

RÉPUBLIQUE ALGERIÈNNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

**FACULTE : DE TECHNOLOGIE**  
**DÉPARTEMENT: GENIE**  
**ELECTRIQUE**



**DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE**  
**FILIERE : AUTOMATIQUE**  
**OPTION : AUTOMATIQUE ET SYSTEMES**

N° :.....

**Mémoire présenté pour l'obtention**

**Du diplôme de Master**

**Par : FERHAT Asma**

HERIZI Wafa

Intitulé

**Commande robuste par mode glissant application aux  
véhicules électriques**

Encadré par :

Mr. MEKKI Hemza

Mr. DJERIOUI Ali

**Année universitaire : 2020 /2021**

**Résumé :** Ce travail est porte sur le véhicule électrique VE, qui se définit par une automobile propulsée par un moteur asynchrone. La première partie de ce mémoire était orienté à la modélisation dynamique longitudinale du véhicule électrique. En ont vu la deuxième partie concerne la modélisation de la machine asynchrone (MAS), cette actionneur était alimenté par un onduleur de tension contrôlé par la technique MLI. La troisième étape était destiné à la commande Vectorielle de la vitesse longitudinale du VE basée sur des régulateurs PI classiques pour commander le système, pour la commande non linéaire on a appliqué des techniques de commande robustes à savoir : le mode glissant SMC.

Les résultats des simulations de contrôle longitudinal ont montré des bonnes performance et une robustesse en présence des variations paramétriques et des perturbations.

**Mots clés:** véhicule électrique, Moteur asynchrone, onduleur, Commande vectorielle, Commande par mode glissant robuste

## ملخص

يتعلق هذا العمل بالمركبة الكهربائية التي يتم تحديدها بواسطة سيارة مدفوعة بمحرك غير متزامن. كان الجزء الأول من هذه الأطروحة موجهاً إلى النمذجة الكهربائية الديناميكية. في الجزء الثاني المتعلق بنمذجة الآلة غير المتزامنة (MAS)، تم تغذيتها بواسطة عاكس الجهد الذي يتم التحكم فيه بواسطة تقنية PWM. كانت الخطوات الثالثة مخصصة للتحكم المتجه للسرعة الطولية لـ VE بناءً على المنظمين الكلاسيكي PI للتحكم النظام للتحكم غير الخطي تم تطبيق تقنيات تحكم قوية وهي نمط الانزلاق SMC وأظهرت نتائج محاكاة التحكم الطولي أداءً جيداً ومتانة في ظل وجود اختلافات واضطرابات بارامترية. الكلمات الرئيسية: سيارة كهربائية محرك غير متزامن. العاكس ، التحكم في القوة الموجهة ، التحكم القوي في وضع الانزلاق

## Abstract :

This work concerns the electric vehicle EV which is defined by an automobile propelled by an asynchronous motor. The first part of this thesis was oriented to the longitudinal dynamic modeling of the electric vehicle. The second part concerns the modeling of the asynchronous machine (MAS), this actuator was powered by a voltage inverter, controlled by the PWM technique. The third step was intended for the vector control of the longitudinal speed of the EV based on conventional PI regulators to control the system, for the nonlinear control we applied nonlinear control techniques we applied robust control techniques namely: SMC sliding mode. The results of longitudinal control simulations showed good performance and robustness in the presence of parametric variations and disturbances.

**keywords:** electronic vehicle, asynchronous motor, inverter, vector control, sliding mode control robustness

# Dédicace

Je dédie ce travail avec toute la gratitude à :

Mon héros père

Mes deux chères mères

Ma nièce RAHMA

Mes sœurs et mes frères

A tout ma famille

Mes proches et mes collègues de la promotion 2021

Pour leurs prières et pour tant d'années d'amour, de sacrifices,  
d'encouragements.

**Asma**

# Dédicace

Avant tout, je tiens à remercier Allah, Ce qui m'a donné le courage et la volonté d'atteindre mon objectif ce jour-là.

Je dédie ce modeste travail :

A ma mère zakia avec toute mon affection.

A mon père noureddine avec toute ma reconnaissance.

A mes chers frères Mohammed et Akram .

A ma chère sœur asma et son mari zakaria.

A mon petit poussin laith.

A tout ma famille.

A mes amis et mes collègues..

# Wafa

# **Remerciements**

Nos premiers mots de remerciement s'adressent à Allah tout puissant qui nous a inspiré de santé, volonté et patience pour achever ce travail.

Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements nos encadreurs les docteurs Ali Djerioui et Hemza Mekki à l'université Mohamed Boudiaf de M'sila, pour avoir d'abord proposé ce thème et suivi le déroulement de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail

Nous remercie également tous les membres de jury d'avoir accepté d'examiner ce travail. Mes vifs remerciements s'adressent également à tous les membres de notre famille surtout nos chères mères et nos chers pères pour leur aide inconditionnelle et pour leur soutien précieux durant nos cinq années, ce qui leur fait valoir notre reconnaissance

Nous remercie aussi tous les enseignants du département génie électrique qu'ont contribué à notre études. Enfin, nous tiens à exprimer nos reconnaissances à tous notre amis et collègues pour le soutien moral

# Abréviation

VE : Véhicule électrique

VH : Véhicule hybride

VHS : Véhicule hybride série

MSAP : Moteur Synchrone à Aimants Permanents

MCC : Moteur à courant continue

CV : Commande vectorielle

PI : Régulateur proportionnel-intégral.

SMC : Commande par mode glissant

MAS : Moteur Asynchrone

# Notation

$F_x$  : la force longitudinale,

$F_{aéro}$  : la force aérodynamique,

$F_r$  : la force de résistance au roulement

$F_{pente}$  : la dynamique de la route

$\rho$  : la masse volumique de l' air

$A$  : la surface frontale du véhicule

$C_d$  : coefficient de la traînée du véhicule

$v$  : la vitesse du véhicule

$\mu$ : Le coefficient de résistance au roulement,

$g$ : L'accélération de la gravité ,

$M$  : La masse totale du véhicule,

$\beta$ : L'angle de la pente,

$P_m$  : la puissance mécanique

$C$  : le couple du groupe motopropulseur

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$\Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

$I_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.

$J$  : moment d'inertie du rotor.

$f$  : coefficient de frottement visqueux

$C_{em}$  : couple électromagnétique.

$P$  : nombre de pair de pôle.

$X$  : peut-être une tension, un courant ou un flux.

$\theta$  : Angle entre l'axe a et l'axe d.

$L_s$ : Inductance cyclique propre statorique.

$L_r$  : Inductance cyclique propre rotorique.

$M$  : Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

## NOTATION

$\mathcal{W}_{obs}$  : La vitesse angulaire

$J$ : Moment d'inertie.

$f$ : Coefficient de frottement

$C_r$ : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

$C_{em}$ : Couple électromagnétique.

$\Omega$ : Vitesse mécanique de rotation

$T_s$ : Constante de temps statorique

$T_r$  : Constante de temps rotorique;

$\sigma$ : Coefficient de dispersion.

$V_{an}$  et  $V_{bn}$   $V_{cn}$ , des tensions simples

$V_{ab}$   $V_{bc}$   $V_{ca}$  : Tension composée

$S_{ij}$  : Les fonctions logiques de connexion

$\Phi$  : flux

$\Phi_{rd}$  ;  $\Phi_r$  ;  $\Phi_{rq}$  : Flux rotorique

$\Phi_{sd}$  ;  $\Phi_s$  ;  $\Phi_{sq}$  Flux statorique

$\Phi_{rg}$  ;  $\Phi_g$  ;  $\Phi_{gq}$  : Flux d'entrefer

$L_s$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$L_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ,  $V_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  ,  $i_{sc}$  : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}$ ,  $\Phi_{sb}$ ,  $\Phi_{sc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$r_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$r_r$  : Résistance d'une phase rotorique

$X$  : peut être la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta_{\text{coor}})]$  : est la matrice de transformation directe de Park.

$[P(\theta_{\text{coor}})]^{-1}$ : est la matrice de transformation inverse de Park.

$P$  : Nmbre de paires de pôle

$\theta_c$  : La position angulaire du système

$\omega_s$ : Pulsation statorique.

$k_p$  : Facteur de proportionnalité.

$k_i$ : Facteur intégral.

$\Omega_{nom}$  : Vitesse de rotation nominale.

$\Phi_{nom}$  : Flux rotorique nominale

## NOTATION

$\tau$ : Constante de temps

$S(x,t)$  : Est la fonction de commutation (surface).

$e(x)$  : L'écart de la variable.

$\lambda_x$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$u_{eq}(t)$  Correspond à la commande équivalente

$U_n$  : Commande de convergence

# SOMMAIRE

## SOMMAIRE

Résumé.....	I
Abréviation.....	II
Notation.....	III
liste des figures.....	IV
liste des tableaux .....	V
Introduction générale .....	1

### Chapitre I : Modélisation d'un Véhicule électrique

I.1 Introduction .....	4
I.2 Historique .....	4
I.3 Définition d'un Véhicule Electrique : .....	6
I.4 Chronologie du véhicule électrique avec quelques modèles : .....	7
I.5 Architecture du véhicule électrique VE .....	9
I.6 Chaîne de traction .....	10
I.6.1. Définitions de base .....	10
I.6.2. Motorisation électrique dans le transport .....	11
I.6.3. Inconvénients et avantages des VE .....	12
I.7. Le différent type de véhicule électrique .....	12
I.7.1. UN HYBRIDE EN SÉRIE .....	13
I.7.2. UN HYBRIDE EN PARALLÈLE .....	14
I.7.3. UN HYBRIDE MIXTE.....	14
I.8. Avantages et inconvénients des différents VEH's suivant l'architecture .....	15
I.9 Modélisation dynamique du véhicule .....	16
I.9.1. La force aérodynamique .....	17
I.9.2. La force de résistance au roulement .....	17
I.9.3. La force de la dynamique de la route .....	17
I.10. le résultat de simulation .....	18
I.10.1. Interprétation des résultats .....	19
Conclusion.....	19

## Chapitre II: Modélisation et simulation de la machine asynchrone

II.1 Introduction .....	21
II.2 Généralités sur les machines asynchrones .....	21
II.2.1 définition .....	21
II.2.2. ELEMENT DE CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	22
II.3. Mise en équations du modèle de la machine .....	23
II.3.1 Equations électriques .....	23
II.3.2. Equation magnétiques .....	24
II.3.3. Equations mécaniques .....	26
II.4. Transformation de PARK .....	26
II.5. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone .....	28
II.5.1. Équations électriques .....	28
II.5.2. Equations magnétiques .....	28
II.5.3. Equations mécanique .....	29
II.6. Choix du référentiel .....	29
II.7 Définitions des différents référentiels: .....	29
II.7.1. Référentiel fixé par rapport au stator ( $\alpha, \beta$ ) .....	30
II.7.2. Référentiel lié au champ tournant (d, q) .....	30
II.8. MISE EN EQUATIONS D'ETATS.....	31
II.9. Onduleur de tension à deux niveaux.....	32
II.9.1. Structure générale .....	32
II.9.2. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux .....	32
II.10. Simulation de la machine asynchrone .....	33
II.10.1 résultat de simulation .....	34
II.10.2 Interprétation des résultats .....	34
Conclusion .....	35

## Chapitre III: Commande vectorielle de la machine asynchrone

III.1. Introduction .....	37
III.2. la commande vectorielle par orientation du flux.....	37
III.3. Objectif et principe de la commande vectorielle a flux orienté .....	38
III.4. Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique.....	39

## SOMMAIRE

III.4.1. commande vectorielle directe .....	41
III.4.2. commande vectorielle indirecte .....	42
III.5. Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	42
III.5.1. Description.....	42
III.5.2 Système d'équations liées au flux rotorique .....	43
III.5.3. Découplage entré-sortie .....	44
III.5.4. Bloc de défluxage .....	45
III.6. Fonctionnement nominal .....	47
III.6.1. Interprétation des résultats de simulations.....	47
III.6.2. Test de robustesse pour la variation de la vitesse .....	48
Conclusion .....	49

### Chapitre IV: Commande par mode de glissant

IV.1. Introduction .....	51
IV.2. Objectif de la commande par mode glissement .....	51
IV.3. Système à structure variable .....	51
IV.3.1. Définition 1.....	51
IV.3.2. Définition 2.....	51
IV.4. Théories des Modes glissants.....	52
IV.5. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase .....	53
IV.6. Conception de la commande par mode de glissement .....	54
IV.6.1. Choix de la surface de glissement .....	54
IV.6.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant .....	56
IV.6.3. Calcul de la commande .....	57
IV.7. Application de la commande par mode de glissement à la MAS .....	61
IV.7.1. Description .....	61
IV.7.2. Synthèse des modes glissants d'ordre un pour la commande en vitesse d'un MAS ..	62
IV.7.3. Choix des surfaces de glissements .....	62
IV.7.4. Conditions de convergence .....	63
IV.7.5. Analyse de stabilisation en BF .....	64
IV.8. Résultats de simulation .....	65
IV.8.1. Interprétation des résultats de simulations .....	66
IV.8.2. Test de robustesse pour la variation de la vitesse.....	67

## SOMMAIRE

IV.9. Modèle dynamique de Véhicule électrique .....	68
IV.9.1. Interprétation des résultats de simulations .....	68
Conclusion .....	69
Conclusion générale .....	72
BIBLIOGRAPHIE .....	74

**Liste des figures**

**Chapitre I**

Figure (I- 1): système de propulsion d'un VE..... 6

Figure (I-2) : Caractéristiques force a. vitesse du véhicule thermique à 5 rapports b. du véhicule électrique à rapport fixe ..... 9

Figure (I-3). Chaîne de traction électrique ..... 10

Figure (I-4) :L'architecture hybride série ..... 13

Figure (I-5) L'architecture hybride parallèle (arbre simple)..... 14

Figure (I-6) :L'architecture hybride mixte..... 14

Figure (I-7). Schéma illustrant les différentes forces longitudinales agissant sur un véhicule en mouvement sur une route inclinée ..... 16

Figure (I.8) Résultat de simulation de la modélisation d'un véhicule électrique ..... 18

**Chapitre II**

Figure (II-1): photo d'une machine asynchrone avec le Stator et le Rotor qui la constituent .. 22

Figure (II -2). Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé ..... 27

Figure (II-3): Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel ( $\alpha \beta$ )..... 30

Figure (II-4) : Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (d q) ..... 31

Figure (II-5): Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux. .... 33

Figure(II-6) : Résultat de simulation de la modélisation de la machine ..... 34

**Chapitre III**

Figure (III-1) : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'enterfer)..... 38

Figure (III-2):Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS ..... 41

Figure (III-3) : Schéma-bloc de découplage par flux orienté..... 43

Figure (III-4): Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  ..... 45

Figure (III-5) : Bloc de défluxage ..... 46

Figure (III-6): Schéma bloc de la commande vectorielle..... 46

## LISTE DES FIGURES

Figure (III-7) : Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS lors du fonctionnement nominal.....	47
Figure (III-8) : test de robustesse pour la variation de la vitesse .....	49

### Chapitre IV

Figure (IV-1): Trajectoires de $f^+$ et de $f^-$ pour le mode de glissement .....	53
Figure (IV-2) :Les modes de trajectoire dans le plan de phase .....	54
Figure (IV-3): Linéarisation exacte de l'écart.....	56
Figure (IV-4) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement .....	57
Figure (IV-5) :La valeur continue $ueq$ prise par la commande lors de la commutation entre $u_{max}$ et $u_{min}$ .....	59
Figure (IV-6) : Représentation de la fonction « Sign ».....	60
Figure (IV-7): Fonction «SAT » .....	61
Figure(IV-8): Simulation de la MAS avec un MG-1er ordre,.....	66
Figure (IV-9) :Test de robustesse pour la variation de la vitesse.....	67
Figure (IV-10): Simulation modelé dynamique de véhicule électrique .....	68

## LISTE DES TABLEAUX

### Liste des tableaux

Tableau I-1 : caractéristique des composants pour différents VE.....	8
Tableau I-2 : Avantages et inconvénients des différents VEH's suivant l'architecture.....	15

# **Introduction générale**

### Introduction générale :

Le véhicule électrique n'est pas une idée nouvelle. Du XIX<sup>ème</sup> à la Fin du XX<sup>ème</sup> siècle, Ces dernières années, la mobilité commence à se transformer par l'introduction du véhicule électrique (VE) sur le marché automobile. Moyen de transport peu polluant et silencieux, il semble répondre aux besoins environnementaux et énergétiques. Son arrivée comme alternative écologique et économique à nos modes de transports traditionnels entraîne lentement mais sûrement une mutation dans notre rapport global à la mobilité.[3]

Dans ce contexte, 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  $CO_2$ , les émissions polluantes et sonores[1]

Avec les progrès d'automatique, informatique, télécommunications et de la miniaturisation des instruments, les chercheurs sont aujourd'hui en mesure de développer des systèmes d'aide à la conduite automatisant certaines tâches, en introduisant de nouveaux dispositifs de sécurité afin d'améliorer la sécurité en augmentant la stabilité du véhicule dans les cas où les accélérations longitudinales ou latérales se produisent, dans lequel, les systèmes doivent agir sur la contrôlabilité du véhicule pour que ce dernier réponde plus rapidement aux sollicitations du conducteur .[3]

Le véhicule automobile 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.

La suspension est un sous-système qui supporte le poids du véhicule. La modélisation de cet organe permet d'étudier son influence sur la dynamique verticale du châssis. Ainsi que la commande de la suspension sert à améliorer de façon significative la dynamique verticale du véhicule et donc améliorer la sécurité et le confort des occupants du véhicule.[2]

C'est dans ce contexte que rentre notre contribution. On vise à modéliser, commander et

## Introduction générale

améliorer les performances du mouvement du véhicule tel que le suivi de consigne, la rapidité et la stabilité en utilisant des techniques de commande non linéaires. Ces techniques doivent assurer la robustesse du comportement du véhicule vis-à-vis des perturbations et des incertitudes paramétriques. Parmi ces techniques, on peut citer la commande adaptative, la commande, la commande par mode de glissement (CMG), la commande par backstepping, la logique floue, la commande prédictive, la linéarisation entrée sortie, les réseaux de neurones ...etc.[4]

En effet, il y a de nombreuses idées reçues sur ces « nouvelles » voitures, certains pensent qu'elle est totalement écologique, d'autres jugent qu'elle est utilisable seulement en ville, ou bien, qu'il y a un risque lié à son usage. Au contraire, d'autres véhicules tels que les bus électriques ou les scooters électriques connaissent un réel succès. Cependant différentes incertitudes se posent tant au niveau économique qu'écologique.

