

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



جامعة بجاية
Tasdawit n Bgayet
Université de Béjaïa

Université Abderrahmane Mira de Bejaia

Faculté de Technologies

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme :

MASTER en ELECTROMECHANIQUE

Spécialité : ELECTROMECHANIQUE

Intitulé du thème :

**Application de la technique de mode glissant dans
la commande de la machine asynchrone**

Réalisé par :

- LAIB Bilal
- BOUTARCHA Ouassim

Encadré par :

- Mme R.Abdelli

Promotion : 2021/2022

Remerciements

Tout d'abord on remercie ALLAH le tout puissant qui nous a éclairé le chemin et nous a donné le courage, la volonté, la santé et la patience pour réaliser et mener à terme ce modeste travail

*Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à notre promotrice **Mme R.Abdelli**, de nous avoir aidé et orienté, pour ses conseils et ses encouragements permanents, et d'avoir acceptée d'être notre promotrice.*

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

Dédicace

Ce travail est dédié particulièrement à mes Parents qui m'ont soutenu tout au

long de ma vie scolaire et universitaire.

Mes très chers frères

A Tous mes amis

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou loin pour la réalisation de ce Modeste

travail.

Tous mes camarades de la promotion Master $\mathcal{J}\mathcal{T}$ $\mathcal{E}\mathcal{L}\mathcal{M}$ et tous les

autres sans exception.

R. Bilal

Dédicaces

*Avant tout, je dois rendre grâce à dieu de m'avoir donné le courage de
terminer ce travail*

Je dédie ce modeste travail

*À celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée
pour mon bonheur et ma réussite, ma mère*

*À l'école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années
de mes études, et qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me
donner de l'aide et à me protéger, mon père*

*Aucune dédicace, ne saurait exprimer à sa juste valeur le profond amour que
je vous porte, je vous dois ce que je suis aujourd'hui et ce que je serai demain et
je ferai toujours de mon mieux pour rester votre fierté et ne jamais vous
décevoir, puisse Dieu, vous procure santé, bonheur et longue vie*

À mes chers frères et sœurs

B. Wassim

Liste des Symboles et des Abréviations

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.

Liste des symboles et des Abréviations

- ❖ 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.
- ❖ $\varphi_{\text{rréf}}$: Flux rotorique de référence.
- ❖ $\Omega_{\text{rréf}}$: 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.
- ❖ $[p(\theta)]$: 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.
- ❖ σ : Coefficient de dispersion de Blondel.

Liste des Abréviations

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

List des Figures

Chapitre I : Généralités sur la Machine Asynchrone

Figure I.1: Image de la machine asynchrone.....	04
Figure I.2: Représentation schématique d'une machine asynchrone.	05
Figure I.3 : Constitution de la MAS	06
Figure I.4 : Stator d'une MAS à cage d'écureuil.	07
Figure I.5: Rotor à cage d'écureuil.....	08
Figure I.6: Rotor bobiné.....	08
Figure I.7: Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	10

Chapitre II : Modélisation et Commande Vectorielle de la MAS

Figure II.1 : Schéma de simulation de la machine asynchrone.....	28
Figure II.2 : Résultats de simulation de la MAS.....	29
Figures II.3 : Equivalence entre la commande d'une MCC et MAS	31
Figure II.4 : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	32
Figure II.5: Caractéristiques de la réponse des systèmes	37
Figure II.6: Boucle de courant après découplage.....	38
Figure II.7 : Boucle de régulation de la vitesse.....	40
Figure II.8 : Schéma bloc de la régulation de flux.	41
Figure II.9 : Schéma globale de la commande vectorielle	43
Figure II.10 : Résultats de simulation de la commande vectorielle.	44

Chapitre III : Commande par Mode Glissant de la MAS

Figure III.1 : Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase47

Figure III.2 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement50

Figure III.3 : Commande équivalente50

Figure III.4 : Représentation de la fonction « Sign ».....52

Figure III.5: Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement ...56

Figure III.6 : Schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre un.....58

Figure III.7 : Résultats de simulation de la commande par MG.....59

Chapitre IV : Tests de Robustesse

FigureIV.1: Résultats des tests de robustesse pour les deux commandes avec variation de la résistance statorique ($R_s=15$)...62

FigureIV.2: Résultats de tests de robustesse pour les deux commandes avec variation du moment d'inertie ($J=0.5\text{kg/m}^2$)... 63

FigureIV.3: Résultats des tests de robustesse pour les deux commandes avec variation du moment d'inertie ($J=0.5\text{kg/m}^2$) et la résistance statorique ($R_s=15$)...64

Table des Matières

Introduction générale	01
Chapitre I : Généralités sur la Machine Asynchrone	
I.1. Introduction.....	04
I.2. Généralité sur la machine asynchrone.....	04
I.2.1 Le rôle de la MAS.....	05
I.2.2. Présentation de la machine asynchrone.....	05
I.2.3. Constitution.....	05
I.2.3.1. Le stator.....	06
I.2.3.2. Le rotor.....	07
I.2.4. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone.....	09
I.2.5. Le glissement.....	09
I.2.6. Problèmes posés par la machine asynchrone.....	10
I.2.7. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....	11
I.2.8. Domaines d'application.....	11
I.3. Stratégies de commande d'une machine asynchrone.....	12
I.3.1. Méthode simple.....	12
I.3.1.1. Commande scalaire.....	12
I.3.1.2. Commande vectorielle.....	13
I.3.1.3. Commande directe de couple.....	13
I.4. Les Avantages et les inconvenants des méthodes.....	13
I.5. Méthode avancée.....	14
I.5.1. Commande prédictive neuronale.....	14
I.5.2. Commande Par Logique Floue.....	15
I.6. Les Avantages et inconvenants des méthodes.....	15
I.7. Conclusion.....	16
Chapitre II : Modélisation et Commande Vectorielle de la MAS	
II.1. Introduction.....	17
II.2. Modélisation de la machine asynchrone.....	17
II.2.1. Description et Hypothèses.....	17

II.2.2. Mise en équation de la MAS.....	18
II.2.3. Modèle de Park.....	22
II.2.3.1 Transformation de Park.....	22
II.2.3.2 Application de la transformation de PARK à la MAS.....	23
II.3. Choix du référentiel.....	24
II.4. Les équations d'état de la machine asynchrone.....	26
II.5. Simulation du modèle de la Mas.....	28
II.6. Résultats de la simulation.....	28
II.7. Interprétation des résultats.....	29
II.8. Conclusion.....	30
 Partie 2 : commande vectorielle de la machine asynchrone	
II.9. Introduction.....	31
II.10. Principe de la commande vectorielle.....	31
II.11 La Commande vectorielle par orientation du flux.....	32
II.12. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	33
II.13. Estimateurs pour la commande.....	34
II.13.1. Estimation de φ_{dr}	34
II.13.2. Estimation de ω_s et θ_s	35
II.14. Types de la commande vectorielle.....	36
II.14.1. Commande vectorielle directe.....	36
II.14.2. Commande vectorielle indirecte.....	36
II.15. La régulation.....	37
II.15.1. Régulation de courant.....	38
II.15.2. Régulation de vitesse.....	40
II.15.3. Régulateurs de flux φ_r	41
II.16. Schéma global de la commande vectorielle.....	43
II.17. Résultats de simulation.....	44
II.18. Interprétation des résultats de simulation.....	44
II.19. Conclusion.....	45

Chapitre III : Commande par Mode Glissant de la MAS

III.1 Introduction..... 46

III.2 Principe de la commande par mode de glissement..... 46

III.3 Conception de l’algorithme de commande par mode de glissement..... 47

III.4 Choix de la surface de glissement..... 47

III.5 Conditions d’existence et de convergence du régime glissant..... 48

 III.5.1. Fonction directe de commutation..... 49

 III.5.2. Fonction de Lyapunov..... 49

III.6. Détermination de la loi de commande..... 50

III.7. Expression analytique de la commande..... 51

III.8. Domaine d’application du réglage par mode glissant..... 54

III.9. Les avantages de la commande par mode glissant..... 55

III.10. Application de la commande au moteur asynchrone..... 55

III.11. Simulation de la commande par mode glissement..... 58

III.12. Résultats de la simulation..... 59

III.13. Interprétation des résultats..... 59

III.14. Conclusion..... 60

Chapitre IV : Teste de Robustesse

IV.1. Introduction..... 61

IV.2. Simulation de teste robustesse pour le réglage par PI et celle par MG..... 61

IV.3. Interprétation des résultats..... 64

IV.4. Comparaison entre les commandes FOC et CSV par mode glissant..... 64

 IV.4.1 La commande FOC..... 64

 IV.4.2 La commande CSV mode glissant..... 65

IV.5. Conclusion..... 65

Conclusion générale..... 66

Références bibliographique

Annexe

Résumé

Introduction

Générale

Introduction générale

Les technologies modernes des systèmes d'entraînement exigent de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse et du couple, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible. [01]

Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement, pour celle-là il trouve des limites d'utilisation.

La machine asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'utilisation est la plus courante dans l'industrie, il caractérise par sa puissance. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps. [02]

L'utilisation du moteur asynchrone dans la variation de vitesse n'est pas une chose nouvelle, elle se distingue des moteurs à courant continu par sa puissance massique, sa vitesse maximale supérieure, sa robustesse et son faible coût, L'absence de collecteur mécanique lui permet d'être le moteur privilégié de nombreux domaines comme l'aérospatiale, la chimie, ou la médecine.

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 comme la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande par mode de glissement.

La commande vectorielle a été réalisée dans les années 70 par BLASCHKE sous le nom de découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique moderne ont trouvé dans la commande des machines électriques à courant alternatif un champ d'investigation très intéressant. 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 du rotor et du stator. Plutôt il est important d'utiliser des

méthodes de contrôle robustes, soit linéaires ou non linéaires pour rendre la réponse du système insensible aux variations des paramètres et aux effets troubles de la charge. [25]

La commande par mode glissant qui a été développée en Union soviétique il y a plus de 30 ans, fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Elle possède des avantages incontestables pour les systèmes mal identifiés ou à paramètres variables. Cependant la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, Les contrôleurs par mode glissant diffèrent des contrôleurs simples de relais. Les progrès effectués dans le domaine de l'électronique de puissance ont rendu l'instrument de commutation à grande vitesse pratiquement réalisable. Cette méthode associée aux systèmes à structure variable. Elle permet la commutation directe des organes de commande sans introduire des retards supplémentaires, en outre l'obtention des lois de commande robustes et performantes. [38]

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 [38], dont le principe est de rejeter les discontinuités au niveau des dérivées supérieures de l'entrée du système.

Dans ce travail nous nous intéressons à l'étude comparative entre la commande vectorielle et par mode de glissement d'ordre un du moteur asynchrone par la simulation sous l'environnement MATLAB / Simulink.

