

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Abderrahmane Mira de Bejaia

Faculté de Technologies

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme :

MASTER en ELECTROTECHNIQUE

Spécialité : COMMANDE ELECTRIQUE

Intitulé du thème :

**Application de la technique des modes glissants dans la
commande de la machine asynchrone**

Réalisé par :

- **ACHOUR AMINE**
- **ISSAD TOUFIK**

Encadré par :

- **Mme R.Abdelli**

Promotion : 2020/2021

Remerciements :

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

En second lieu, nous tenons à remercier notre promotrice *Mme : R. ABDELLI* son précieux conseil et son aide durant toute la période du travail.

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

Tous les enseignants qui ont contribué à notre formation pendant notre cycle de formation.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail reçoit ici le témoignage de notre grande sympathie.

Dédicaces

J'ai le plaisir de dédie ce modeste travail à Mes chers parents qui ont tout sacrifié pour moi et dont les mots sont insuffisants pour exprimer toute ma gratitude et mon profond amour. Je les remercie pour leur confiance et « que Dieu leurs accordent une très longue vie ».

La mémoire de mes grands-parents

Ma grande mère

Mon frère, ma sœur, cousins et cousines.

Toute ma famille de près ou de loin

Tous mes amis

Achour. A

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mon père et ma mère,

Mes frères,

Mes sœurs,

Toute ma famille,

Tous mes amis (Mounir, Mohamed, Yanis, Cherif)

Toute la promotion 2021 d'Electrotechnique, master Option commande électrique

Enfin, à tous ceux de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail, en
guise de reconnaissance.

ISSAD.T

Tables des matières

Table des matières

Introduction générale..... 1

 chapitre I: Généralité sur la Mas et ses différentes stratégies de commande

 I. Introduction 4

 I.1. Historique 4

 I.2. Généralité sur la machine asynchrone..... 5

 I.2.1. Présentation de la machine asynchrone 5

 I.2.2. Constitution 6

 I.2.3. Principe de fonctionnement 8

 I.2.4. Glissement d'une machine asynchrone 8

 I.2.5. Problèmes posé par la machine asynchrone 9

 I.2.6. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone..... 10

 I.2.7. Domaines d'application 10

 I.3. Stratégies de commande d'une machine asynchrone 11

 I.3.1. Commande scalaire 11

 I.3.2. La commande directe du couple (DTC) 12

 I.3.3. Méthode de la logique floue 13

 I.3.4. Méthode réseaux de neurones artificiel (RNA) [57] 16

 I.3.5. Méthode Algorithmes génétique 18

 I.4. Conclusion..... 19

 chapitre II: Modélisation et Commande vectorielle de la MAS.

 II. Introduction 21

 Partie 1 : modélisation et simulation de la Mas. 21

 II.1. Modélisation de la machine asynchrone 21

 II.1.1. Hypothèses simplificatrices 21

II.1.2.	Mise en équation de la MAS	22
II.1.3.	Modèle de Park du moteur asynchrone	25
II.2.	Choix du référentiel.....	28
II.2.1.	Référentiel lié au stator (α - β).....	28
II.2.2.	Référentiel lié au rotor (x-y).....	28
II.2.3.	Référentiel lié au champ tournant (d-q).....	28
II.3.	Les équations d'état de la machine asynchrone.....	29
II.4.	Simulation du modèle de la Mas	30
II.5.	Résultats de la simulation :.....	31
II.6.	Interprétation des résultats	32
II.7.	Conclusion.....	32
Partie 2 : commande vectorielle de la machine asynchrone.		33
II.8.	But de la commande vectorielle	33
II.9.	Principe de la commande vectorielle	33
II.10.	Commande vectorielle par orientation du flux rotorique	34
II.10.1.	Estimation de φ_{dr}	35
II.10.2.	Estimation de ω_s et θ_s	36
II.11.	Types de la commande vectorielle	36
II.11.1.	Commande vectorielle directe	37
II.11.2.	Commande vectorielle indirecte.....	37
II.12.	Choix d'orientation de flux	38
II.13.	La régulation	38
II.13.1.	Conception des régulateurs.....	39
II.13.2.	Caractéristiques des régulateurs	39
II.13.3.	Régulateur de vitesse	40
II.13.4.	Régulateurs de flux φ_r	41

II.14.	Schéma de simulation de la commande vectorielle	42
II.15.	Résultats de simulation.....	43
II.16.	Interprétation des résultats de simulation.....	44
II.17.	Conclusion.....	44
chapitre III: commande par mode glissant de la machine asynchrone		
III.	Introduction	46
III.1.	Historique	46
III.2.	Commande par mode glissant d'ordre un	47
III.3.	Conditions d'existence du mode glissant	47
III.4.	Conception de la commande en mode glissant	48
III.4.1.	Choix de la surface de glissement	48
III.4.2.	Conditions d'existence et de convergence	49
III.4.3.	La détermination de la loi de commande	50
III.5.	Le broutement (chattering).....	52
III.6.	Solutions pour la suppression du phénomène de réticence	53
III.6.1.	Solution de couche limite	53
III.6.2.	Solution par des lois d'approche	55
III.6.3.	Solution par des modes glissants d'ordre supérieur	55
III.7.	Application de la commande à la MAS	56
III.8.	Simulation de la commande par mode glissement	57
III.9.	Résultats de la simulation.....	58
III.10.	Interprétation des résultats	60
III.11.	Conclusion.....	60
chapitre IV: Teste de robustesse.		
IV.	Introduction	62
IV.1.	Simulation de teste robustesse pour le réglage par PI et celle par MG.....	62

IV.2. Interprétation des résultats	66
IV.3. Comparaison entre les commandes FOC et CSV par mode glissant	66
IV.4. Conclusion.....	67
Conclusion générale	69
Références bibliographique.....	71
Annexe.....	77
Résumé	79

Liste des symboles

- ❖ s, r : Indices du stator et du rotor, respectivement.
- ❖ V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions statoriques suivant le repère (a,b, c)
- ❖ V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions rotoriques suivant le repère (a,b, c) .
- ❖ $V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}$: tension statorique et rotorique suivant le repère (d,q) respectivement
- ❖ I_{as}, I_{bs}, I_{cs} : Courants statoriques suivant le repère (a,b, c) .
- ❖ I_{ar}, I_{br}, I_{cr} : Courants rotoriques suivant le repère (a,b, c) .
- ❖ $I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr}$: Courants statoriques et rotoriques suivant le repère (d,q) .
- ❖ $\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$: Flux statoriques suivant le repère (a,b, c) .
- ❖ $\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$: Flux rotoriques suivant le repère (a,b, c) .
- ❖ $\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}$: Flux statoriques et rotoriques suivant le repère (d,q) .
- ❖ L_s, L_r : Inductances cycliques propres statoriques (rotoriques) par phase.
- ❖ R_s, R_r : Résistances d'enroulements statoriques (rotoriques) par phase.
- ❖ M : Inductance cyclique mutuelle.
- ❖ J : Inertie des masses tournantes.
- ❖ F : Coefficient de frottement visqueux.
- ❖ T_s, T_r : Constante de temps rotorique (statorique)
- ❖ g : Glissement.
- ❖ C_{em} : Couple électromagnétique de la machine.
- ❖ C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
- ❖ P : Nombre de paires de pôles.
- ❖ $A, B, C/a, b, c$: Trois phases du stator /rotor.
- ❖ K_p : Facteur de proportionnalité.
- ❖ K_i : Facteur intégral.
- ❖ $S(x)$: Surface de glissement.
- ❖ $V(x)$: Fonction de Lyapunov.

- ❖ $\varphi_{rréf}$: Flux rotorique de référence.
- ❖ $\Omega_{rréf}$: Vitesse rotorique de référence.
- ❖ ω_s, ω_r : Pulsation de fréquence statorique (rotorique).
- ❖ (u.v.) : Axes biphasés.
- ❖ (d,q) : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
- ❖ (x,y) : Axes correspondants au référentiel lié au rotor.
- ❖ (α, β) : Axes correspondants au référentiel lié au stator.
- ❖ $[p(\vartheta)]$: Matrice de transformation de Park.
- ❖ S : Opérateur de Laplace.
- ❖ θ_s : Angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement statorique et l'axe d.
- ❖ θ_r : Angle entre l'axe de la première phase du rotor et l'axe d.

Liste des Abréviation

- ❖ AG : algorithme génétique.
- ❖ DTC : commande direct de couple.
- ❖ FOC : Commande d'orientation du flux (e anglais : Field oriented contrôle)
- ❖ Mas : machine asynchrone.
- ❖ CSV : commande à structure variable.
- ❖ MG : Mode de glissement.
- ❖ PI : Régulateur de type Proportionnel-Intégrale.
- ❖ RNA : réseaux de neurone artificiel.

Liste des figures

Figure I.1: Image de la machine asynchrone	5
Figure I.2: Représentation schématique d'une machine asynchrone. [23]	5
Figure I.3 : constitution de la MAS.	6
Figure I.4 : Stator.	6
Figure I.5: Rotor à cage d'écureuil.	7
Figure I.6: rotor bobiné.	7
Figure I.7: Système flou type-1.....	13
Figure I.8: Classification des ensembles flous.....	14
Figure I.9: Formes usuelles des fonctions d'appartenance.	15
Figure II.1 : représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.	26
Figure II.2 : schéma de simulation de la machine asynchrone.	31
Figures II.3 : résultats de simulation de la MAS.	31
Figure II.4 : Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu.....	33
Figure II.5: Principe du contrôle vectoriel.....	34
Figure II.6: Caractéristiques de la réponse des systèmes.....	38
Figure II.7 : structure générale de la commande par PI.....	39
Figure II.8 : Schéma bloc de la régulation de vitesse.	40
Figure II.9: schéma bloc de la régulation de flux.	41
Figure II.10 : schéma bloc de la commande vectorielle.	42
Figures II.11: résultats de simulation de la commande vectorielle..	43
Figure III.1 : différents modes de convergence pour la trajectoire d'état.....	47
Figure III.2 : Démonstration du mode de glissement.	47
Figure III.3 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.	50
Figure III.4 : Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min}	51

Figure III.5: Représentation de la fonction Sign.	52
Figure III.6 : Le phénomène de broutement.	53
Figure III.7 : Fonction saturation.....	54
Figure III.8 : fonction tangente hyperbolique.....	54
Figure III.9 : schéma bloc des régulateurs de la commande par MG.	58
Figure III.10 : résultats de simulation de la commande par MG.	59
FigureIV.1: Résultats de tests de robustesse pour les deux commandes avec variation de résistance statorique($R_s'=15$).....	63
FigureIV.2: Résultats de tests de robustesse pour les deux commandes avec variation du moment d'inertie ($J'=0.5\text{kg/m}^2$).....	64
FigureIV.3: Résultats de tests de robustesse pour les deux commandes avec variation du moment d'inertie ($J'=0.5\text{kg/m}^2$) et la résistance statorique ($R_s'=15$).....	65

Introduction générale

Introduction générale

Dans les grands pays, plus de la moitié de l'énergie électrique totale produite est convertie en énergie mécanique dans les machines électriques. Parmi plusieurs types de machines électriques, les moteurs asynchrones triphasés occupent une place importante. En effet, au moins 90% des systèmes de commande industriels utilisent des machines asynchrones [1,2], qui ont, petit à petit, pris la place des machines à courant continu à cause de leurs simplicité, robustesse, faible coût, fiabilité et bonnes performances. En revanche, la commande des machines asynchrones peut devenir très complexe. Cette complexité est due particulièrement à leur modèle qui est incertain, non linéaire, multi-variable et fortement couplé. La nécessité de prendre en compte des variations paramétriques dans le temps a poussé les automaticiens à trouver des algorithmes de commande modernes et robustes pour résoudre ses problèmes.

Plusieurs techniques pour commander les machines électriques asynchrones ont été développées. Parmi celles-ci, la commande scalaire [3,4], la commande par retour d'état [5], la commande DTC [6], la commande vectorielle (FOC) [7,8], la commande non linéaire [9] la commande adaptative [10,11] et adaptative floue [12], la commande par mode de glissement, la commande par logique floue, par les réseaux de neurones artificiel ,et les algorithmes génétiques, Ces commandes permettent d'améliorer Les performances de la machine asynchrone en boucle fermée.

Mais nous dans notre travail on va s'intéresse sur la commande vectorielle et la commande par mode glissant.

Les recherches universitaires et industrielles ont donné un essor appréciable à la commande vectorielle et la commande par mode de glissement.

La commande vectorielle a été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator. [13]

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateur de flux nécessite un capteur de flux, souvent très onéreux .son montage dans les systèmes

d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir à des résultats performants. Afin d'éliminer ce handicap, il est nécessaire d'appliquer les techniques de l'automatique, permettant la reconstruction de flux .ces procédés sont appelés l'estimateur ou l'observateur. [13]

La commande par mode de glissement fait partie de la famille des contrôleurs à structure variable, c.à.d. des commandes commutant entre plusieurs lois de commande différentes. L'importance des contrôleurs par mode glissant réside dans : la grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de la conception et l'implantation, et la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres internes ou externes [14] [16]. Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre les trajectoires du système à atteindre une surface donnée, surface de glissement, pour ensuite y rester. Toutefois, la commande par mode de glissement induit en pratique des commutations haute fréquence connue sous le nom de chattering. Ces commutations peuvent exciter des dynamiques non désirées qui risquent de déstabiliser, détériorer voire même de détruire le système étudié.

Il existe différentes méthodes pour diminuer ce phénomène dont l'une consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue au voisinage de la surface de glissement (fonction saturation ou fonction sigmoïde). Une autre méthode consiste à utiliser les modes glissants d'ordre supérieur [15], [16], [17], [18], dont le principe est de rejeter les discontinuités au niveau des dérivées supérieures de l'entrée du système.

Structure du mémoire :

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- ❖ Le premier chapitre sera consacré à l'étude théorique en présentant quelques généralités sur la machine asynchrone à cage d'écurueil, notamment sa constitution, le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients.
- ❖ Le deuxième chapitre : la premier partie comprendra la modélisation de la machine asynchrone qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine étudiée, en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc sous Matlab /Simulaink. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.

La deuxième partie est consacrée à la commande vectorielle de la machine asynchrone, alimentée à travers un onduleur. Les performances de la (FOC) seront testées par testées par des simulations.

- ❖ Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la technique de commande par mode glissant de la machine asynchrone. Les performances de cette commande seront testées par des simulations.
- ❖ Le quatrième chapitre est consacré à l'étude comparative et la robustesse de deux commandes.
- ❖ En fin de ce mémoire nous présentons une conclusion générale de cette étude.

Chapitre I :
Généralités sur la Mas
et ses différentes stratégies
de commande

I. Introduction

La machine asynchrone est plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles, du fait sa facilité de mise en œuvre, de son faible coût, de son bon rendement et son excellente fiabilité.

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. [19]

Dans ce chapitre, on va se consacrer à étudier la machine asynchrone et de donner quelques généralités et des rappels sur la constitution, principe de fonctionnement et de citer quelques stratégies de sa commande. .

I.1. Historique

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone [5], puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888, [20]. En 1889, Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écurie qui sera construit industriellement à partir de 1891, [20].

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts, [21].

La machine asynchrone est la machine électrique la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car elle offre alors le meilleur rapport qualité prix. Surtout depuis l'apparition dans les années 1970 de variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation du moteur dans une large gamme, [22].

I.2. Généralité sur la machine asynchrone

Les machines asynchrones sont les machines à courant alternatif les plus répandues. On les utilise dans de nombreux dispositifs domestiques (machines à laver, sèche-linge, tondeuse électrique...etc.). Le principal avantage de ces machines est leur faible coût de fabrication et leur grande robustesse. L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est montrée sur la figure (I.1).

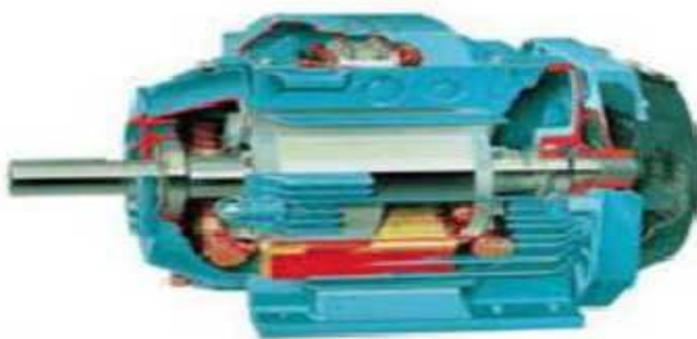


Figure I.1: Image de la machine asynchrone

I.2.1. Présentation de la machine asynchrone

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure I.2.

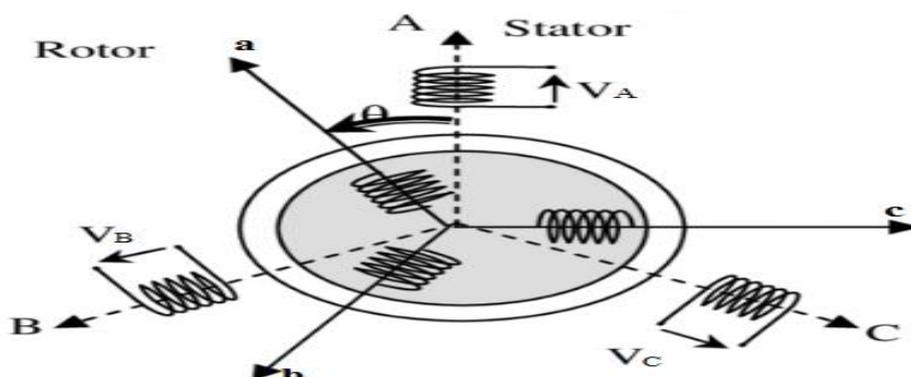


Figure I.2: Représentation schématique d'une machine asynchrone. [23]

Chapitre I Généralité sur la Mas et ses différentes stratégies de commande

La machine asynchrone comporte trois bobinages au stator alimentés par un système de courants triphasés et trois bobinages au rotor court-circuités sur eux-mêmes traversés par un système de courants triphasés. Les axes de chaque système de bobinage sont décalés de 120 degrés. θ est l'angle entre l'axe de la phase (A) statorique et la phase(a) rotorique. [23]

I.2.2. Constitution

Dans cette partie, Nous allons donner quelques présentations de la constitution de la MAS. Cette description va nous montrer et nous permettre de comprendre la façon ou le système est réalisé. La MAS du point de vue mécanique elle se décompose de deux parties :

- Le stator, c'est la partie fixe de la machine ;
- Le rotor, est la partie tournante qui met en rotation la charge mécanique.