L'objectif de ce mémoire est d'étudier une structure du véhicule électrique qui est la configuration série :

Le premier chapitre fera un état de l'art des véhicules électriques ainsi que leurs classifications selon l'architecture et chaîne de traction, par la suite, il présentera d'un point de vue global la configuration hybride série avec les différentes technologies susceptibles d'être utilisées pour ce type de configuration, et fera la modélisation dynamique du VE.

Le deuxième chapitre fera office de la présentation des divers organes et présentera une étude détaillée (définition et modélisation) et également une simulation sous Matlab simulink pour chaque un de ces organes.

Le troisième chapitre on applique la commande vectorielle par orientation du flux, et on voit leurs objectifs et principes, la structure

Le quatrième chapitre La commande par mode de glissement s'inscrit dans la théorie des systèmes à structure variable qui a pour vocation l'obtention, en boucle fermée, d'une dynamique largement indépendante de celle du processus et surtout de ses variations éventuelles, en ce sens, la commande à structure variable est une commande non linéaire qui possède la propriété de robustesse.

# **Chapitre I**

## **Modélisation d'un Véhicule électrique**

## I.1 Introduction :

Tout au long de son histoire ,l'Homme s'est forcé d'étendre le rayon de ses activités, ce qui L'a toujours entraîné à améliorer les techniques de transport. Chaque nouveau progrès des transports a modifié la vie humaine.[2]

L'idée d'utiliser l'énergie électrique pour la motorisation des véhicules n'est pas nouvelle, les premières voitures sans chevaux ont été propulsées en grande partie par des moteurs électriques. Ainsi, à la fin du XIX<sup>ème</sup> siècle, on compte une centaine de prototypes plus ou moins rudimentaires, alimentés par des accumulateurs, qui parcourent les autodromes d'Europe et des États-Unis.[3]

A la lumière du progrès dans la recherche et le développement de nombreux proto- types de VE, des produits commerciaux tels que le General Motors EV1, Peugeot 106E, Ford Ranger EV et Toyota RAV 4-EV ont trouvé leurs places sur le marché durant les dernières années. Selon la tendance rapide et progressive des technologies relatives concernant en particulier, les moteurs électriques, leurs alimentations et leurs contrôles électroniques, le secteur des batteries et leur charge, les matériaux, le design, l'aérodynamisme et, enfin, la production et la distribution d'énergie, il est fort probable que les VE joueront un rôle très important dans les systèmes publics et privés de transport dans les années à venir.[4]

Ce chapitre a pour objectif de donner quelques généralités et définitions utilisées par la communauté scientifique travaillant sur ce vaste domaine qui est la voiture électrique. Il commence par une présentation de l'état de l'art de la traction électrique. Ensuite, la simulation et la problématique de la systémique (le choix des méthodes pour la modélisation) seront évoquées. Enfin, une exposition de quelques logiciels existants nous permet d'en tirer nos objectifs dans la démarche de développement d'un simulateur pour le VE.

## I.2 Historique

- 1832, Robert Anderson a inventé la 1er véhicule électrique. et en 1838, il a fait un modèle similaire roulant jusqu'à 6 km/h.
- Le Français "Gaston Planté" à inventer en 1859 une batterie rechargeable au plomb acide. Après 22 ans "Camille Faure" à améliorer cette batterie.
- 1891, l'américain William Morrison" à réalise la première vraie voiture électrique.

- 1899, une Société Belge a construit la première auto électrique à dépasser les 100 km/h (elle atteindra les 105 km/h), cette voiture est munie de pneus Michelin.
- Dès 1900, plus du tiers des voitures en circulation sont électriques, le reste étant des automobiles à essence et à vapeur.
- 1912, la production des véhicules électriques est à son maximum.
- 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 véhicules Ford à essence.
- 1966, Le congrès américain recommande la construction de véhicules électriques pour réduire la pollution de l'air.[5]
- 1974, La Vanguard-Sebring CitiCar, qui ressemble beaucoup à une voiture électrique type 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.
- 1988, la société "GM Roger" à lancer des recherches pour développer une nouvelle voiture électrique EV1
- 1990, L'Etat de la Californie vote le Zéro Emission Véhicule (ZEV), un plan qui prévoit que 2% des véhicules devront avoir zéro émission polluante en 1998 (puis 10% d'entre eux pour 2003).
- 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.
- En 2002, G.M. et DaimlerChrysler poursuivent le California Air Resources Board (CARB) pour faire annuler la loi Zéro Emission Véhicule (ZEV) de 1990.
- En 2003, le modèle Kangoo Electrode " Renault " fait une tentative avec la sortie de sa voiture hybride mais, après 500 véhicules, la production est arrêté.

- En 2003-2004, c'est la n de l'EV1. GM à 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 prédit l'analyse de montée en puissance et la mort de la voiture électrique à la n des années 90.
- En 2007, il y avait encore 100 000 véhicules électriques en circulation aux Etats-Unis [6]

### I.3 Définition d'un Véhicule Electrique :

Le véhicule électrique VE est une automobile dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Contrairement aux véhicules à carburant, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue. [7]

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

Le système de propulsion électrique a une architecture très simple. Il est constitué d'un actionneur électrique, un dispositif de transmission, et des roues (Figure 1).[6]

1. Batteries
2. Moteur
3. Transmission
4. Freins
5. Régulateur



**Figure (I- 1):** système de propulsion d'un VE[7]

## **I.4 Chronologie du véhicule électrique avec quelques modèles :**

Tous les principaux fabricants des véhicules produisent des VE, dont beaucoup sont Disponibles pour la vente ou à la location publique. Nombreux prototypes tels que GM EV1, Ford Think City , Toyota RAV4 , Nissan Hypermini et Peugeot 106 E ,sont jusqu'à Récemment disponibles, [7]ces VE utilisent des moteurs à induction ,à courant ou des moteurs synchrones à aimants permanents ainsi que des batteries au plomb

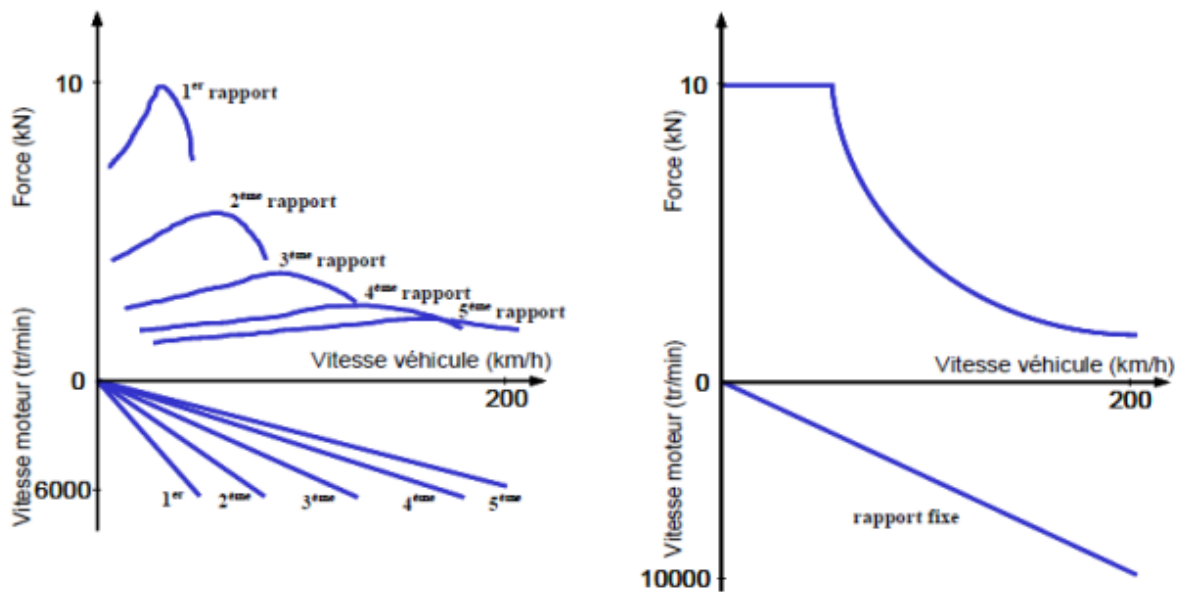
Le tableau suivant ainsi que présentent les composants principaux de Traction ainsi que quelque caractéristique pour des exemples de VE.[4]

**Tableau I-1** : caractéristique des composants pour différents VE[2]

Type	Moteur	Batterie	Autonomie Consommation
<b>Clio Electrique</b>	MCC, 21.7 kW maximum, Ventilé, 16kW permanents	NiCd, 114 C. 11.4 kWh	90 km urbains, 95 km/h maximum
<b>Peugeot 106 Electric</b>	MCC excitation séparée, Ventilé, 20 kW maximum, 11kW permanents, 6700 tr/min maximum	NiCd, 120 V 12 kWh	80km urbains 90 km/h maximum
<b>BMW EI</b>	Synchrone AP, 32 kW, 150 N .m , 8000 tr/min maximum	NaNiCl, 180 V 21.6 kWh	160 km 120 km/h maximum
<b>General Motors EVI</b>	Asynchrone à cage, Refroidi à l'eau, 100 kW à 6500 tr/min, 60 kW à 13000 tr/min (vitesse maximum)	Pb-acide, 16.8 kWh	110 km urbains 140 km route
<b>Honda EV plus</b>	Synchrone PA, 275 N.m à 1700 tr/min, 49 kW continus De 1700 à 8700 tr/min	NiMH, 288 V	160 km à 80% De profondeur De décharge
<b>Chevrolet S10 pickup</b>	Asynchrone à cage, 85 Kw	Pb-acide, 321 V, 16.2 kWh	60 km urbains, 95 km route
<b>Citroën Berlingo Electric</b>	MCC, 28 Kw	NiCd, 162 V ,25 kWh	▪ m urbains

## I.5 Architecture du véhicule électrique VE :

La solution la plus simple pour réaliser un véhicule électrique est de le construire sur la base d'un véhicule thermique existant, en remplaçant le moteur thermique par un moteur électrique. Cependant, la transmission mécanique peut être simplifiée. La capacité des moteurs électriques à démarrer à couple élevé et de fonctionner sur une large plage de vitesse, comme présentée sur la Figure (2), rend possible l'élimination de l'embrayage, voir même de la boîte de vitesses. [9]



a. vitesse du véhicule thermique à 5 rapports b. du véhicule électrique à rapport fixe

**Figure (I-2) :** Caractéristiques force a. vitesse du véhicule thermique à 5 rapports b. du véhicule électrique à rapport fixe[10]

Par contre, comme le couple est une grandeur dimensionnée, l'absence de boîte de vitesse implique un moteur plus lourd, plus encombrant et donc plus coûteux. Aussi, pour réduire la masse embarquée, les VE peuvent être conçus avec un réducteur qui permet au moteur électrique de travailler à grande vitesse. Ce réducteur permet de réduire la taille du moteur grâce à la réduction du couple demandé. Cette chaîne de traction centrée autour d'un seul moteur de traction couplé à un réducteur à rapport fixe représente la solution dite classique pour l'architecture des VE[11].

La chaîne de traction classique d'un VE comprend donc, la source d'énergie, le convertisseur, le moteur électrique, la transmission mécanique englobant le différentiel et les roues. Cette configuration est présentée sur la Figure (I-3)[10]

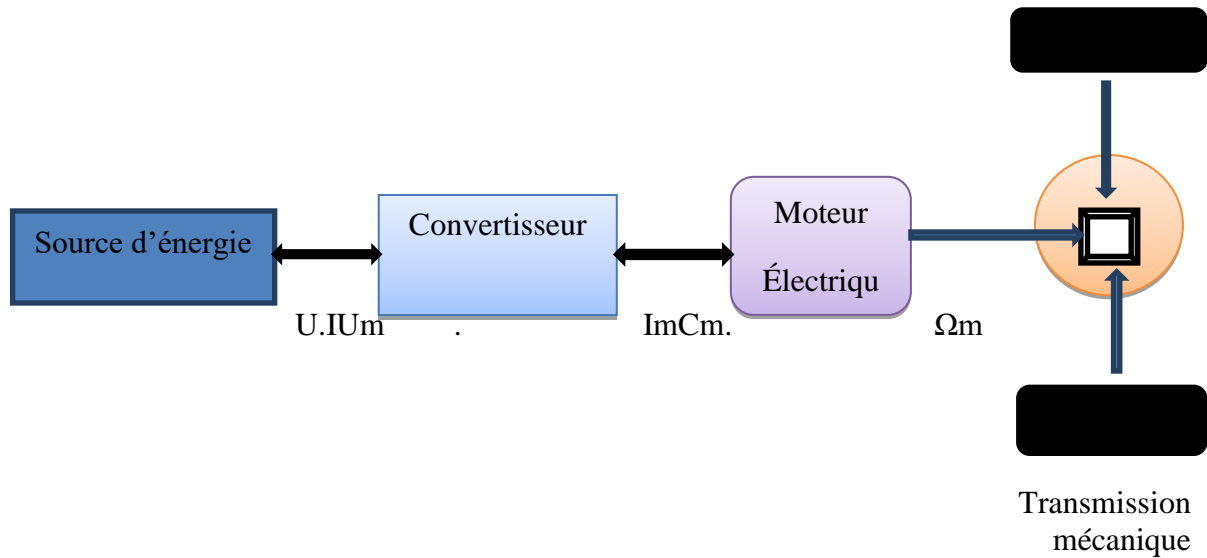


Figure (I-3). Chaîne de traction électrique

## I.6 Chaîne de traction

### I.6.1. Définitions de base

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.

Dans ce contexte d'une voiture électrique, la terminologie ci-dessous sera adoptée pour tout le rapport.[4]

**Système de traction** : 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.

**Chaîne de traction** : 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.

**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).

1. Convertisseur d'énergie : Système qui change la nature de l'énergie (moteur, radiateur, etc.).
2. Transformateur d'énergie : Système qui conserve la nature de l'énergie mais change son typage (boîte de vitesse, convertisseur électrique DC/AC3).
3. Typage de l'énergie : Caractérise les paramètres d'une énergie de même nature (pour l'électrique : tension, courant, fréquence,...).
4. Nature de l'énergie : Caractérise les différentes formes que peut prendre l'énergie (mécanique, électrique, chimique, hydraulique, rayonnante ou nucléaire,...).
5. 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.
6. Un engrenage est un système mécanique composé de deux roues dentées servant à
7. 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
8. Un réducteur est un système d'engrenage dont le rapport de transmission est inférieur à 1, pour augmenter le couple moteur d'une rotation[2]

### **I.6.2. Motorisation électrique dans le transport**

Motorisation électrique dans les transports n'est pas un problème récent. L'énergie électrique est déjà utilisée de manière massive et depuis longtemps dans la traction ferroviaire ; l'exemple le plus connu, qui fait la fierté des chemins de fer français, est le TGV (Train à Grande Vitesse). Aujourd'hui, 44% du réseau SNCF (14 200 km sur 32 000) est électrifié. 90% du trafic de voyageurs et de fret sont assurés par l'électricité. Les transports urbains ou suburbains (métros, RER, tramways et trolleybus) sont majoritairement électrifiés.[11] La traction électrique dans les chemins de fer a permis d'augmenter les charges et la vitesse, du fait de la puissance massique plus élevée. L'électrification des véhicules pose des problèmes différents de ceux du chemin de fer ; elle ne répond pas aux mêmes attentes. L'électrification des chemins de fer répond surtout à des considérations économiques et d'amélioration des performances. Pour les véhicules, l'électrification de tout ou partie de la traction répond plus à des préoccupations d'ordre environnemental ou écologique. On rappellera que de plus en plus de pays mettent en place des lois afin de réduire les rejets polluants des transports. La différence entre la traction électrique des trains et celle des véhicules réside dans le fait que l'alimentation

des trains est assurée par des caténaies qui viennent s'alimenter en énergie électrique directement sur le réseau. Pour les véhicules à traction électrique l'énergie est stockée, et le moteur électrique de traction doit répondre à des contraintes beaucoup plus draconiennes.[4]

### **I.6.3. Inconvénients et avantages des VE**

Apparaissent: d'une part, une masse trop élevée d'accumulateur ou une faible autonomie, Depuis les premières réalisations de véhicules terrestres électriques, dans les années 1830, le frein essentiel à leur développement a été, et reste encore aujourd'hui, lié aux faibles performances des accumulateurs électriques dont l'énergie massique est comprise entre 30 et 120 Wh/kg, alors que les carburants pétroliers atteignent 12000Wh/kg, soit cent fois plus que les meilleurs accumulateurs électrochimiques actuels [8]. Parmi les principaux freins à la présence significative des VE dans le trafic urbain, citons une autonomie limitée, l'absence d'infrastructures de recharge et un coût d'achat élevé. Ainsi, deux inconvénients notables du VE liés à son système de stockage d'énergie, d'autre part, une longue durée de recharge ou une puissance excessive de charge (conditionnée par l'acceptabilité de l'accumulateur et par le coût d'infrastructure). En revanche, ses deux principaux atouts sont l'absence de pollution atmosphérique locale et le faible bruit acoustique. Notons également qu'une telle chaîne de conversion est réversible et qu'elle peut permettre la récupération d'énergie dans les descentes ou lors des freinages. Ainsi, pour pallier à cette faiblesse des accumulateurs électrochimiques, il est intéressant de réaliser des systèmes hybrides produisant de l'électricité à bord du véhicule. Les solutions qui semblent les plus avancées sur le plan industriel combinent un moteur thermique à combustion interne brûlant un combustible (fossile, méthanol, voire hydrogène), un alternateur et un moteur électrique associé à une petite quantité de batteries.[13]

### **I.7. Le différent type de véhicule électrique :**

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 (FCEV). 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. Le prochain modèle ŠKODA ENYAQ iV est un parfait exemple de ce type de véhicule électrique. Ce qui distingue les véhicules électriques

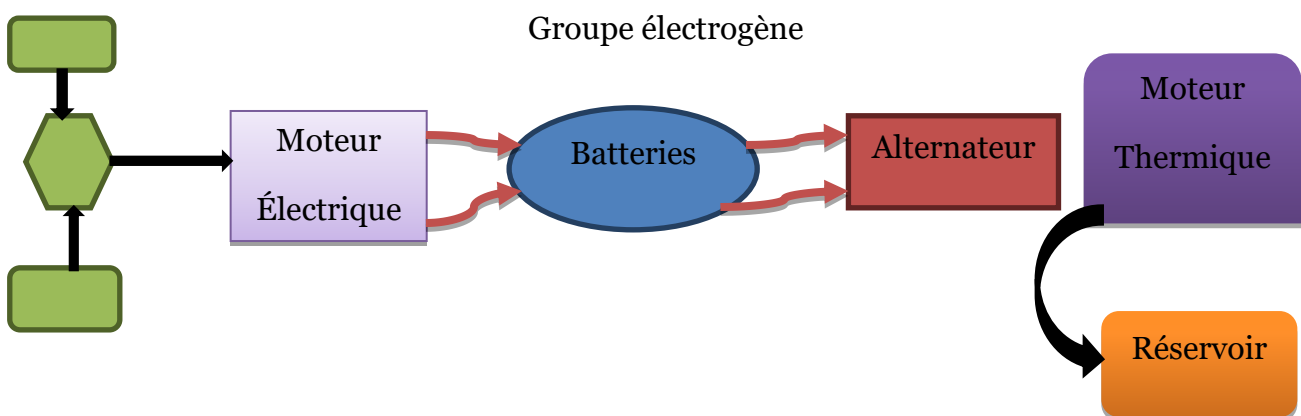
hybrides des BEV, c'est que leur moteur électrique est toujours accompagné d'un moteur thermique. Le modèle ŠKODA SUPERB PHEV est un parfait exemple de ce type de véhicule.