Ce travail est structuré comme suit :

- Introduction générale.
- Le premier chapitre sera consacré à l'étude théorique en présentant quelques généralités sur la machine asynchrone à cage d'écureuil, notamment sa constitution, le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients.
- Le deuxième chapitre : la première 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 / Simulink. 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 commande seront 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

Machine Asynchrone

I.1. Introduction

La machine asynchrone, également connue sous le nom de moteur à induction, est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor, qui est largement utilisée dans toutes les applications industrielles en raison de ses avantages de fonctionnement : simplicité, robustesse, prix peu élevé et entretien facile.

Le fonctionnement d'un (MAS) repose sur le principe de l'utilisation d'un champ magnétique tournant sinusoïdal. [03]

Les origines de la machine asynchrone sont controversées (Nikola Tesla en 1887, Galileo Ferraris 1885-1888, Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski en 1889) [12], et cette machine est la plus utilisée dans la gamme de puissance supérieure à quelques kilowatts, car elle offre le meilleur rapport prix/performance.

Dans ce chapitre, nous allons étudier la machine asynchrone et donner quelques généralités et rappels sur la constitution, le principe de fonctionnement et citer quelques stratégies de son contrôle.

I.2. Généralités sur la machine asynchrone

La machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la microélectronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple. Le schéma d'une machine asynchrone triphasée est représenté sur la figure (I.1)

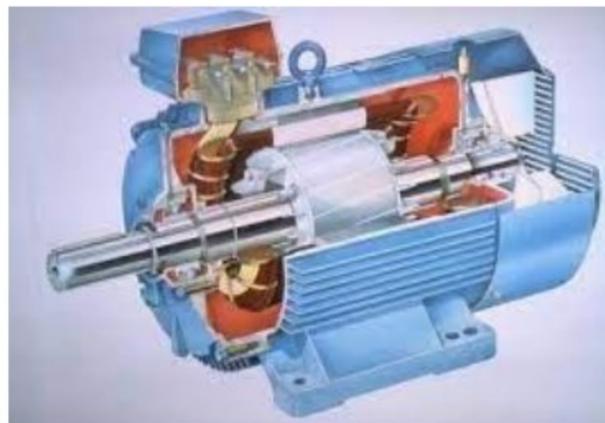


Figure I.1: Image de la machine asynchrone

I.2.1 Le rôle de la MAS

La machine asynchrone (ou moteur d'induction) permet la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique.

I.2.2. Présentation de la machine asynchrone

Nous pouvons considérer la machine de type asynchrone triphasée qui est représentée par les enroulements de la figure I.2.

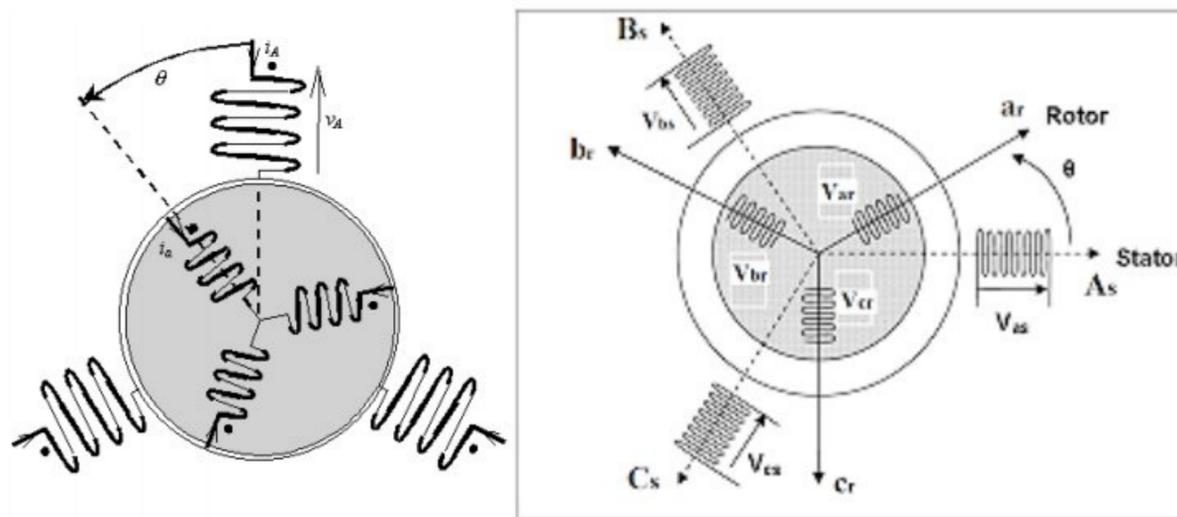


Figure I.2: Représentation schématique d'une machine asynchrone. [04]

Comme le montre le schéma de la figure I.2, la machine asynchrone triphasée comporte une partie fixe, dite stator, constituée par un empilage de tôles à faible taux de perte, supportant des bobinages symétriques triphasés alimentés en courant alternatif triphasé. Une partie mobile, dite rotor, n'est pas alimentée, elle est en court-circuit et elle peut être de deux sortes :

- Bobinée (à bagues) munie d'un enroulement généralement triphasé connecté à des bagues sur lesquelles frottent des balais.
- À cage d'écureuil, formée d'un ensemble de bagues conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux circulaires. [05]

I.2.3. Constitution

Une machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

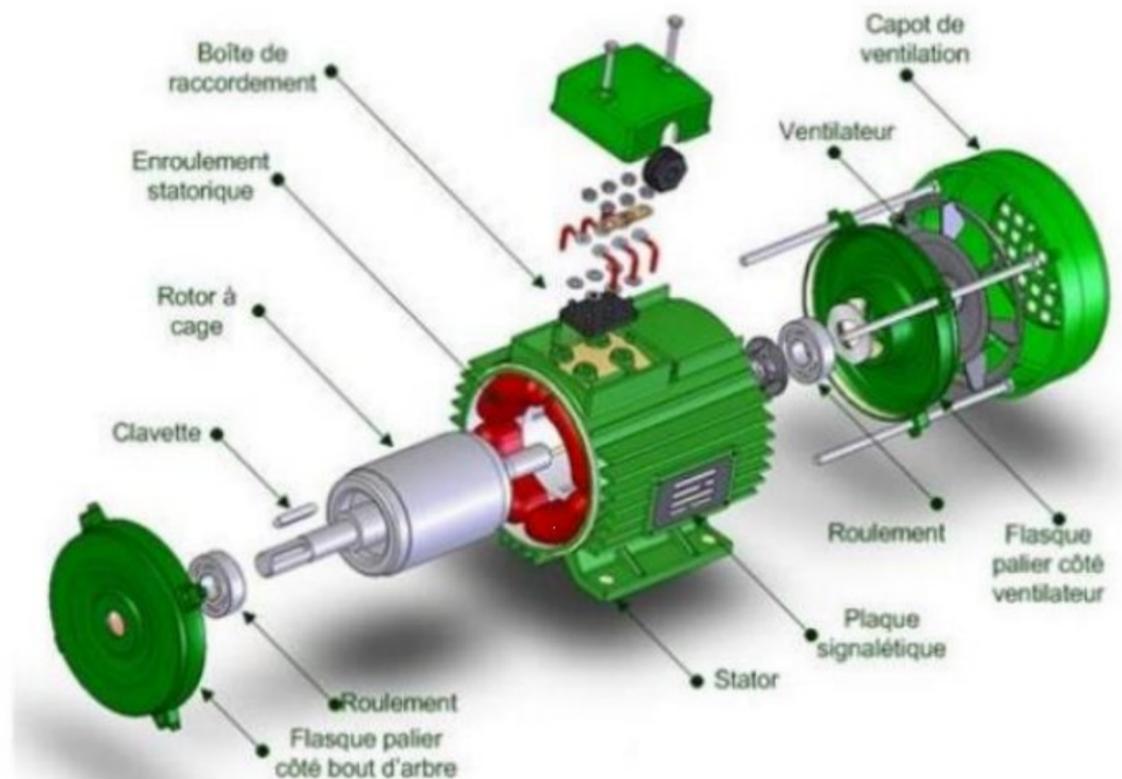


Figure I.3 : Constitution de la MAS. [07]

I.2.3.1. Le stator

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor. Dans tous les cas, le stator reste, au moins dans son principe, le même : c'est lui qui va créer le champ tournant. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique.

Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles en fer doux dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine, comme nous le voyons sur la Figure I.4. [06]



Figure I.4 : Stator d'une MAS à cage d'écureuil [07]

I.2.3.2. Le rotor

Le rotor est la partie tournante du moteur. Il y a deux types de rotor : les rotors à bobine et les rotors à cage.

- Rotor à cage :

L'enroulement du rotor à cage d'écureuil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches, ces barres sont soudées ou rivées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil. Dans les moteurs de petite moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé. [07]

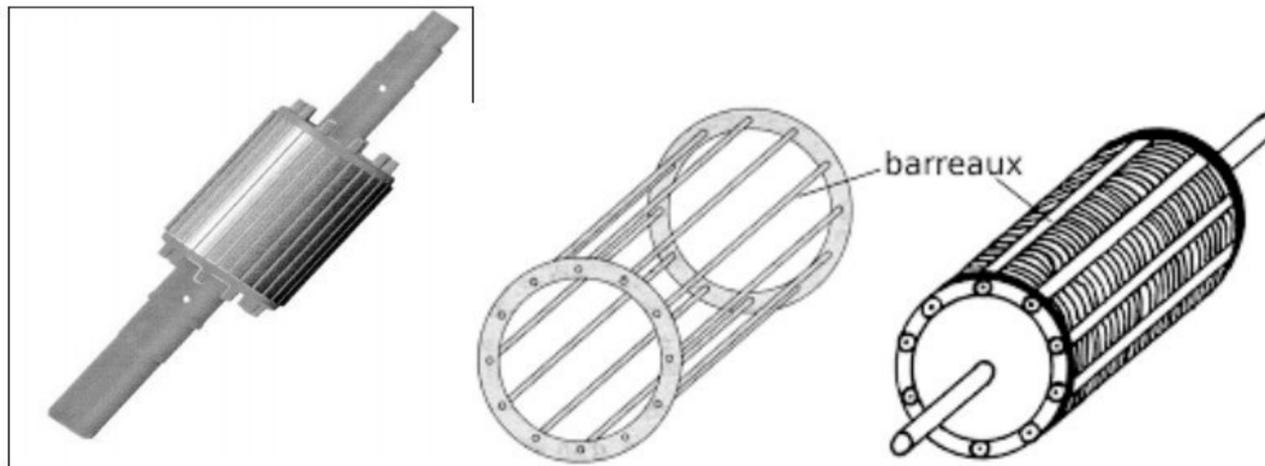


Figure I.5: Rotor à cage d'écureuil.