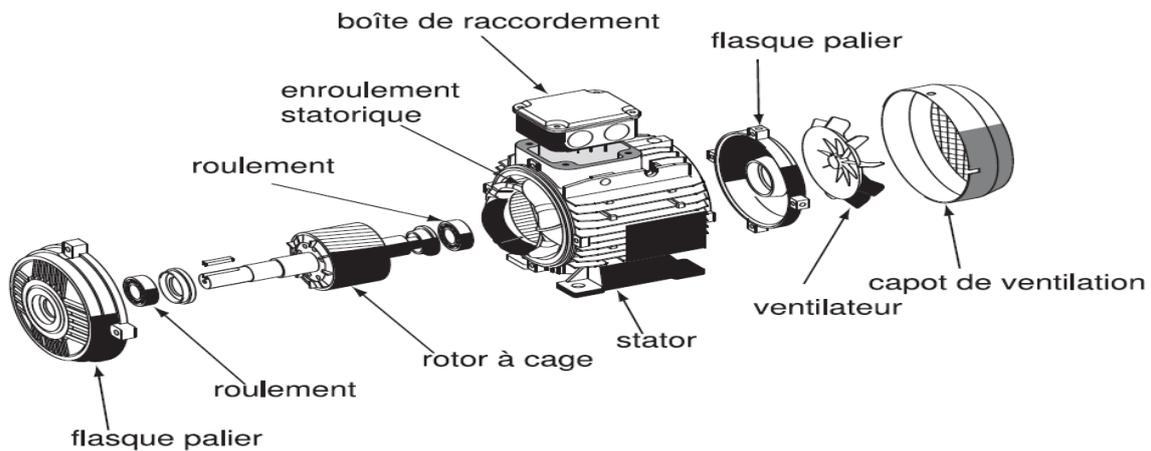


Figure I.3 : constitution de la MAS.

I.2.2.1. Le Stator

Le stator est constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède p paires de pôles ("nombre de bobinage triphasé au sein dans le stator").



Figure I.4 : Stator.

I.2.2.2. Le rotor

Le rotor, Partie tournante du moteur. Il existe deux types de rotor : les rotors bobines et les rotors à cage.

- **Rotor à cage**

Il est constitué de barres métalliques identiques parallèles ou non à l'axe du rotor. De chaque côté, les extrémités de ces barres sont réunies entre elles par des couronnes métalliques peu résistives. L'ensemble forme donc une cage, appelée cage d'écureuil [24].

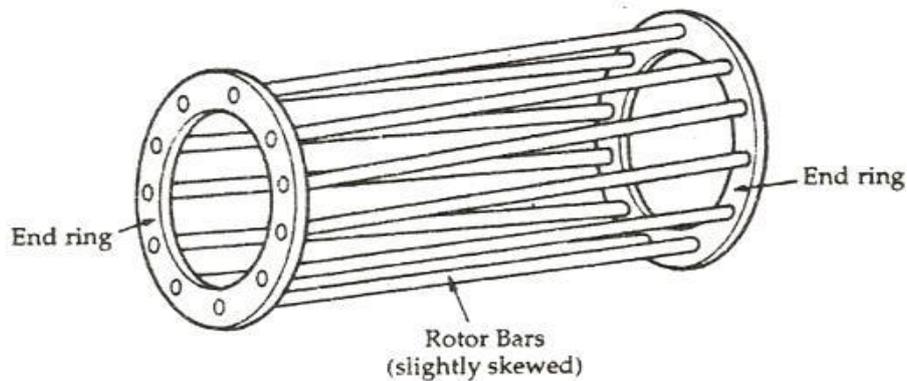


Figure I.5: Rotor à cage d'écureuil.

- **Rotor bobiné**

Les conducteurs logés dans les encoches du rotor forment un enroulement triphasé, dont le nombre de pôles est le même que celui du stator. Les extrémités de ces enroulements sont soudées à trois bagues solidaires de l'arbre de rotation. Des balais frottant sur ces bagues permettent d'accéder au rotor [25].



Figure I.6: rotor bobiné.

I.2.2.3. Les paliers

Les paliers permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, ils sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble de ces constituants (le stator, le rotor et les paliers) forme alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.2.3. Principe de fonctionnement

Les courants statorique créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statorique, c'est à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorque.

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, vu dans le référentiel du rotor, il n'y aurait pas de variation de champ magnétique ; les courants s'annuleraient, de même que le couple qu'ils produisent, et la machine ne serait plus entraînée. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement.

I.2.4. Glissement d'une machine asynchrone

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à une machine synchrone hypothétique construite avec le même stator.

On caractérise le fonctionnement asynchrone par le glissement « g » défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (I.1)$$

Avec Ω_s : La vitesse de rotation du champ tournant d'origine statorique.

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.2)$$

Ω_r : La vitesse de rotation du champ tournant d'origine rotorique.

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (I.3)$$

Où ω_s : Pulsation des courants statorique, liée à la fréquence du stator.

ω_r : Pulsation des courants rotorique.

P : Nombre de paires de pôles.

Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour cent: de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées. Les pertes par effet Joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement [20], [5].

I.2.5. Problèmes posé par la machine asynchrone

Les problèmes d'exploitation d'une machine asynchrone se situent essentiellement au moment du démarrage ; ce qui peut être traduit par :

- L'intensité élevée qui peut aller de 5 à 8 fois l'intensité nominale au démarrage direct et peut provoquer une chute de tension du réseau dommageable pour les usagers qui y sont reliés.
- La qualité du couple accélérateur qui doit être suffisamment élevée; à taux réduit d'oscillation et adapte à la cage entraînée afin d'éviter l'accouplement mécanique et une durée trop longue. [26]
- Enfin, l'échauffement des enroulements rotoriques limitant le nombre de démarrages consécutifs et leur durée.

Il y a cependant des solutions qui sont devenues classiques comme :

- Le démarrage étoile – triangle.
- Le démarrage par résistances ou inductances statoriques.
- Le démarrage par autotransformateur.
- Le démarrage électrique par gradateur à thyristors. [26]

Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas dans le MAS, puisque le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple.

Chapitre I Généralité sur la Mas et ses différentes stratégies de commande

D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non-linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier, jusqu'à 50%). [27]

I.2.6. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau (I-1) suivant :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none">• Robuste et facile à construire.• Coût réduit.• Absence d'un système bagues balais.• Structure simple.	<ul style="list-style-type: none">• Non découplage naturel.• Non linéarités.

Tableau I-1: Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone.

I.2.7. Domaines d'application

- ✓ Grand standard industriel ;
- ✓ Entraînements divers ;
- ✓ Parfois utilisée comme génératrice dans les éoliennes ;
- ✓ Traction électrique (Eurostar, TGV POS, TGV Duplex Dasye notamment) ;
- ✓ Propulsion des navires ;
- ✓ Propulsion électrique automobile (Tesla Roadster notamment) ;
- ✓ Machines-outils ;
- ✓ Ascenseurs ;
- ✓ Treuils ;
- ✓ Pompes ;
- ✓ Électroménager ;
- ✓ Chariots élévateurs.

I.3. Stratégies de commande d'une machine asynchrone

Afin de faire fonctionner les machines asynchrone dans des plages de vitesse variable, plusieurs stratégies de commande (simple ou avancée) peuvent être envisagées pour permettre de conserver les performances fixées à l'avance même en présence de perturbations et de variations paramétriques.

On peut citer quelle que stratégies :

- Méthode simple :
 - Commande scalaire.
 - Commande directe du couple.
 - Commande vectorielle (on va l'étudier dans le deuxième chapitre).
- Méthode avancée :
 - Méthode de la logique floue.
 - Méthode réseaux de neurones.
 - Méthode Algorithmes génétique.
 - Méthode mode glissants (on va l'étudier dans chapitre trois)

I.3.1. Commande scalaire

D'une façon générale utilisée pour les systèmes en boucle ouverte, la commande scalaire approvisionne un grand nombre d'applications où le besoin majeur est de changer la vitesse du moteur et réaliser une commande efficace, elle est également rentable et simple à implémenter. Ce type de contrôle convient surtout pour des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone [53].

I.3.1.1.Principe de la méthode

Le contrôle scalaire de la machine asynchrone consiste à imposer aux bornes de son induit, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Ce mode de contrôle s'avère le plus simple quant à sa réalisation, mais également le moins performant, surtout pour les basses vitesses de fonctionnement. Cependant, au niveau des puissances installées, la plupart des variateurs ne justifient pas un contrôle très performant. Pour des variateurs dans la plage de vitesse ne dépasse pas un rapport de 3 ou 4 entre les vitesses extrêmes (ventilation, climatisation, centrifugeuse.....) et pour lesquels il n'y a pas de fonctionnement à vitesse très faible et à fort couple de charge, le contrôle scalaire donne des performances satisfaisantes. Il

Chapitre I Généralité sur la Mas et ses différentes stratégies de commande

est donc important de donner certain nombre d'informations sur les variateurs asynchrones avec contrôle scalaire. Son principe donc est de maintenir V/f Constant ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

I.3.1.2. Inconvénients de la méthode

Le couple électromagnétique et le flux rotorique sont en fonction du courant ce qui provoque de mauvaises performances dynamiques. C'est pourquoi ce type de commande convient pour les applications où la précision sur la vitesse n'est pas importante et où le couple aux faibles vitesses est faible, telle que les ventilateurs, les compresseurs, les pompes etc.

I.3.2. La commande directe du couple (DTC)

Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandés par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [54].

I.3.2.1. Avantages et Inconvénients de la méthode

La commande directe du couple (DTC) un certain nombre d'avantages et d'inconvénients comme suit :

➤ Avantages

- la réduction du temps de réponse du couple.
- la robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation.
- l'absence des transformations de Park.
- elles peuvent être fonctionnelles sans capteur de vitesse.

➤ Inconvénients

- Le contrôleur doit être très rapide. Il lui faut une grande puissance de calcul.
- Le capteur de courant doit être de très bonne qualité, afin de ne pas induire en erreur le contrôleur. Un filtre passe-bas ne peut pas être introduit dans le circuit pour enlever le bruit. Le retard qu'il causerait empêcherait le bon fonctionnement de l'hystérésis.

- A vitesse élevée, cette méthode n'est pas sensible aux paramètres du moteur. Ce n'est pas le cas en basse vitesse, dans ce cas-la la résistance statorique joue un rôle important dans l'estimation du flux [Web2].

I.3.3. Méthode de la logique floue

L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécision et l'incertitude. Cette logique a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Ainsi, le succès de la commande floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques « si ... alors » facilement interprétables.

La structure de base d'un système flou se divise en trois parties principales comme le montre la figure (I.7).

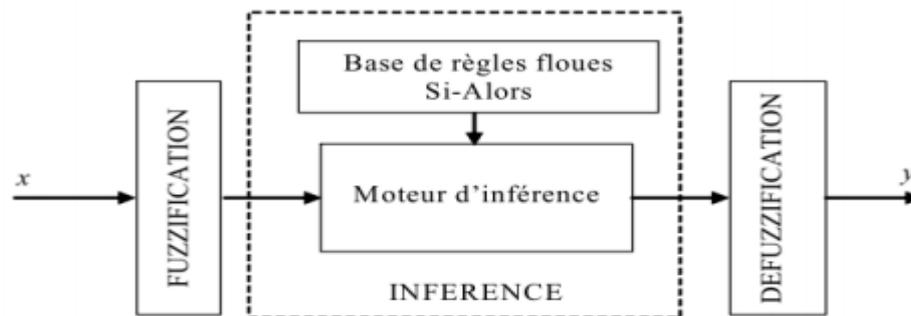


Figure I.7: Système flou type-1.

I.3.3.1. Principe et historique de la logique floue

Ce sont les premières approches du concept d'incertitude d'Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30 qui ont conduit à l'apparition de la logique floue. Mais ce n'est qu'en 1965 que les bases théoriques de cette logique sont proposées par le professeur Lotfi Zadeh, dans un article intitulé «Fuzzy sets» (Ensembles flous). Cet automaticien, de réputation internationale, a depuis réalisé de nombreuses avancées théoriques qui ont contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, dans le but de palier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue [55].

I.3.3.2. Ensembles flous

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne? C'est à partir de ce genre de constatation que Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes Linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit ... Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels.

Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors en logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance μ). Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux [13]. La façon d'établir cette classification est présentée dans la figure(I.8) suivante :

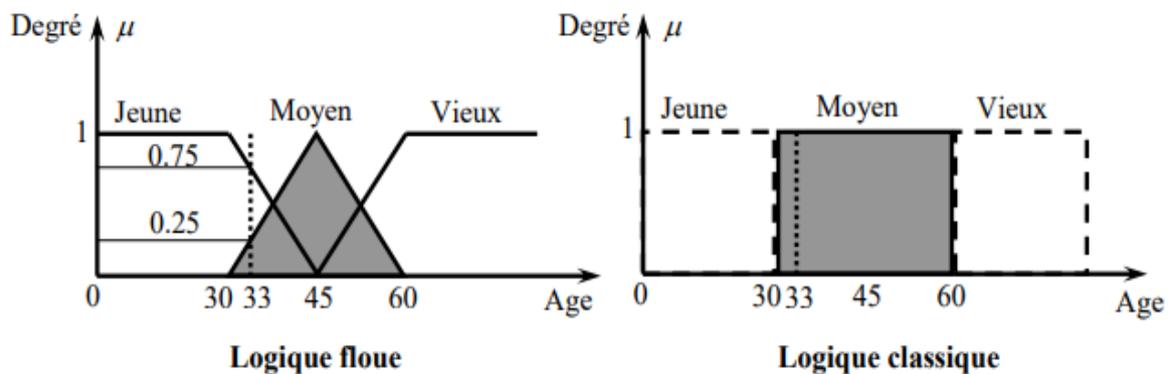


Figure I.8: Classification des ensembles flous.

Cette figure montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, une personne de 33 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur $\mu = 0.75$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble "moyens" avec une valeur $\mu = 0.25$.

I.3.3.3. Fonction d'appartenance [56]

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Dans ce contexte, il est attribué à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance.

- ❖ Fonction triangulaire : elle est définie par trois paramètres {a, b, c} :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (I.4)$$

- ❖ Fonction trapézoïdale : elle est définie par trois paramètres {a, b, c, d} :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (I.5)$$

- ❖ Fonction Gaussienne: elle est définie par deux paramètres {a, x} :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-x_0)^2}{2a}\right) \quad (I.6)$$

- ❖ Fonction Cloche: elle est définie par deux paramètres {a, x} :

$$\mu(x) = \frac{1}{1+\left(\frac{x-x_0}{a}\right)^2} \quad (I.7)$$

- ❖ Fonction Sigmoidale : elle est définie par deux paramètres {a, c} :

$$\mu(x) = \frac{1}{1+\exp(a(x-c))} \quad (I.8)$$

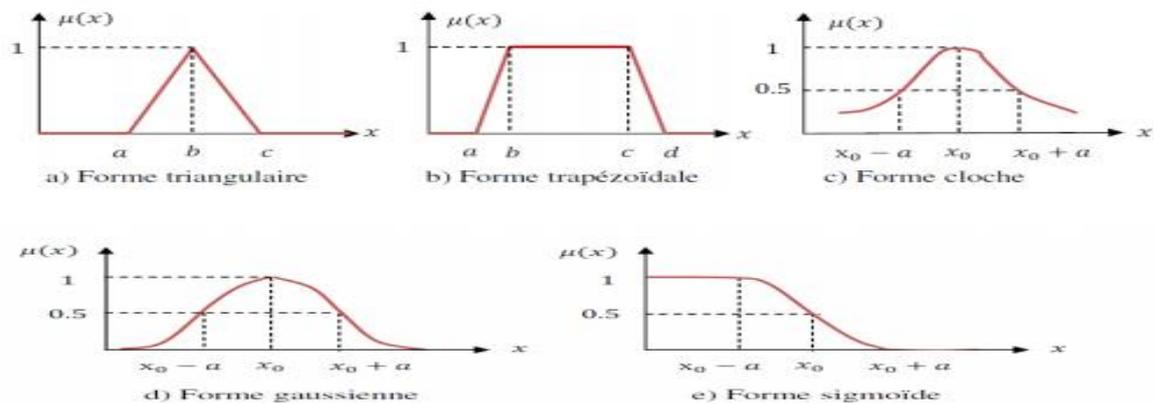


Figure I.9: Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

I.3.3.4. Avantages et inconvénients de la commande par logique floue

La commande par logique floue combine un certain nombre d'avantages et d'inconvénients comme suit :

➤ **Avantages**

- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-Linéaire et difficile à modéliser).
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire).
- La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable).

➤ **Inconvénients**

- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non-linéaire.
- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).

I.3.4. Méthode réseaux de neurones artificiel (RNA) [57]

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) et ses variantes peuvent être l'une des techniques d'intelligence artificielle largement utilisées dans le diagnostic des défauts. Les réseaux de neurones artificiels sont un composant principal de la neuro-informatique. Ils ont été explorés pour la première fois par Rosenblatt en 1959.

Le réseau de neurones artificiel se compose de groupes de neurones artificiels interconnectés. Ces neurones utilisent un modèle mathématique ou informatique pour le traitement de l'information. Le RNA est un système adaptatif qui change sa structure en fonction de l'information qui circule à travers le réseau.

Le réseau de neurones artificiel apprend les échantillons à partir d'un ensemble de données d'apprentissage qui représente la relation entre les entrées et les sorties en utilisant une méthode d'apprentissage. Un exemple de ceci est vu dans un algorithme d'apprentissage de type rétro-propagation, introduit par Werbos en 1974.