Un véhicule électrique à piles à combustible (FCEV), à l'instar d'un BEV, n'a qu'un moteur électrique, mais il utilise une méthode différente pour stocker et extraire l'électricité. Dans les FCEV, une grande partie de la batterie de traction est remplacée par un réservoir d'hydrogène et un ensemble de piles à combustible dans lequel une réaction chimique transforme l'hydrogène en électricité et en vapeur d'eau. Cela peut sembler être une solution très prometteuse, mais lorsqu'on prend en compte la complexité de conception et les coûts de production, l'hydrogène est loin d'être parfait.[14]

Les véhicules électriques hybrides (HEV) sont divisés en plusieurs sous-catégories. En principe, il y a deux façons de le faire. Avec la première méthode, ils sont classés selon la configuration du groupe motopropulseur : hybrides en série, en parallèle et mixtes.

### I.7.1. UN HYBRIDE EN SÉRIE

Est toujours alimenté uniquement par le moteur électrique. Le moteur thermique est là uniquement pour recharger les batteries. Ce type d'hybride est particulièrement adapté à la circulation urbaine et surtout à la circulation dans les embouteillages, présentant des arrêts et des redémarrages fréquents, où les moteurs thermiques des voitures conventionnelles sont moins performants.



**Figure (I-4) :**L'architecture hybride série

### I.7.2. UN HYBRIDE EN PARALLÈLE

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.

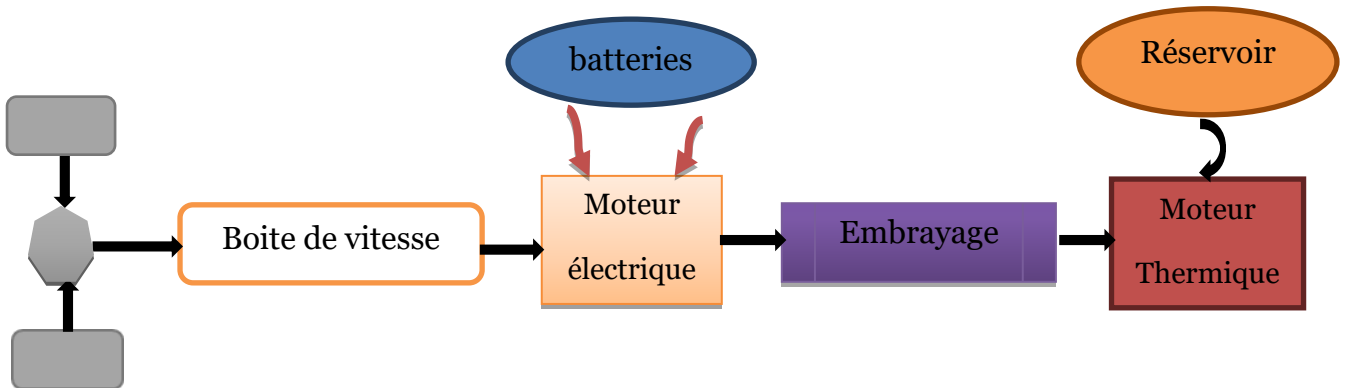


Figure (I-5) L'architecture hybride parallèle (arbre simple)

### I.7.3. UN HYBRIDE MIXTE

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.[14]

La deuxième méthode classe les véhicules électriques hybrides en fonction de leur degré d'hybridation : micro-hybrides, hybrides légers, full hybrides et hybrides rechargeables.[5]

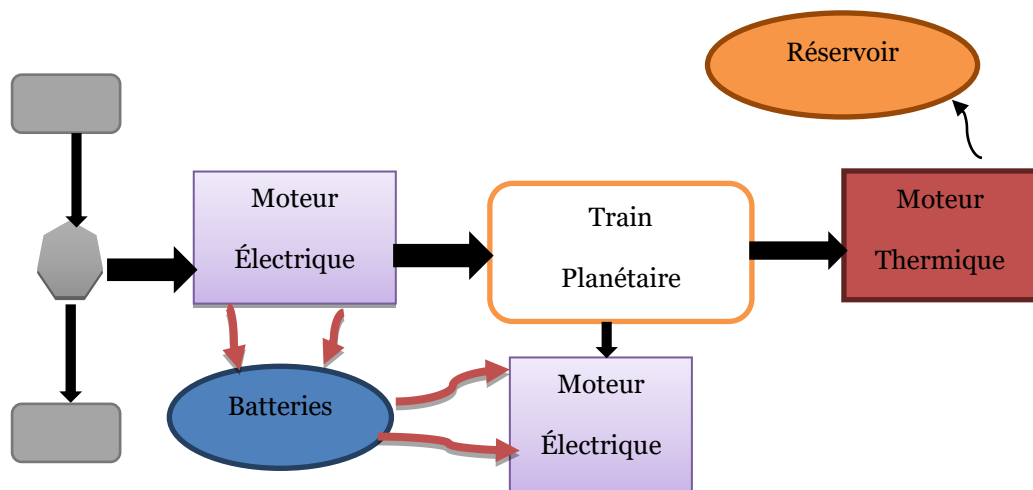


Figure (I-6) :L'architecture hybride mixte

## I.8. Avantages et inconvénients des différents VEH's suivant l'architecture

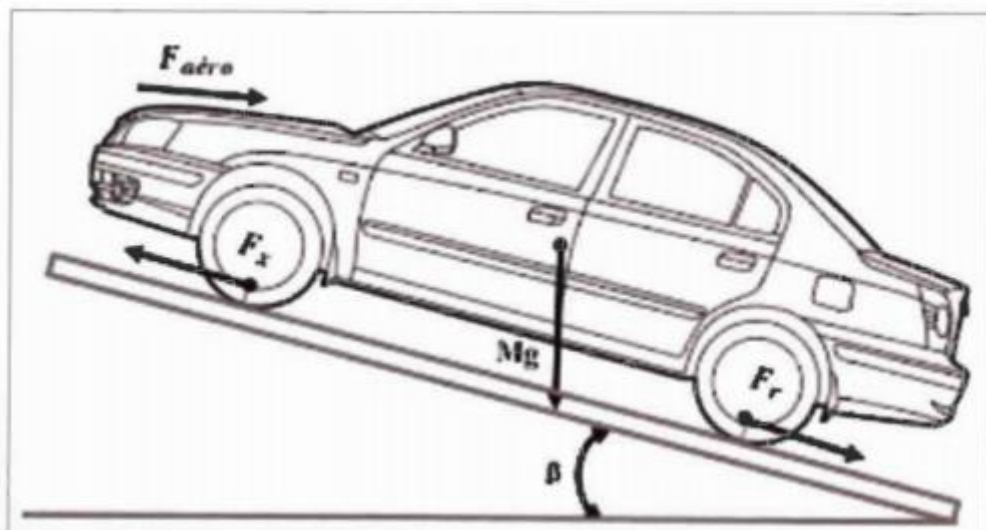
Il existe différents types de véhicule électrique hybride. Généralement, leur classification s'effectue suivant leur configuration interne (série, parallèle ou mixte), chaque configuration a ses avantages mais également ses inconvénients. Le tableau (I.2) ci-dessous résume ces avantages et ces inconvénients. [6]

**Tableau I-2 :** Avantages et inconvénients des différents VEH's suivant l'architecture

Configuration	Avantages	Inconvénients
Hybride série	-autonome -Puissance comparable aux véhicules thermiques -batterie largement sous dimensionnée - Fonctionnement en mode zéro émissions	-Tout repose sur la performance du ME -masse élevée -coût élevé
Hybride parallèle	-Autonome et performant - zéro émissions en mode tout électrique	-Encombrement du système - masse élevée -coût élevé
Hybride mixte	Autonomie élevée -moins polluant	-Complexité de commande - Coût et masse élevée
Toute électrique	-Zéro émissions -silencieux	-Autonomie réduite -Coût élevé

## I.9 Modélisation dynamique du véhicule :

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. Ce dernier est un système intrinsèquement non linéaire de par sa cinématique et ses caractéristiques dynamiques comme les éventuels glissements sur la chaussée, les fluctuations d'adhérence sur la route, le comportement des pneus ou encore l'inertie inhérente à tout système mécanique. Tous ces phénomènes sont complexes et difficiles à appréhender. La commande d'un tel système est donc un problème qui, pour être résolu de façon satisfaisante, doit prendre ces non-linéarités en considération. Dans un premier temps, nous décrivons les différentes contraintes dynamiques sur le véhicule qui détermine les limites à ne pas dépasser. Ces contraintes ont donc une influence sur les trajectoires autorisées pour le véhicule.[15]



**Figure (I-7).** Schéma illustrant les différentes forces longitudinales agissant sur un véhicule en mouvement sur une route inclinée [16]

Ce modèle représente les aspects mécaniques du véhicule électrique, tels qu'exprimés dans l'équation (I.1)[15]

$$\sum F_{VER} = F_x - F_{aéro} - F_r - F_{pente} \quad (I.1)$$

Avec

$F_x$  : la force longitudinale,

$F_{aéro}$  : la force aérodynamique,

$F_r$  : la force de résistance au roulement

$F_{pente}$  : la dynamique de la route

Les différents composants de ces forces seront détaillés dans les paragraphes suivants

### I.9.1. La force aérodynamique :

La force aérodynamique est la force exercée par l'air selon l'axe du mouvement sur le véhicule. Elle est proportionnelle à la masse volumique de l'air ( $\rho$ ) exprimée en  $\text{kg/m}^3$ , à la surface frontale du véhicule ( $A$ ) exprimée en  $\text{m}^2$ , au coefficient de la traînée du véhicule ( $C_d$ ) et au carré de la vitesse du véhicule  $v$  (voir l'équation (I.1)). La masse volumique dépend de la pression et de la température atmosphérique.

$$F_{aéro} = \frac{1}{2} \rho A C_d v^2 \quad (\text{I.2})$$

### I.9.2. La force de résistance au roulement :

La force de résistance au roulement est la résistance du véhicule, due au contact des roues avec la chaussée. Elle peut varier en fonction de plusieurs paramètres : la vitesse du véhicule, la pression des roues, l'état et le type de la chaussée (sèche, humide, sablée, etc.). Dans le cas simplifié du modèle, la force de résistance au roulement s'écrit comme suit dans l'équation : [17]

$$F_r = \mu M g \cos(\beta) \quad (\text{I.3})$$

Avec

- $\mu$ : Le coefficient de résistance au roulement,
- $g$ : l'accélération de la gravité exprimée en ( $\text{m/s}^2$ ),
- $M$  : La masse totale du véhicule exprimée en (kg),
- $\beta$ : l'angle de la pente exprimée en (rad),

### I.9.3. La force de la dynamique 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 [18]

$$F_{pente} = M g \sin(\beta) \quad (\text{I.4})$$

$$F_{rés} = F_{aéro} + F_r + F_{pente} \quad (\text{I.5})$$

En appliquant le principe fondamental de la dynamique longitudinale d'un véhicule en mouvement (comme dans la Figure (7)), on obtient les équations suivantes :

$$M \dot{\mathcal{V}} = F_x - F_{rés} \quad (\text{I.6})$$

$$M \dot{\mathcal{V}} = F_x - \frac{1}{2} \rho A C_d \mathcal{V}^2 - \mu M g \cos(\beta) - M g \sin(\beta) \quad (\text{I.7})$$

$$P_m(k) = M \dot{\mathcal{V}} \mathcal{V} + \left[ \frac{1}{2} \rho A C_d \mathcal{V}^2 \right] \mathcal{V} + [\mu M g \cos(\beta)] \mathcal{V} + [M g \sin(\beta)] \mathcal{V} \quad (\text{I.8})$$

Admettant que le couple moteur est totalement transmis aux roues, le modèle longitudinal du véhicule est défini par l'équation (I.7) et la puissance mécanique correspondante est traduite par l'équation (I.8) à l'instant k :

$$P_m = F_x \mathcal{V} \quad (\text{I.9})$$

La relation entre le couple au niveau des roues, qui provient du groupe motopropulseur et de la force motrice du pneumatique, est donnée par :

$$C = F_x R_{roue} \quad (\text{I.10})$$

C : le couple du groupe motopropulseur exprimée en (N.m)

## I.10. le résultat de simulation :

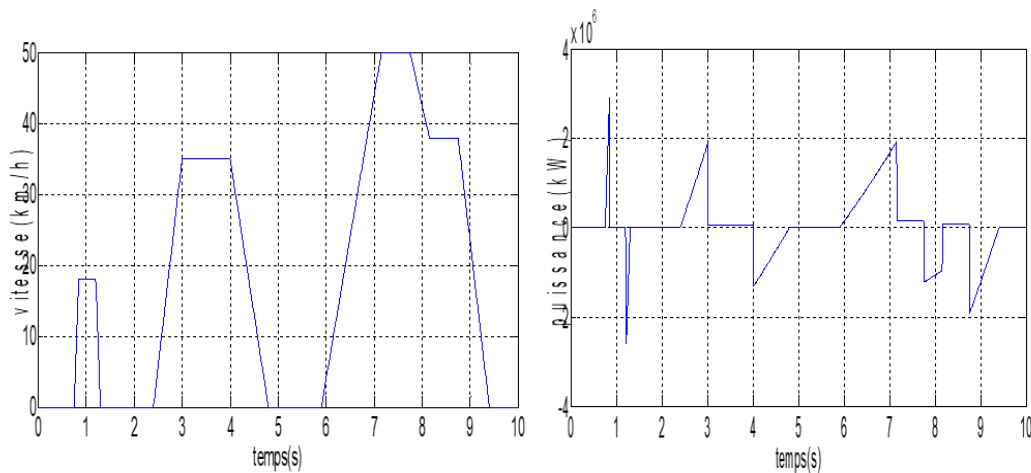


Figure (I.8) Résultat de simulation de la modélisation d'un véhicule électrique .

### I.10.1. Interprétation des résultats :

Notons que les paramètres de la modélisation d'un véhicule électrique sont donnés dans l'annexe. On va simuler numériquement le fonctionnement de VE, et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I.8).

Dans le cas de puissance On a observé que se courbe géographique (P) est perturbé en quelque en début était-il constant quand le  $P=0$  ,Dans le second 0,85 le courbe géographique augmente un peu par un valeur  $P= 3*10^6$  kW

Peu de temps après il revient à le valeur 0 Après ça le courbe continue sinusoïdale De la même manière dans un déclin notable jusqu'à ce qu'il devienne négative

Quant à la courbe du graphe pour la vitesse (Km/h) ,qui a pris La forme répétition de la séquence interpolée de la vitesse il augmente progressivement avec une augmentation du temps

### Conclusion :

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté le véhicule électrique dans un contexte général en présentant les différentes technologies disponibles et les éléments de base de la chaine de traction de ces derniers. Cela nous a permis d'effectuer nos choix concernant l'architecture, le moteur, les convertisseurs, les sources d'énergies.

En effet, nous étudions une structure spécifique de la chaine de traction qui est la configuration hybride série. Nous avons choisi le moteur Asynchrone pour la traction des roues, un super condensateur comme élément de stockage de l'énergie et deux types de convertisseurs : Un onduleur pour une conversion continue-alternatif et un redresseur assurant la conversion alternatif-continue.

Dans le chapitre qui suit, nous aborderons l'étude et la modélisation des éléments électriques du véhicule séparément, nous allons présenter les différents technique de commande associé à chaque un d'eux, une fois ces dernières établies, elles seront validé et simuler sous environnement Matlab Simulink.