- Rotor bobiné :

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités. [07]

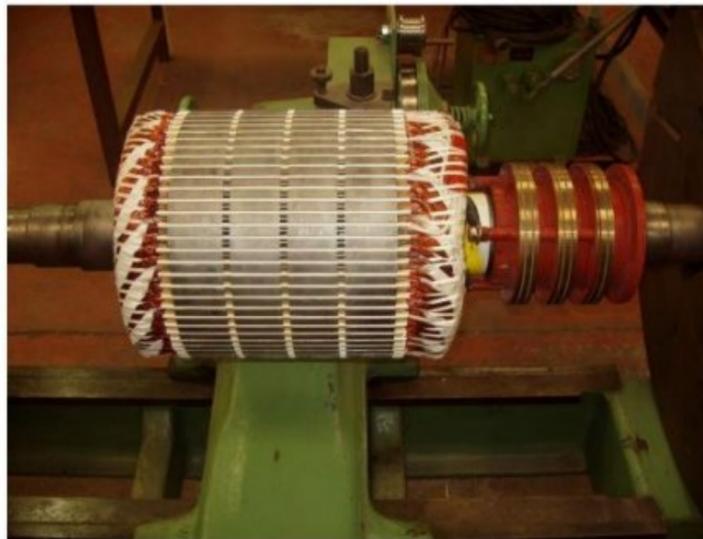


Figure I.6: Rotor bobiné

I.2.4. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

Le principe de fonctionnement des machines asynchrones est basé sur l'interaction entre courants inducteurs et courants d'induits. Le rotor (induit) est constitué de conducteurs (bobinages ou des barres) disposés le long du rotor et court-circuités. Lorsque le champ tournant balaye ces conducteurs, il induit des courants qui entrent en interaction avec le champ et permettant à un couple moteur de se créer. Le rotor se met alors à tourner et se stabilise à une vitesse toujours inférieure à la vitesse de synchronisme N_s . Il est impossible pour le rotor de tourner à cette vitesse N_s , mais tourne à une vitesse N_r inférieure à celle-ci puisqu'il serait alors baigné dans un champ fixe, et donc parcouru par un courant nul.

Et tout dispositif électromagnétique est basé sur trois lois sont :

- a) Création d'un champ magnétique par un courant (loi d'Ampère)
- b) Force maximale exercée sur un conducteur placé dans un champ magnétique (Loi de LORENZ)
- c) Déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique et tension induite ou loi de l'induction électromagnétique (Loi de FARADAY)

I.2.5. Le glissement

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 :

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

Avec

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

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

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

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

La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement : [11]

$$\omega_{gl} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.4)$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.5)$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement [11]

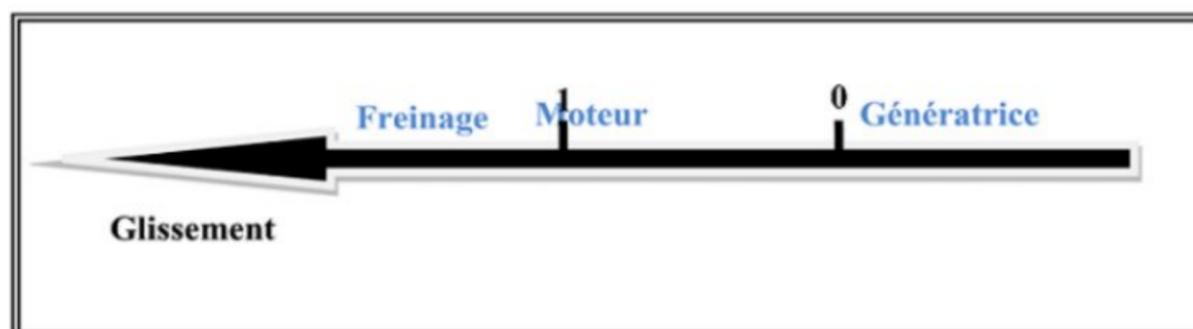


Figure I.7: Modes de fonctionnement suivant le glissement [11]

I.2.6. Problèmes posés par la machine asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus.

L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. Cependant sa simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations paramétrique qui sont

essentiellement conséquences du rotor à cage. Ceci se traduit par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande. [08]

Les problèmes d'exploitation d'une machine asynchrone se situent essentiellement au moment du démarrage ; ce qui peut être traduit par : 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. L'échauffement des enroulements rotoriques limitant le nombre de démarrages consécutifs et leur durée.

I.2.7. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont :

Avantages :

- Structure simple, Coût réduit
- Absence d'un système bagues balais.
- Structure simple.
- Robustesse
- IP55 (Indice de protection contre les corps solides et liquides) [07]

Inconvénients :

- Non découplage naturel.
- Non linéarités
- Zone de stabilité étroite
- Peu précis

I.2.8. Domaines d'application

- Grand standard industriel
- Entraînements divers
- Pompes
- Propulsion des navires

- Traction électrique (Eurostar, TGV)
- Chariots élévateurs
- Ascenseurs

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

Pour faire fonctionner des moteurs asynchrones dans la plage de vitesse variable, plusieurs stratégies de contrôle comme la méthode simple et avancée peuvent être envisagées, même en présence de perturbations et changements de paramètre.

Quelques stratégies dans le tableau ci-joint :

Méthodes classiques	Méthodes avancées
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Commande scalaire ➤ Commande vectorielle (on va l'étudier dans le deuxième chapitre) ➤ Commande directe du couple 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Commande prédictive neuronale ➤ Commande Par Logique Floue ➤ Méthode mode glissants d'ordre un (on va l'étudier dans chapitre trois)

I.3.1. Méthode classique

I.3.1.1. Commande scalaire

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation des moteurs asynchrones. Dans cette commande, ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. On considère dans la littérature deux types de commande scalaire [13] :

- La commande scalaire indirecte où le flux magnétique est contrôlé en imposant le rapport amplitude / fréquence de la tension ou du courant.
- La commande scalaire directe où le flux magnétique est contrôlé à partir de son estimation ou de sa mesure.

I.3.1.2. Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control)

Introduite par Blaschke [14] en 1972, elle constitue une révolution historique pour la commande de la machine asynchrone. Cette technique consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone, du point de vue variation de vitesse, à celui du moteur à courant continu, en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique [15]. Cette stratégie de commande utilise deux boucles de régulation pour contrôler en même temps le couple et flux.

I.3.1.3. Commande directe de couple (DTC : Direct Torque Control)

Au milieu des années 80, une stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone apparue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été proposée par I. Takahashi et T. Noguchi. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de 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. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible. [15]

I.4. Les Avantages et les inconvénients des méthodes

	Avantage	Inconvénient
Commande scalaire	-Ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. -N'est valable qu'en régime permanent.	-Pour des consignes de vitesse le flux oscille avec des grandes amplitudes. -Reste inadaptée lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine

<p>Commande vectorielle</p>	<p>-Méthode plus attractive et plus utilisée. -Elle peut être utilisée pour le contrôle dans les basses vitesses</p>	<p>-Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MAS -Reste sensible vis-à-vis les variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage.</p>
<p>Commande directe du couple</p>	<p>-Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine. -Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique. -La dynamique rapide de couple et du flux</p>	<p>-La fréquence de commutation variable (entraîne des bruits audibles) -Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérésis. -En basses vitesses, le flux est difficile à contrôler</p>

I.5. Méthode avancée

I.5.1. Commande prédictive neuronale

La commande prédictive est un modèle sert à prédire les futures sorties du système, grâce aux valeurs courantes et par une méthode d'optimisation, qui prend en compte une fonction de coût, laquelle dépend le modèle du système joue un rôle central dans la commande. Être capable de rendre compte de la dynamique du processus pour prédire précisément les commandes prédictives ne diffèrent entre eux que par le modèle utilisé pour représenter le procédé et par la fonction de coût à minimiser. [09]

Ensuite, l'algorithme de la commande prédictive généralisée calcule les actions de commande au futur à partir de la minimisation d'une fonction de coût à chaque instant k , et seule la première action de la séquence de commande optimale est appliquée au procédé selon le principe d'horizon fuyant, tandis que les autres actions alimentent le prédicteur neuronal.

I.5.2. Commande Par Logique Floue

La commande par la logique floue est de grande actualité aujourd'hui. La commande par la logique floue a le même but qu'une commande classique. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies [10]. Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques [08].

I.6. Les Avantages et inconvénients des méthodes

	Avantages	Inconvénients
Commande prédictive neuronale	<ul style="list-style-type: none"> - Bonne pour la commande des systèmes à retard. - Peut stabiliser les systèmes instables en boucle ouverte. - Compense les bruits mesurables. 	<ul style="list-style-type: none"> - Le critère peut avoir plusieurs minima locaux. - Demande beaucoup de calculs.
Commande Par Logique Floue	<ul style="list-style-type: none"> -la non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable) -la possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus -la maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-Linéaire et difficile à modifier) 	<ul style="list-style-type: none"> -le manque de directives précises pour la conception d'un réglage -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

		génératif (en l'absence d'un modèle valable)
--	--	--

I.7. Conclusion

Dans le cadre de ce chapitre, tout d'abord nous avons présenté quelques généralités sur la machine asynchrone, où on a expliqué sa constitution, son principe de fonctionnement, les avantages et inconvénients et son domaine d'application, ensuite nous avons mentionné quelques stratégies de la commande.

Le chapitre suivant sera consacré pour la modélisation et la simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone (MAS).

Chapitre II

Modélisation et Commande

Vectorielle de la MAS

II.1. Introduction

Le modèle de moteur asynchrone traditionnellement présenté en classe est le modèle "d'état stable". Autrement dit, la machine doit fonctionner dans un état stable, Il est alimenté par un système triphasé à valeur efficace constante et il tourne à vitesse constante. Alors ces grandeurs sont sinusoïdales et la méthode en espace complexe est valide (vecteur Fresnel).

Ce modèle n'est plus valable si la machine est contrôlée par un onduleur triphasé selon le schéma de contrôle. Le contrôle de vitesse le plus simple, appelé "V sur f", permet de modifier la vitesse de la machine sur la grande plage. Il s'agit d'une vérification scalaire. Équations machine autorisées pour calculer le couple et prédire le point de fonctionnement en fonction du modèle "régime machine permanente".

Il existe des schémas de contrôle basés sur des modèles "transitoires" ou "dynamiques" de la machine c'est le contrôle vectoriel de la machine.

II.2. Modélisation de la machine asynchrone

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement.

II.2.1. Description et Hypothèses

Le moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit Magnétique, ferromagnétique, stator, maintient les enroulements dans les fentes Un stator multiphasé (généralement triphasé) enroulé sur un fil de cuivre isolé. Remplacer Ce circuit magnétique, qui ressemble à un cylindre creux, est séparé par un entrefer, Rotation du circuit magnétique du rotor qui accueille la tige Cage de rotor, fonte d'aluminium ou cuivre, court-circuitée à chaque extrémité Anneaux faits du même matériau. Routage magnétique du rotor L'arbre repose sur le roulement,

qui est monté sur une bride fixée au boîtier. Par conséquent, les moteurs asynchrones se caractérisent par la présence d'un seul enroulement Polyphasé au stator, alimenté par une alimentation externe, enroulement solide court-circuité au rotor

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses :

- Parfaite symétrie de construction ;
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique ;
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage;
- Absence de saturation dans le circuit magnétique.