Chapitre I Généralité sur la Mas et ses différentes stratégies de commande

Le réseau de neurones artificiel comprend une couche de nœuds d'entrée, une ou plusieurs couches de nœuds cachés et une couche de sortie. Chaque couche se compose des éléments de traitement appelés «nœuds» ou «Neurones». L'interaction entre eux est réalisée en utilisant des liaisons (connexions) pondérées numériquement.

Une fonction inconnue peut être définie via une évaluation et un ajustement itératifs des valeurs des poids de pondération utilisée par le RNA. Dans ce contexte, le RNA peut être utilisé dans la modélisation des problèmes complexes non linéaires.

I.3.4.1.Apprentissage

Les réseaux de neurones artificiels sont capables d'apprendre et il existe différentes méthodes et approches d'apprentissage parmi lesquelles on peut citer :

- L'apprentissage supervisé.
- L'apprentissage non-supervisé.
- L'apprentissage avec renforcement.

De plus, l'algorithme de rétro-propagation de l'erreur est utilisé dans l'apprentissage par la présentation d'exemples aux réseaux de neurones artificiels.

I.3.4.2.Types de réseaux de neurones

Il existe plusieurs types de réseaux de neurones artificiels. Nous y avons mentionné:

- Back Propagation for Feed Forward Network (BPFFN).
- Multi Layer Perceptrons (MLP).
- Back Propagation Multilayer Perceptrons (BPMP).
- Self-Organized Map (SOM).
- Radial Basis Function (RBF).
- Recurrent or Recirculation Neural Network (RNN).
- Learning Vector Quantization(LVQ).

I.3.4.3.Avantages des RNA [57]

Le RNA présente plusieurs avantages, ce qui le rend approprié pour une mise en œuvre dans une large gamme d'applications.

Le RNA ne dépend pas de principes antérieurs, de données statistiques ou de modèles. Par conséquent, il peut être utilisé directement dans des tâches de modélisation analytiquement difficile et qui ne peuvent pas être résolues en utilisant des méthodes ou des approches conventionnelles. En effet, l'utilisation des méthodes conventionnelles n'est pas pratique car les tâches de modélisation ont des caractéristiques non linéaires, elles sont d'ordre supérieur, sont dynamique et les relations des données entrée-sortie n'ont pas de modèle analytique.

I.3.5. Méthode Algorithmes génétique

I.3.5.1. Définition

Les algorithmes génétiques appartiennent à la famille des algorithmes évolutionnistes, dans le but d'obtenir une solution approchée à un problème d'optimisation, lorsqu'il n'existe pas de méthode exacte pour le résoudre en un temps raisonnable. Les algorithmes génétiques, basant sur la théorie de « l'évolution des espèces » formulée par le naturaliste Charles Darwin, sont le fruit des recherches de John Holland et de ses collègues et élèves de l'Université du Michigan qui ont, dès 1960, travaillé sur ce sujet. Le premier aboutissement de ces recherches a été la publication en 1975 de son livre : « Adaptation in Natural and Artificial System », dans lequel il a expliqué comment ajouter des opérateurs de variation (croisement et mutation) dans un programme informatique.

Le premier but de Holland, dans le développement des AG, n'est pas de trouver une solution pour un problème précis, mais plutôt d'améliorer la compréhension des processus naturels d'adaptation, et de concevoir des systèmes artificiels possédant des propriétés similaires aux systèmes naturels [58].

I.3.5.2. Avantages et inconvénients des algorithmes génétiques

La commande par des algorithmes génétiques un certain nombre d'avantages et d'inconvénients comme suit :

➤ Avantages

- Les AG ne permettent pas d'obtenir certainement une solution optimale exacte, mais plutôt une solution de qualité en temps raisonnable.
- Espaces de recherche importants.
- Pas d'algorithmes d déterministes adaptés.

➤ **Inconvénients**

- Le temps de calcul : par rapport à d'autres méta heuristiques, les algorithmes génétiques nécessitent de nombreux calculs, en particulier au niveau de la fonction d'évaluation.
- Ils sont le plus souvent difficiles à mettre en œuvre : des paramètres comme la taille de la population ou le taux de mutation sont parfois difficiles à déterminer, or le succès de l'évolution en dépend. Plusieurs essais sont donc nécessaires, ce qui limite encore l'efficacité de l'algorithme. En outre, choisir une bonne fonction d'évaluation est aussi critique. Celle-ci doit prendre en compte les bons paramètres du problème. Elle doit donc être choisie avec soin.
- Il faut aussi noter l'impossibilité d'être assuré, même après un nombre important de générations, que la solution trouvée soit la meilleure. On peut seulement être sûr que l'on s'est approché de la solution optimale (pour les paramètres et la fonction d'évaluation choisie), sans la certitude de l'avoir atteinte.

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, en premier lieu on n'a fait une présentation générale de la machine asynchrone (MAS), en suite on n'a exposé leur évaluation à travers le temps, puis nous avons nommé leurs différents composants et son domaine d'application, nous avons aussi cité quelques stratégies de la commande (simple et avancé).

L'étude de la modélisation et commande vectorielle de la MAS sera le contenu du deuxième chapitre.

Chapitre II :
Modélisation et
Commande vectorielle de
la MAS

II. Introduction

L'étude du comportement d'un système est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. Nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel de ce système.

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques, Dans le but de commander la machine asynchrone, les chercheurs ont développés des transformations mathématiques pour extraire des courants de ligne des variables a fin de commander indépendamment le flux et le couple et avoir le découplage qui existe naturellement dans une machine à courant continu. Ce type de contrôle est connu sous le nom de contrôle vectoriel

- modélisation et simulation de la Mas.
- Modélisation et simulation commande vectorielle de la machine asynchrone.

Partie 1 : modélisation et simulation de la Mas.

II.1. Modélisation de la machine asynchrone

Comme tout système, l'étude des machines électriques s'appuie sur un modèle de représentation. Cette modélisation est très importante pour l'étude, l'analyse et la simulation de la commande de ces machines.

II.1.1. Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes [28] :

- entrefer constant.
- effet des encoches négligé
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

- pertes ferromagnétiques négligeables.
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- ✓ L'additivité des flux.
- ✓ la constance des inductances propres.
- ✓ la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

II.1.2. Mise en équation de la MAS

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

- les équations électriques.
- les équations magnétiques.
- les équations mécaniques.

Afin de bien mener la modélisation de la machine, il faut adopter les simplifications suivantes :

- entrefer constant.
- effet des encoches néglige.
- pertes ferromagnétique non saturé et a perméabilité constante.
- pertes ferromagnétiques négligeables.

a. Equation électrique

La loi de Lenz-Faraday permet d'écrire :

$$v = Ri + \frac{d}{dt} \varphi \quad (\text{II.1})$$

En appliquant la loi de Lenz-Faraday à chaque enroulement de la machine représentée par la Figure (I.2), on peut écrire :

- Pour l'ensemble des phases Statoriques :

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

- Pour l'ensemble des phases Rotoriques :

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

En désignant par:

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Flux totalise.

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} : Tensions rotoriques.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques.

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Flux rotoriques.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

Les équations (II-2) et (II-3) peuvent être écrits sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[v_s(abc)] = [R_s][i_s(abc)] + \frac{d}{dt} [\varphi_s(abc)] \quad (\text{II.5})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[v_r(abc)] = [R_s][i_r(abc)] + \frac{d}{dt} [\varphi_r(abc)] \quad (\text{II.7})$$

b. Equations magnétiques

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de M_{sr} et de θ :

$$\begin{cases} M_{aa} = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_{bc} = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{ab} = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

M_s, M_r : L'inductance mutuelle statoriques, rotoriques.

M_{sr} : La valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

l_s, l_r : L'inductance propre statoriques, rotoriques.

$[L_s], [L_r]$: Matrice des inductances statoriques, rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelle entre stator et rotor.

θ : L'angle électrique..

Finalement les tensions statoriques et rotoriques seront écrites sous la forme suivante :

$$[v_s(abc)] = [R_s][i_s(abc)] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_s(abc)] + [M_{sr}][i_r(abc)] \} \quad (\text{II.11})$$

$$[v_r(abc)] = [R_r][i_r(abc)] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][i_s(abc)] + [L_r][i_r(abc)] \} \quad (\text{II.12})$$

c. Equation mécanique

L'équation mécanique est donnée par :

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

$$\omega_r = p. \Omega \quad (\text{II.14})$$

$$C_{em} = p [i_s(abc)]^T \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][i_r(abc)] \} \quad (\text{II.15})$$

J : moment d'inertie du rotor.

Ω :vitesse angulaire (mécanique) du rotor.

f : coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant, ou de charge.

ω_r : vitesse électrique du rotor.

On obtient ainsi la vitesse en appliquant la transformée de Laplace :

$$\Omega = \frac{(C_{em} - C_r)}{(JS + f)} \quad (\text{II.16})$$

S : représente le paramètre de la place.

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation de la machine) [29].

II.1.3. Modèle de Park du moteur asynchrone

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, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [30].

II.1.3.1. Transformation de PARK

La transformée de Park correspond tout simplement au changement de base (triphasée-biphasée) (Figure(II.1)) qui permet de diagonaliser une matrice « inductance ». La matrice de changement de base est [P(θ)] définie par :

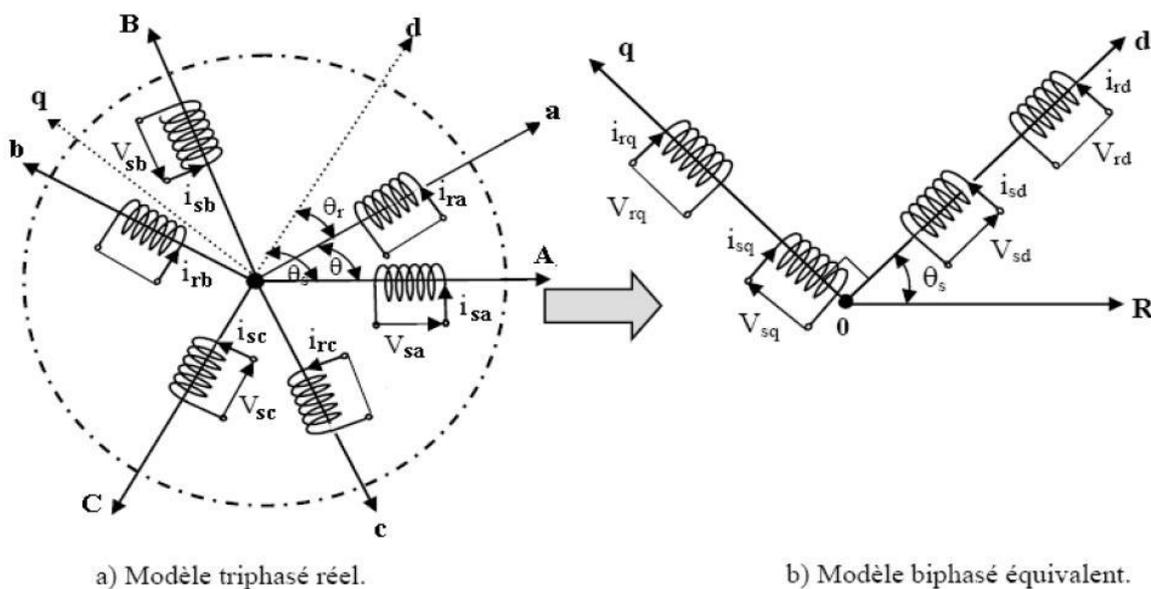


Figure II.1 : représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

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

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

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

II.1.3.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine dans le référentiel de Park est le suivant :

a. Equations électriques

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad \omega = \frac{d\theta}{dt}$$

b. Equations magnétiques :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Avec :

$L_s = l_s - M$; $L_r = l_r - M$: Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} : \text{Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.}$$

c. Equations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (II-15) devient :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.23})$$

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (II-13).

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{II.24})$$

II.2. Choix du référentiel

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Trois types de référentiels sont intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié.

II.2.1. Référentiel lié au stator (α - β)

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation.

Il est caractérisé par:

$$\begin{cases} \theta_s = 0 \\ \theta_r = -\theta \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Alors :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \theta_s = 0 \\ \frac{d}{dt} \theta_r = -\frac{d}{dt} \theta = -\omega \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

II.2.2. Référentiel lié au rotor (x-y)

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée comme constante, il est caractérisé par:

$$\begin{cases} \theta_s = 0 \\ \theta_r = \theta \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

$$\text{Alors :} \begin{cases} \frac{d}{dt} \theta_s = 0 \\ \frac{d}{dt} \theta_r = \frac{d}{dt} \theta = \omega \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

II.2.3. Référentiel lié au champ tournant (d-q)

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé lorsque la fréquence de l'alimentation est constante, et à fréquence variable lors de petites perturbations autour d'un régime donné, ce type de référentiel est caractérisé par les équations :

$$\begin{cases} \theta_s = \omega_s t \\ \theta_r = g\omega_s t \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Alors :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \theta_s = \omega_s \\ \frac{d}{dt} \theta_r = g\omega_s = \omega_s - \omega = \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

(g Est le glissement. $g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega}$)

Dans notre étude nous avons choisi le référentiel (d-q) lié au champ tournant, Les relations (II.31) donnent un récapitulatif des équations électriques et mécaniques qui régissent sur le modèle de la machine asynchrone à cage dans un repère de Park.

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \\ \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

II.3. Les équations d'état de la machine asynchrone

Plusieurs façons existent pour mettre le modèle de la machine sous forme d'état, cette forme dépend du type d'alimentation, des grandeurs de commande, du référentiel choisi et des variables d'état avec les sorties du système.

Pour cette étude, on utilisera les deux repères d'axes (d, q) lié au champ tournant et (α, β) lié au stator et on choisira les courants statoriques et le flux rotorique comme variables d'états puisque les courants statoriques sont des grandeurs mesurables permettant l'observation du flux rotorique. La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II.32})$$

Avec :

$[X] = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \varphi_{rd} \quad \varphi_{rq}]^T$: Le vecteur d'état.

$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$: Le vecteur de commande.

Et pour le référentiel lié au stator (α, β), la matrice $[A]$ devient :

$$[A] = \begin{bmatrix} R_s & -K_s + \omega_s & 0 & -\frac{M}{L_r} + \omega_s \\ K_s + \omega_s & R_s & \frac{M}{L_r} + \omega_s & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (II.33)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} K_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & K_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (II.34)$$

Avec :

$[A]$: Matrice évaluation d'état du système.

$[B]$: Matrice d'entrée.

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; K_s = L_s - \frac{M^2}{L_r};$$

II.4. Simulation du modèle de la Mas

La simulation a été effectuée par le logiciel «simulink» sous «Matlab». Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasée 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.2) représente le schéma de simulation d'une machine asynchrone :

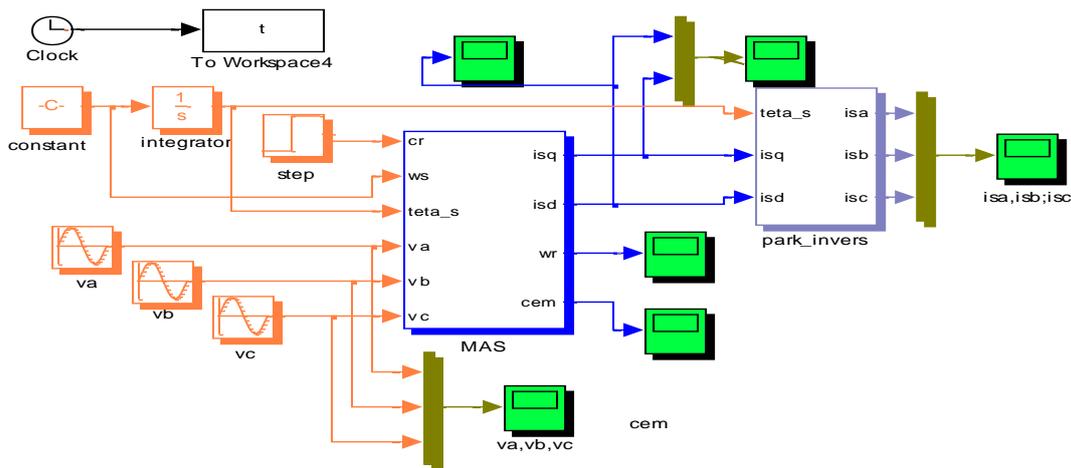
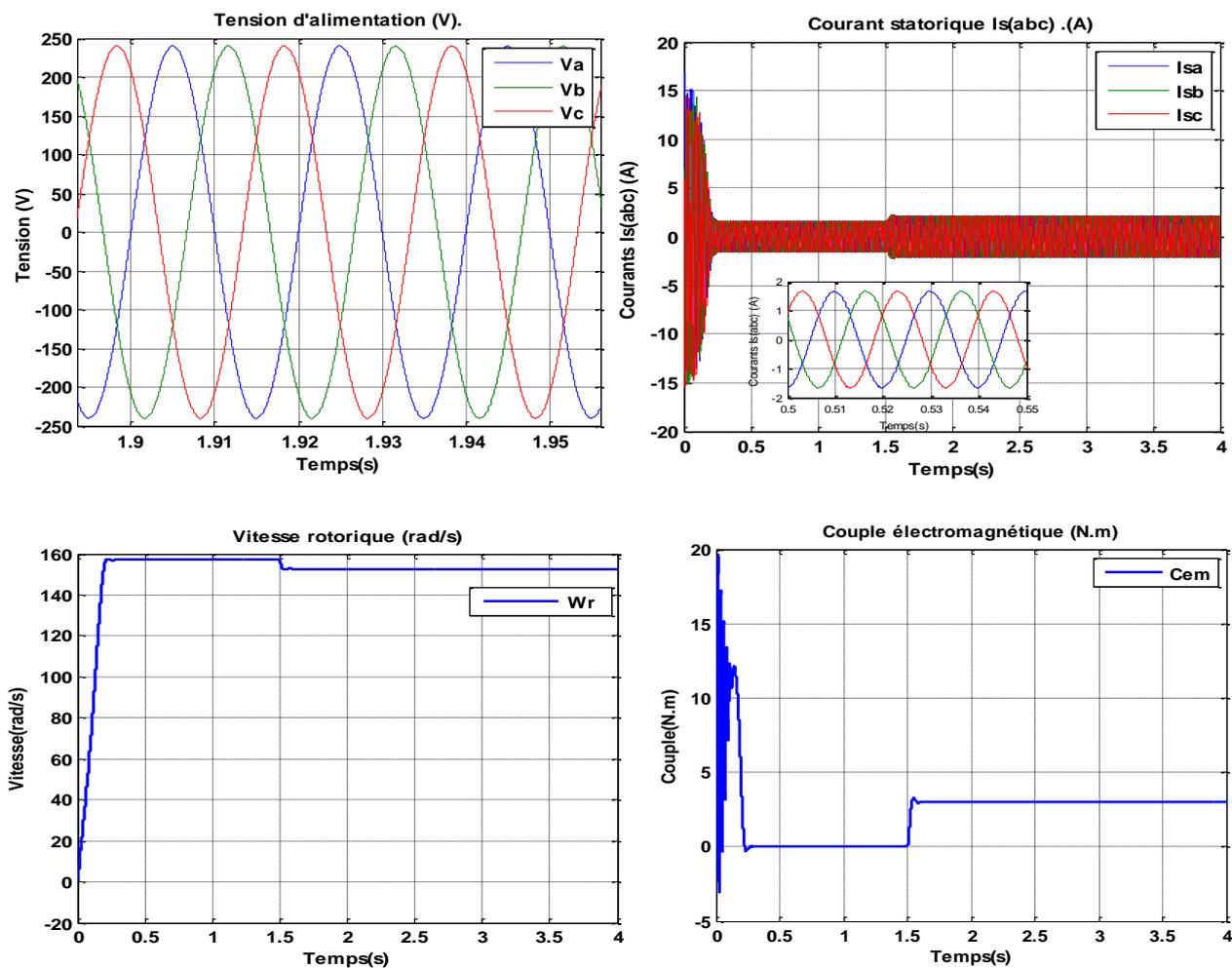


Figure II.2 : schéma de simulation de la machine asynchrone.