# **Chapitre II**

**Modélisation et simulation de  
la machine asynchrone**

## II.1 Introduction :

L'utilisation des machines asynchrones dans la variation de vitesse est très ancienne. Cependant elles ont été longtemps écartées sur le plan industriel au profit des machines à courant continu et des machines synchrones. Grâce à l'évolution des microprocesseurs, la complexité de contrôle des machines à induction n'est plus un obstacle à son utilisation dans la variation de vitesse.

Actuellement ce type de machines associé à des commandes complexes commence à être répandu sur le marché, vu leur robustesse et leur faible coût de fabrication.

De plus les recherches sur la commande vectorielle, avec et sans capteur, occupent une part de plus en plus importante des publications. [19]

De nombreuses méthodes de commande des processus utilisent le principe du retour d'état (commande optimale, découplage, placement de pôles, . . .). Comme dans la plupart des cas, les seules grandeurs accessibles du système sont les variables d'entrée et de sortie, il est nécessaire, à partir de ces informations, de reconstruire l'état du modèle choisi pour élaborer la commande. Un reconstituteur d'état ou estimateur est un algorithme prélevant les entrées et les sorties du processus réel et délivrant une estimation de l'état de ce processus [20].

## II.2 Généralités sur les machines asynchrones:

### II.2.1 définition :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales .Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique .La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [21]

## II.2.2. ELEMENT DE CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine à induction comprend un stator et un rotor constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation sur lequel sont placés les enroulements qui seront accessibles de l'extérieur, figure(1)



*Machine asynchrone*



*Rotor*



*stator*

**Figure (II-1):** photo d'une machine asynchrone avec le Stator et le Rotor qui la constituent [22]

### II.2.2.1. LE STATOR :

Le circuit magnétique est un empilement de tôles d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude (figure 2). Le bobinage statorique est constitué de deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Quant aux têtes de bobines elles permettent la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les oscillations du couple électromagnétique [20]

### II.2.2.2. LE ROTOR :

Le circuit magnétique du rotor est constitué d'un assemblage de tôles ferromagnétiques rainurées. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections montées sur un noyau. On trouve deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil .

### II.2.2.3. Rotor Bobiné :

Les enroulements rotoriques sont localisés dans les encoches situées à la périphérie du rotor. Ces enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé à « p » paires de pôle. Les bobinages rotoriques sont toujours couplés en étoile, et les trois bornes

accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l'aide d'un système constitué de trois bagues tournants et de trois balais fixes.

#### II.2.2.4. Rotor à cage :

La grande majorité des moteurs sont à cages. Dans chaque encoche rotorique est placée une barre. Ces barres sont en cuivre pour les moteurs de forte puissance, et en alliage d'aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance. Elles sont réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit. L'enroulement rotorique ainsi réalisé n'est pas accessible à partir du stator.[22]

### II.3. Mise en équations du modèle de la machine :

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques ;
- Les équations magnétiques ;
- Les équations mécaniques ;

#### II.3.1 Equations électriques :

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont :

- Pour le stator :[21]

$$\begin{aligned} V_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{aligned} \quad (\text{II -1})$$

-Pour le rotor :

$$\begin{aligned} V_{ra} &= R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} &= R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} &= R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{aligned} \quad (\text{II -2})$$

Les équations (II -1) et (II -2) peuvent être écrits sous la forme matricielle suivante:

-Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II -3})$$

Ou sous la forme condensée comme suit [21]:

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{II -4})$$

-Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II -5})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] = 0 \quad (\text{II-6})$$

En désignant par :

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

### II.3.2. Equation magnétiques :

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit:[10]

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & I_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & I_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & I_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & I_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix} (\text{II-9}) \quad [L_r] = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

Tel que :

$I_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.

$I_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$  : L'inductance mutuelle entre phase statorique.

$M_r$  : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Avec :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

On remplace (II-8) dans les équations (II-6) et (II-4) .

Alor :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + (d/dt)([L_s] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rabs}]) \quad (\text{II-13})$$

$$[V_{rabs}] = [R_r] \cdot [i_{rabs}] + (d/dt)([L_r] \cdot [i_{rabs}] + [M_{rs}] \cdot [i_{sabc}]) \quad (\text{II-14})$$

### II.3.3. Equations mécaniques :

L'équation mécanique est donnée par l'expression :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{II-15})$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion

Électromécanique de l'énergie :[21]

$$C_{em} = P [i_{sabc}]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] [i_{rabs}]) \quad (\text{II-16})$$

**Avec :**

$J$  :moment d'inertie du rotor.

$f$  :coefficient de frottement visqueux

$C_{em}$  :couple électromagnétique.

$P$  :nombre de pair de pôle.

Les équations précédentes sont difficiles à résoudre puisque :

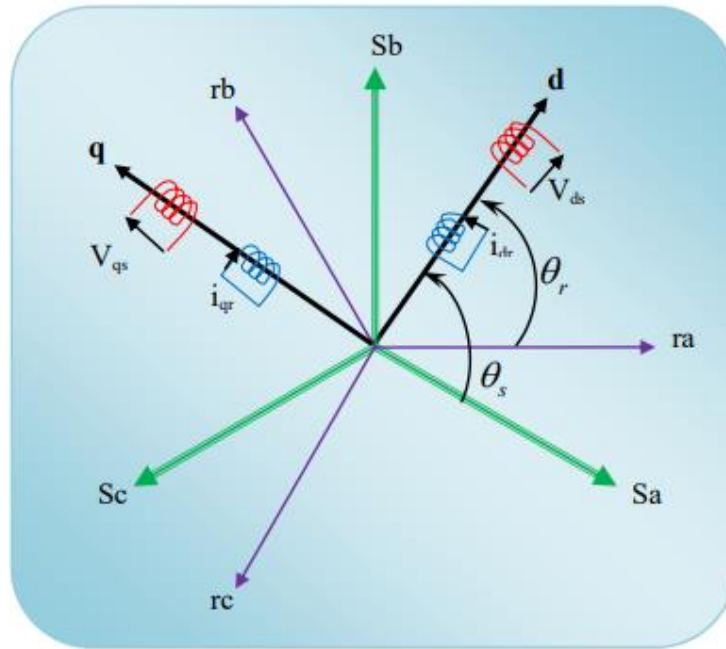
- L'ordre du système est élevé;
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

Pour réduire l'ordre du système et fait rendre les équations indépendantes du temps en introduit la transformation de Park. [22]

## II.4. Transformation de PARK :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, cette conversion est appelée souvent transformation des axes, cette transformation représente la projection des trois phases des enroulement (a,b,c) de la machine sur un repère à deux enroulement biphasé orthogonal (d,q,0), les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique.

En plus des simplifications considérées dans la modélisation, La machine est supposée électriquement et magnétiquement équilibrée.[23]



**Figure (II -2).** Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé [21]

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux.

$$[X_d X_q X_0]^t = [P(\theta)][X_a X_b X_c]^t \quad (\text{II-17})$$

La transformation inverse est :

$$[X_a X_b X_c]^t = [P(\theta)]^{-1}[X_d X_q X_0]^t \quad (\text{II-18})$$

**Tel que :**

$X$  : peut-être une tension, un courant ou un flux.

$\theta$  : Angle entre l'axe a et l'axe d.

La matrice de changement de base est  $[P(\theta)]$  définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-19})$$

La matrice de changement de base  $[P(\theta)]$  étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

## II.5. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone :

### II.5.1. Équations électriques :

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire  $\mathcal{W}_{obs} = \frac{d\theta_{obs}}{dt}$ , les équations (II -1) et (II -2) s'écrivent : [20]

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \mathcal{W}_{obs} \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \mathcal{W}_{obs} \cdot \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\mathcal{W}_{obs} - \mathcal{W}) \cdot \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\mathcal{W}_{obs} - \mathcal{W}) \cdot \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

### II.5.2. Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-24})$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s L_r = l_r - M_r$$

$$M = \frac{3}{2} M_0$$

Ou :

- $L_s$ : Inductance cyclique propre statorique.
- $L_r$ : Inductance cyclique propre rotorique.
- $M$ : Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

**II.5.3. Equations mécanique :**

$$\begin{cases} J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \\ C_e = (3/2) \cdot p \cdot M \cdot (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) \\ \mathcal{W}_r = p \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

**II.6. Choix du référentiel :**

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (u,v) qui se fait en fonction du régime de fonctionnement (régime transitoire ou permanent) d'une part et d'autre part a la technique de commande.[21]

**II.7 Définitions des différents référentiels:**

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux :

- 1- Référentiel immobile par rapport au stator:  $(\alpha - \beta) \rightarrow \mathcal{W}_{obs} = 0$ .
- 2- Référentiel immobile par rapport au rotor :  $(x - y) \rightarrow \mathcal{W}_{obs} = \mathcal{W}_R$ .
- 3- Référentiel immobile par rapport au champ tournant :  $(d - q) \rightarrow \mathcal{W}_{obs} = \mathcal{W}_s$ .

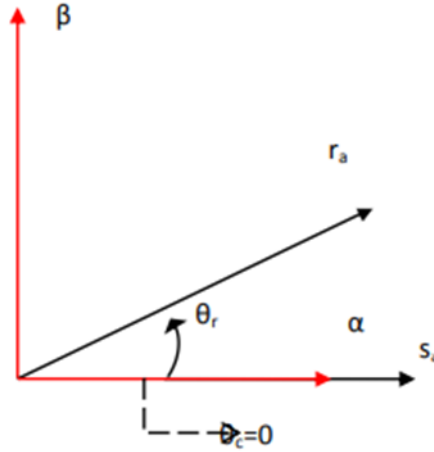
L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de composantes de PARK nécessite d'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [22]

### II.7.1. Référentiel fixé par rapport au stator ( $\alpha, \beta$ ) :

Il se traduit par les conditions :

$$\mathcal{W}_c = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (\text{II.26})$$

Et on remplaçant l'indice «u» par « $\alpha$ » et «v» par « $\beta$ », on obtient :



**Figure (II-3):** Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel ( $\alpha, \beta$ )

Les équations de système (II-21) prennent la forme :

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} &= 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \mathcal{W}_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} &= 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \Phi_r \Phi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (\text{II-27})$$

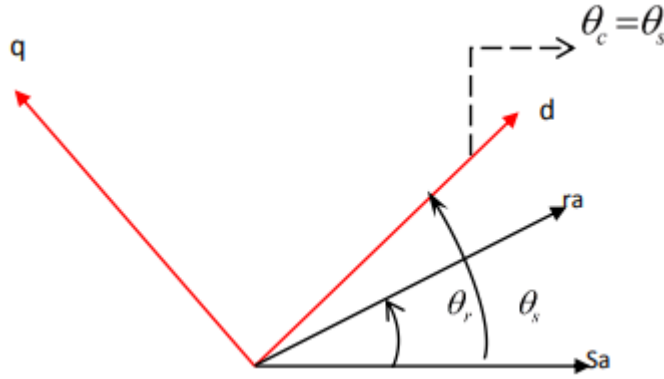
C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif

### II.7.2. Référentiel lié au champ tournant ( $d, q$ ) :

Il se traduit par les conditions:

$$\mathcal{W}_c = \frac{d}{dt} \theta_s = \mathcal{W}_s \quad (\text{II-28})$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «d» et «v» par «q»



**Figure (II-4) :** Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (d q)

Les équations de système (II-21) prennent la forme:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \mathcal{W}_s \Phi_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \mathcal{W}_s \Phi_{sd} \quad (\text{II-29})$$

$$V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\mathcal{W}_s - \mathcal{W}_r) \Phi_{rq}$$

$$V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\mathcal{W}_s - \mathcal{W}_r) \Phi_{rd}$$

Avec :

$$\mathcal{W}_g = \mathcal{W}_s - \mathcal{W}_r$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande

## II.8. MISE EN EQUATIONS D'ETATS

La machine asynchrone utilisée, est décrite par un système d'équations différentielles non linéaires, l'alimentation en tension de la MAS permet de choisir comme variables de commande, les tensions statoriques  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ . Les variables d'états choisies sont les courants et les flux statoriques ( $\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ). Le modèle d'état correspondant est : [21]

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II-30})$$

Avec :

$$[X] = [\Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta} \ i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^t \quad (\text{II-31})$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}] \quad (\text{II-32})$$

Tel que :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \frac{\mathcal{W}}{L_s \sigma} & \frac{-1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) & -\mathcal{W} \\ \frac{-\mathcal{W}}{L_s \sigma} & \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \mathcal{W} & \frac{-1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{II-33})$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{T_r L_s} & \frac{1}{T_r L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-34})$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique;}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion. [9]}$$

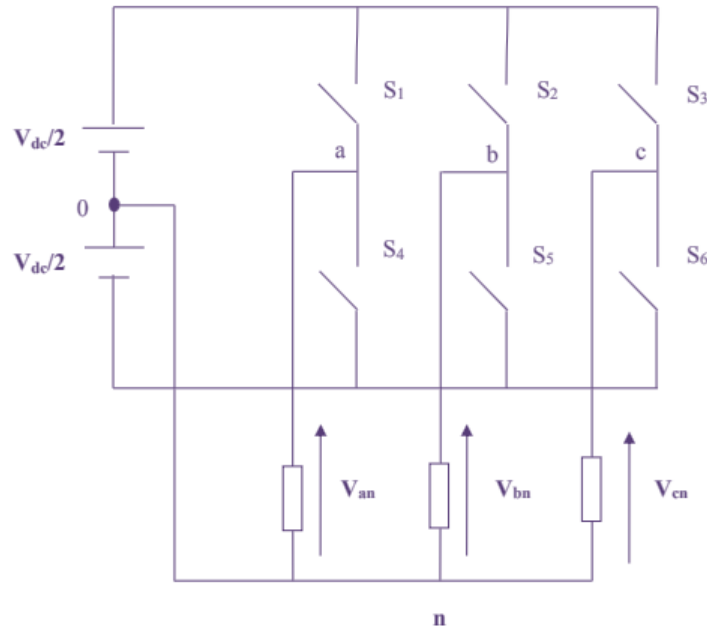
## II.9. Onduleur de tension à deux niveaux

### II.9.1. Structure générale

L'onduleur utilisé par le FAP est un onduleur triphasé à structure de tension. Ce dernier est représenté par la figure II.6 et se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture. Dans la pratique, chaque interrupteur est un transistor IGBT et d'une diode montée en antiparallèle. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur Cdc de tension Vdc..

### II.9.2. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

L'onduleur triphasé à deux niveaux, se compose de trois bras et une source de tension continue. Chaque bras est formé de deux interrupteurs en série. Chaque interrupteur comporte un transistor et une diode. La figure II.5 donne une représentation schématique de cet onduleur [24]



**Figure (II-5):** Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.[24]

Ainsi l'onduleur a comme modèle mathématique l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S1 \\ S2 \\ S3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

## II.10. Simulation de la machine asynchrone :

La simulation à été effectuée par le logiciel «Simulink» sous «Matlab». Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasé alimentée directement par un réseau standard, on alimente la machine par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ. La figure (II-9) représente le schéma bloc de simulation d'une machine asynchrone, ce schéma élaborer à partir des équations suivantes:

- L'équation d'état.
- L'équation du couple électromagnétique.
- L'équation du mouvement.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitude constante, elles peuvent être présentées comme suit :[23]

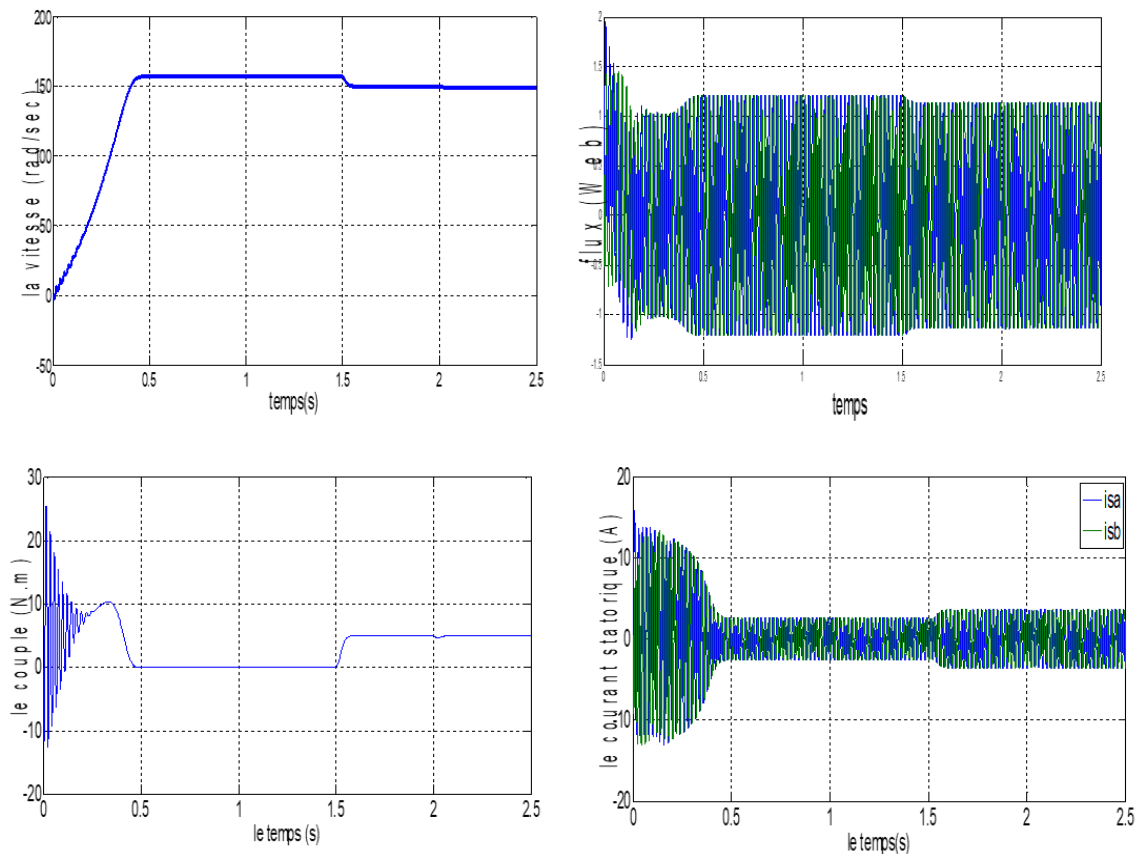
$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{s\beta} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sC} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

Avec :

$V_{eff}$ : Valeur efficace de tension

$\omega = 2\pi f$  : avec  $f$  la fréquence d'alimentation.