II.2.2. 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.

a. Equation électrique

La loi de Lenz-Faraday permet d'écrire :

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

Avec v , i et φ représentent respectivement la tension, le courant et le flux.

En appliquant la loi de Lenz-Faraday à chaque enroulement de la machine, on peut écrire :

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

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

Avec :

- $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$: les trois tensions statoriques et rotoriques.
- $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$: les trois courants statoriques et rotoriques.
- $\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}; \varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

On peut s'écrire sous forme matricielle :

$$\text{Stator : } \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \Rightarrow [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Rotor : } \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \Rightarrow [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (\text{II.5})$$

b. Equations magnétiques :

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

$$\text{stator: } \begin{cases} \varphi_{sa} = L_s I_{ra} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sb} = M_s I_{sa} + L_s I_{rb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sc} = M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{rc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$$\text{rotor: } \begin{cases} \varphi_{ra} = L_r I_{ra} + M_r I_{sb} + M_r I_{sc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rb} = M_r I_{sa} + L_r I_{rb} + M_r I_{sc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rc} = M_r I_{sa} + M_r I_{sb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Sous forme matricielle on a :

$$\text{Stator : } [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Rotor : } [\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Si nous exprimons θ en termes de différence angulaire entre les phases dans le sens de rotation Stator et rotor, M est la mutuelle lorsque l'on considère les arbres des deux enroulements coïncider [16].

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

Avec : $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

Telle que :

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

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

, 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 de rotation du rotor par rapport au stator.

c. Equation mécanique :

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{II.11})$$

$$\omega_r = p \cdot \Omega \quad (\text{II.12})$$

$$C_{em} = p [i_s(abc)]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_r(abc)] \quad (\text{II.13})$$

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 :

$$\Omega = \frac{(C_{em} - C_r)}{(J_s + f)} \quad (\text{II.14})$$

II.2.3. Modèle de Park

Pour remplacer ces équations différentielles à coefficients fonctions du temps par des équations différentielles plus simples et à coefficients constants, on fait appel à la transformation la plus utilisée pour les machines asynchrones dite transformation de Park [17] - [18].

Ainsi pour un système de trois courants réels I_a, I_b, I_c , la transformation de Park d'angle θ génère deux composantes (i_d, i_q). Les deux systèmes sont liés par :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

II.2.3.1 Transformation de Park

La transformation de Park permet d'exprimer le modèle de Park d'une machine asynchrone dans un nouveau cadre de référence, en transformant les trois enroulements de la machine en deux autres enroulements équivalents d'un point de vue électrique et magnétique [19].

On rappelle sa définition :

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_d \\ V_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$P(\theta)$: étant la matrice unique de transformation pour les courants, les flux et les tensions définies par :

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

Aussi pour la matrice de transformation inverse, cela nous permet d'exprimer La valeur réelle de la grandeur considérée.

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

Notons que l'angle θ utilisé pour la transformée de Park est a priori arbitraire.

Cela dépend du choix du référentiel.

Les équations machine peuvent être représentées dans différents référentiels :

- Référentiel lié au stator: $\frac{d\theta}{dt} = 0$
- Référentiel lié au rotor : $\frac{d\theta}{dt} = \omega_m$
- Référentiel lié au champ tournant : $\frac{d\theta}{dt} = \omega_s$

II.2.3.2 Application de la transformation de PARK à la MAS

L'application de la transformation de Park à la machine asynchrone correspond à une transformation des trois bobines (stator et rotor) en deux bobines équivalentes ayant la même considération ou les mêmes aspects en termes de flux, couple, courant ou au moins une image qui leur est parfaitement proportionnelle. [20]

Et pour s'application aux modèles matriciels électrique on obtient les équations suivant :

a -Equations des tensions:

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

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{sd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

b -Equation magnétique:

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

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

Avec :

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

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

c -Equation mécanique:

Pour le couple électromécanique :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\Phi_{rd} i_{sd} - \Phi_{rq} i_{sq}) \quad (\text{II.23})$$

Pour la vitesse mécanique :

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

II.3. Choix du référentiel

Il existe plusieurs possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes d-q selon les objectifs de l'application :

- Axes tournant à la vitesse du rotor (fixe par rapport au rotor, $(\theta_r = 0)$ pour l'étude des grandeurs statoriques.
- Axes liés au stator $(\theta_s = 0)$ pour l'étude des grandeurs rotoriques.
- Axes liés au champ tournant, pour la commande qui est notre cas.

Si on désigne par:

- $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: la vitesse angulaire des axes d-q dans le repère statorique (S, abc)
- $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: la vitesse angulaire des axes d-q dans le repère rotorique (R, abc)

La pulsation ω différence des 2 vitesses angulaires est donnée par :

$$\omega = \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega \tag{II.25}$$

Ω : la vitesse mécanique angulaire du rotor.

Le glissement de vitesse angulaire est défini par : $\omega_r = \omega_s - \omega$

- **Référentiel lié au champ tournant**

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\theta_s}{dx} = \omega_s \\ \frac{d\theta_r}{dx} = \omega_r \\ \omega_r = \omega_s - p\Omega \end{array} \right. \tag{II.26}$$

- **Equations électriques**

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{array} \right. \tag{II.27}$$

- Equation magnétiques

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

- Equations mécaniques

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (II.29)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (II.30)$$

Avec :

J : Moment d'inertie de toutes les parties tournantes par rapport à l'arbre moteur.

C_r : Couple de charge (résistant).

f : Coefficient de frottement visqueux.

II.4. Les équations d'état de la machine asynchrone [21]

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 :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (II.31)$$

Avec :

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

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

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

- Matrice évaluation d'état du système :

$$[A] = \begin{bmatrix} R_s & -K_s + \omega_s & 0 & -\frac{M}{L_r} + \omega_s \\ K_s + \omega_s & R_s & \frac{M}{L_r} + \omega_s & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

- Matrice d'entrée :

$$[B] = \begin{bmatrix} K_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & K_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

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

II.5. Simulation du modèle de la Mas

Dans certaines applications où une variation de vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tension triphasée ou par un système de courant triphasé (injecté) dans les enroulements du stator, via un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau électrique industriel. [22]

La simulation est réalisée par le logiciel "Simulink" sous "Matlab". La figure (I.5) représente le schéma de simulation d'une machine asynchrone :

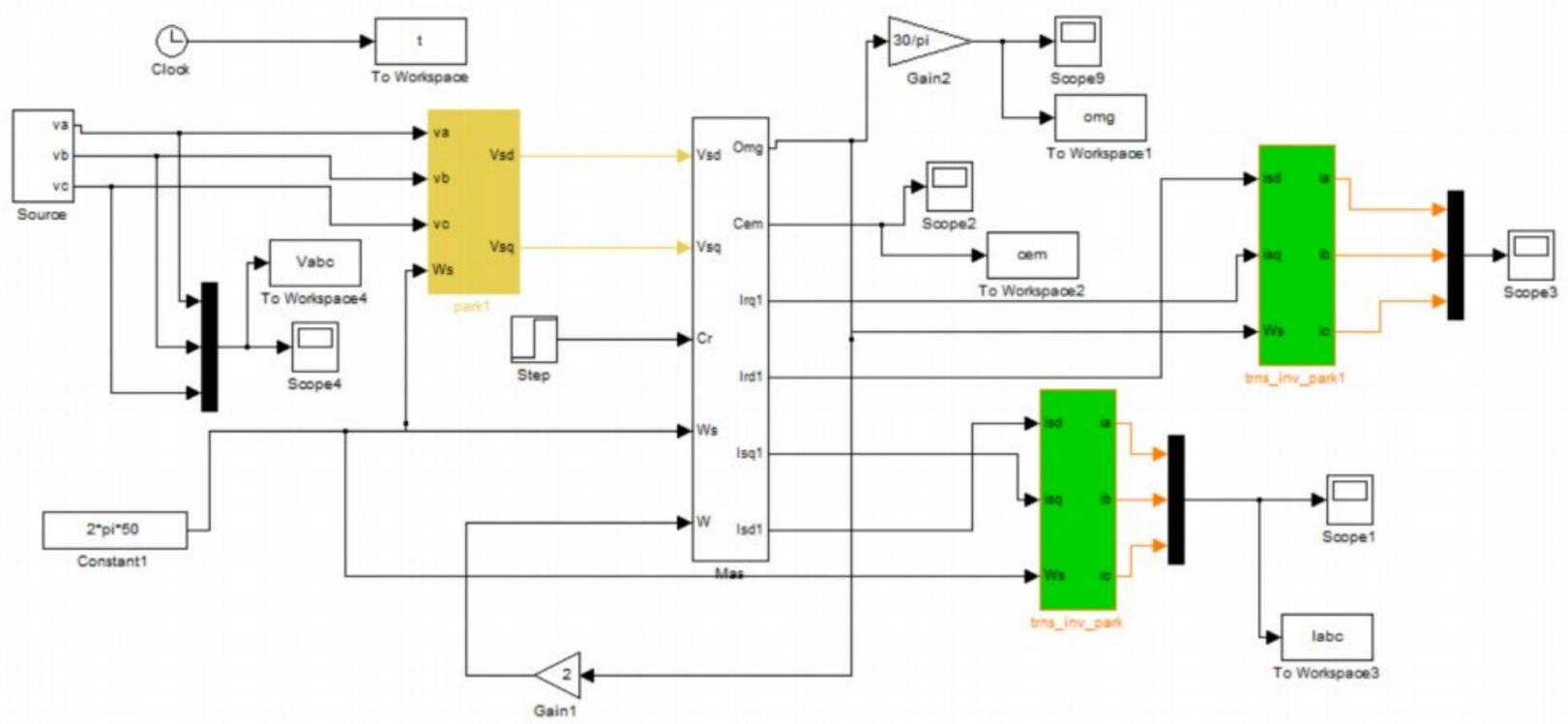
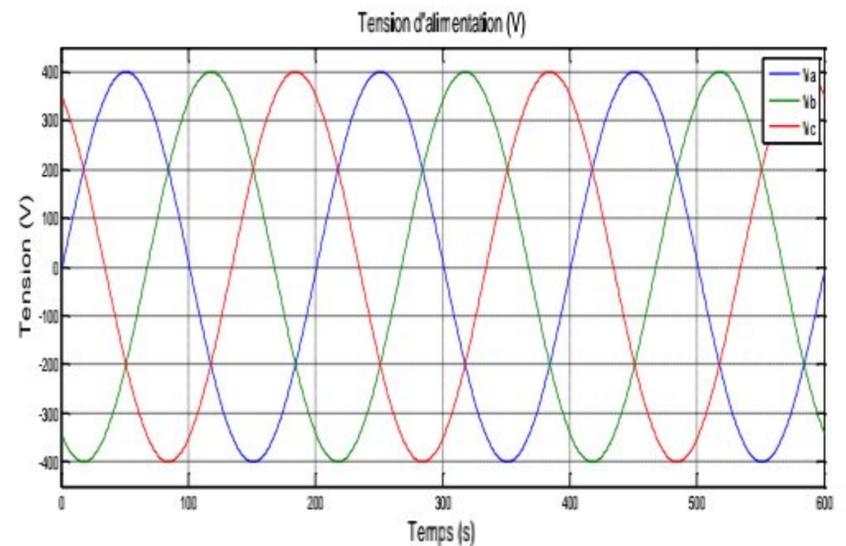
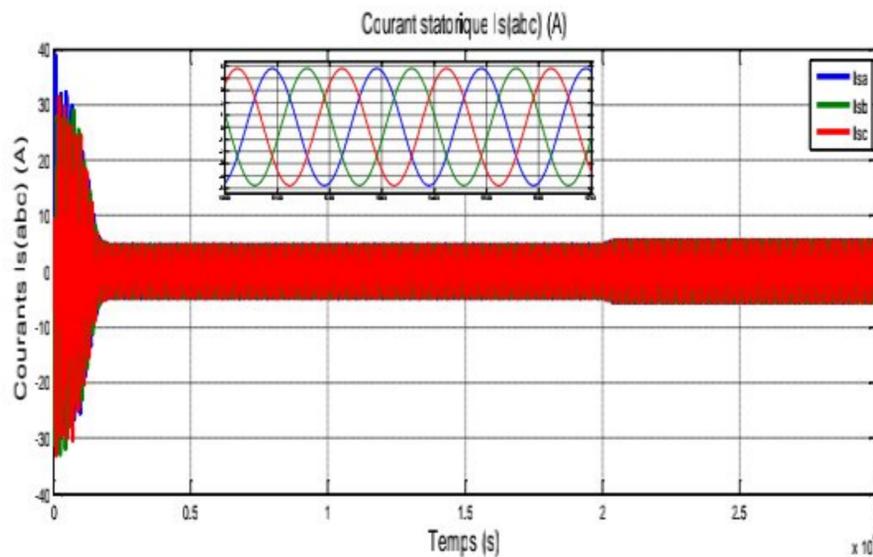
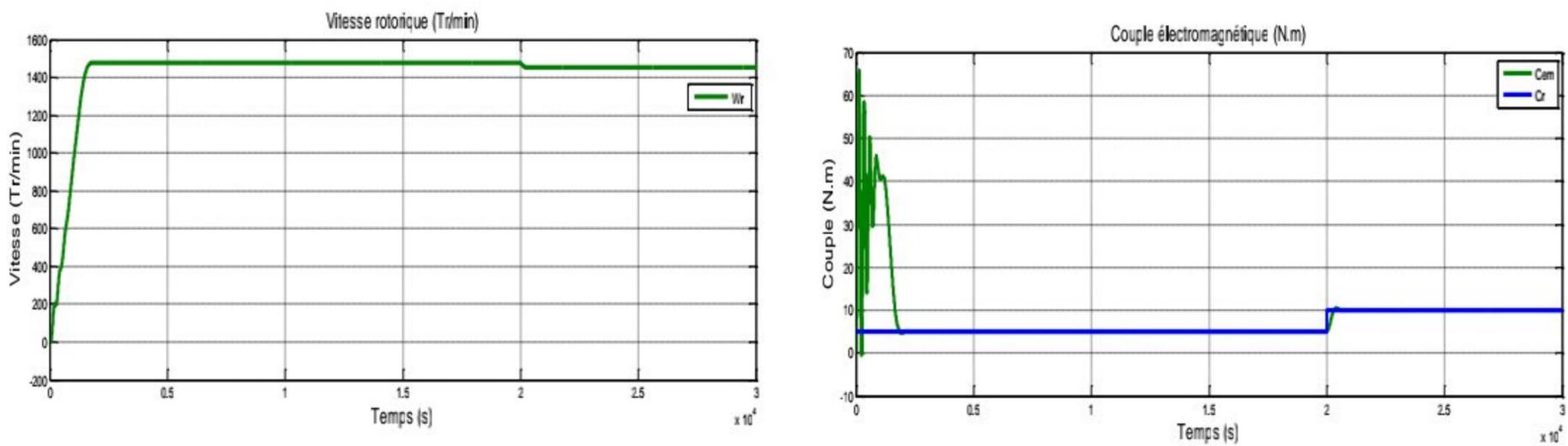


