MODELISATION ET COMMANDE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE A BASE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS. UNIVERSITE MOULOUDE MAMMERI DE TIZI-OUZOU.

[19] C. Espanet. Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée - Application au moteur-roue, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, Janvier 1999.

[20] CHELGHOUM Mustapha (CE), HADDAD Rabah (ME). Véhicule électrique à base d'un moteur synchrone à aimants permanents double étoile, Université A. MIRA-BEJAIA.

[21] <https://fiches-auto.fr/article-auto>

[22] M. Ikkiss, R. El Ferrare, Voitures solaires électriques, Mémoire de Master, Faculté multidisciplinaire de Ouarzazate, Mai 2013.

[23] ABBAD nabil FERHAT abderrahman, Commande de la machine synchrone double étoile par la technique DTFC UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA.

[24] Xavier RAIN Les solutions actuelles de motorisations pour véhicules électriques Ecole supérieur de Parise

BIBLIOGRAPHIES

- [25] Chadou Ilham Bendania Soumia, Commande Robuste d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents Double étoiles. UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA 2016/2017.
- [26] C. Carloss de Wit « Modélisation, Contrôle Vectoriel et DTC ». Edition Hermes Sciences Europe. 2000
- [27] C. C. D. Wit « Commande des Moteurs Asynchrones. 2 – Optimisation, Discrétisation et Observateurs ». Hermès Science Publications, Paris. 2000
- [28] E. Merabet « Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Asynchrone Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle ». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2012
- [29] F. Berrabah « Commande Sans Capteur De La Machine Asynchrone ». Thèse de doctorat, Université de Badji Mokhtar ANNABA. 2016
- [30] H. Amimeur « Contribution Au Contrôle De La Machine Asynchrone Double Etoile ». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2012
- [31] A.R.Boudjema, "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents", Mémoire master, Université de Biskra, 2014.
- [32] N.Bounasla, "Commande par mode glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents", mémoire master, Université de Sétif, 2014
- [33] M.I. Hemmami, "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant", Mémoire de Magister, université de Biskra, 2012.
- [34] :Noor El islam & Abdelhakim hnancha . Commande par mode glissant flou d'un moteur asynchrone. Mémoire d'ingénieur. Université de Batna.
- [35] A. Abdoun, Commande a structure variable par observateur d'un robot manipulateur rigide de type SCARA, Université d'Oran es-senia, 2014.
- [36] Y. Zouaoui, Commande par mode glissant des courants statoriques de la machines asynchrones, Mémoire de magister, Université Ferhat-Abbas de Setif, Mars 2010.

BIBLIOGRAPHIES

- [37] R.Titraoui, Commande par mode glissant d'un appareil à vol et atterrissage vertical, Mémoire de master, Université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2015.
- [38] B.Bendjedia, "Gestion et optimisation d'énergie électrique dans les systèmes multi sources," Thèse doctorat, Université Houari Boumediene, Alger, 2017.
- [39] A. Florescu, "Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique ". Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, France, 19 Novembre 2012.
- [40] FERROUDJ ABDELMALEK, Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse. Apport des Méthodes de L'intelligence Artificielle. UNIVERSITE DE BATNA.
- [41] BERRABAH Ahmed Bahaeddine et HAMZA Oussama, Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA.
- [42] Commande Adaptative Floue Type-2 Par Mode Glissant Des Systèmes Chaotiques ", Mémoire De Master, Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2012.
- [43] ARIBI cheyma HAMLAOUI Meryem, Commande par mode glissant doté à action intégrale application à la machine asynchrone à double alimentation (MADA), UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA.
- [44] Y. ZOUAOUI, « Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas De Setif, 2010.
- [45] S. ZEGHLACHE,« Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical», Thèse De Doctorat De L'université Mohammed Boudiaf De M'sila, 2014.
- [46]A. Khemis, " Application du logique flou type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone ", Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider -Biskra, 10/04/2011.
- [47] C. Ahmed, " Commande par logique floue d'une machine synchrone a aimant permanant ", Mémoire de Magister, Université Hassiba ben Bouali- Chlef, 24 juin 2004.
- [48] S. Belhamdi, A. Goléa, " Direct Field-Oriented Control using Fuzzy Logic Type -2 for Induction Motor with Broken Rotor Bars," AMSE JOURNALS-2017- N°1; pp 1-10.
- [49] S. Graidia, " Commande Adaptative Floue Type-2 Par Mode Glissant Des Systèmes Chaotiques ", Mémoire De Master, Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2012.
- [50] S. Belhamdi, A. Goléa, " Direct Field-Oriented Control using Fuzzy Logic Type -2 for Induction Motor with Broken Rotor Bars," AMSE JOURNALS-2017- N°1; pp 1-10.

BIBLIOGRAPHIES

[51] O. M. Salim, M. A. Zohdy, H. T. Dorrah, A. M. Kamel, "Application of HyperFuzzy Logic in Field Oriented Control of Induction Machines", Proceedings of the 14th International Middle East Power Systems Conference, 19-21, 2010, Paper ID 179.

[52] M.T. BENCHOUIA, "Commande de la Machine à Courant Alternatif par Différentes Techniques de Contrôle Avancées", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Kheider – Biskra, Juin 2006.

[53] A. Benchaib, "Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone," Thèse de doctorat, Université de Picarde Jules Vernes, 1998 .

[54] Benchaib; A.; Rachid; A.; Audrezet ;Eric.; and Tadjine; M., "Real-Time Sliding-Mode Observer and Control of an Induction Motor," *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 46, N°. 1, pp.128-138, Feb1999.

[55] Utkin, V-I. , " Variable Structure Systems with Sliding Modes, " *IEEE Transactions ON Automatic Control* ,vol ac 22 n°2, pp.212-222 , APRIL 1977.

[56] K. Kouzi, « Contribution Des Techniques De la Logique Floue Pour La Commande D'une Machine A Induction Sans Transducteur Rotatif »,Thèse de Doctorat de l'université de Batna,2008.