II.5. Résultats de la simulation :



Figures II.3 : résultats de simulation de la MAS.

II.6. Interprétation des résultats

La figure II .3 Représente l'évolution des caractéristiques du MAS alimenté directement par le réseau. Les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont celles simulé avec Matlab/Simulink, obtenus par le modèle basé sur les équations qui sont obtenues avec la transformation de Park lié au champ tournant, d'une machine de puissance nominale de 746 W. Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 157 rad/s (très proche de celle du synchronisme) à $t=0,22s$ (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 19 .6 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.144 s où il rejoint 12 .5 N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0 . Les courants statoriques présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Les courants statoriques suivant les axes directs et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse ; néanmoins, on remarque de faibles oscillations.

En appliquant la charge $C_r = 3N.m$ à partir de l'instant $t = 1.5 s$, on constate que la vitesse diminuer et se stabilise à $\Omega = 152.7rad/s$, par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique, les courants statoriques, qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = 3.01N.m$ (légèrement supérieur au couple de charge) $i_{as} = 2.18A$.

II.7. Conclusion

Dans cette partie nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. En appliquant la transformation de Park permet de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

Ensuite nous avons effectué une simulation de notre modèle sous l'environnement Simulink MATLAB, pour étudier le comportement dynamique de la machine.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduire dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième partie.

Partie 2 : commande vectorielle de la machine asynchrone.

II.8. But de la commande vectorielle

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, tel que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre [31].

II.9. Principe de la commande vectorielle

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu.

Le référentiel (d, q) lié au champ tournant est choisi de telle façon que l'axe (d) coïncide avec la direction de la composante (I_{sd}) et que l'axe (q) coïncide avec la direction de la composante (I_{sq}) donnant le couple électromagnétique.

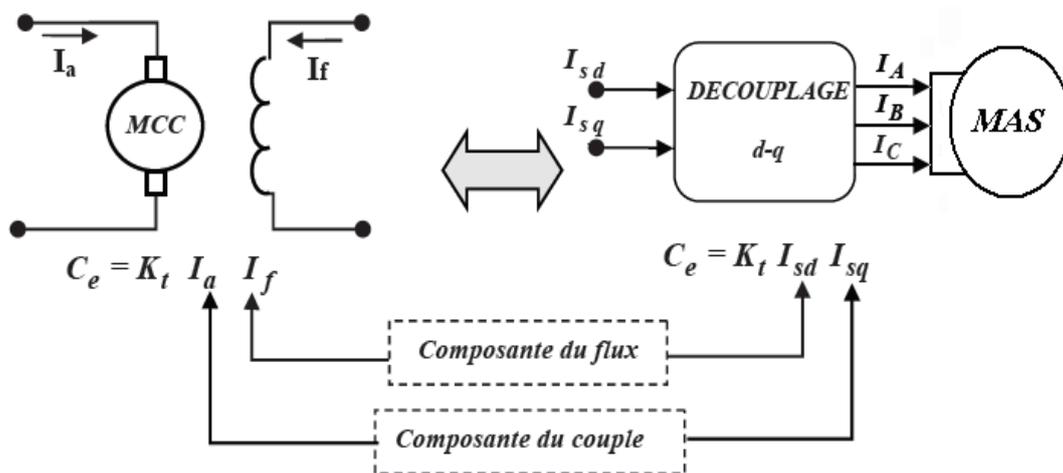


Figure II.4 : Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

1. commande vectorielle à flux rotorique orienté.
2. commande vectorielle à flux statorique orienté.

3. commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées.

II.10. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Le couple électromagnétique développé en régime transitoire s'exprime dans le repère « d-q » par un produit croisé entre le courant et le flux. Ce dernier est donné par la formule suivante :

$$c_e = p * \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}) \tag{II.35}$$

Lors de l' élimination du produit « $\varphi_{qr} \cdot i_{ds}$ », le couple devient similaire à celui d'une machine à courant continu, pour cela, il suffit d'orienter le repère d-q en choisissant l'angle de rotation de Park de sorte que la composante de flux en quadrature soit nulle ($\varphi_{qr} = 0$), de ce fait, le flux rotorique sera entièrement porté sur l'axe directe d. ($\varphi_{dr} = \varphi_r$).

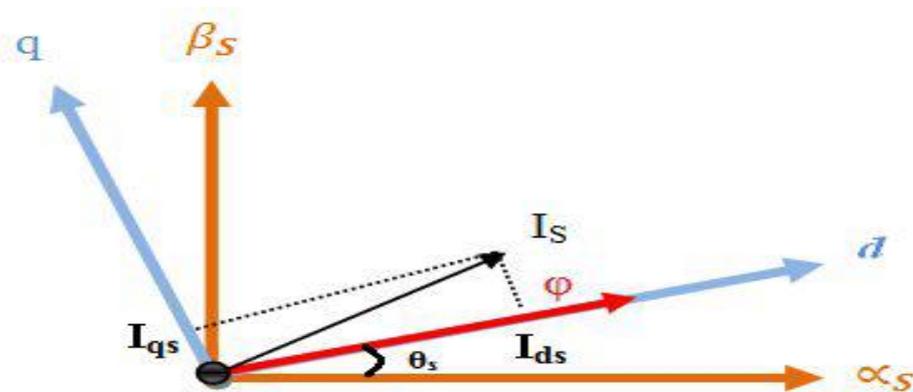


Figure II.5: Principe du contrôle vectoriel.

Le couple devient alors :

$$c_e = p * \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs}) \tag{II.36}$$

$$\varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \tag{II.37}$$

$$\varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \tag{II.38}$$

$$\varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} = \varphi_r \tag{II.39}$$

$$\varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} = 0 \quad (\text{II.40})$$

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \quad (\text{II.41})$$

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \quad (\text{II.42})$$

$$0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \quad (\text{II.43})$$

$$0 = R_r \cdot i_{qr} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} \quad (\text{II.44})$$

Pour la régulation du couple et du flux on doit agir sur i_{qs} et i_{ds} respectivement. C'est le cas similaire d'une machine à courant continu où on rencontre deux variables actionnaires.

Si l'on désire d'augmenter ou de diminuer la vitesse de rotation de la machine, on impose $i_{qs}^{\text{réf}}$ positif ou négatif respectivement. Le régulateur du courant i_{qs} va imposer ce courant.

Dans notre cas on a choisi d'insérer des régulateurs de type proportionnel intégral (PI) vu leurs simplicité à mettre en œuvre. Ce type de régulateurs assure une erreur statique nulle grâce à l'action intégrale [32], tandis que la rapidité de réponse est assurée par l'action proportionnelle.

II.10.1. Estimation de φ_{dr}

Tant qu'on n'a pas d'accessibilités aux grandeurs rotoriques donc il faut pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

On a:

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

On obtient :

$$\varphi_{dr} = M \cdot i_{ds} - \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \quad (\text{II.46})$$

Donc :

$$\varphi_{dr} + \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = M \cdot i_{ds} \quad (\text{II.47})$$

$$\Rightarrow \varphi_{dr} \left(1 + \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d}{dt} \right) = M \cdot i_{ds} \quad (\text{II.48})$$

En posant :

$$\frac{d}{dt} = S : (S : \text{Variable de la transformée de Laplace}).$$

$$\frac{L_r}{R_r} = T_r \text{ (} T_r : \text{Constante de temps rotorique).}$$

On aura :

$$\varphi_{dr} = \frac{M}{1+T_r S} i_{ds} \quad (\text{II.49})$$

II.10.2. Estimation de ω_s et θ_s

A partir des équations suivantes :

$$\begin{cases} L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} = 0 \\ R_r \cdot i_{qr} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

On déduit :

$$\omega_r = -\frac{R_r}{\varphi_{dr}} i_{qr} \quad (\text{II.51})$$

On a aussi :

$$\omega_s = P\omega + \omega_{r\text{-est}} \quad (\text{II.52})$$

Avec :

$$\omega_{r\text{-est}} = \frac{M}{T_r \varphi_{dr}} \cdot i_{qs} \quad (\text{II.53})$$

Et :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{II.54})$$

II.11. Types de la commande vectorielle

Nous appliquons les principes de commande vectorielle à flux rotorique orienté pour réaliser le découplage entre le flux et le couple. Trois types de commande sont envisagés : commande vectorielle directe et commande vectorielle indirecte. et la commande simplifiée (qui ne sera pas présentée dans ce travail).

La méthode directe a été développée par F. Blaschke ; la seconde connue par la méthode indirecte développée par K. Hasse [13].

II.11.1. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système, 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, quel que 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,[33].

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- 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.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

II.11.2. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode 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 [13]:

- 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 en vers 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.

II.12. Choix d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- $\varphi_{sd} = 0$ et $\varphi_s = \varphi_{sq}$: c'est le flux statorique qui orienté.
- $\varphi_{rq} = 0$ et $\varphi_r = \varphi_{rq}$: c'est le flux rotorique qui orienté.
- $\varphi_{eq} = 0$ et $\varphi_e = \varphi_{ed}$: c'est le flux d'entrefer qui orienté.

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.

II.13. La régulation

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [34], [35], [36]; à savoir :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation.
- Temps de monte.
- Temps de réponse.
- Dépassent.
- Stabilité.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie).
- Sensibilité a la variation des paramètres.

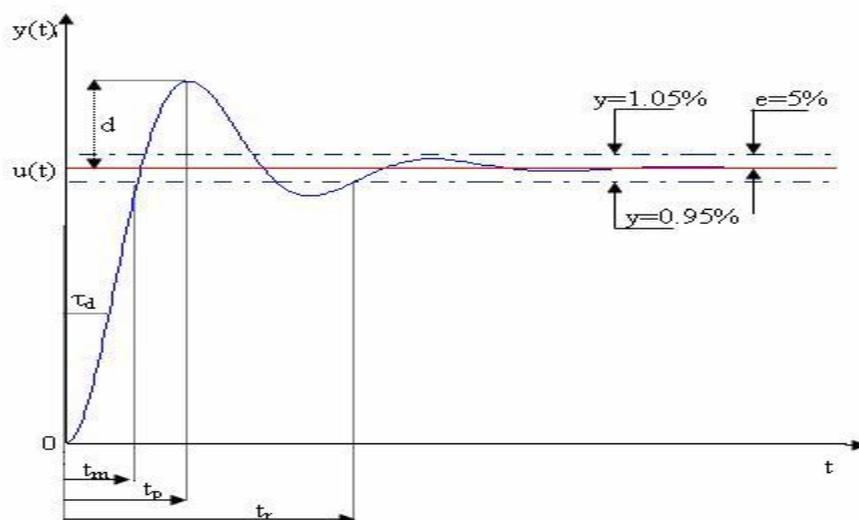


Figure II.6: Caractéristiques de la réponse des systèmes.

A partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander [37].

II.13.1. Conception des régulateurs

Soit $Y_{\text{réf}}(t)$ le signal de consigne, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

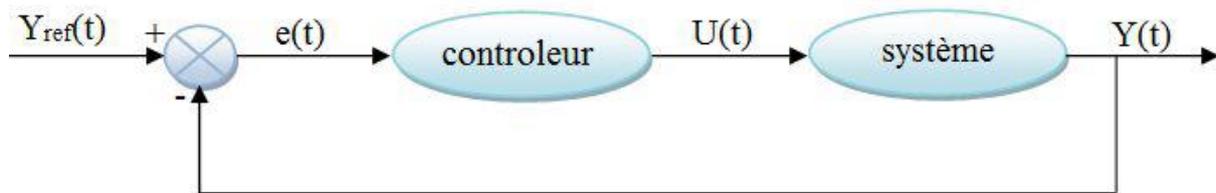


Figure II.7 : structure générale de la commande par PI.

La loi de commande est :

$$U(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot e(t) \quad (\text{II.55})$$

II.13.1.1. Action proportionnel

- Si k_p est grand, la correction est rapide provoque un risque de dépassement.
- Si k_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.13.1.2. Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $u(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.13.2. Caractéristiques des régulateurs

a. La Stabilité

On dit que le système est stable si pour une entrée bornée, la sortie reste bornée quelles que soient les perturbations. Ou aussi la stabilité traduit la propriété d'un système de tendre ou de revenir vers un état d'équilibre

b. La rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l’inertie propre du processus [38].

c. La Précision

En régulation, la précision obtenue par l’implantation d’intégration dans la boucle.

II.13.3. Régulateur de vitesse

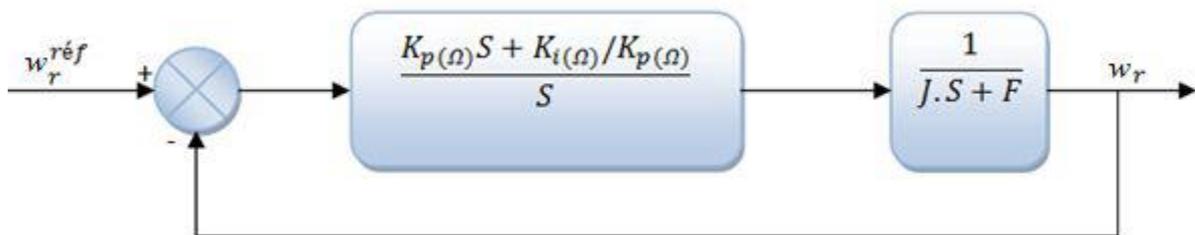


Figure II.8 : Schéma bloc de la régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte s’écrit donc :

$$F T_{bo}(s) = K_p(\Omega) \cdot \frac{S + (K_i(\Omega)/K_p(\Omega))}{S} \cdot \frac{1}{S \cdot J + F} \tag{II.56}$$

Pour rendre les calculs simples, on suppose que le coefficient de frottement visqueux est nul ($F=0$).

$$F T_{bf}(s) = \frac{1}{1 + F T_{bo}} = \frac{\frac{K_i(\Omega)}{J} \cdot \left(\frac{K_p(\Omega)}{K_i(\Omega)} \cdot S + 1 \right)}{S^2 + \frac{K_p(\Omega)}{J} \cdot S + \frac{K_i(\Omega)}{J}} \tag{II.57}$$

Par identification de l’équation $\varphi_r = \frac{M}{1 + \frac{L_r}{R_r}} \cdot \dot{i}_{ds}$ à la forme Canonique:

$$G(p) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} \cdot S + \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot S + 1} \tag{II.58}$$

On aura à résoudre le système d’équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{K_i(\Omega)}{J} = \omega_n^2 \\ \frac{K_p(\omega)}{J} = \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Avec :

ω_n : Pulsation libre ou naturelle ou pulsation propre du système non amorti en (rad/s).

ξ : Amortissement du système ou facteur d'amortissement.

Pour un coefficient d'amortissement ξ et une pulsation ω_n donnés, on obtient :

$$\begin{cases} K_i(\Omega) = \omega_n^2 \cdot J \\ K_p(\Omega) = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot J \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

II.13.4. Régulateurs de flux φ_r

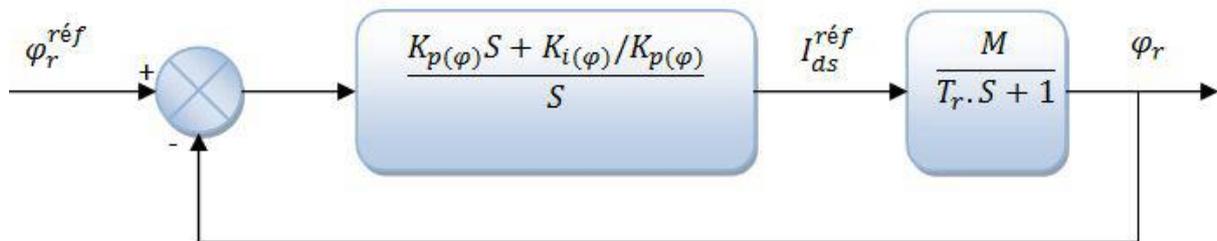


Figure II.9: schéma bloc de la régulation de flux.