Figure II.1 : schéma de simulation de la machine asynchrone.

II.6. Résultats de la simulation





Figures II.2 : résultats de simulation de la MAS.

II.7. Interprétation des résultats

La figure II .2 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.

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.

II.8. 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 de la simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine asynchrone, ce dernier décrit bien l'évolution du démarrage direct sur les réseaux standards.

Pourtant, la machine elle-même ne répond pas toujours aux exigences d'un système d'entraînement à vitesse variable.

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

Partie 2 : commande vectorielle de la machine asynchrone.

II.9. Introduction

Une véritable mutation de l'industrie mondiale imposée par la robotisation de plus en plus intense fait appel aux variateurs de vitesse avec des machines à courant alternatif [23].

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps [24]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations. Cela ne peut pas être fait avec des simulations pures.

II.10. Principe de la commande vectorielle

L'objectif du contrôle vectoriel est de contrôler le moteur à courant alternatif comme un MCC excité séparément. Pour cela, il faut choisir un trièdre (d, q) et une loi de commande pour assurer ce découplage entre les grandeurs à commander. La figure (II.3) montre le but de cette commande.

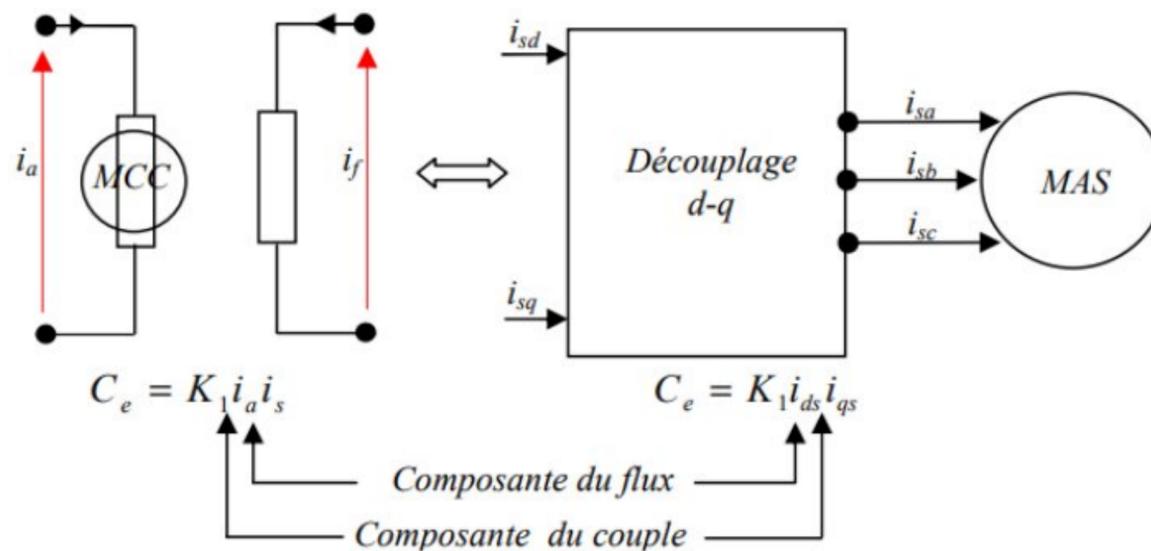


Figure II.3 : Equivalence entre la commande d'une MCC et MAS [27]

II.11 La Commande vectorielle par orientation du flux

L'examen de l'expression du couple pour les moteurs asynchrones montre qu'il est déterminé par une différence entre les produits de la quadrature, du flux du rotor et des composantes de courant du stator présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine [25].

Le but de la commande vectorielle est de découpler les grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la génération du couple.

Mathématiquement, les lois de commande consistent à établir toutes les transformations d'un système à double non-linéarité structurelle vers un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la création du couple, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [25].

La commande par orientation du flux consiste à ajuster le flux à travers une composante du courant et à ajuster le couple à travers l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes "d, q". Un choix judicieux de l'angle d'orientation des repères "d, q" conduit à aligner l'axe "d" à la résultante du flux [26], cet alignement permet d'annuler la composante transversale du flux comme le montre la figure (II.4)

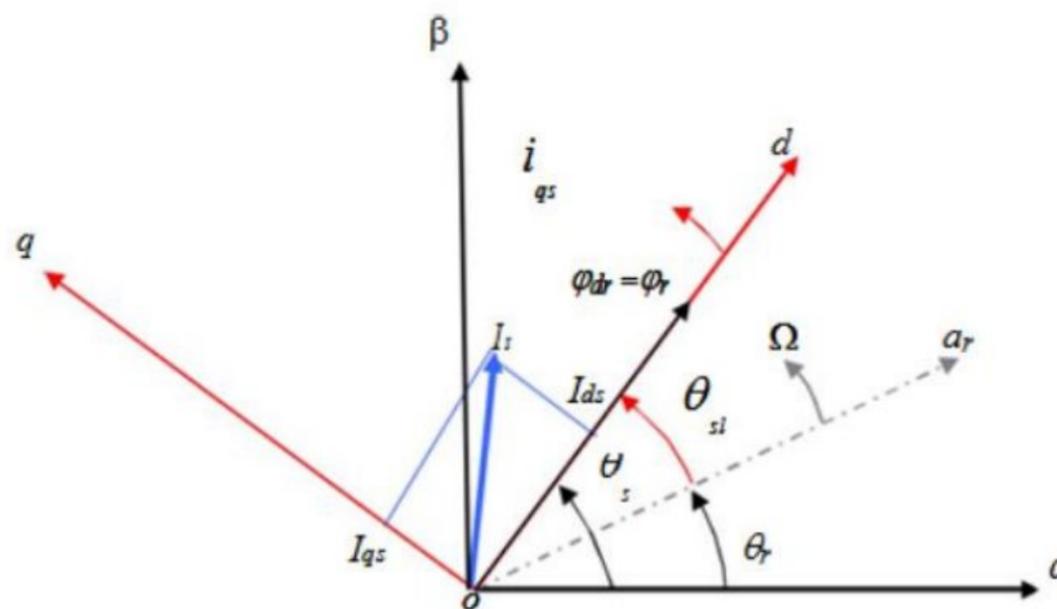


Figure II.4 : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

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.

- $\varphi_{rq} = 0$ et $\varphi_r = \varphi_{rd}$: c'est le flux rotorique qui est orienté.
- $\varphi_{sd} = 0$ et $\varphi_s = \varphi_{sq}$: c'est le flux statorique qui est orienté.
- $\varphi_{mq} = 0$ et $\varphi_m = \varphi_{md}$: c'est le flux d'entrefer qui est orienté.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotoriques [26].