### II.10.1. résultat de simulation :



Figure(II-6) : Résultat de simulation de la modélisation de la machine

### II.10.2. Interprétation des résultats :

Notons que les paramètres de la machine . On va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50Hz , et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (II.6).

A partir de la figure (Fig.II.6) on remarque que, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire pendant le régime transitoire(démarrage), qui s'amortisse au cours de l'accélération du moteur, a la fin de régime de démarrage (1.5 s) , ce phénomène explique le bruit engendré par la partie mécanique.

L'allure (Fig. II.6) de la courbe du vitesse est similaire à celle d'un système du premier ordre. Lors de l'application d'une charge à l'instant ( $t=1.5s$ ), la vitesse diminue.

La forme sinusoïdale des courants se déforme après la cassure de barre 1 et plus après la cassure de barre 14 avec l'augmentation de leurs fréquences.

En applique un couple nominal  $C_n = 5N$

### **Conclusion :**

On a présenté dans ce chapitre le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension. La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation de PARK qui ramène le modèle triphasé en un modèle diphasé équivalent. Les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de PARK d'une machine asynchrone. Cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Ce chapitre a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle et de vérifier que les simulations effectuées par MATLAB sont valables.

La simulation du modèle de la machine asynchrone nous permet de valider le modèle établi et de montrer notamment le caractère bien connu de la non linéarité entre les grandeurs flux et couple.

# **Chapitre III**

## **Commande vectorielle de la machine asynchrone**

### III.1. Introduction :

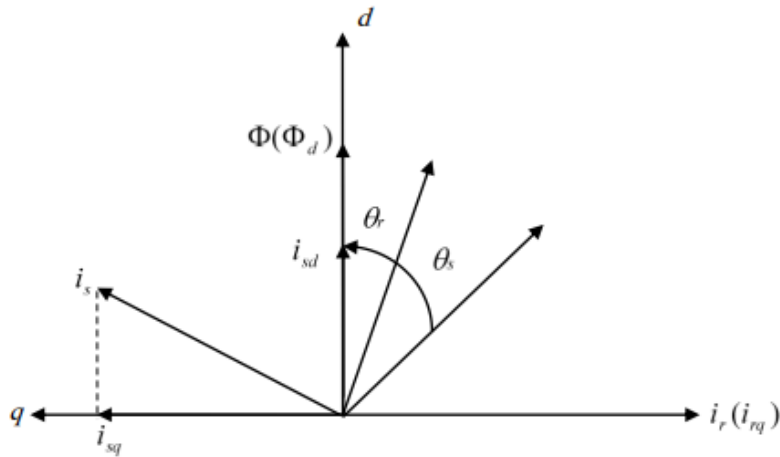
De multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, où la commande scalaire avec ses performances modeste ne peut satisfaire. La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturel entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70, grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de traitement du signal, car elle nécessite des calculs de la transformée de Park, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante. Dans ce qui suit on va développer en premier lieu l'étude théorique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté dans le but de l'implémenter sous Simulink

### III.2. la commande vectorielle par orientation du flux

L'examen de l'expression de couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.[26]

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée .

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par un composante du courant et le couple par l'autre composante .pour cela, il faut choisir un système d'axe «d,q».un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d,q» entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (III-01). .[25]



**Figure (III-1) :** Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

flux ( $\Phi$ ) peut représenter :

- 1 Flux rotorique :  $\Phi_{rd} = \Phi_r$  ;  $\Phi_{rq} = 0$
- 2 Flux statorique :  $\Phi_{sd} = \Phi_s$  ;  $\Phi_{sq} = 0$
- 3 Flux d'entrefer :  $\Phi_{rg} = \Phi_g$  ;  $\Phi_{gq} = 0$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique .

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue

### III.3. Objectif et principe de la commande vectorielle à flux orienté :

L'objectif de la commande vectorielle est de rendre la machine asynchrone capable de répondre efficacement à des variations de consignes (position du rotor, couple, vitesse) dans une large gamme de points de fonctionnement et ce pour des applications nécessitant des performances dynamiques élevées. Ce type de commande repose sur le contrôle instantané du couple et son principe consiste à rendre le fonctionnement de la machine asynchrone analogue à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante où il existe un découplage naturel entre les contrôles du flux et du couple. En effet, dans une telle machine, le courant

d'excitation permet de régler le flux inducteur dans l'axe polaire,[25] tandis que le courant d'armature est utilisé pour contrôler le couple dans l'axe neutre (perpendiculaire à l'axe polaire). Un choix adéquat du repère (dq) de Park, choisi de façon à ce que l'axe d soit aligné avec la direction du vecteur flux rotorique, permet de réaliser un tel découplage. Nous parlons alors de contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. C'est-à-dire, de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rend compte de la commande séparée de la grandeur courant I, générateur de couple. commande vectorielle à flux rotorique orienté Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre I et  $\Phi_r$ , naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation-producteur de flux, et courant d'induit-producteur de couple). La difficulté va résider justement dans le fait que, pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur de couple du courant producteur de flux, fortement couplés[27]

#### III.4. Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse  $\omega_s$ , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.[28]

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{aligned}\Phi_{rq} &= 0 \\ \Phi_{rd} &= \Phi_r = cst \\ i_{rd} &= 0\end{aligned}\tag{III-01}$$

ce système:

$$\begin{aligned}\Phi_r &= M i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= l_r i_{rq} + M i_{sq} = 0\end{aligned}\tag{III-02}$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = \frac{M}{l_r} i_{sq} \quad (\text{III-03})$$

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{III-04})$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = k_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{III-05})$$

Avec:

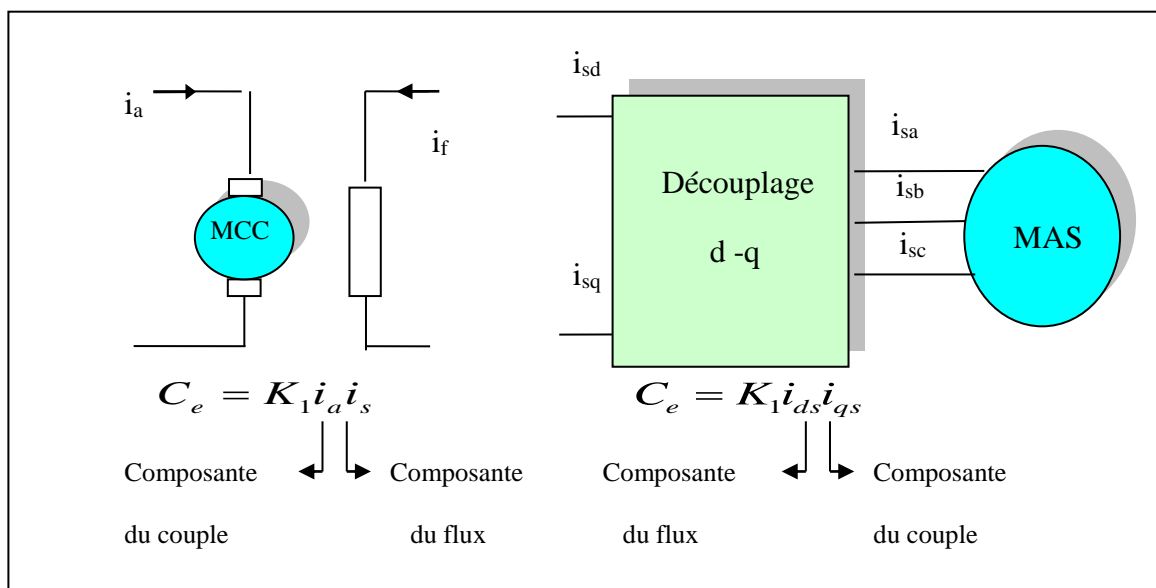
$$k_2 = \frac{pM^2}{l_r}$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor .Telle que la relation suivante [27] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_g = p\Omega_r + \omega_g \quad (\text{III-06})$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$



**Figure (III-2):**Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes .la première appelée méthode directe qui à été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

### III.4.1. commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.[28]

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement .Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

1. Le non fiabilité de la mesure du flux :
  - problème de filtrage du signal mesuré.
  - précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température(échauffement de la machine) et de la saturation.
2. Le coût de production élevé (capteurs+filtre).[27]

### III.4.2. commande vectorielle indirecte :

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$ . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.[27]

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur).

## III.5. Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

### III.5.1. Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques ( $V_{sd}, V_{sq}$ ) et la vitesse du champ tournant ( $\omega_s$ ).

III.5.2 Système d'équations liées au flux rotorique

( $\Phi_{rq}=0$ ) se simplifient

$$V_{sd} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2})i_{sd} - \omega_s \sigma l_s i_{sq} - \frac{M}{l_r^2} r_r \Phi_r \tag{III-07}$$

$$V_{sq} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2})i_{sq} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r \tag{III-08}$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \tag{III-09}$$

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \tag{III-10}$$

$$\omega_g = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \tag{III-11}$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \tag{II-12}$$

Les équations mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux  $i_{sd}$ , et le courant producteur du couple  $i_{sq}$ . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.[25]

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment) .Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure(III-03)

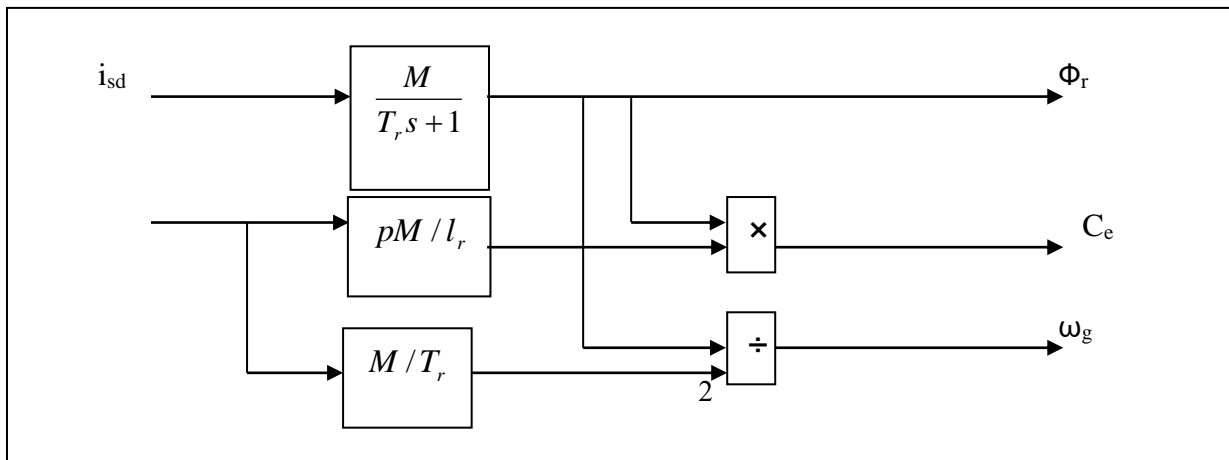


Figure (III-2) : Schéma-bloc de découplage par flux orienté

### III.5.3. Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q .Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  , donc il faut réaliser un découplage[10].

L’objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l’effet d’une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d’un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle .les commandes sont alors non interactives

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d’état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation.[28]

#### III.5.3.1. Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variable de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (III-13)$$

Et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (III-14)$$

Avec :

$$e_d = \omega_s \sigma l_s i_{sq} + \frac{M}{l_r} r_r \Phi_r \quad (III-15)$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma l_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r) \quad (III-16)$$

Les tension  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  (figure (III-04))

Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sd} \quad (III-17)$$

$$V_{sq1} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} \quad (III-18)$$

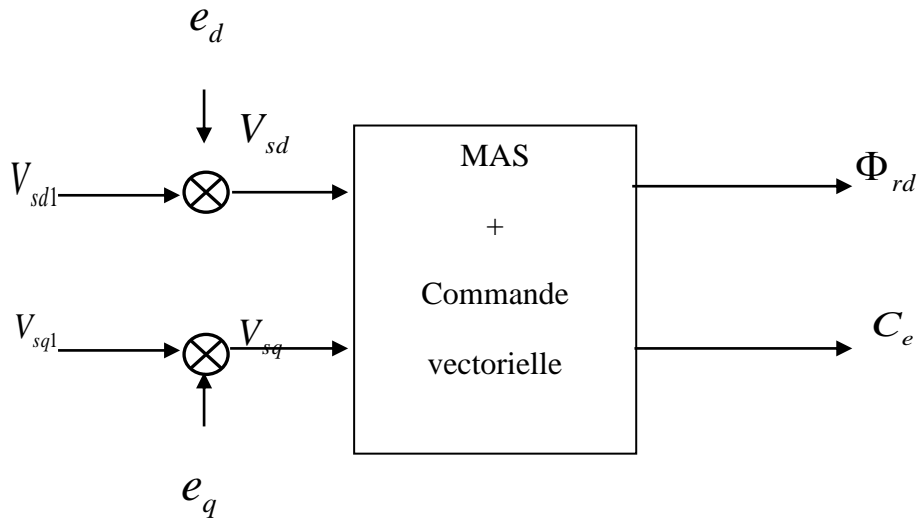


Figure (III-3): Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

### III.5.4. Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [11]:

-sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{nom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{nom}$$

-sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega_r|} * \Phi_{nom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \geq \Omega_{nom}$$

Avec :

$\Omega_{nom}$  : Vitesse de rotation nominale.

$\Phi_{nom}$  : flux rotorique nominale .

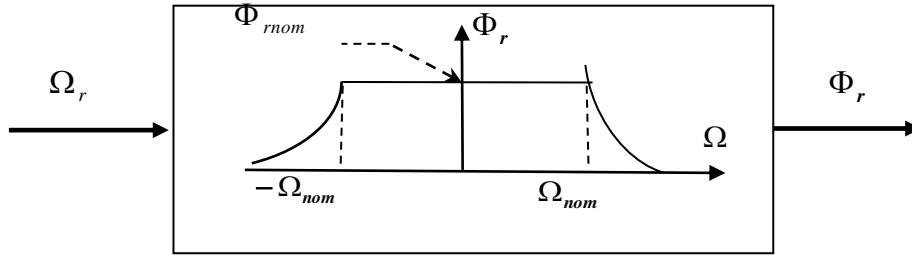


Figure (III-4) : Bloc de défluxage

III.5.5. Principe de fonctionnement :

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d’une MAS alimenté en tension est représenté par la figure (III.06).

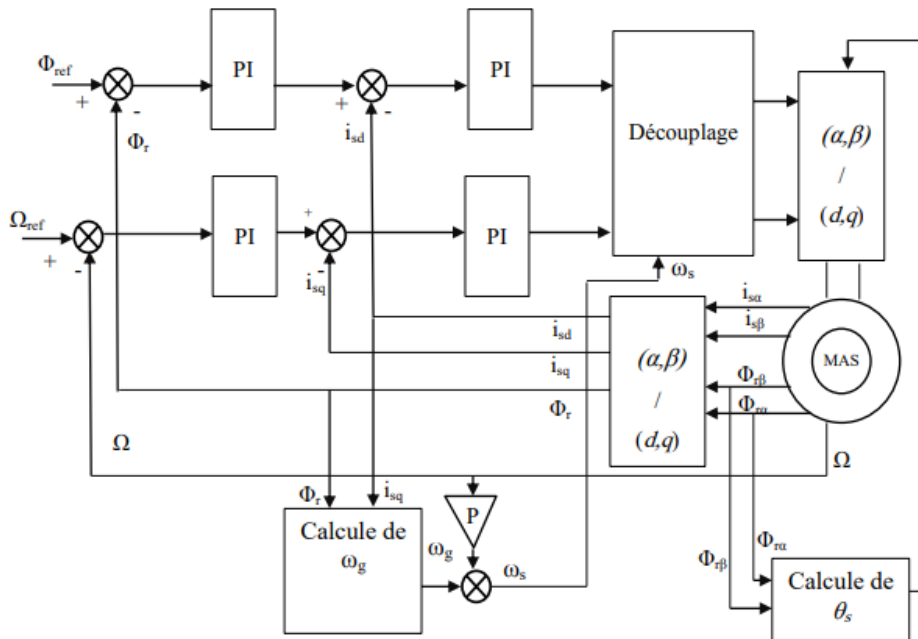
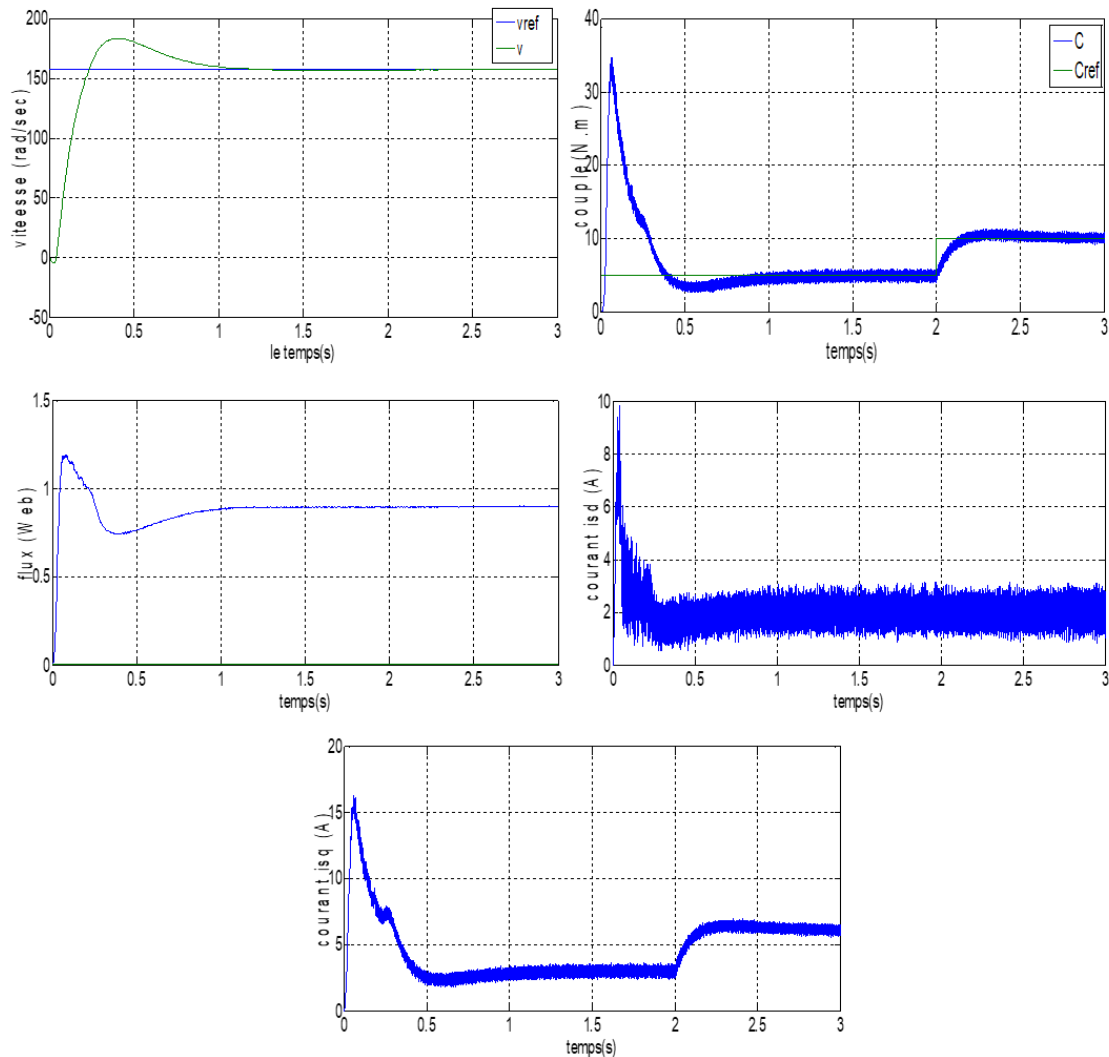