Compensons le pôle $(S + \frac{1}{T_r})$ par $(S + \frac{K_i(\varphi)}{K_p(\varphi)})$. Ce qui se traduit par la relation suivante

:

$$\frac{K_i(\varphi)}{K_p(\varphi)} = \frac{1}{T_r} \text{ Talque : } T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{II.61})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$F T_{bf}(S) = \frac{K_p(\varphi) \cdot M / T_r}{S + K_p(\varphi) \cdot M / T_r} = \frac{1}{\frac{1}{K_p(\varphi) \cdot M / T_r} \cdot S + 1} \quad (\text{II.62})$$

D'où la constante du temps associée à ce régulateur est donnée sous la forme suivante :

$$\tau = \frac{1}{K_p(\varphi) \cdot M / T_r} = \frac{T_r}{K_p(\varphi) \cdot M} \quad (\text{II.63})$$

D'où :

$$\begin{cases} K_p(\varphi) = \frac{T_r}{M \cdot \tau} \\ K_i(\varphi) = \frac{K_p(\varphi)}{T_r} \end{cases} \quad (II.64)$$

II.14. Schéma globale de la commande vectorielle

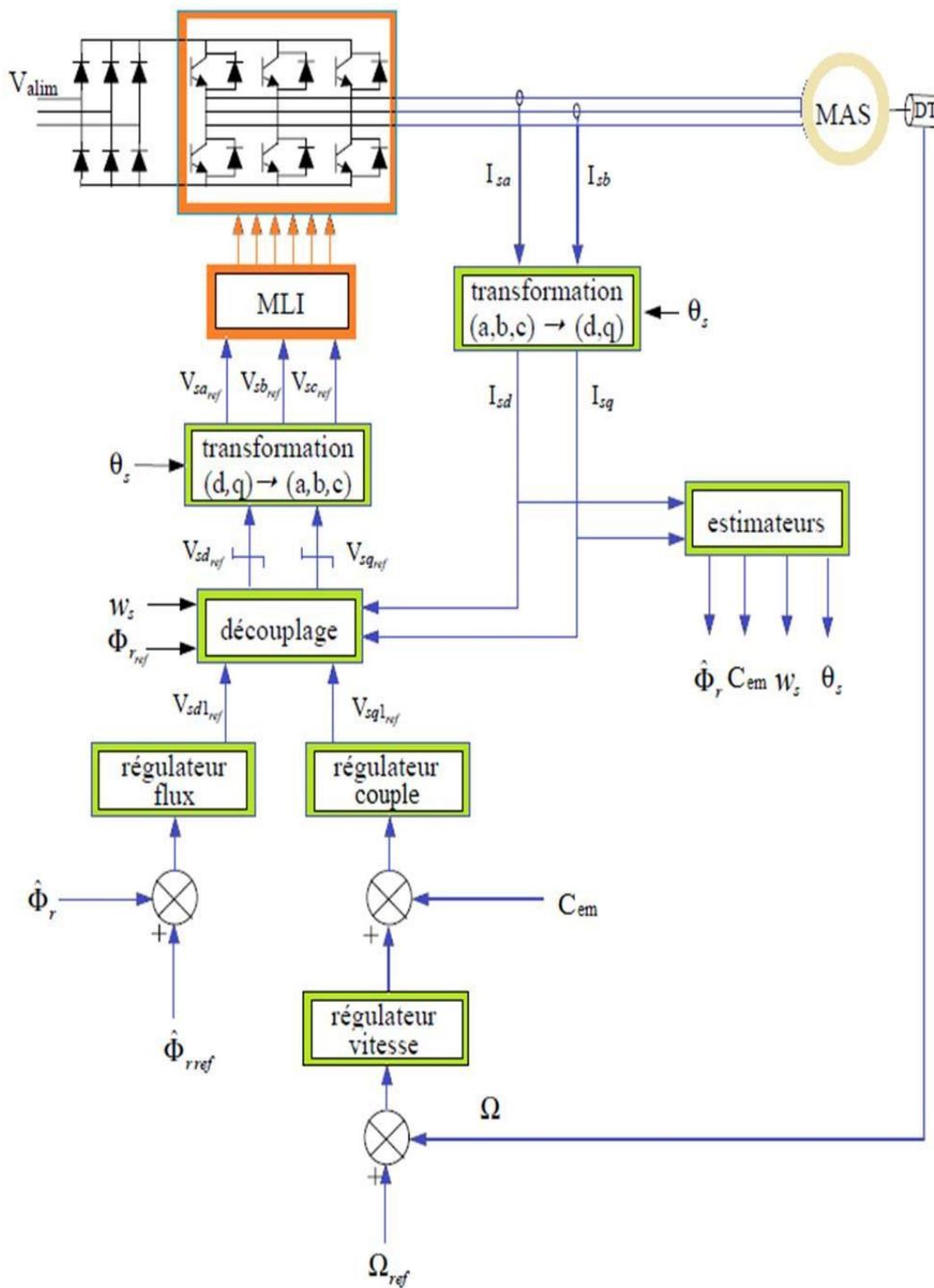
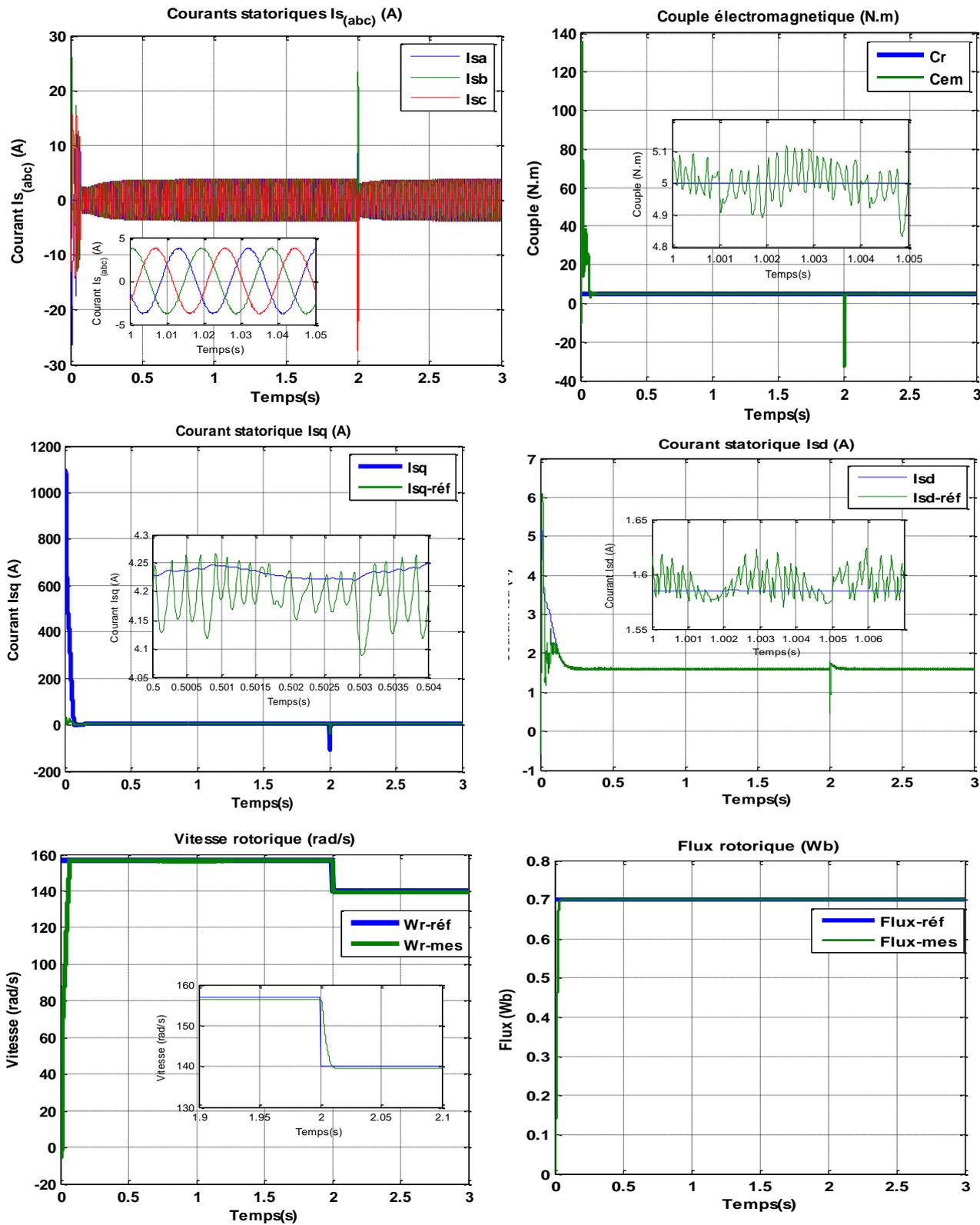


Figure II.10 : schéma globale de la commande vectorielle.

II.15. Résultats de simulation



Figures II.11: résultats de simulation de la commande vectorielle..

II.16. Interprétation des résultats de simulation

- La vitesse de rotation ω_r mes du moteur suit convenablement la vitesse de consigne ω_r réf posée comme référence sans dépassement avec un temps de réponse de l'ordre de 0,30s avec une sensibilité remarquable à la variation de la vitesse de consigne.
- Les courants statoriques I (i_a, i_b, i_c) ont une forme sinusoïdale pour de valeur efficace estimé à 2 A, avec un appel important au démarrage.
- le couple électromagnétique et le couple résistant sont confondus à partir du régime permanent; cela reflète une bonne poursuite du couple.
- Le flux rotorique évolue jusqu'à ce qu'il atteigne la valeur de référence (0,7 Wb) avec un temps de réponse de l'ordre de 0,20s.

II.17. Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté une technique de commande de la MAS qui est la commande vectorielle à flux rotorique orienté, cette technique nous a permis non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi d'améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes « d » et « q », ce qui rend la machine asynchrone similaire à la machine à courant continu, où la robustesse de la commande face aux variations de la vitesse.

Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes. Cependant, les régulateurs (PI) utilisés dans ce genre de commande sont très sensibles aux variations de la résistance rotorique ce qui implique la détérioration de la commande, donc le fait d'envisager des régulateurs robustes, devient nécessaire.

Nous constatons donc, que la commande par flux orienté conduit à des limitations implicites des performances des variateurs auxquels elle est associée, à la suite de quoi et dans le but de palier les inconvénients de cette commande , nous allons essayer dans le chapitre suivant de proposer une alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes appliquées à la machine asynchrone, On parle ici d' une commande non linéaire qui est la commande par mode glissant ou les régulateurs PI seront remplacés par des régulateurs assez robustes.

Chapitre III :

**Commande par mode
glissant de la machine
asynchrone**

III. Introduction

Dans toute formulation d'un problème de commande, le modèle mathématique développé dans le but d'établir la loi de commande ne reflète pas exactement le processus réel. Ces différences peuvent par exemple être dues à des dynamiques non modélisées, à des variations des paramètres du système, aux perturbations et aux non linéarités.

La commande par mode glissant relève le défi à ce problème, voire sa propriété de convergence rapide et en temps fini des erreurs, ainsi, que la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et certains types de perturbations extérieures. Alors c'est une commande adéquate à mettre en œuvre.

Tous ces aspects positifs n'empêchent pas la présence de certains inconvénients. Les commandes à modes glissants procèdent de manière discontinue, ce qui conduit à exciter toutes les fréquences du système à contrôler et donc des modes pas forcément pris en compte dans la modélisation, appelé le (phénomène du chatring)

Le mode de glissement est un mode particulier de fonctionnement des systèmes à structure variable. Basé essentiellement sur la résolution des équations différentielles discontinues initiée par Phillipov [39] telle que la théorie originellement introduite par Utkin[40]et Emelyanov[41]..

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande par mode de glissement sur le MAS et tester sa robustesse.

III.1. Historique

Le mode glissant est un mode de fonctionnements particulier des systèmes de réglage à structure variable. Cette commande apparue depuis le début des années 60, grâce aux résultats théoriques du mathématicien A.F.PHILIPOV, est une commande non linéaire basée sur l'utilisation d'un terme discontinu. Après les travaux développés par l'équipe du professeur EMELYANOV en union Soviétique et à cause des problèmes de broutements et de réalisation, la commande à structure variable a attendu la fin des années soixante-dix pour connaître sa réapparition et son épopée avec l'avancée de l'électronique et l'informatique. En effet, cette commande est basée sur une commutation à haute fréquence pour un meilleur régime glissant [42] [43][44].

III.2. Commande par mode glissant d'ordre un

La commande par mode glissant d'ordre 1 (SMC) est une commande à structure variable pouvant changer de structure et commutant entre deux valeurs suivant une logique de commutation bien spécifique $s(x)$.

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre le système à atteindre une surface donnée appelée surface de glissement et d'y demeurer jusqu'à l'équilibre. Cette commande se fait en deux étapes : la convergence vers la surface et ensuite le glissement le long de celle-ci (Figure III.1).

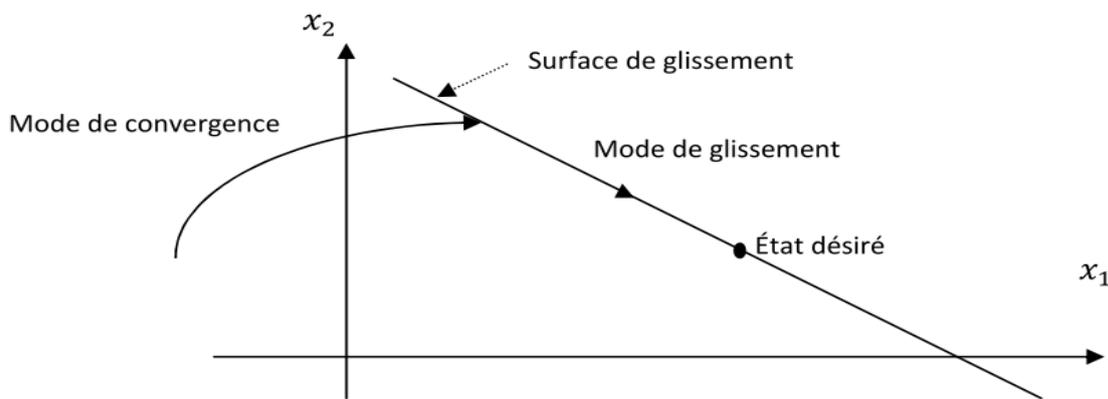


Figure III.1 : différents modes de convergence pour la trajectoire d'état.

III.3. Conditions d'existence du mode glissant

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre V_{max} et V_{min} . Ce phénomène est illustré dans la figure (III-2) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état X_{s1} et X_{s2} .

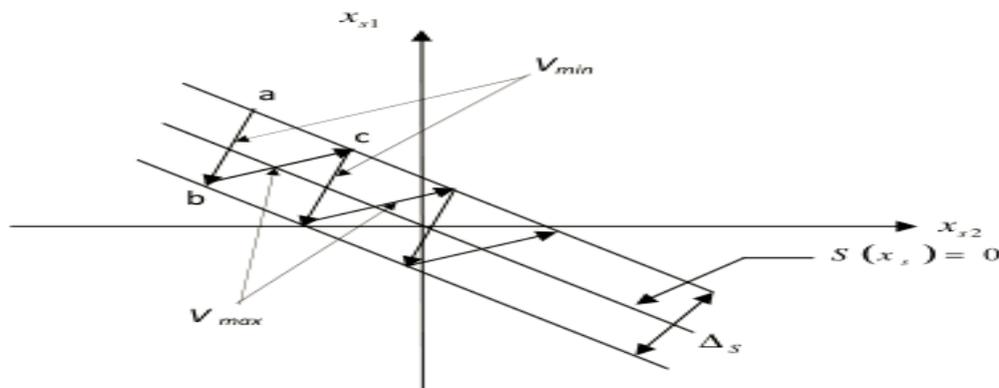


Figure III.2 : Démonstration du mode de glissement.

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta S$. Une trajectoire avec $V = V_{max}$ touche au point "a" le seuil de basculement intérieur.

Si avec $V = V_{min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur où a lieu de commutation sur $V = V_{max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera le point "c" le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x) = 0$ et le vecteur x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

III.4. Conception de la commande en mode glissant

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [45] [46]:

- Le choix de la surface de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence
- détermination de la loi de commande.

III.4.1. Choix de la surface de glissement

Pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{X}(t) = f(x, t) + g(x, t)v \quad (\text{III.1})$$

Le vecteur de la surface "m" est de même dimension que le vecteur de commande V . La surface de glissement est une fonction scalaire telle que l'erreur sur la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface représente le comportement dynamique désiré. Dans la littérature, différentes formes de surface sont traités, dont chacune donne de meilleures performances par certaines utilisations. Dans notre travail, on s'intéresse à une surface de forme non linéaire donné par Slotine :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$e(x)$: l'écart sur la variable à régler ($e(x) = x' - x$)

λ : une constant positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

n : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$$\text{Pour } n=1, S(x) = e(x) \quad (\text{III.3})$$

$$\text{Pour } n=2, S(x) = \lambda \cdot e(x) + \dot{e}(x) \quad (\text{III.4})$$

$$\text{Pour } n=3, S(x) = \lambda^2 \cdot e(x) + 2\lambda \cdot \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \quad (\text{III.5})$$

L'objectif de cette commande est de garder la surface tends à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$, pour un choix convenable du paramètre λ . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence [47] [48] [49].

III.4.2. Conditions d'existence et de convergence

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 externes et des variations paramétriques [50]. On présente deux types de conditions.

III.4.2.1. La condition directe de commutation

C'est la première condition de convergence, 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 sous la forme [51], [52] :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{III.6})$$

III.4.2.2. Fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $V(x) < 0$.

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.7})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \tag{III.8}$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \tag{III.9}$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande comme l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.