II.12. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Le but de la commande vectorielle à flux orienté est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où, il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

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 :

$$C_e = p * \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}) \tag{II.34}$$

On a dans le cas de flux rotorique orienté : $\varphi_{rq} = 0$ et $\varphi_r = \varphi_{rd}$

Alors :

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

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M \cdot i_{ds} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M \cdot i_{qs} = 0 \end{cases} \tag{II.36}$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (II.37)$$

Ainsi, lorsque le flux Φ_r reste constant, le couple peut être ajusté en agissant sur i_{sq} . Imposer $\Phi_{rq} = 0$ est alors une relation qui traduit les équations de la machine dans le système de coordonnées de Park dans la même direction que le flux du rotor et l'axe d, ce qui explique le nom couramment utilisé de "flux directionnel" pour ce type de commande.

II.13. Estimateurs pour la commande

II.13.1. 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 :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (II.38)$$

On obtient :

$$\varphi_{dr} = M \cdot i_{ds} - \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \quad (II.39)$$

Donc :

$$\varphi_{dr} + \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = M \cdot i_{ds} \quad (II.40)$$

$$\Rightarrow \varphi_{dr} \left(1 + \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d}{dt} \right) = M \cdot i_{ds} \quad (\text{II.41})$$

En posant :

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

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

On aura :

$$\varphi_{dr} = \frac{M}{1 + T_r S} i_{ds} \quad (\text{II.42})$$

II.13.2. Estimation de ω_s et θ_s

A partir des équations suivantes :

$$\begin{cases} L_r i_{qr} + M \cdot i_{qs} = 0 \\ R_r i_{qr} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

On déduit :

$$\omega_r = -\frac{R_r}{\varphi_{dr}} i_{qr} \quad (\text{II.44})$$

On a aussi :

$$\omega_s = P\omega + \omega_{r\text{-est}} \quad (\text{II.45})$$

Avec :

$$\omega_{r\text{-est}} = \frac{M}{T_r \varphi_{dr}} \quad (\text{II.46})$$

Et :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{II.47})$$

II.14. Types de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse [25].

II.14.1. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du vecteur flux (module et position), et elle est basée sur l'estimation ou la mesure des variables couple et flux. Et pour déterminer sa position du flux il faut utiliser le capteur à effet HALL placés sur les dents de stator.

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

- La 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). [28]

II.14.2. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Dans ce type de commande, l'angle θ_s utilisé pour la transformation direct et inverse est calculé à partir de la formule suivante [27]:

$$\theta_s = \int \left(p \cdot \Omega + \frac{I_{qs}^*}{T_r + I_{ds}^*} \right) dt \quad (\text{II.48})$$

Et en peut être développée par deux groupes principaux :

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

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

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [29].

II.15. La régulation

En général, l'objectif de la commande, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis à savoir [30] :

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

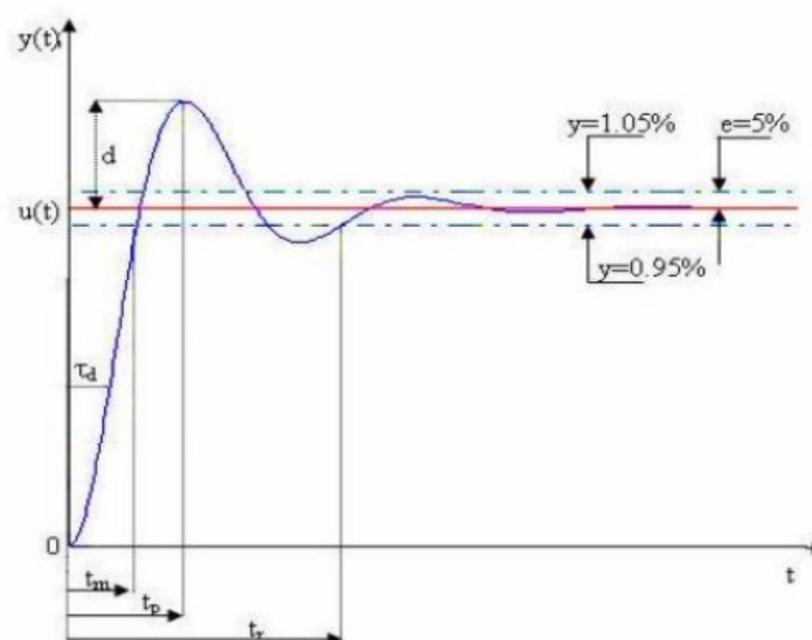


Figure II.5 : Caractéristiques de la réponse des systèmes

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. [31]

II.15.1. Régulation de courant

Du découplage proposé à la figure II.6, on aboutit au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

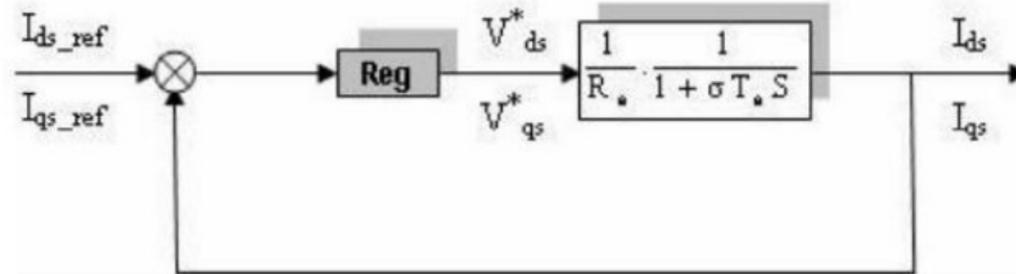


Figure II.6 : Boucle de courant après découplage.

Chaque boucle de courant est dotée d'un régulateur proportionnel intégral (PI) classique, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne [32], [33].

Le régulateur PI (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I. La fonction du régulateur PI en continue est :

$$c(t) = k_p(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau) \tag{II.49}$$

La fonction de transfert en S est :

$$C(S) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} \right) = k_p + \frac{k_i}{S} \quad (\text{II.50})$$

Avec k_p : constante de proportionnalité

$k_p = \frac{k_p}{T_i}$: Constante d'intégration.

T_i : constante de temps d'intégration.

On calcul la fonction de transfert en boucle ouverte

$$G_0(S) = \left(k_p + \frac{k_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \sigma T_s \cdot S} \right) \quad (\text{II.51})$$

Par comparaison on aura :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s} = k_p \left(S + \frac{k_i}{k_p} \right) \cdot \frac{1}{S} \cdot \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{S + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.52})$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F(S) = \frac{G_0(S)}{1 + G_0(S)} = \frac{\frac{K_p 1}{\sigma L_s S}}{1 + \frac{K_p 1}{\sigma L_s S}} \quad (\text{II.54})$$

Après calcul et développement on trouve :

$$F(S) = \frac{1}{\tau_i \cdot S + 1} \quad (\text{II.55})$$

Avec : $\tau_i = \frac{\sigma L_s}{k_p}$: constante de temps des courants dans les deux boucles.

On choisit la dynamique de la boucle de courant qui est rapide par rapport à celle de la vitesse on déduit k_p et enfin k_i .

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.

II.15.2. Régulation de vitesse

La boucle de régulation externe de la vitesse est donnée par la figure II.7. La variable de commande est le couple C_e (parfois noté T_e , T_L couple résistant).

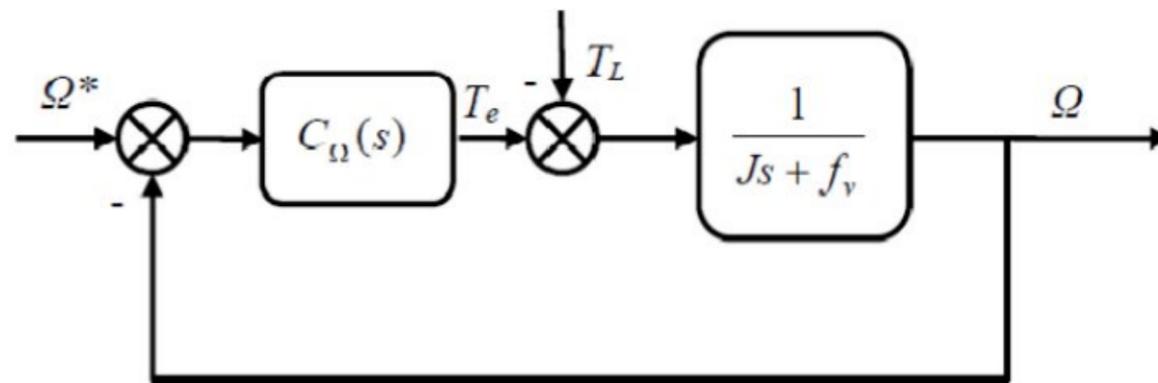


Figure II.7 : Boucle de régulation de la vitesse

La fonction de transfert du régulateur PI de la vitesse est

$$C_{\Omega}(S) = k_p + \frac{K_i}{S} \tag{II.56}$$

La FTBO(S) est (la perturbation T_L est considérée nulle lors du calcul de la commande) :

$$\left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \frac{1}{(JS + f)} \tag{II.57}$$

En boucle fermée, la FTBF(S) est :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{k_p}{k_i} S + 1}{\left(\frac{1}{k_i}\right) S^2 + \left(\frac{k_p + f}{k_i}\right) S + 1} = \frac{1}{\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right) S^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) S + 1} \tag{II.58}$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant :

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

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 :

$$\begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = \frac{2\xi K_i}{\omega_n} - f \end{cases} \tag{II.60}$$

II.15.3. Régulateurs de flux φ_r

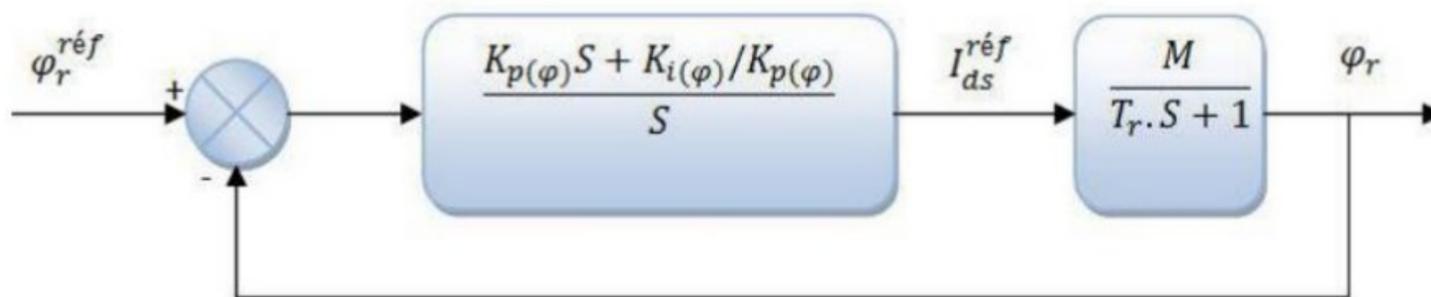


Figure II.8 : schéma bloc de la régulation de flux.