Figure (III-5): Schéma bloc de la commande vectorielle[24]

La vitesse est aisément asservie (régulée) par un boucle à contre réaction en utilisant un régulateur PI. par contre, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle, le plus simple, est du type réaction le signal d’erreur de vitesse, une fois traité par le régulateur PI, fournit la référence de courant de couple  $i_{sqref}$ , qui même réglé par une boucle avec un régulateur PI pour générer la composante directe de la commande de la machine.

Le pôle supplémentaire  $(-1/T_0)$  est introduit dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux, ainsi le filtre soit réalisable physiquement.  $T_0$  doit être très inférieur à  $T_r$ . [27]

### III.6. Fonctionnement nominal :



**Figure (III-6) :** Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS lors du fonctionnement nominal.

#### III.6.1. Interprétation des résultats de simulations

Dans la figure (III-7), on remarque que:

- La vitesse suit sa valeur de référence avec un temps de réponse  $t_r=1.26s$ . A  $t=1.5s$ , elle diminue un peu puis elle reprend sa valeur lors de l'application de la charge.

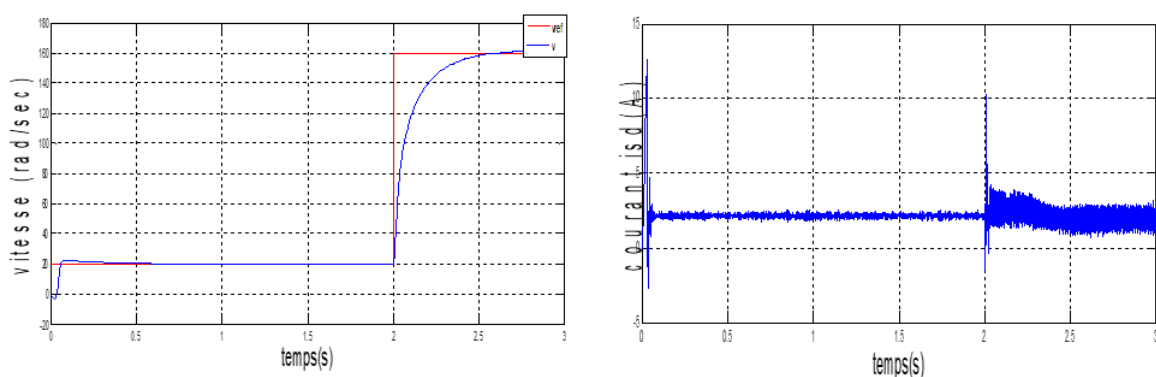
- Initialement, le couple moteur a un pic de 5N.m. Après l'application de la charge, le couple subit un petit dépassement puis il rejoint sa valeur finale de 5N.m.
- La composante directe de flux rotorique  $\Phi_{rd}$  après un régime transitoire qui dura jusqu'à  $t_r=0.15s$ , atteint sa valeur finale de 0.98Wb.
- Le courant statorique  $i_{sd}$  prend la valeur 2.4A après un temps de réponse très court, au moment où la composante  $i_{sq}$  converge vers la valeur zéro (A) après un régime transitoire caractérisé par un pic de 13A, et lorsque la charge est appliquée il atteint la valeur de 6.8A.

### III.6.2. Test de robustesse pour la variation de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ( $\Omega_{ref} = 160$  et 20 rad/s) de la figure (III-8) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur avec une petite erreur.

Aussi on remarque une variation en module des composantes du flux rotorique, le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.



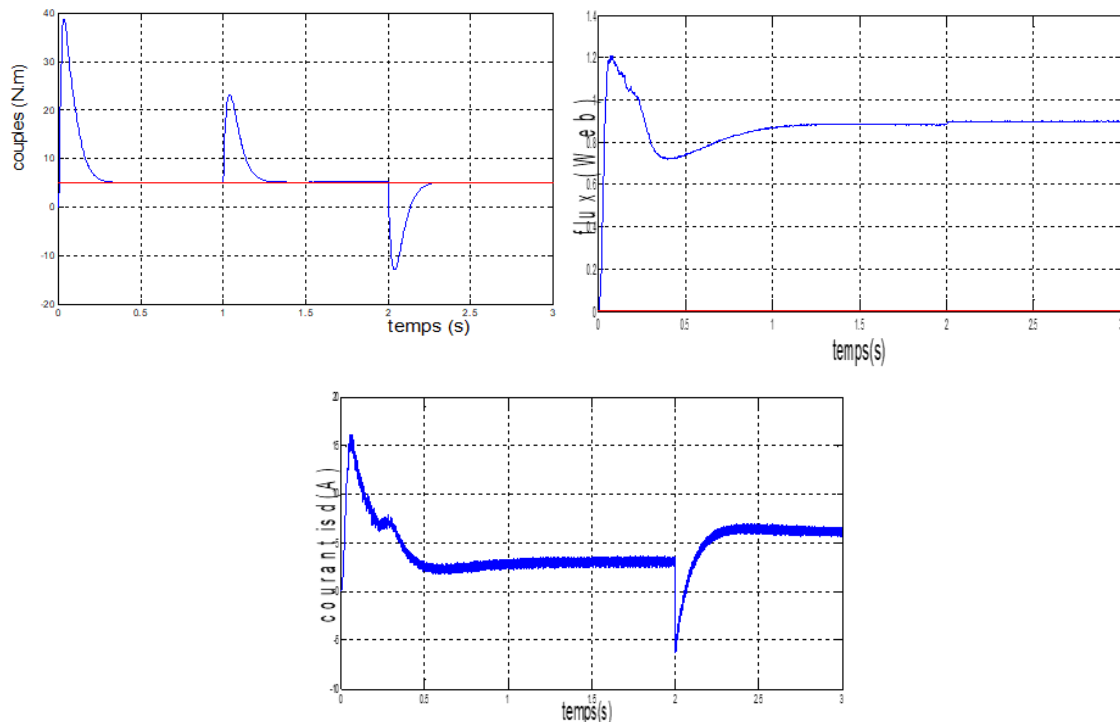


Figure (III-7) : test de robustesse pour la variation de la vitesse

## Conclusion :

ce chapitre, il nous à permis de dire que la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparé.

Les résultats de simulation, nous conduit à dire que la machine asynchrone commandé par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse.

Cependant, le point faible de cette commande réside dans sa faible robustesse vis-à-vis à des variations paramétriques.

On peut améliorer la robustesse de la commande vectorielle, et grâce à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée permet de l'implantation des régulateurs par mode de glissement associé à la commande connu au lieu des régulateurs classiques (**PI**).

# **Chapitre IV**

**Commande par mode de  
glissant**

## IV.1. Introduction :

En générale, les techniques de commande sont demandées dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, avec une erreur statique presque nulle et une réponse rapide, donc on obtient un système de contrôle stable et robuste. Parmi ces techniques, on trouve la commande par mode de glissement connue par sa simplicité et sa robustesse. Cette dernière a été inventée pour la première fois en Union Soviétique (Emelynov, 1950). Par la suite, des travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles

Dans ce chapitre, nous étudions la théorie du mode glissant et nous proposons d'appliquer cette technique à la commande en vitesse du véhicule électrique. Et, on donne les résultats obtenus par simulation pour permettre de ce mode de réglage à structure variable.

## IV.2. Objectif de la commande par mode glissement :

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface  $S(x, t)$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite régulation et stabilité
- Déterminer une loi de commande (commutation)  $U(x, t)$  qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface [30]

## IV.3. Système à structure variable :

Le terme « système à structure variable » apparaît à cause de la structure particulière du système ou régulateur, où cette structure change d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures. en découle les définitions suivantes :

**IV.3.1. Définition 1:** Commande à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout[31]

**IV.3.2. Définition 2:** Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \\ f_n(X) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{IV}.1)$$

En effet, pour chaque position de l'interrupteur, le système est gouverné par un système d'équation différentielle. Instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure

#### IV.4. Théories des Modes glissants

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global. [20]

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas  $n = 2$ ) :

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV}.2)$$

Les champs de vecteurs  $u^+$  et  $u^-$  sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV}-3)$$

Où  $S(x, t)$  est la fonction de commutation (surface).

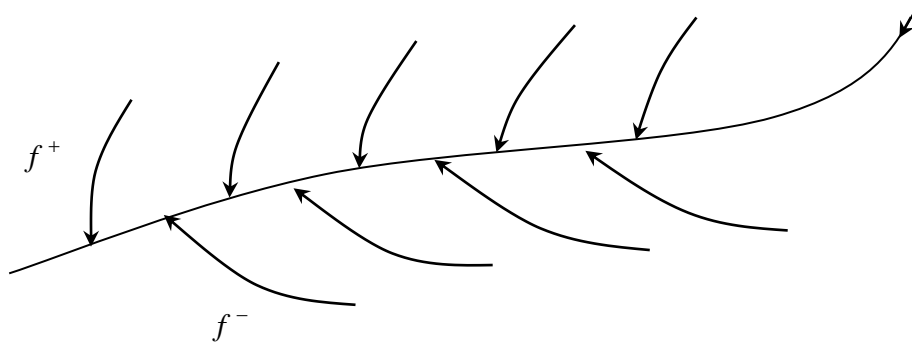
La surface de commutation  $S_0$  est définie comme suite :

$$S_0 = \{x(t) \ / \ S(x, t) = 0\} \quad (\text{IV}-4)$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute : c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de dimension égale à «n » moins le nombre de fonction de commutation disponible (dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction  $f$  se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de  $f^+$  et  $f^-$  qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation  $S_0$ .
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour  $f^+$  (respectivement pour  $f^-$ ) et de répulsion pour  $f^-$  (respectivement pour  $f^+$ ).
- La troisième configuration (Figure (IV.1)) représente des trajectoires de  $f^+$  et  $f^-$  qui convergent vers la surface de commutation  $S_0$ , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé «mode de glissement» [28]



**Figure (IV-1):** Trajectoires de  $f^+$  et de  $f^-$  pour le mode de glissement.[28]

## IV.5. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase :

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre

Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (figure IV-2) :

- **Le mode de convergence (MC) :** Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation. [28]
- **Mode de glissement (MG) :** C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la

surface de glissement .Il apparaît quand la commande ramène l'état  $x$  sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir. [31]

- **Le mode de régime permanent (MRP)** : Il est nécessaire pour l'étude du Comportement d'un système autour du point d'équilibre.

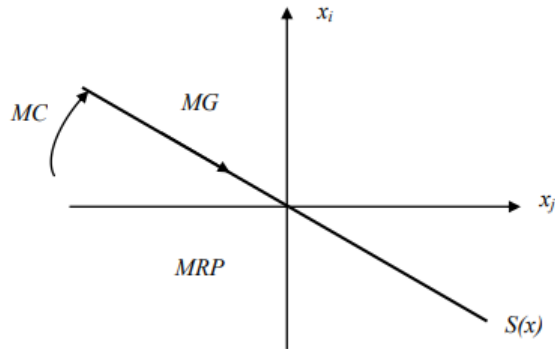


Figure (IV-2) :Les modes de trajectoire dans le plan de phase

## IV.6. Conception de la commande par mode de glissement :

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique .La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.[30]

### IV.6.1. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme .En fonction de l'application et de l'objectif visé .En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (IV-5)$$

Il faut choisir « $m$ » surfaces de glissement pour un vecteur  $y$  de dimension « $m$ » .En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état .Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation

par contre réaction d'état », Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation .Son inconvénient majeur réside dans le faite qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.[29]

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase .Ainsi, la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système. **J. J.Slotine** propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :[31]

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^r e(x) \quad (\text{IV-6})$$

Avec :

$e(x)$  : L'écart de la variable a régler  $e(x) = x_{ref} - x$  .

$\lambda_x$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour  $r = 1$ ,  $S(x) = e(x)$  .

Pour  $r = 2$ ,  $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$  .

Pour  $r = 3$ ,  $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$  .

$S(x) = 0$  Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x)=0$ .

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro .[27]

Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence .La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart(référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « $\gamma$ » .

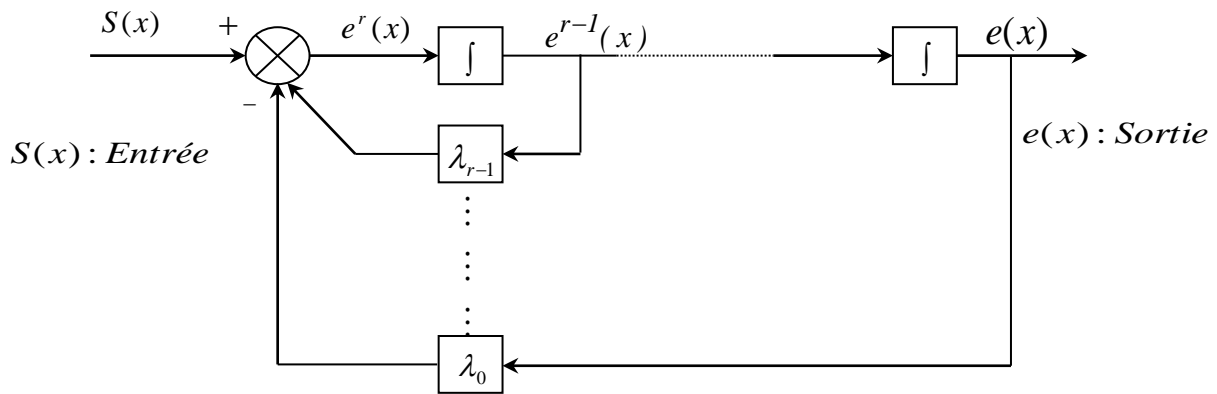


Figure (IV-3): Linéarisation exacte de l'écart.

### IV.6.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types de conditions qui sont :[30]

#### IV.6.2.1. Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN .Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \tag{IV-7}$$

#### IV.6.2.2. Fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e.  $\dot{V}(x) < 0$ ) .Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [28] .

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{IV-8}$$

Et sa dérivée par :

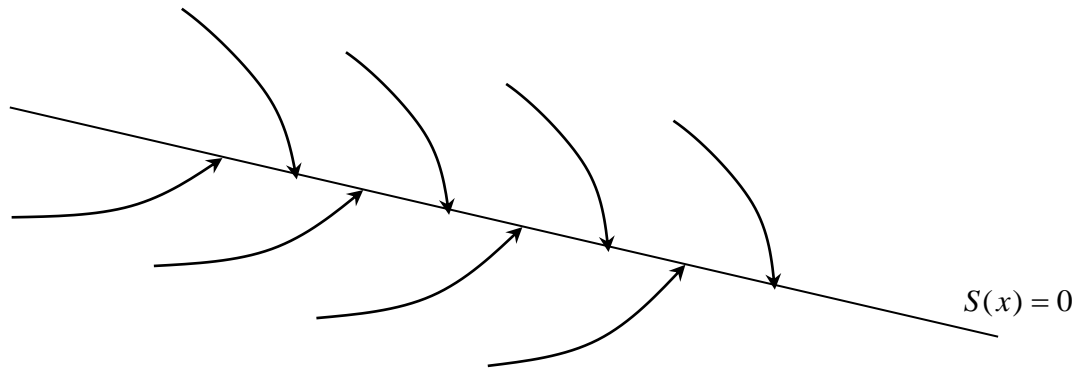
$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \tag{IV-9}$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{IV-10})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (Figure IV.4). Cette condition suppose un régime glissant idéal. [27]

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (Figure IV.4). Cette condition suppose un régime glissant idéal.