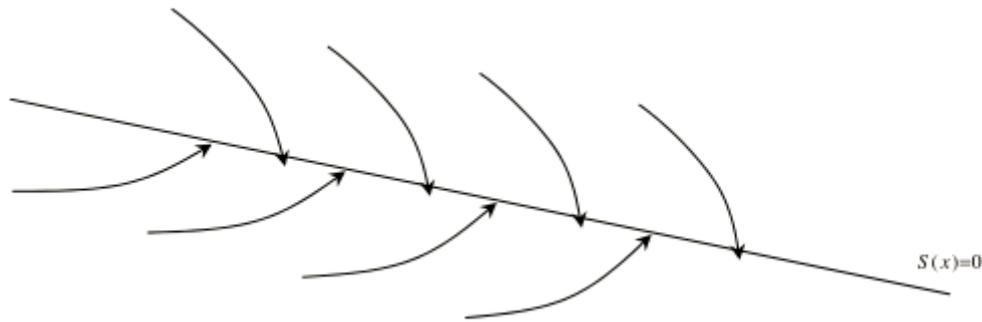


Figure III.3 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

III.4.3. La détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre, en maintenant la condition d'existence du mode glissant. Lorsqu'il y a un régime glissant, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce fait, on peut introduire une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité, on aura donc :

$$u = u_{eq} + u_s \tag{III.10}$$

u_{eq} Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs u_{max} et u_{min} (Figure III.4).

u_s Correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$, en d'autre terme définir le comportement dynamique du système durant le mode de convergence par :

$$\dot{S}(x) = u_s \tag{III.11}$$

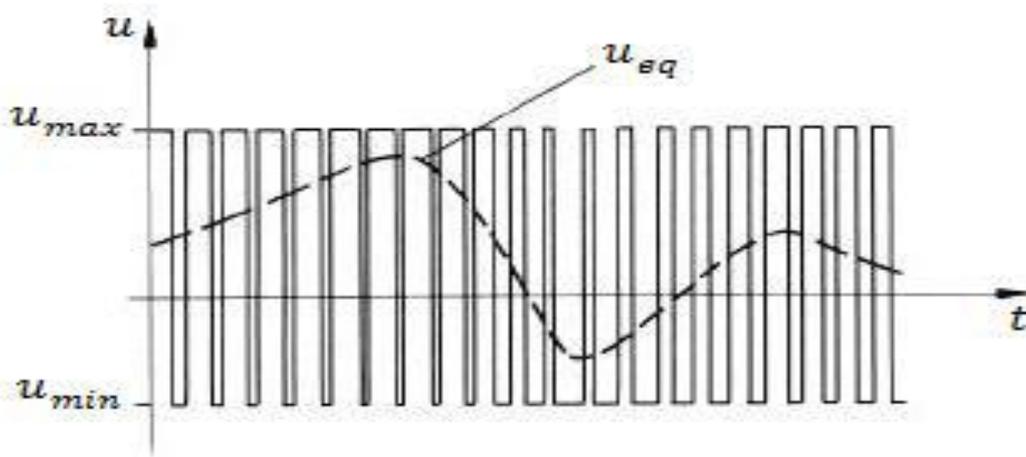


Figure III.4 : Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min} .

III.4.3.1. Expression analytique de la commande

On s'intéresse à déterminer l'expression analytique de la commande équivalente pour les systèmes définis dans l'espace d'état par l'équation (III.1). La grandeur de commande U est définie par l'équation (III.10).

Le but de ce qui suit est de déterminer les expressions analytiques de u_{eq} et u_s

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T \dot{x} \tag{III.12}$$

En régime de glissement idéal, l'expression des surfaces et de leurs dérivées sont nulles.

Ceci se traduit par $u_s = 0$.

Donc :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T \dot{x} = 0 \tag{III.13}$$

D'où :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T (f(x) + g(x)u) = 0 \tag{III.14}$$

Avec : $u = u_{eq}$

Ainsi, la commande équivalente est donnée par :

$$u_{eq} = - \left(\left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T g(x) \right)^{-1} \left\{ \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T f(x) \right\} \quad (III.15)$$

Avec la condition de transversalité :

$$\det \left[\left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T g(x) \right] \neq 0 \quad (III.16)$$

Mais, le régime idéal n'est pas pratiquement jamais réalisable. On doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Ainsi, il convient de prendre :

$$u_s = \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (III.17)$$

Où $K = (K_1, K_2, \dots, K_m)$ qui est la forme d'un relais (figure III.5)



Figure III.5: Représentation de la fonction Sign.

Le problème des régimes glissants d'ordre 1 est que la commande est discontinue sur la surface de glissement et par conséquent elle va commuter régulièrement à chaque traversée de cette surface à une fréquence théoriquement infinie, ce qui peut provoquer des fortes oscillations indésirables appelées « chattering ». Cet inconvénient peut être vraiment néfaste pour le moteur en provoquant un échauffement important dans les enroulements mais aussi en excitant des dynamiques de hautes fréquences non modélisées.

III.5. Le broutement (chattering)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé réticence ou "chattering" en anglais. Celui-ci se

caractérisée par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement (Figure (III.6)). Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont les limitations des actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande. Ces commutations détériorent la précision de la commande et peuvent s'avérer néfastes pour l'organe de commande en provoquant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable).

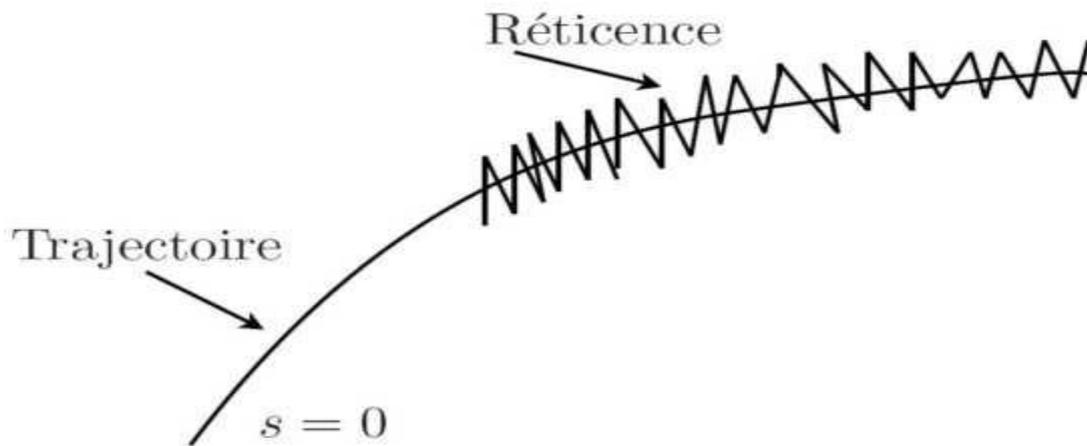


Figure III.6 : Le phénomène de broutement.

III.6. Solutions pour la suppression du phénomène de réticence

De nombreuses études ont été effectuées dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène. Parmi eux on peut distinguer. :

- Solution de couche limite.
- Les lois d'approche.
- Solution par des modes glissants d'ordre supérieur.

III.6.1. Solution de couche limite

Cette solution, connue aussi sous le nom de "boundary layer solution", consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue, de type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, Parmi les fonctions utilisées nous citerons la fonction de saturation :

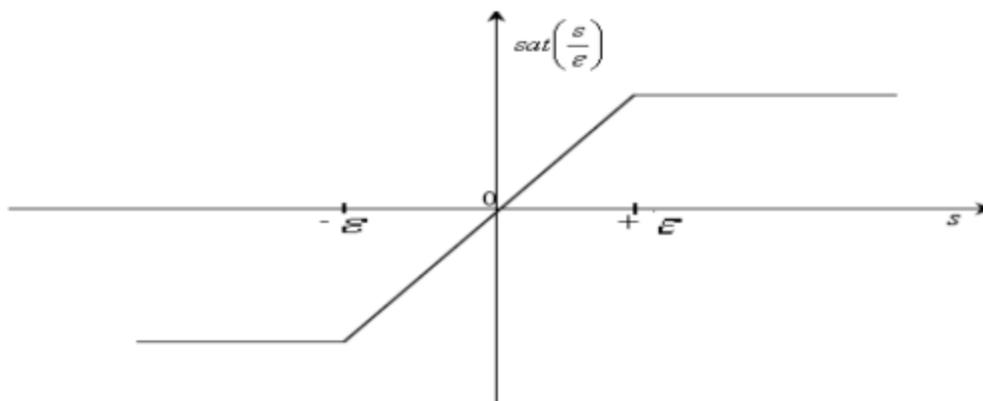


Figure III.7 : Fonction saturation.

$$\text{Sat}(s) = \begin{cases} \frac{s}{\varepsilon} & \text{Si } \left| \frac{s}{\varepsilon} \right| \leq 1 \\ \text{sign}(s) & \text{Si } \left| \frac{s}{\varepsilon} \right| > 1 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

ε : Largeur du seuil de la fonction de saturation.

D'autres fonctions existent telles que les fonctions, ($\tanh(s/\varepsilon)$, $2\pi\arctan(s/\varepsilon)$...)

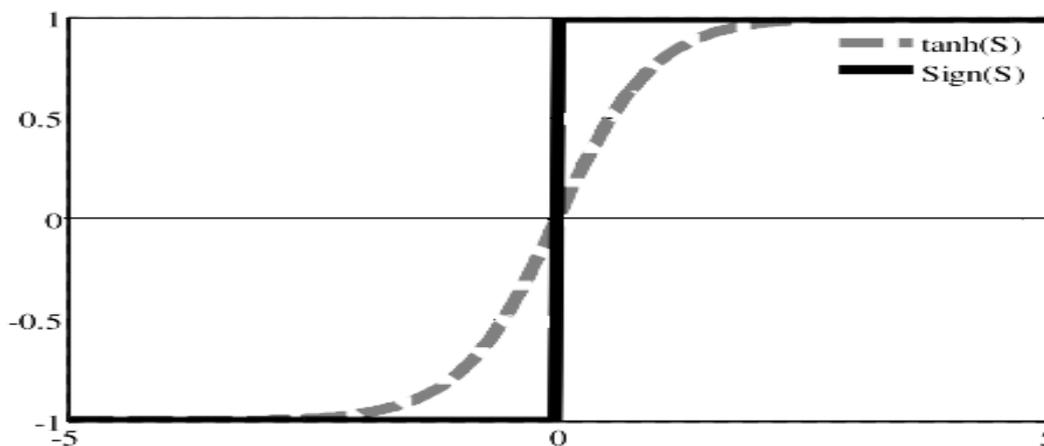


Figure III.8 : fonction tangente hyperbolique.

Le système ne converge plus vers la valeur désirée, mais vers un voisinage de cette dernière dans ce cas, le système est dit en régime pseudo-glissant. Bien que cela permette d'atténuer le phénomène de réticence, la précision par rapport à l'objectif fixé, la robustesse de la commande et le temps de réponse s'en trouvent dépréciés.

Cette méthode est paramétrée par une constante positive (ε) réglée pour avoir un bon compromis entre réduction du chattering et conservation de la robustesse. Dans les méthodes présentées ici, plus (ε) est petit, plus l'approximation tend vers la fonction signe, et donc meilleure est la robustesse, au détriment de la réduction du chattering.

III.6.2.Solution par des lois d'approche

Par ailleurs, une approche intéressante consiste à concevoir des lois de convergence non linéaires qui permettent une adaptation dynamique d'une composante de la commande en fonction de la variation de la fonction de glissement. Ainsi, plus le vecteur d'état est loin de la surface de glissement, plus cette composante est grande et tend à ramener le vecteur vers la surface, et inversement. Par conséquent, il est théoriquement possible de réduire les commutations haute fréquence en régime établi, sans toutefois affecter le temps de convergence ni même l'erreur de poursuite du système. Gao et Hung ont proposé notamment deux lois d'atteinte possibles pour réduire les commutations.

La première loi d'atteinte contient un terme proportionnel à la fonction de glissement qui permet au système d'atteindre plus rapidement la surface de glissement lorsque celui-ci en est éloigné. De plus, le terme proportionnel allège le travail de la partie discontinue $\text{sign}(S)$ et permet par conséquent une réduction des commutations sur la commande. Cette loi d'atteinte est donnée par

$$\dot{S} = -\alpha \cdot \text{sign}(s) - Q \cdot S \quad (\text{III.19})$$

Dans la deuxième loi de convergence figure une puissance fractionnaire de la fonction de glissement qui multiplie le signe de celle-ci, comme suit :

$$\dot{S} = -\alpha |S|^p \text{sign}(s) \quad (\text{III.20})$$

Où p est un réel strictement compris entre 0 et 1. Il est par ailleurs démontré par Gao et Hung que la loi de convergence (III.20) engendre un temps d'atteinte fini de la surface de glissement.

III.6.3.Solution par des modes glissants d'ordre supérieur

Une autre solution plus efficace pour résoudre le problème de réticence est l'introduction de nouvelles dynamiques dans la commande. Cette technique est à la base du concept du mode glissant d'ordre supérieur ou le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation

est déplacé sur les dérivées d'ordre supérieur ce qui permet de réduire la réticence tout en conservant les propriétés de robustesse et de la précision de la loi glissante d'ordre 1.

III.7. Application de la commande à la MAS

a. Choix des surfaces de glissement

Le choix de la surface de glissement tient compte d'apparaître la grandeur de commande d'une manière explicite via la dérivée temporelle de cette surface. Dans notre cas, nous avons choisi les surfaces de glissement suivantes :

$$S_{\varphi_r} = \varphi_r^{\text{réf}} - \varphi_r \quad (\text{III.21})$$

$$S_{\Omega_r} = \Omega_r^{\text{réf}} - \Omega_r \quad (\text{III.22})$$

b. Conditions de convergence et d'existence

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{III.23})$$

$$(\dot{\Omega}_r^{\text{réf}} - \dot{\Omega}_r) \cdot (\Omega_r^{\text{réf}} - \Omega_r) < 0 \quad (\text{III.24})$$

$$V_{\Omega(x)} = \frac{1}{2} (S^2(x)) = \frac{1}{2} (\Omega_r^{\text{réf}} - \Omega_r)^2 \quad (\text{III.25})$$

$$(\dot{\varphi}_r^{\text{réf}} - \dot{\varphi}_r) \cdot (\varphi_r^{\text{réf}} - \varphi_r) < 0 \quad (\text{III.26})$$

$$V_{\varphi(x)} = \frac{1}{2} (S^2(x)) = \frac{1}{2} (\varphi_r^{\text{réf}} - \varphi_r)^2 \quad (\text{III.27})$$

c. Régulation de flux rotorique

La dérivée de la surface de glissement est donnée comme suite :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^{\text{réf}} - \dot{\varphi}_r \quad (\text{III.28})$$

Avec :

$$\dot{\varphi}_r = -\frac{\varphi_r}{T_r} + \frac{M}{T_r} i_{ds} \quad (\text{III.29})$$

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^{\text{réf}} + \frac{1}{T_r} \varphi_r - \frac{M}{T_r} i_{ds} \quad (\text{III.30})$$

$$\dot{S}(\varphi_r) \text{Sat}(S(\varphi_r)) \leq -\eta \quad (\text{III.31})$$

$$\dot{\varphi}_r^{\text{réf}} + \frac{1}{T_r} \varphi_r - \frac{M}{T_r} i_{ds} \leq -\eta \text{Sat}(S(\varphi_r)) \quad (\text{III.32})$$

$$i_{ds} = \frac{T_r}{M} \dot{\varphi}_r^{\text{réf}} + \frac{1}{M} \varphi_r + K_1 \text{Sat}(S(\varphi_r)) \quad (\text{III.33})$$

d. Régulation de la vitesse

La dérivée de la surface de glissement de la vitesse de rotation est donnée comme suite:

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\Omega}_r^{\text{réf}} - \dot{\Omega}_r \quad (\text{III.34})$$

En remplaçant l'équation (II.24) du 2^{ème} chapitre, dans l'équation (II.36), on obtient :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^{\text{réf}} - \frac{1}{J} P \frac{M}{T_r} \varphi_r i_{sq} + C_r \quad (\text{III.35})$$

$$\dot{S}(\Omega_r) \text{Sat}(S(\Omega_r)) \leq -\eta \quad (\text{III.36})$$

$$\left(\dot{\varphi}_r^{\text{réf}} - \frac{1}{J} P \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} + C_r \right) \leq -\eta \text{Sat}(S(\Omega_r)) \quad (\text{III.37})$$

$$i_{sq} = \frac{1}{\varphi_r} \cdot \frac{J L_r}{M P} (\dot{\varphi}_r^{\text{réf}} + C_r) + \frac{1}{\varphi_r} \cdot \frac{J L_r}{M P} \cdot K_2 \text{Sat}(S(\Omega_r)) \quad (\text{III.38})$$

III.8. Simulation de la commande par mode glissement

La figure (III-9) représente le schéma bloc de simulation du réglage par mode glissement associé à la commande vectorielle indirecte. Le choix des gains se fera de façon à imposer la

valeur désirée à la sortie du régulateur .on notons que les gains des régulateurs sont donnés en annexe3.

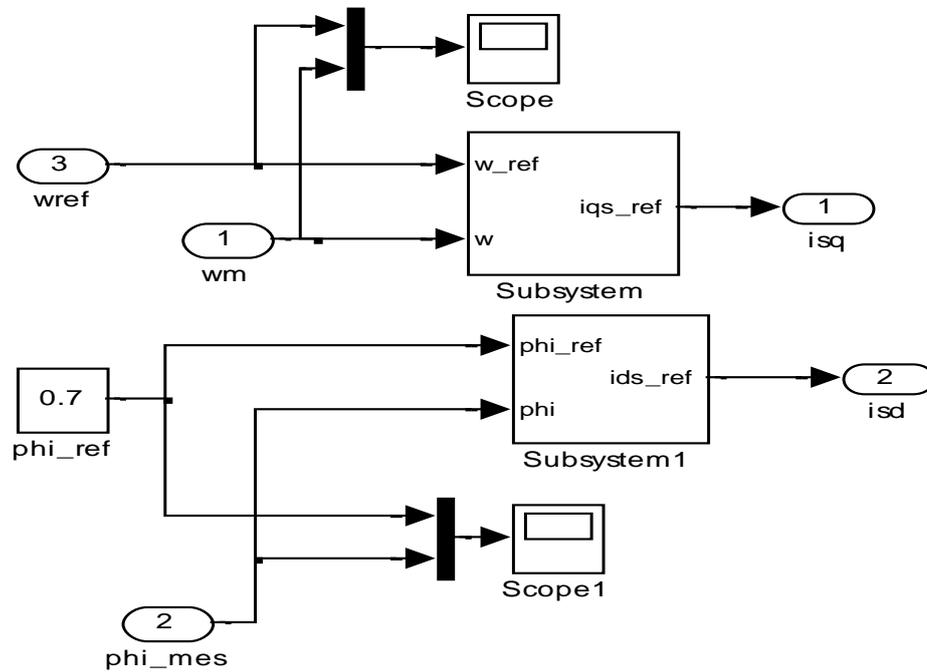


Figure III.9 : schéma bloc des régulateurs de la commande par MG.