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

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

Avec : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

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

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

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

D'où:

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

II.16. Schéma global de la commande vectorielle

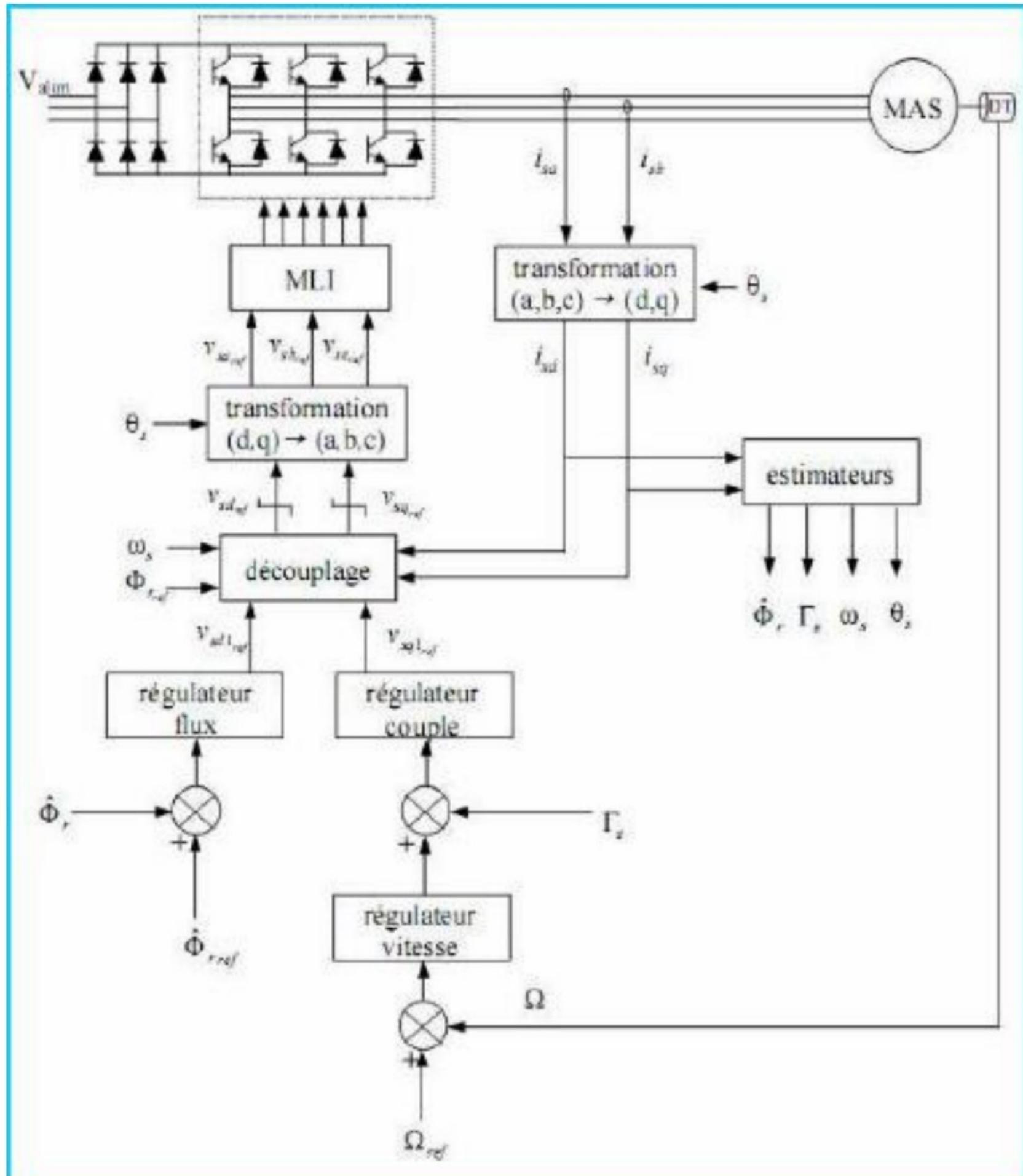
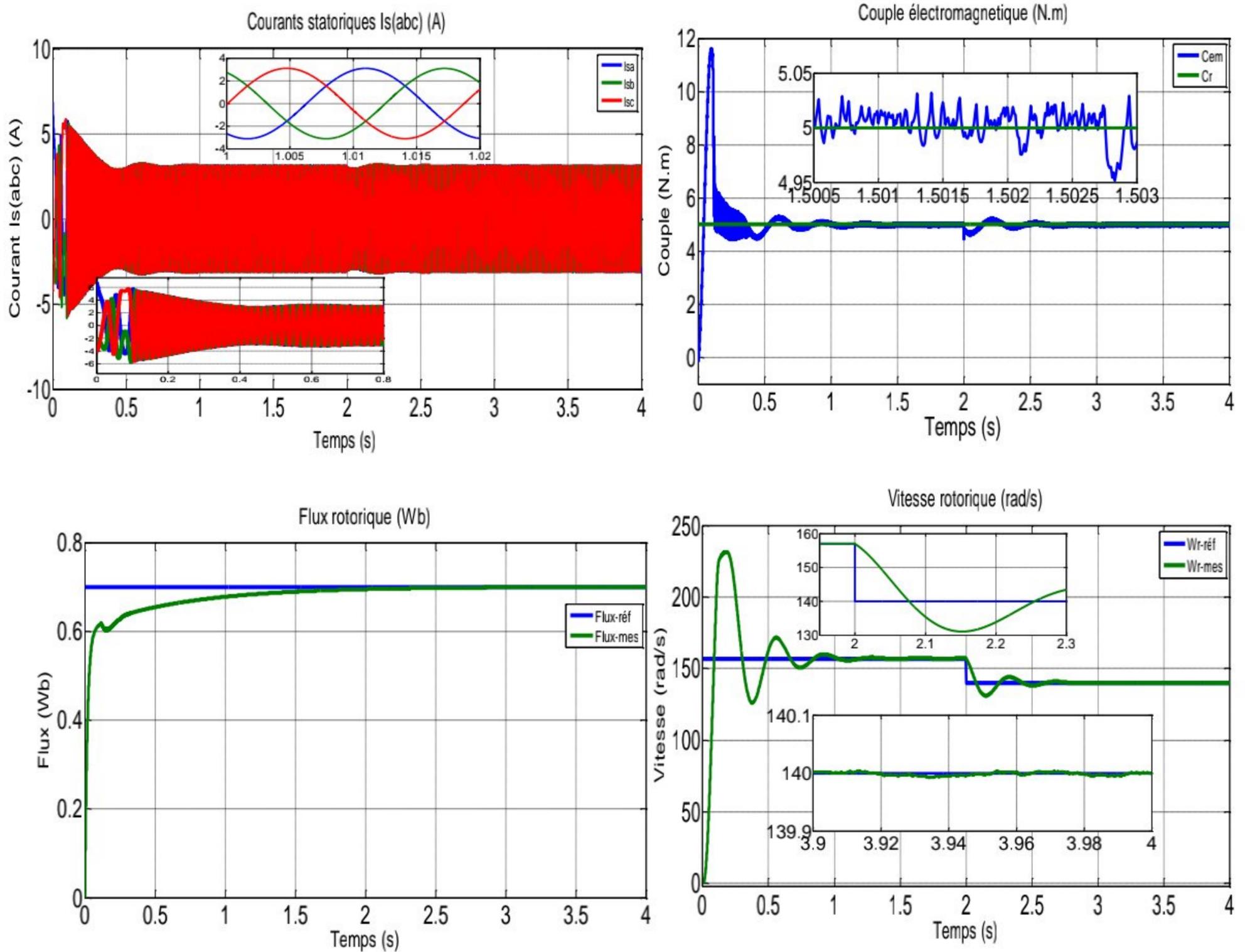


Figure II.9 : schéma globale de la commande vectorielle

II.17. Résultats de simulation



Figures II.10: Résultats de simulation de la commande vectorielle.

II.18. Interprétation des résultats de simulation

- Les courants statoriques I (s_a , s_b , s_c) ont une forme sinusoïdale pour de valeur efficace estimée à 3.1 A, avec un appel important au démarrage.
- La vitesse de rotation ω_r -mes converge après un dépassement élevé (27%) par rapport au ω_r -réf, un temps de montée $t_m=0.1s$, un temps de premier pic $t_p=0.2s$

et un temps de réponse $t_r=0.74S$

- 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 1.8s.
- Le couple électromagnétique et le couple résistant sont confondus à partir du régime permanent, cela reflète une bonne poursuite du couple.

II.19. Conclusion

Dans cette partie, nous introduisons la technique de commande de la MAS, à savoir la commande vectorielle à flux rotorique orienté, cette technique permet non seulement de simplifier le modèle de la machine tout en améliorant ces performances dynamiques et statique, le développement de la commande vectorielle permet de réaliser un découplage entre les deux axes "d" et "q", qui rendent la machine asynchrone similaire à la MCC.

La régulation de la vitesse par la commande vectorielle à l'aide d'un régulateur conventionnel (PI) fournit des performances dynamiques satisfaisantes.

De plus, les régulateurs (PI) utilisés pour ce type de contrôle est très sensible aux changements de résistance du rotor cela signifie une détérioration de la commande, ce qui nous mène à l'utilisation d'une technique de commande avancée. Ceci est l'objet du prochain chapitre qui est consacré à la commande MG.

Chapitre III

Commande par Mode

Glissant de la MAS

III.1. Introduction

Les systèmes à structure variable se composent d'un ensemble de fonctions continues avec une commutation logique appropriée, Le réglage par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage dans lesquels une fonction de surface est délibérément introduite de telle manière que les trajectoires d'état soient orientées vers elle [33].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnements particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode de glissement est une méthode de réglage dans laquelle la structure est commutée de manière à ce que le vecteur d'état "x" suit une trajectoire $S(x)=0$ dans l'espace d'état. Cette technique de commande s'adapte aux variations des paramètres du procédé à commander [34].

Dans ce chapitre, nous donnerons quelques concepts de base des commandes à structure variable, et quelques concepts de base de la théorie des modes glissants et enfin donnée une application à un moteur à induction et tester sa robustesse.

III.2. Principe de la commande par mode de glissement

Le contrôle par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants [35] :

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- La robustesse vis-à-vis de la variation de certains types de paramètres.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- **Le mode de convergence (MC)** : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x_1, x_2) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG)** : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement $S(x) = 0$.