**Figure (IV-4) :** Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

### IV.6.3. Calcul de la commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement

Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement [30]

### IV.6.3.1. Définition des grandeurs de commande :

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité. [29]

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \quad (IV-11)$$

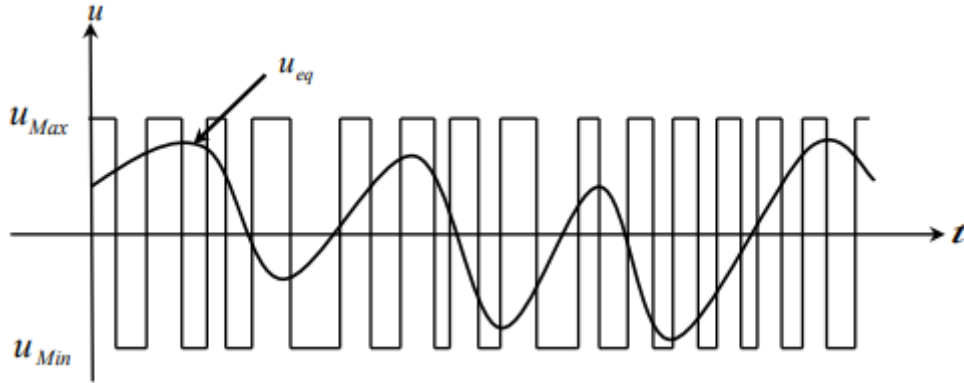
$u_{eq}(t)$  Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{s}(x) = 0 \quad (IV-12)$$

$u_n(t)$  Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence  $\dot{S}(x) < 0$ .  $\dot{S}(x)$  détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par : [27]

$$\dot{S}(x) = u_n \quad (IV-13)$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$ .



**Figure (IV-5) :**La valeur continue  $u_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$  .[28]

### IV.6.3.2. Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV-14)

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \tag{IV-14}$$

Le vecteur  $u$  est composé de deux grandeurs :  $u_{eq}$  et  $u_n$ , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \tag{IV-15}$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_n\} \tag{IV-16}$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro) .Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}, u_n(t) = 0 \tag{IV-17}$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $u_{eq}$  par sa valeur (IV-17) dans l'équation (IV-19) .Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, [27]soit :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_n\} \tag{IV-18}$$

Le problème revient à trouver  $u_n(t)$  tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_n\} < 0 \tag{IV-19}$$

La solution la plus simple est de choisir  $u_n(t)$  sous la forme de relais (Figure IV-6) .Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = k \text{sign} (S(x)) \tag{IV-20}$$

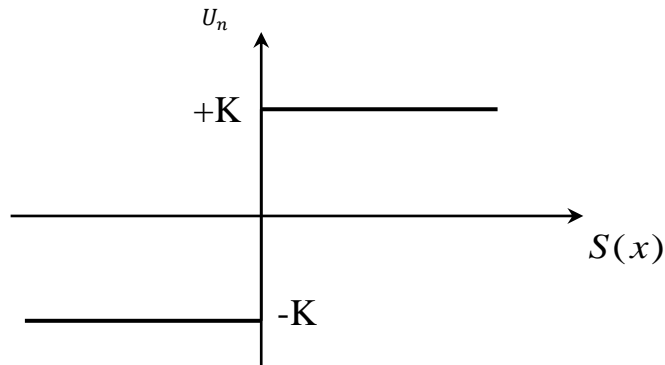


Figure (IV-6) : Représentation de la fonction « SIGN »

En remplaçant l'expression (IV-21) dans (IV-20), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)K|S(x)| < 0 \tag{IV-21}$$

Où le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$  est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition (IV-21) .Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petite temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande .Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande[31]

### IV.6.3.3. Elimination du phénomène de chattering:

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées .Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence.

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences .On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [30]

➤ **Fonction SAT :** [27]

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & si \ S > \mu \\ Sat(S) = -1 & si \ S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & si \ |S| < \mu \end{cases}$$

$\mu$  : Un paramètre petit et positif

➤ **Fonction SMOOTH :**

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par une fonction de classe  $C^1$  .On donne Ci- dessous un exemple de ce type de fonction (Figure (IV-7)) ; soit :[28]

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$

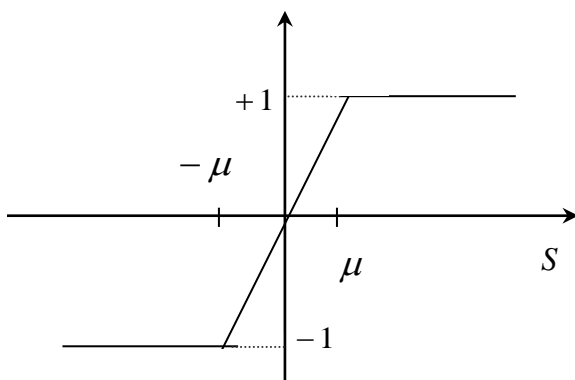


Figure (IV-7): Fonction «SAT »

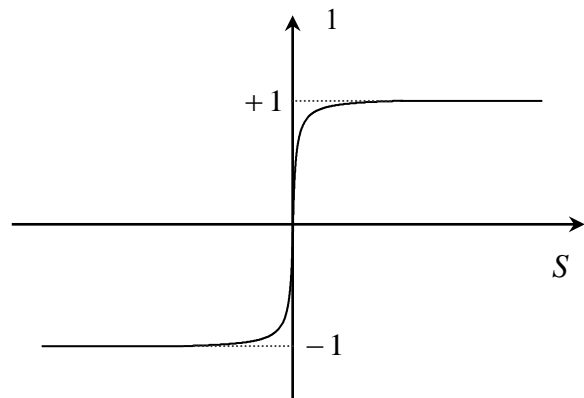


Figure (IV.7): Fonction « SMOOTH »<sub>isq</sub>

## IV.7.Application de la commande par mode de glissement à la MAS:

### IV.7.1. Description

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi .Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique .Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure cascade impose un choix de trois

surfaces sur les deux axes .La boucle interne permet de contrôler les courants «  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  » et la boucle externe la vitesse «  $\Omega_r$ ».

### IV.7.2. Synthèse des modes glissants d'ordre un pour la commande en vitesse d'un MAS :

La synthèse de la loi de commande par mode glissant pour l'asservissement de vitesse est effectuée à partir du modèle global du MAS :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_1 \cdot x_1 + w_s \cdot x_2 + a_2 \cdot x_3 + b \cdot u_1 \\ \dot{x}_2 &= -w_s \cdot x_1 + a_2 \cdot x_2 + a_4 \cdot x_3 \cdot x_4 + b u_2 \\ \dot{x}_3 &= a_{10} x_1 + a_8 \cdot x_3 \\ \dot{x}_4 &= a_{14} \cdot (x_2 \cdot x_3) + a_{15} x_4 + d \cdot C_r \end{aligned} \tag{IV-22}$$

Avec :

$$x = [x_1 x_2 x_3 x_4] = [i_{sd} i_{sq} \Phi_r d \omega]$$

$$\begin{aligned} R_t &= R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}, a_2 = \frac{1}{T_r} * \frac{M}{\sigma L_s L_r}, a_1 = -\frac{M^2 \cdot R_r}{\sigma L_r^2 L_s} + \frac{R_s}{\sigma L_s}, a_{14} = \frac{pM}{L_r}, \\ a_4 &= p * \frac{M}{\sigma L_s L_r}, a_{10} = M * \frac{1}{T_r}, a_8 = -\frac{1}{T_r}, a_{15} = -\frac{F}{j}, d = \frac{-1}{j}, b = \frac{1}{\sigma L_s} \end{aligned}$$

Le modèle (IV-22) peut être écrit sous la forme suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u_s(t) \tag{IV-23}$$

$$\text{Avec } u_s = [u_1 u_2]^T$$

$f(x)$  et  $g(x)$  sont des fonctions continues des variables  $x$ .

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 \cdot x_1 + w_s x_2 + a_2 x_3 \\ -w_s x_1 + a_2 x_2 + a_4 x_3 x_4 \\ a_{10} \cdot x_1 + a_8 x_3 \\ a_{14} (x_2 x_3) + a_{15} x_4 + d C_r \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### IV.7.3. Choix des surfaces de glissements

La surface de glissement choisie est définie par :

$$S(x) = ke + \dot{e}, \quad k > 0 \tag{IV-24}$$

Telle que :

$$S = \begin{bmatrix} S_\omega \\ S_\varphi \end{bmatrix}, e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_4^d - x_4 \\ x_3^d - x_3 \end{bmatrix}, \varphi = \Phi_{rd}^2, K = \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix}$$

Où  $e$  est l'erreur entre respectivement la valeur mesurée de la vitesse ( $\omega$ ), la valeur estimée du carré du module du flux  $\varphi$  et leurs références  $x_4^d$  et  $x_3^d$ .

La dérivée de l'erreur est donnée par :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_4^d - \dot{x}_4 = \dot{x}_4^d - a_{14}x_2x_3 - a_{15}x_4 - dC_r \quad (\text{IV-25})$$

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_3^d - \dot{x}_3 = \dot{x}_3^d - a_8x_3 - a_{10}x_1 \quad (\text{IV-26})$$

#### IV.7.4. Conditions de convergence :

- 1- Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

Pour une bonne poursuite de vitesse et de flux, il est important de rendre la surface invariante ( $\dot{S}(x)=0$ ) et attractive ( $S^T \dot{S} < 0$ ).

La dérivée de la surface donne :

$$\dot{S} = k\dot{e} + \ddot{e} \quad (\text{IV-27})$$

$$\dot{S}_1(x) = k_1\dot{e}_1 + \ddot{e}_1$$

$$\dot{S}_2(x) = k_2\dot{e}_2 + \ddot{e}_2 \quad (\text{IV-28})$$

La surface  $S=0$  est invariante si  $\dot{S}_1 = S_1 = 0$  et  $\dot{S}_2 = S_2 = 0$

#### 2- Fonction de LYAPUNVO :

C'est la deuxième condition de convergence cette fonction scalaire positive ( $V(x) > 0$ )

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{IV-29})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{IV-30})$$

### 3- Synthèse de la commande

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue La loi de commande est donnée par :

$$u_s(t) = u_{eq}(t) + u_n(t)$$

#### IV.7.5. Analyse de stabilisation en BF :

D'après l'équation (IV-30) on peut dir que :

$$\dot{V}_1 = S_1(\dot{x}_4^d - a_{14}x_2x_3 - a_{15}x_4 - dC_r) \quad (IV-31)$$

$$\dot{V}_2 = S_2(\dot{x}_4^d - a_8x_3 - a_{10}x_1) \quad (IV-32)$$

Avec :

$$\dot{x}_4^d - a_{14}x_2x_3 - a_{15}x_4 - dC_r = -k_1S_1 \quad (IV-33)$$

$$\dot{x}_4^d - a_8x_3 - a_{10}x_1 = -k_2S_2 \quad (IV-34)$$

On choisie les fonctions stabilisantes avec la loi de commande assurant l'attractivité est donnée comme suit :

$$x_{2ref} = \frac{1}{a_{14}x_3} \left( k_1 \cdot e_1 + \dot{x}_4^d \right) - a_{15}x_4 - dC_r - k_3 \text{sing}(S_1) \quad (IV-35)$$

$$x_{1ref} = \frac{1}{a_{10}} \left( k_2 e_2 + \dot{x}_4^d - a_8x_3 \right) - k_4 \text{sing}(s_2) \quad (IV-36)$$

$$\text{Ou } x_3 = \sqrt{\varphi_{rd}^2 + \varphi_{rq}^2}$$

Si en remplace (IV-35) (IV-36) dans (IV-30) (IV-31) :

$$\dot{V}_1 = -k_1 S_1^2 \leq 0$$

$$\dot{V}_2 = -k_2 S_2^2 \leq 0$$

Alors sous-système est stable

En mode de glissement l'équation (IV-24) devient :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1$$

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2$$

Donc, à partir de cet instant les erreurs de poursuite en vitesse  $e_1$  et en flux  $e_2$  convergent exponentiellement vers 0

Second Etape:

Dans cette étape, on définit deux nouvelles erreurs des composants u courant statorique données par :

$$\begin{aligned} e_3 &= x_{2ref} - x_2 \\ e_4 &= x_{1ref} - x_1 \end{aligned} \tag{IV-37}$$

La dérivée de cette équation est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \dot{x}_{2ref} - \dot{x}_2 \\ \dot{e}_4 &= \dot{x}_{1ref} - \dot{x}_1 \end{aligned} \tag{IV-38}$$

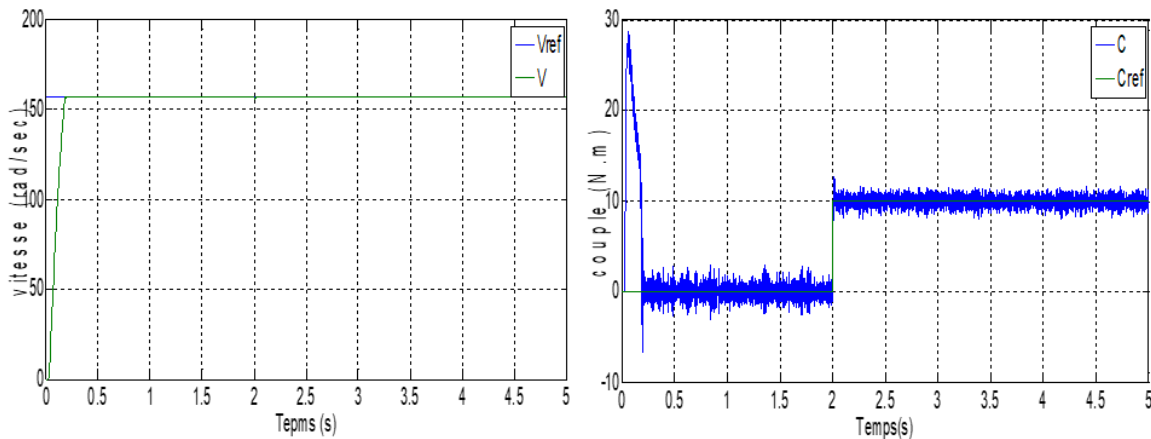
A partir de l'équation (IV-28) on peut dire que :

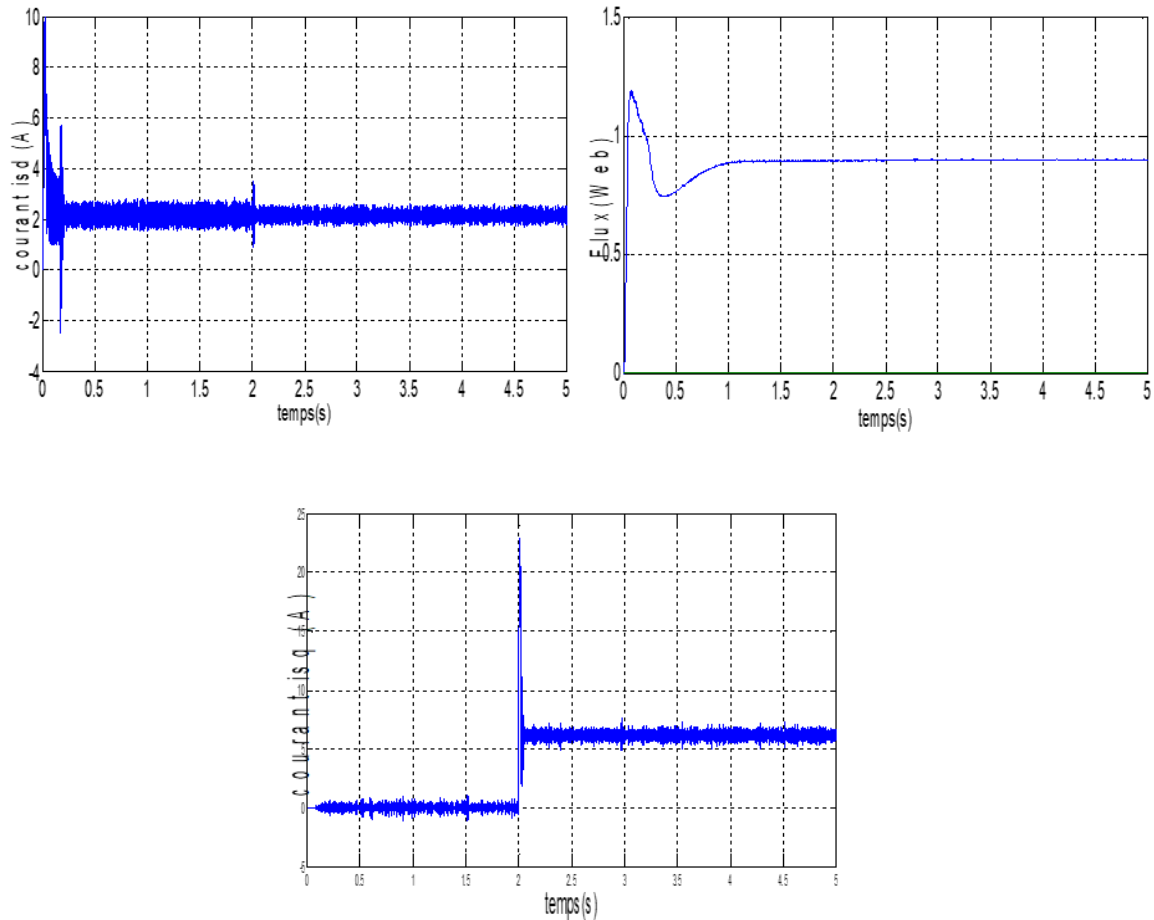
$$u_1 = V_{sd} = \frac{1}{b}((x_{1ref}) + k_4 e_4 - a_1 x_1 - \omega_s x_2 + a_2 x_3 - k_7 \text{sing}(S_1)) \tag{IV-39}$$

$$u_2 = V_{sq} = \frac{1}{b}((x_{2ref}) + k_3 e_3 + \omega_s x_1 - a_1 x_2 - a_4 x_3 x_4 - k_8 \text{sing}(S_2)) \tag{IV-40}$$

Pour réduire le phénomène de réticence, on a remplacé la fonction signe par la fonction sat(s) et la loi de commande par mode glissement donnée par :  $u_s = u_{eq} + u_n$

### IV.8. Résultats de simulation :





**Figure(IV-8):** Simulation du MAS avec un MG-1<sup>er</sup> ordre,

### IV.8.1. Interprétation des résultats de simulations

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation la MAS, pour une vitesse de consigne de 160 rad/s, On remarque que :

- ✓ L'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit.
- ✓ Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant après l'application de la charge
- ✓ La courbe de courant présente des pics aux moments la variation de la vitesse.
- ✓ Le phénomène de chattering apparaît clairement dans la réponse du courant statorique, le couple électromagnétique et la surface de glissement de flux qu'il est fixé dans la valeur 0.98 et de la vitesse

IV.8.2. Test de robustesse pour la variation de la vitesse

La figure (IV-9) présente les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse (100rad/s, 120rad/s). On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement sa nouvelle référence, ce qui veut dire que la régulation est robuste. Le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

On remarque aussi une diminution en module de la composante directe du flux lors de la variation en sur vitesse (mode défluxé), puis retourne à sa valeur désirée. La composante quadrature du flux présente une petite variation en module.