III.9. Résultats de la simulation

La simulation est faite comme suit :

Au départ on impose à la machine une vitesse de référence égale à 157 rad/s, et à $t=2s$ on introduit un couple de charge égale à 5Nm. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure III.10.

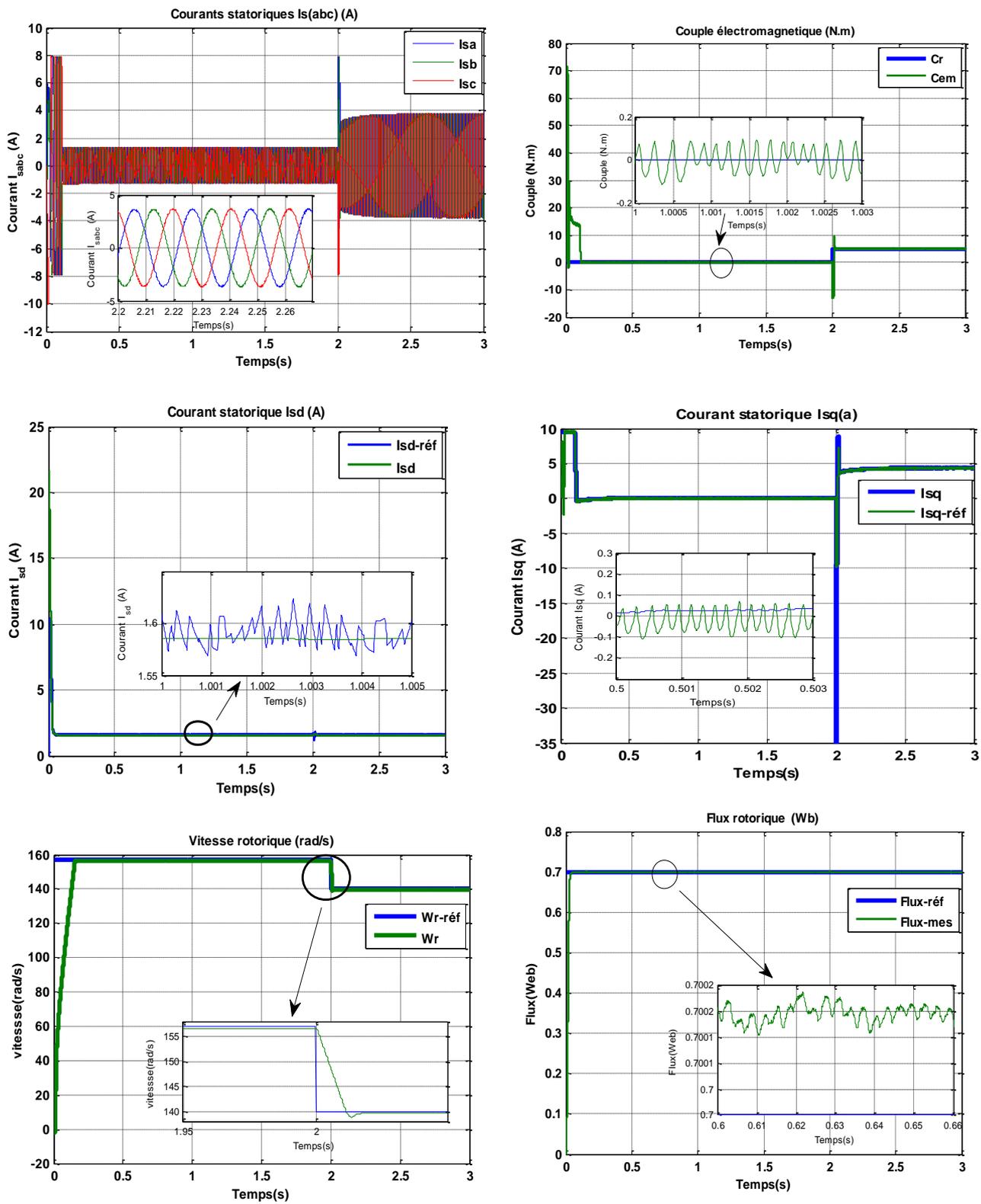


Figure III.10 : résultats de simulation de la commande par MG.

III.10. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que la vitesse rotorique suite la vitesse de référence, sa réponse est rapide sans dépassement ni erreur statique, le couple électromagnétique subit à un dépassement à chaque variation de charge puis il rejoint sa valeur finale et que l'allure du courant en quadrature est proportionnelle à celle du couple électromagnétique, ce qui montre de façon plus claire le découplage existant. On remarque aussi que le flux réel est confondu avec celle de référence.

III.11. Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement sur le MAS, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse.

Dans ce contexte, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous avons ensuite abordé la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis on a appliqué cette dernière sur le MAS, et enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés.

La régulation de la vitesse par le mode de glissement, telles quelle soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont rapides à vide et robustes lors de la variation de la charge. Afin de Le test de robustesse effectué montre clairement que le système est insensible.

Finalement on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse, cette dernière garantie une bonne insensibilité à la variation paramétrique.

Le chapitre suivant sera consacré ou teste de robustesse et l'étude comparative entre le réglage par PI classique et celle par MG.

Chapitre IV :
Teste de robustesse

IV. Introduction

Afin de tester la robustesse de la commande par mode glissant nous avons étudié l'influence des variations paramétriques sur les performances du réglage de la vitesse. Nous considérons des variations sur l'inertie, ainsi que sur la résistance statorique.

La robustesse de la commande est testée sur la commande vectorielle et la commande par MG. Nous représentons les grandeurs les plus importants qui sont la sortie du système (vitesse), le couple électromagnétique, le flux rotorique

IV.1. Simulation de teste robustesse pour le réglage par PI et celle par MG

Réglage par PI classique.

Réglage par MG.

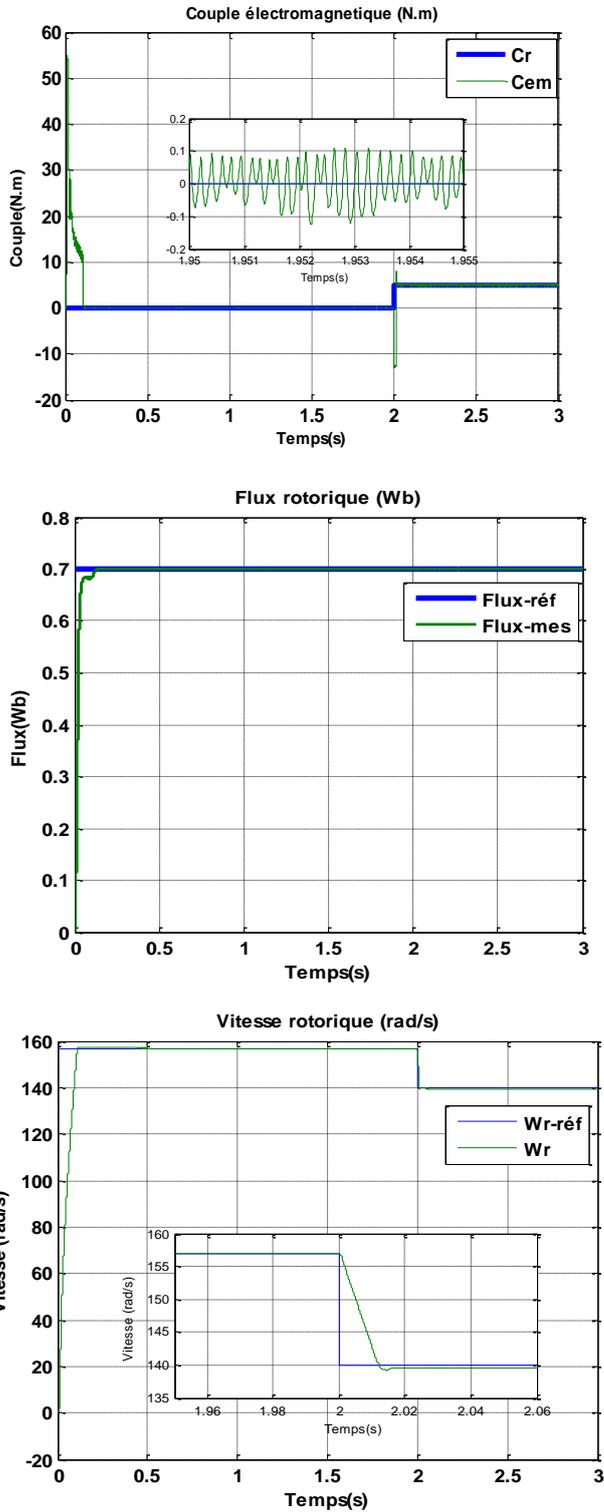
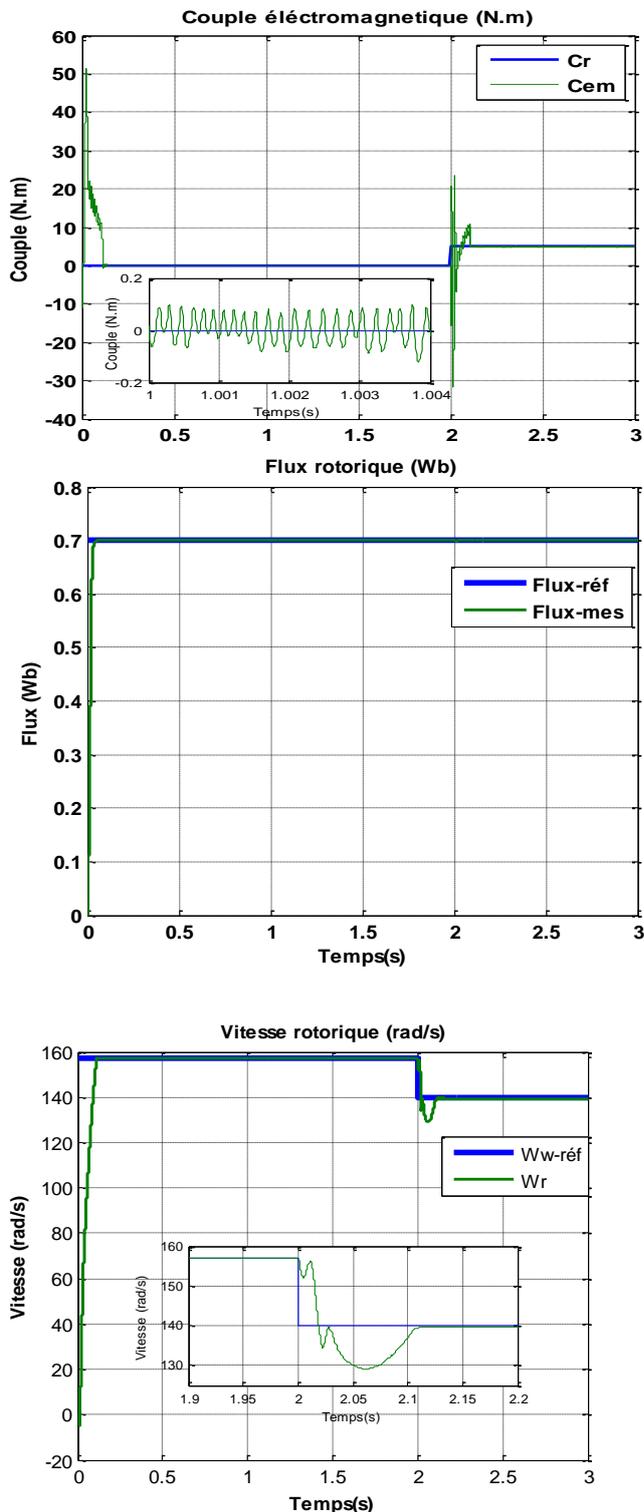
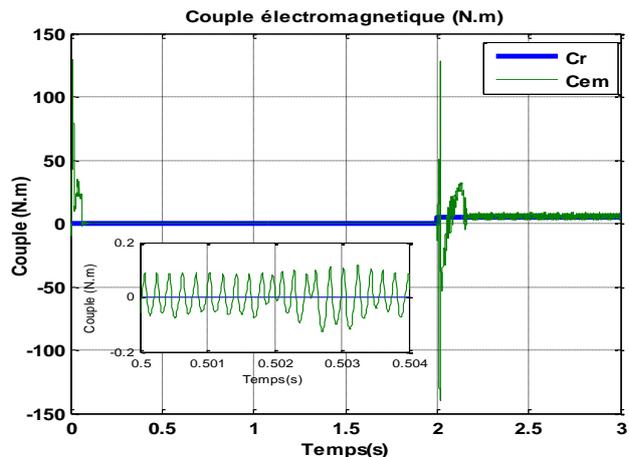


Figure IV.1 : Résultats de tests de robustesse pour les deux commandes avec variation de résistance statorique($R_s'=15$)

Réglage par PI classique.



Réglage par MG.

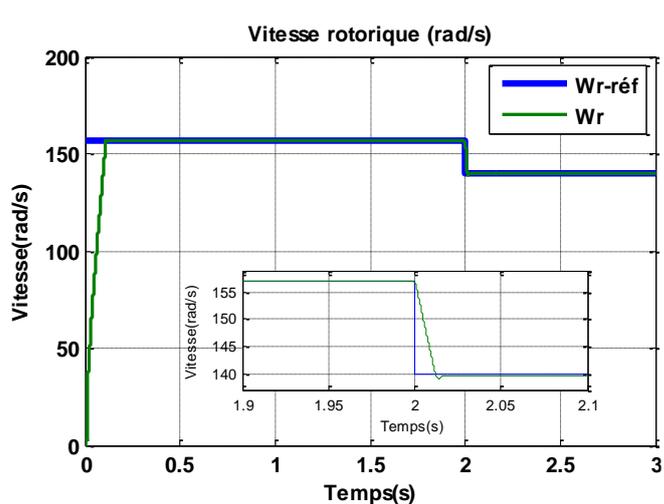
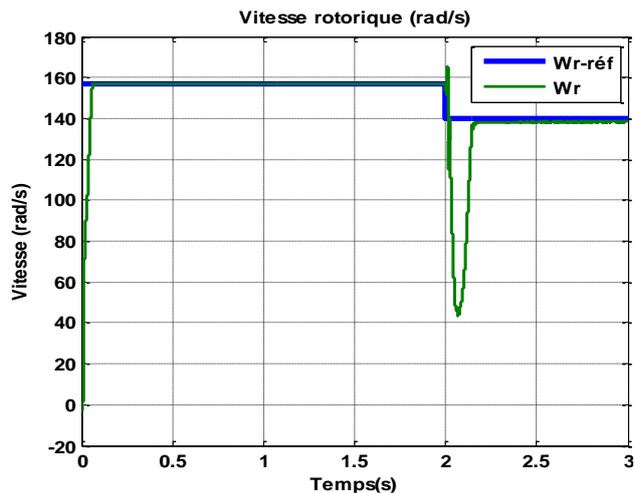
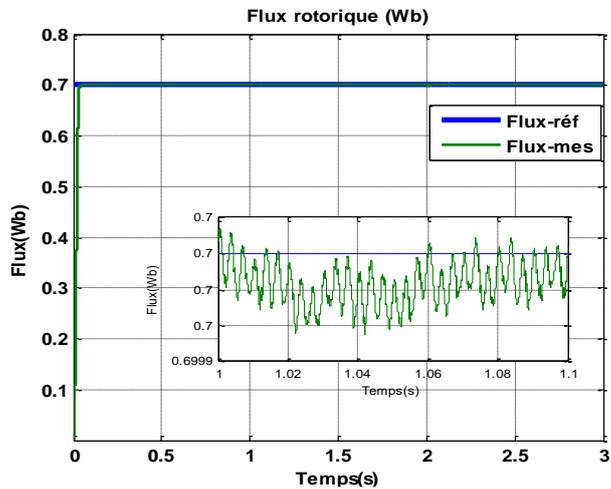
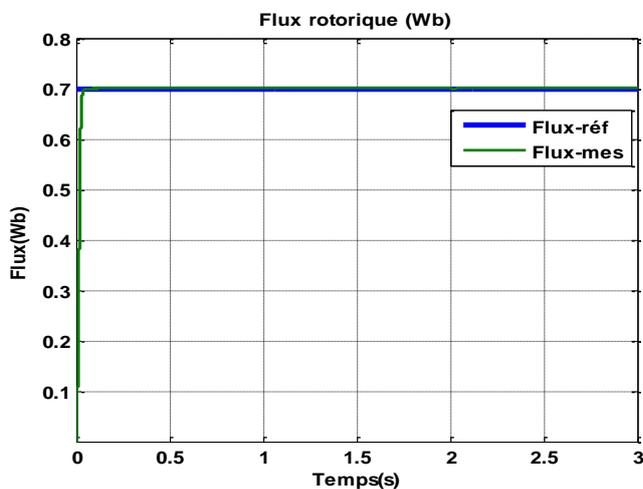
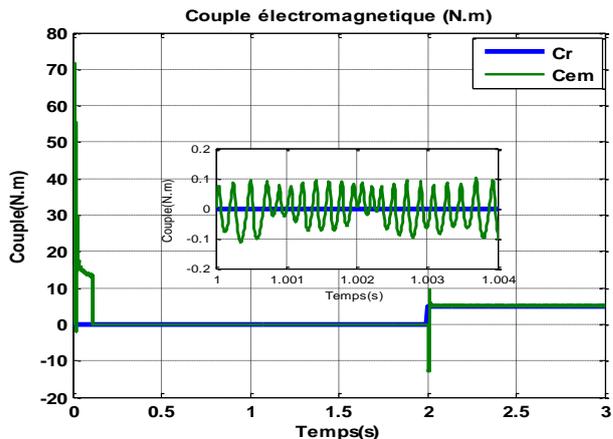


Figure IV.2 : Résultats de tests de robustesse pour les deux commandes avec variation du moment d'inertie ($J=0.5\text{kg/m}^2$).

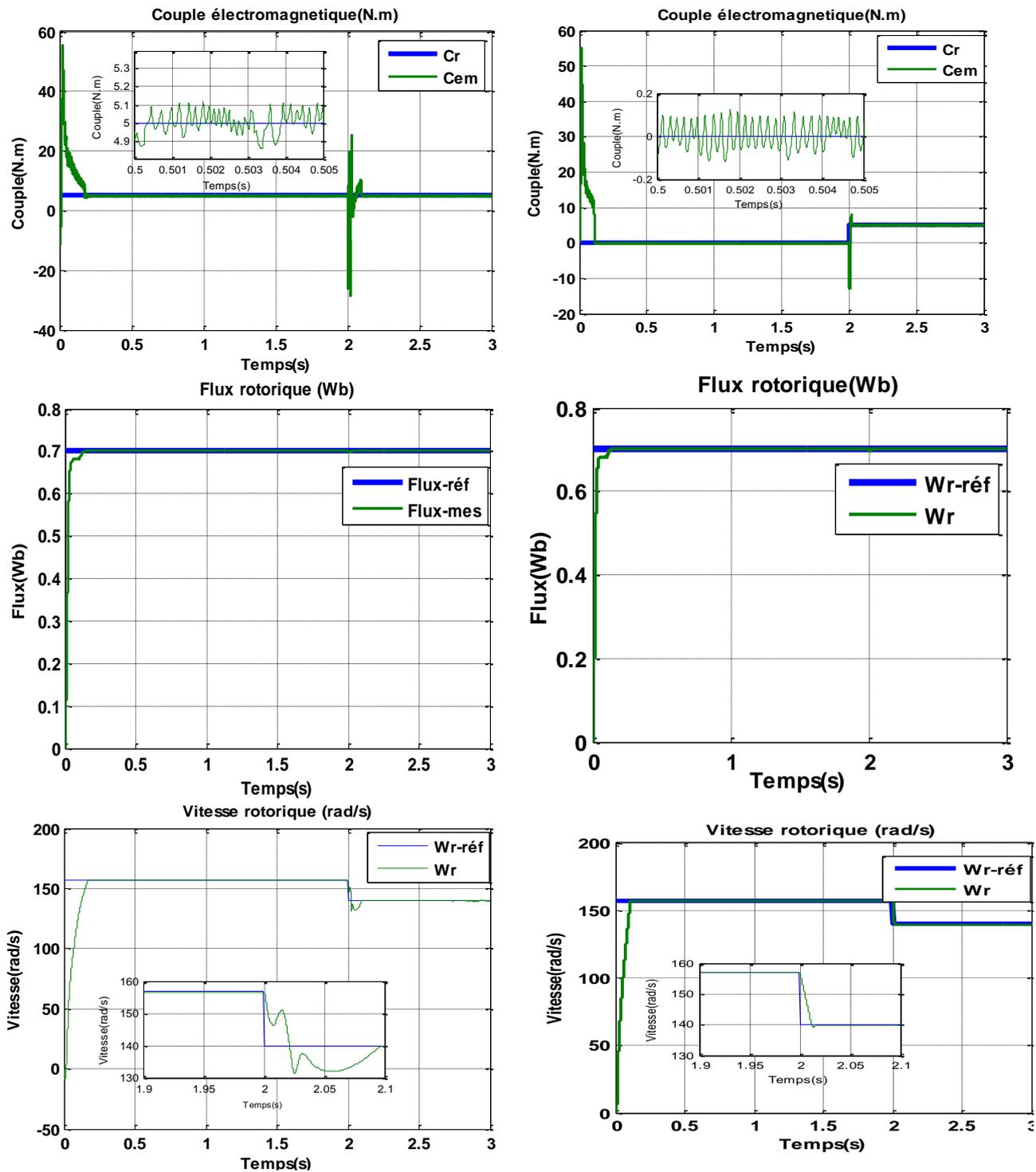


Figure IV.3 : Résultats de tests de robustesse pour les deux commandes avec variation du moment d'inertie ($J=0.5\text{kg/m}^2$) et la résistance statorique ($R_s'=15$).

IV.2. Interprétation des résultats

Les résultats illustrés dans les figures IV.1, 2,3, montrent l’efficacité de la commande par mode glissant où la vitesse de rotation, couple électromagnétique et le flux rotorique suit convenablement la consigne, sans dépassement malgré la variation des paramètres de la machine tandis qu’en mode PI, la vitesse de rotation , couple électromagnétique et le flux rotorique prend la valeur de la consigne après un dépassement.

IV.3. Comparaison entre les commandes FOC et CSV par mode glissant

Après l’étude qui est faite sur les deux techniques de commande de la MAS, et les résultats de simulation obtenus, nous pouvons faire une comparaison entre les formes de base de ces deux méthodes, les résultats sont donnés dans le tableau suivant

	La commande FOC	La commande CSV mode glissant
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> -bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent. -moins d'ondulations de couple et de courant. -Maitrise de régime transitoire. 	<ul style="list-style-type: none"> -très bonne dynamique et stabilité en régime permanant et transitoire - robuste vis-à-vis les variations des paramètres. - très simple à mettre en œuvre.
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> - Sensible aux Variations paramétriques du rotor -Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP...) -défaillante dans le cas de survitesse. 	<ul style="list-style-type: none"> -Présence de phénomène de broutement - Fréquence de commutation grande et variable

IV.4. Conclusion

On peut conclure que les deux méthodes présentent chacune des avantages et des inconvénients, mais la commande par mode glissant semble la technique la plus robuste, enver les changements paramétriques externe de la machine, vu les progrès actuels en matière de calculateurs et de composants semi-conducteurs qui sont en faveur de cette méthode.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de notre travail visait l'utilisation d'une technique de contrôle pour la commande d'un moteur asynchrone. Cette méthode doit être efficace et robuste face aux perturbations extérieures et aux variations du système contrôlé. Notre attention s'est fixée sur la méthode du contrôle par mode de glissement qui est actuellement largement utilisée dans le domaine industriel et qui a supplanté presque toutes les autres méthodes de contrôle. Notre but était de vérifier par simulations les performances acquises par notre système.

Afin d'aborder cette étude, nous avons consacré le premier chapitre aux généralités sur le MAS et les différentes stratégies de commande d'une machine asynchrone.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation du MAS directement alimenté par une source triphasée équilibrée et à la modélisation de la commande vectorielle.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montré que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport aux autres techniques de réglage. Car les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent une bonne poursuite.

Dans le dernier chapitre, nous avons fait un test de robustesse de la commande par mode glissant et la commande vectorielle nous avons étudié l'influence des variations paramétriques de la machine asynchrone.

Le travail réalisé a atteint une bonne partie de son objectif, mais ça reste le phénomène de chattering le problème majeur pour ce type de commande. Pour cela on propose comme perspective l'utilisation de la commande par mode glissant d'ordre 2 l'algorithme de super-twisting pour remédier ce problème.

Nous espérons à travers ce travail apporter une contribution appréciable à la communauté pédagogique et scientifique concerné par les techniques de réglage des machines électriques.

**Références
bibliographique**

Références bibliographique

- [1] M. Kostenko et L. piotrovski, “Machines électriques”, Tomes I et II, édition de Moscou (Mir), 1969, (réédité en 1979).
- [2] M.Poloujadoff, “Machine asynchrone -Régimes quelconques”, Encyclopédie de techniques de l'ingénieur, 2000.
- [3] J. Caron “Modélisation et commande de la machine asynchrone”, vol.7, TECHNIP, coll. ’Méthodes et pratique’, 1995.
- [4] H.Chekireb. “Investigation sur les modèles de commande non linéaire de la machine asynchrone”. thèse de doctorat, ENP, 2003.
- [5] M. PINARD “Commande électronique des moteurs électrique” Edition DUNOD, année 2004.
- [6] C. Canudas de Wit, “modélisation control vectoriel et DTC ”, commande des moteurs asynchrones volumes 1, 2001.
- [7] G.Buche “Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink” mémoire d'inéniorat, C.N.A.M Grenoble 2001.
- [8] Khenifar, Boudab.’“ Modélisation de la machine à induction triphasé en vue de sa commande vectorille”. Méloire d'ingéniorat, universite de Jijel.2007
- [9] S. Zaidi. “Command non linéaire du moteur à induction ”mémoire de magister, université de Batna, 2006.
- [10] A.Djahber “sur l'application de commandes adaptatives à une machine asynchrone alimentée avec pilotage vectoriel” mémoire de magister ENP Alger. Nov. 1998.
- [11] T.Von Raumer. “Commande adaptative non linéaire de la mchine asynchrone”. These de doctorat,INP Grenoble,1994.
- [12] E. merabet “Commande floue Adaptative d'une Machine Asynchrone double Etoile”, Mémoire de Magister en Electrotechnique Université de Batna 2008.
- [13] Chekima Djamel," Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014.
- [14] Slotine, J.-J. E., & Li, W.”Applied Nonlinear Control”. London: Prentice-Hall, Inc. 1991.

- [15] Bartolini, G., Ferrara, A., Usai, E., and Utkin, V.I., "On multi-Input chattering free second order sliding mode control", IEEE Trans. Auto. Control. vol. 45, n°9, pp 1711-1717, 2000.
- [16] L. Fridman et A. Levant. "High-Order Sliding Modes Sliding Modes Control in Engineering", Ed. W. Perruquetti, J.P. Barbot, M. Dekker, Inc. New York, 2002.
- [17] H. Bühler, "Réglage par mode de glissement", traité d'électricité, 1ère édition, presses, 1991.
- [18] Levant, A., "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control", International Journal of Control, vol 58, no 6, pp 1247–1263, 1993.
- [19] Benheniche Abdelhak "Etude Comparée des différentes techniques de commande de la machine Asynchrone." Thèse de Doctorat université Badji Mokhtar, Annaba, 2016.
- [20] J. P. Hautier, J.P. Caron "*Modélisation et commande de la machine asynchrone*" Vol. 7, TECHNIP, coll. « Méthodes et pratiques », 1995.
- [21] C. Chaigne, E. Etien, S. Cauët, L.Rambaul "*Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones*" Edition HERMES SCIENCE PUBLISHING, LAVOISIER, 2005.
- [22] C. Divoux, "*Le moteur asynchrone triphasé*" Article presse académie Caen Sciences de l'ingénieur en S, 2003.
- [23] K.Akkouchi, « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Mémoire Magister, Département Electrotechnique Université Annaba, 2007.
- [25] L. BAGHLI, << Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone >>, notes de cours, IUFM de Lorraine-UHP, 2003/2004.
- [26] Matlab-Simulink, Version 7.0.
- [27] Frédéric POITIERS, la Commande de Génératrices Asynchrones pour utilisation de l'Energie, Machine asynchrone à cage autonome ; Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau, Thèse de Doctorat de l'Université de Nice, 2008
- [28] J.P. Caron, J.P. Hautier « modélisation et commande de la machine asynchrone » Edition technique France_1998.
- [29] K. Brahmi, K. Gherbi, « Contrôle vectoriel d'une machine asynchrone alimentée en tension », PFE, USTHB, Dépt. D'Electrotechnique, 1995.

- [30] "Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ". PFE, Université M'sila, 2003.
- [31] N. Bouali, « Etude d'un système photovoltaïque connecté au réseau par un onduleur multiniveaux, multicellulaires », Mémoire de Magister de l'université de Béjaia, 2008.
- [32] W. Xiao « A Modified Adaptive Hill Climbing Maximum Power Point Tracking (MPPT) Control Method for Photovoltaic Power Systems ». The university of British Columbia 2003.
- [33] C.HALIME, « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001].
- [34] Mezian Salima, " Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat, Mentouri de Costantine 2009.
- [35] Michael A. Johnson & Mohammad H.Moradi, PID Control New Identification and Design Methods, Springer-Verlag London Limited, 2005.
- [36] Katsuhiko Ogata, Modern Control Engineering, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1997.
- [37] M, BaziSmail, " Contribution à la commande robuste d'une machine asynchrone par technique PSO ", Thèse de magister, université de Batna, 2009.
- [38] Akihiro Oi « Design and Simulation of Photovoltaic Water Pumping System ». Faculty of California Polytechnic State University 2005.
- [39] A.F. Fillipov. Differential equations with discontinuous right-hand side.
- [40] V. I. Utkin. Variable structure systems with sliding modes. IEEE, Trans.on Automatic Control, AC-22:212-222, 1977.
- [41] S.V. Emelyanov. Variable structure control système. Moscow Nauka, 1967.
- [42] A.MEZOUAR, « Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques : application à la commande des machines asynchrones », thèse de Doctorat, université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2006.a3
- [43] C. BELFEDAL, « Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation en vue de son application dans le domaine de l'énergie éolienne », thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2007.a4

Références Bibliographique

- [44] M.Hamata Omar et M. Louchen Nourdine, « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation », Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.b9
- [45] P. Mayé, Aide-mémoire électrotechnique, Paris, Dunod 2006.
- [46] B. Aoues, A. Ndiaye, "Commande vectorielle découplée de la machine asynchrone", Mémoire d'Ingénieur de l'Université A. MIRA de Bejaia 2002.
- [47] T.Zahrieva, " commande à structure variable appliqué à un moteur synchrone", Diplôme de recherche de l'INSA de Toulouse (DRUT), 2000.b1
- [48] A.Meroufel, « commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique », thèse de doctorat d'état, Université de Sidi Bel Abbes, 2004.b2
- [49] M.Abid, «Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension MLI », thèse de doctorat, Université de Sidi Bel Abbes, 2005.b3
- [50] M. Kercha, "Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent", Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 2005.
- [51]C.Edwards, S.K.Spurgeon "Sliding Mode Control, THEORY AND APPLICATION" Edition TAYLOR & FRANCIS, Ltd, 1998.
- [52] A.Saibi "Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d'une Machine Synchrone à Double Etoile" Thèse de magistère de l'école nationale polytechnique d'El-Harrach Alger spécialité : Génie Automatique, 2006.
- [53] AP0801701. "Constant V/f Control of Induction Motors Using Space Vector Modulation". Infineon Technologies AG 2006. www.infineon.com)
- [54] Allaoua H., Allaoua B., 2014 -Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue. Mémoire Master, université Abderrahmane Mira de Bejaia.
- [55] Guediri Abdelhafid, Guediri Mourad, Atallah Mohamed Djemoui , 2019-Commande par logique floue appliquée à la machine asynchrone.-Mèmoir Master Université Echahid Hamma Lakhrad El-Oued.
- [56] Yahiaoui Yasmina-Commande MPPT à base la logique floue et les algorithmes génétiques-mémoire master, Université A.MIRA-BEJAIA-2012/2013).

[57] (HARROUCHE F., 2019 - Etude Comparative de Deux Méthodes D'optimisation d'un Système de Classification des Défauts Mécaniques par la Logique Floue, Université Ferhat Abbas Sétif.)

[58] MITCHELL M., 1998 - An Introduction to Genetic Algorithms, A Bradford Book the MIT Press Cambridge, Massachusetts • London, England Fifth printing, First MIT Press paperback edition.

Documents internet

[Web1] Étude du moteur asynchrone triphasé, <http://elharzli.com/StructureMAS.php>.

[Web2] [wikipedia.org/wiki/Commande_directe_du_couple](https://fr.wikipedia.org/wiki/Commande_directe_du_couple).

Annexe

Annexe

➤ Paramètres de la machine asynchrone

La machine utilisée est une machine asynchrone à cage d'écuriel standard. Ses paramètres principaux sont présentés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs
Tension V	220/380 (V)
Puissance utile P_u	746 (W)
Vitesse de rotation nominale W_n	1433 (tr/min)
Fréquence f	50 (Hz)
Courant I	3,4 (A)
Inertie J	0,0012 (kg/m ²)
Inductance mutuelle M	0,44 (H)
Inductance cyclique statorique L_s	0,462 (H)
Inductance cyclique rotorique L_r	0,462 (H)
Résistance statorique R_s	5,72 (Ω)
Résistance rotorique R_r	4,2 (Ω)
Coefficient de frottement visqueux F	0
Nombre de pair de pôles P	2

➤ Régulateurs utilisés pour la commande vectorielle directe de la MAS

Les régulateurs utilisés sont des régulateurs de type PI et avec le mode glissant, dans le but de réguler la vitesse de rotation et le flux rotorique. Ses paramètres principaux sont présentés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs
Régulateur de flux φ_r	$K_{p(\varphi_r)}=7$, $K_{i(\varphi_r)}=44$
Régulateur de vitesse w_r	$K_{p(w_r)}=9$, $K_{i(w_r)}=0,1$
Régulateur de flux φ_r	$K_{MG(\varphi_r)}=31$
Régulateur de vitesse w_r	$K_{MG(w_r)}=1060$

Résumé

Résumé

L'objectif principal dans le cadre de ce mémoire est l'étude de la commande robuste de la machine asynchrone, La technique de commande utilisée est de type commande vectorielle, mode glissant d'ordre un dans le but d'améliorer les performances et de remédier aux problèmes des incertitudes provoquées par les variations paramétriques en cours de fonctionnement ainsi pour assurer les bonnes performances statiques et dynamique du système. La première structure utilise un régulateur classique de type PI. D'autre part, la seconde structure, basée sur un régulateur a structure variable RMG1. Les résultats de l'identification sont validés à travers une simulation en Simulink sous MATLAB.

Mots clés : machine asynchrone, commande robuste, régulateur, mode glissant d'ordre un

Abstract: The main aims in the context of this thesis is the study of the robust control of the asynchronous machine. The technique of control used is the sliding mode order one , in order to improve the performance and to remedy the problems of the uncertainties caused by parametric variations during operation and to ensure the good of static and dynamic performance of the system. The first structure uses a classical regulator type PI. On the other hand, the second structure, based on a variable structure regulator SMC1. The results of the identification are validated by a Simulink simulation under MATLAB.

Keywords: asynchronous machine, robust control, regulator, first order sliding mode