Les courbes des courants présentent des pics aux moments de la variation de la vitesse.

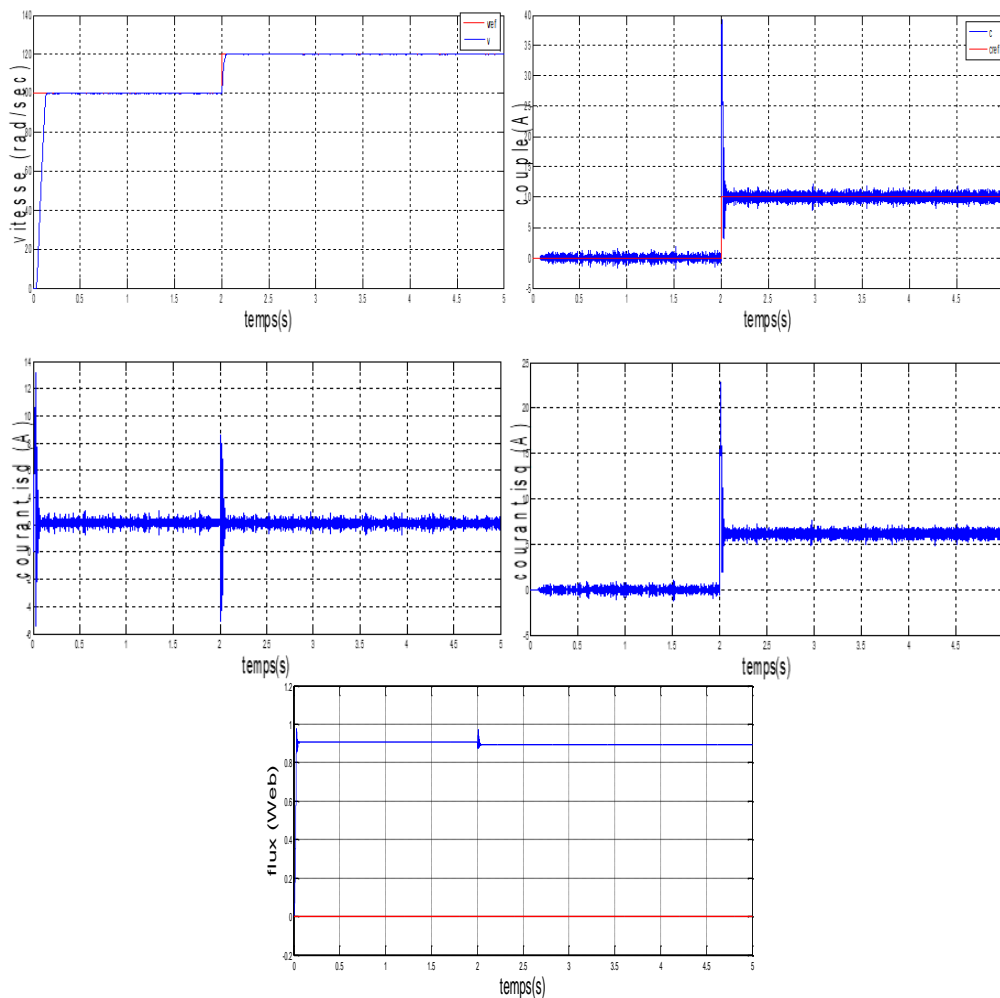


Figure (IV-9) : Test de robustesse pour la variation de la vitesse

### IV.9. Modèle dynamique de Véhicule électrique :

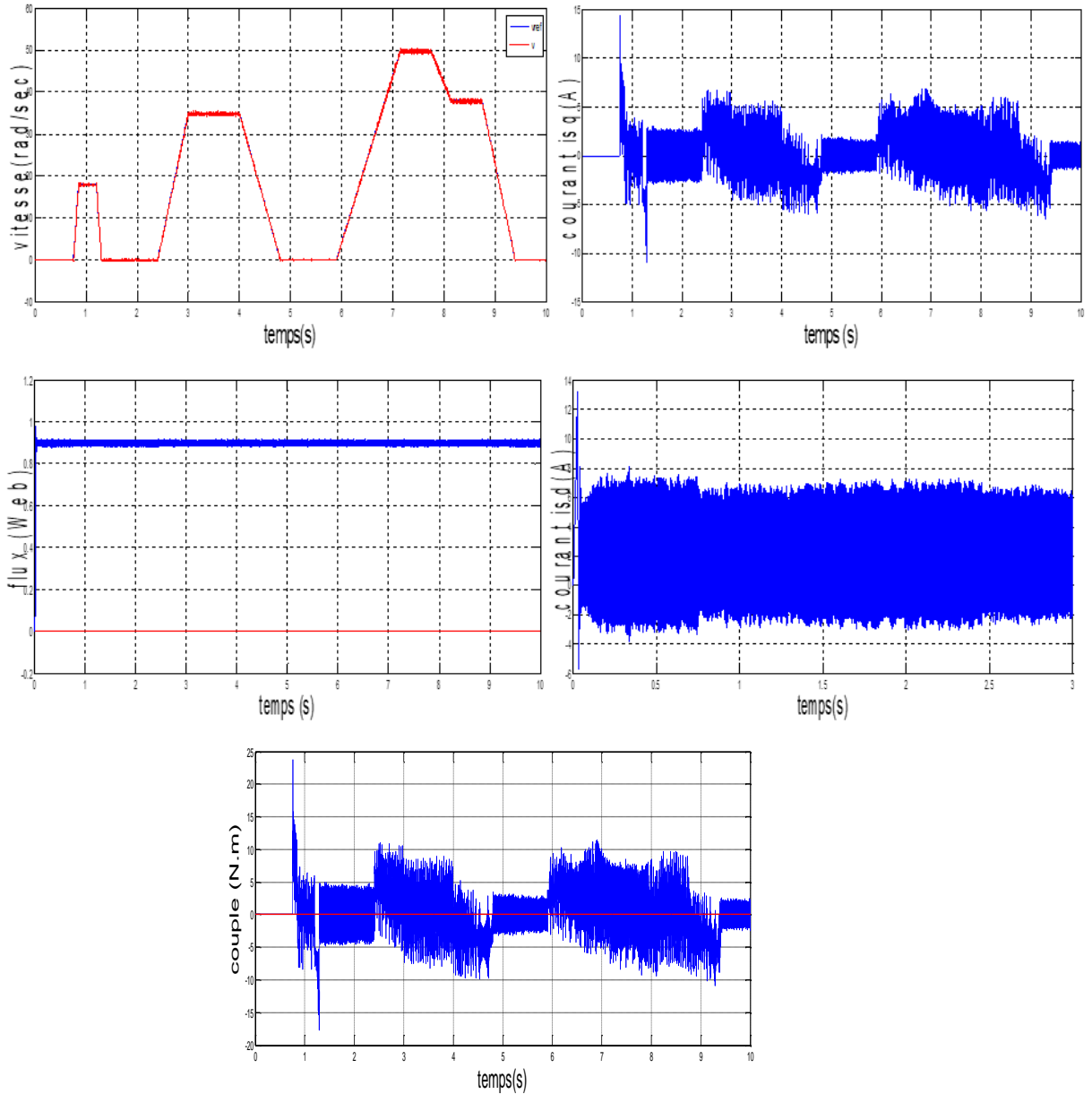


Figure (IV-10): Simulation modelé dynamique de véhicule électrique

#### IV.9.1. Interprétation des résultats de simulations

Dans le premier chapitre, on a établi un modèle dynamique pour le véhicule électrique qui représente un couple résistant, puis on a l'appliqué sur la machine pour des différentes vitesses, on a remarqué que la vitesse suit bien la consigne ainsi que le couple, ces résultats ont montrés une grande efficacité de la commande appliqué, elle préserve les performances du système ainsi que sa stabilité.

Pour le courant  $i_{sq}$  à travers la courbe on peut dire qu'a une relation avec le couple  
Quant à  $i_{sd}$  il temps vers à zéro

### Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons mis en œuvre lois de commande non linéaire par mode glissant, à flux rotorique orienté de la machine asynchrone. Dans cette commande, nous avons utilisé la commande par mode glissant d'ordre un. Une solution possible pour réduire le broutement consiste à remplacer la fonction discontinue « Sign » par une fonction continue « Sat ». L'utilisation de cette dernière produit une erreur statique en présence de perturbations ou d'incertitudes, ce qui nécessite l'estimation du couple de charge et de la constante de temps rotorique ,

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses obtenues avec le MG-1 l'erreur sont plus rapides à vide et plus robuste lors des variations de la charge et la vitesse à partir de ces résultats que le contrôle proposé (mode glissant) généralement fonctionne bien pour le modelé dynamique de VE avec un bon temps de stabilisation et un très bon suivi de référence.

D'après l'étude des deux commandes, on peut conclure que la technique de commande par mode glissant a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, on obtient une meilleure qualité de réglage par rapport à La commande vectorielle, donc la commande par mode glissant offre certains avantages : Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système. Un dynamique très performant "temps de réponse acceptable et erreur stationnaire pratiquement nulle". Les performances de cette technique dépendent d'un choix convenable des coefficients de la surface du glissement et la rapidité de la réponse dépend du couple maximal que peut donner à la machine. Finalement, nous avons fait la comparaison des résultats obtenus avec la CV. Nous avons vu que cette technique est plus robuste . Cette technique de commande par mode glissant nous a permis d'obtenir des hautes performances aux différents tests de robustesse par rapport à la commande CV, notamment au test de robustesse à la variation de la résistance rotorique par ce que les paramètres des régulateurs PI utilisée dans la commande vectorielle dépendent à la constante de temps rotorique et pour ça la variation de cette dernière influe directement notamment sur le découplage .Par contre les régulateurs par mode glissant sont dimensionnés à partir de critère de stabilité seulement (LYPONUV) .Dans ce cas les variation des paramètres de la machine ne présentant aucune

influence sur la commande. Nous concluons que la commande par mode glissant est plus robuste que la commande CV.

# **Conclusion générale**

## Conclusion générale

### Conclusion générale :

Ce mémoire, présente une étude de modélisation et de commande d'un véhicule électrique entraîné par une machine Asynchrone (MAS), alimentée par un onduleur de tension contrôlé par la technique MLI. La commande vectorielle de la MAS utilisant des régulateurs PI présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux variations de la charge mécanique. Pour améliorer les performances du système à commander, nous avons appliqué une technique de réglage robuste par le mode glissant. Cette dernière est caractérisée par une précision dans le cas d'une poursuite de la vitesse. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'efficacité et les performances de la commande proposée.

Nous venons de présenter, dans le premier partie une petite historique sur le véhicule électrique, et un aperçu sur leur actualité récente, ainsi les éléments constitue une chaine de traction ainsi les différents configurations et/ou architectures existant. Par la suite nous avons abordé une modélisation dynamique du véhicule électrique avec études de quelques situations affronte le mouvement du véhicule.

Deuxième partie a été consacré à la modélisation du comportement d'un véhicule électrique à deux roues motrices. Le choix de modèle a été réalisé en fonction de l'utilisation envisagée. Le modèle simplifié obtenu sera utilisé pour la synthèse des lois de commandes. Dans le chapitre suivant, nous exposerons la modélisation de système de propulsion. Nous nous attardons en particulier sur la commande vectorielle a flux rotorique en utilisant le régulateur PI classique.

Nous nous sommes intéressés à la commande en vitesse d'un VE en utilisant le régulateur PI classique puis le régulateur par mode glissant. A traverses les résultats obtenus, nous avons pu constater que le régulateur par mode glissant présente de meilleurs performances de poursuite par rapport au régulateur PI classique. Les avantages de cette technique se trouve dans le fait qu'elle utilise toute la force de commande pour compenser l'effet des perturbations extérieures ce qui prouve la robustesse de ce régulateur. En, perspectives, il serait judicieux d'appliquer expérimentalement cette approche de commande mode glissant sur un VE afin, de déterminer d'une part la validité de notre modèle de simulation et nos stratégies de commande.

## Conclusion générale

# **BIBLIOGRAP**

## **HIE**

## Bibliographie

- [1] : Véhicule électrique - Définition et Explications (techno-science.net)
- [2] : Westbrook, M. H., & Westbrook, M. (2001). The Electric Car: Development and future of battery, hybrid and fuel-cell cars (No. 38). Iet.
- [3] : Terashima, M., Ashikaga, T., Mizuno, T., Natori, K., Fujiwara, N., & Yada, M. (1997). Novel motors and controllers for high-performance electric vehicle with four in-wheel motors. IEEE Transactions on Industrial electronics, 44(1), 28-38.
- [4] : Nouh, A. (2008). Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers (Doctoral dissertation, Besançon).
- [5] : Kefif, S., & BARSALI, O. Réalisation de la motorisation d'un véhicule électrique (Doctoral dissertation).
- [6] : Benoudjit, D. (2010). Contribution à l'optimisation et à la commande d'un système de propulsion pour véhicule électrique (Doctoral dissertation, Batna, Université El Hadj Lakhdar. Faculté des sciences).
- [7] : A. Daanoune, Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides, Thèse doctorat, Université de Grenoble, décembre 2012.
- [8] : Nicolas Romani, « Modélisation et Commande du Système d'Alimentation en Air pour le Module de Puissance d'un Véhicule à Pile à Combustible avec Reformeur Embarqué », thèse de doctorat, Université de Paris Sud, 24 Septembre 2007
- [9] : A. Daanoune, Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides, Thèse doctorat, Université de Grenoble, décembre 2012
- [10] : Jérôme Bernard, « Véhicules hybrides à pile à combustible : dimensionnement et stratégies de commande », thèse de doctorat, l'université de valenciennes et du hainaut-cambresis, 03 décembre 2007.
- [11] : Amara, Y. (2001). Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride (Doctoral dissertation, UNIVERSITE PARIS XI).
- [12] : Husain, I. (2021). Electric and hybrid vehicles: design fundamentals. CRC press.
- [13] : Roby, F. (2021). Vers la voiture sans pétrole?. EDP sciences.
- [14] : Source : <http://www.mobilite-durable.org/se-...>
- [15] : Benariba, H. (2019). Contribution à la commande d'un véhicule électrique (Doctoral dissertation).

## Bibliographie

- [16] :N. Ouasli, R. B. Mehrez, and L. E. Amraoui, "Parameter estimation of one wheel vehicle using nonlinear observer," in Electrical Sciences and Technologies In Maghreb (CI STEM), 2014 International Conference on, 2014, pp. 1-8.
- [17] :A. Sciarretta and L. Guzzella, "Control of hybrid electric vehicles," IEEE Control Systems, vol. 27, pp. 60-70, 2007.
- [18] :Trigui, O. (2017). Méthode de gestion énergétique d'un véhicule électrique basée sur l'estimation en ligne de la masse et de coefficient de résistance au roulement (Doctoral dissertation, Université du Québec à Trois-Rivières).
- [19] :Morand, F. (2005). Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. *Nd'ordre*, 5.
- [20] : Garcia Soto, G. (1998). Etude et mise en oeuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine a induction a cage commandee vectoriellement (Doctoral dissertation, Paris 11).
- [21] : Djagham, S. (2012). Commande par la logique floue appliquee a la machine asynchrone (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).
- [22] :Cherif Bilal Djamal Eddine (2020). Modelisation Moteur Asynchrone . Projet de licence Université de M'sila
- [23] : Yamina, Z. (2010). Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone. Electrotechnique, Université Ferhat Abbas de Setif.
- [24] : Abdelwahab, telli (2017). Commande par logique floue d'un filtre actif parallele avec correction du facteur de puissance (Doctoral dissertation, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA).
- [25]: Siham, D. (2004). 'Commande vectorielle de la MAS et introduction aux convertisseurs matricielles. Mémoire d'ingénieur université de Batna.
- [26] : Lachhab Abderzak (2012) «Commande vectorielle de machine asynchrone sous la carte DS1104 » Mémoire master, université Mentouri Constantine
- [27] :Tark, B. (2003). Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST. Mémoire d'ingénieur, université de Batna.
- [28] :Bakhouche Fatiha(2014) .Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone. Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila
- [29] :Benhaddad, K. (2011). Commande hybride vectorielle mode glissant d'un moteur asynchrone (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).

## Bibliographie

[30] :Noor El islam & Abdelhakim hnancha . Commande par mode glissant flou d'un moteur asynchrone. . Mémoire d'ingénieur. Université de Batna

[31] : Marif Ismail & ABDAT Hichem (2018). La commande en vitesse d'un véhicule électrique. Mémoire d'ingénieur. Université de Tlemcen.

[32] : Abdellah, B. (2015). Réalisation et commande d'un véhicule électrique par dspace embarqué (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf des Sciences et de la Technologie d'Oran).

[33] : Yacine, T., & Hacene, B. (2018). Commande en vitesse d'un véhicule électrique par mode glissant (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).