- **Le mode du régime permanent (MRP) :** ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

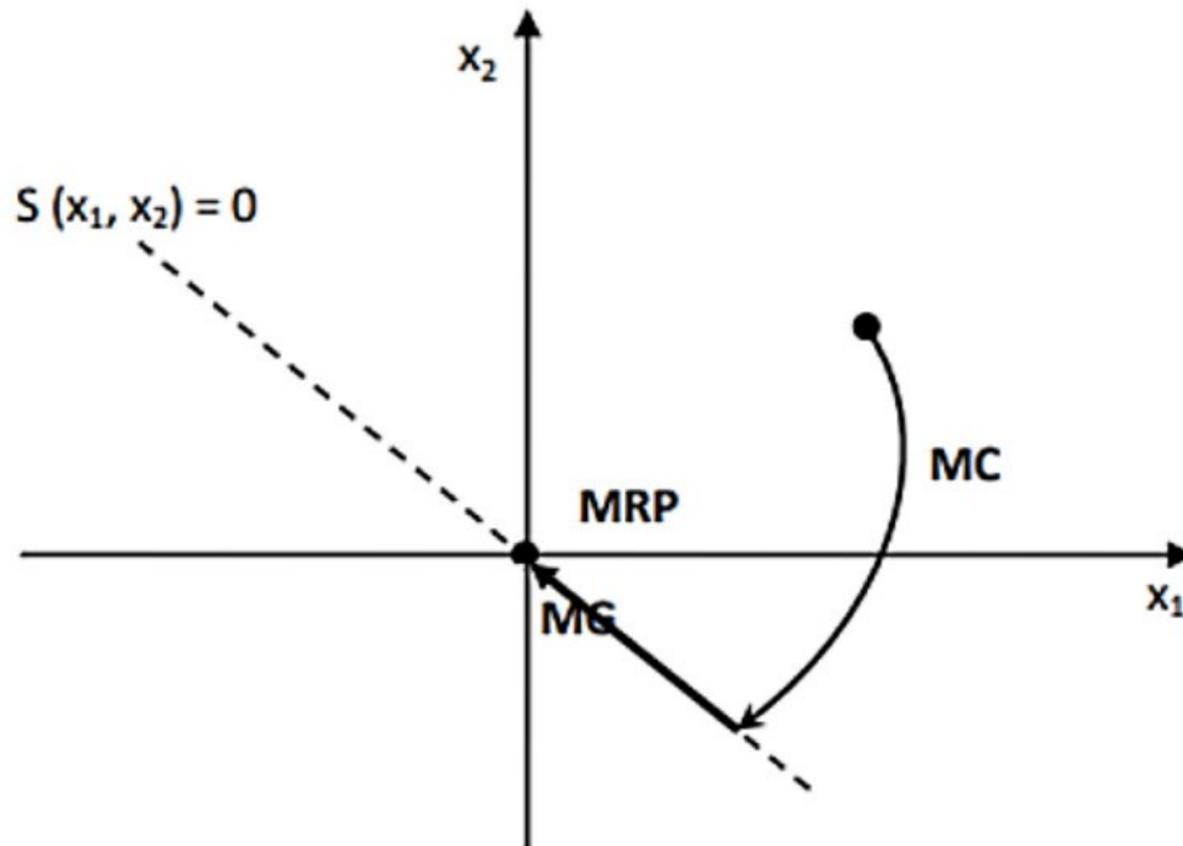


Figure III.1 : Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase

III.3. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de l'algorithme de 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 [35] :

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- Détermination de la loi de commande.

III.4. Choix de la surface de glissement

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante :

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

Où f et g sont des fonctions non linéaires,

g est supposée inversible.

u : L'entrée du système.

x : état du système.

Soit x_d la consigne désirée et e l'erreur de poursuite définie par :

$$e = x - x_d \quad (\text{III.2})$$

La formule générale de la surface de glissement est définie en fonction de l'ordre du système comme suit :

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{n-1} e(x) \quad (\text{III.3})$$

n : le degré relatif du système par rapport à la sortie $y(t)$. Il représente le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie $y(t)$ par rapport au temps, pour y voir apparaître l'entrée.

Pour $n=1$, $S(x) = e(x)$

Pour $n=2$, $S(x) = \lambda \cdot e(x) + \dot{e}(x)$

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

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro $S(x) = 0$. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre (choix correct du gain λ), ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

III.5. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation. Il y a deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système. On présente deux types de conditions qui sont :

III.5.1. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence et la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro.

Elle s'exprime sous la forme :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et droite de commutation.

III.5.2. Fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande U tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. En définissant la fonction de Lyapunov par:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.5})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.6})$$

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

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

Cette fonction est utilisée pour estimer les performances de la commande comme l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [33].

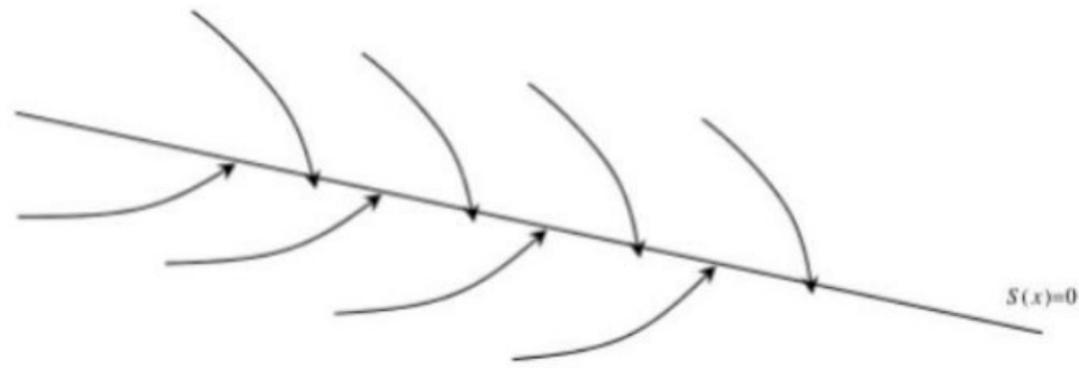


Figure III.2 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement [34].

III.6. 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. Alors, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode glissant. L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée, on aura donc, [38] :

$$u = u_{eq} + u_s \quad (\text{III.8})$$

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^+ et u^-

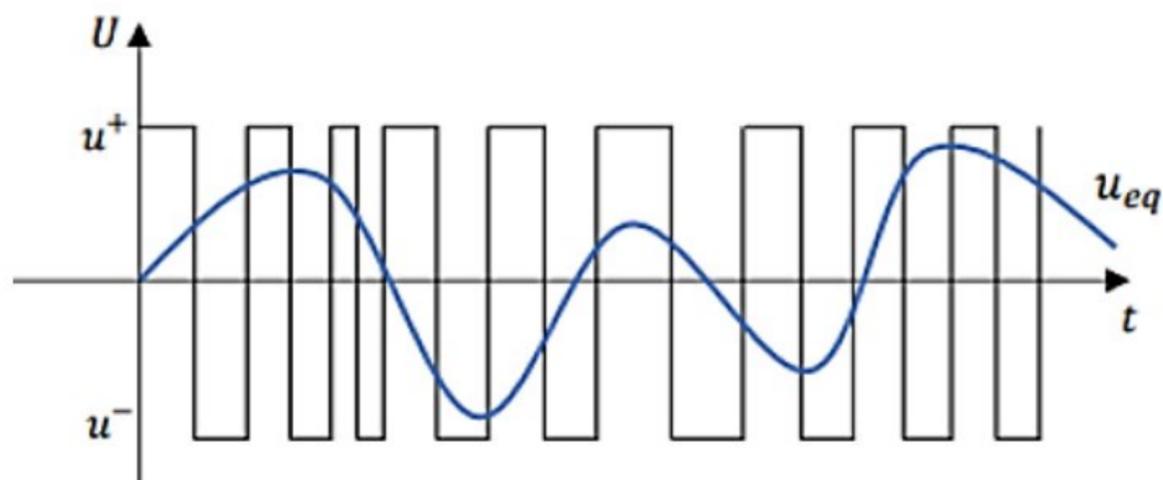


Figure III.3 : Commande équivalente.

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

III.7. Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1).

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_s

Alors on a :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x}\right)^T \dot{X} \quad (\text{III.9})$$

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

Ceci se traduit par $u_s = 0$.

Donc :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x}\right)^T \dot{X} = 0 \quad \rightarrow \quad \dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x}\right)^T (f(x) + g(x)u) = 0 \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$u = u_{eq} \quad (\text{III.11})$$

Ainsi, la commande équivalente est donnée par :

$$u_{eq} = -\left(\left(\frac{\partial S(x)}{\partial x}\right)^T g(x)\right)^{-1} \left(\left(\frac{\partial S(x)}{\partial x}\right)^T f(x)\right) \quad (\text{III.12})$$

Avec la condition de transversalité :

$$\det \left[\left(\frac{\partial S(x)}{\partial x}\right)^T g(x) \right] \neq 0 \quad (\text{III.13})$$

Mais, le régime idéal n'est 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 [38] :

$$u_s = \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S) \quad (\text{III.14})$$

Avec :

$$\text{Sign}(S) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases}$$

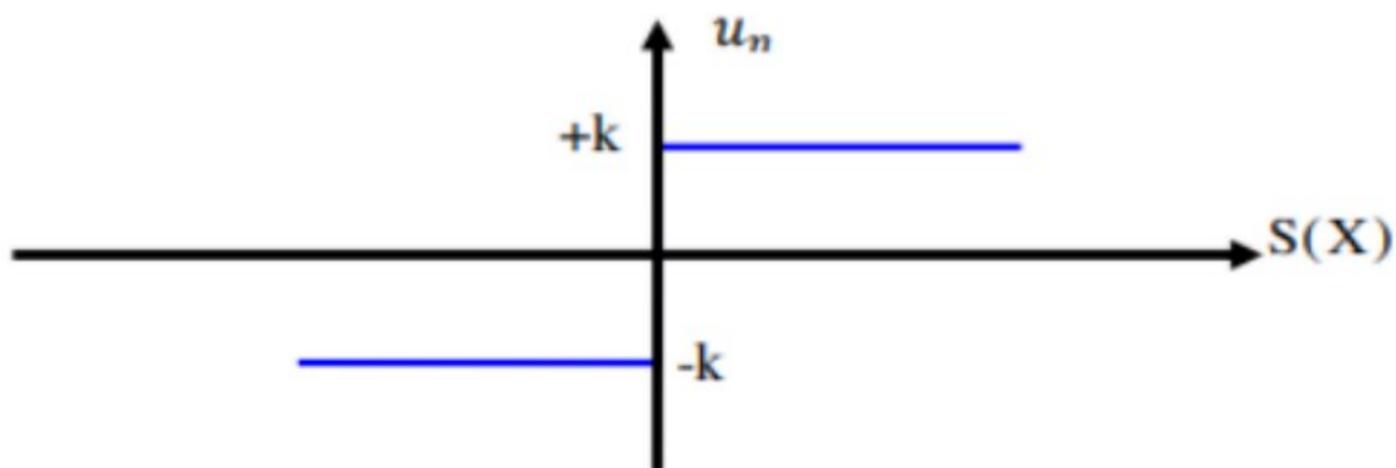


Figure III.4: Représentation de la fonction « Sign »

▪ Vérification de la condition de convergence

En vérifiant la condition de convergence d'après l'équation (III.7) et le choix de la dérivée de la surface par l'équation (III.14) :

• 1^{er} Cas

Si $s(x) > 0 \Leftrightarrow \text{Sign}(S(x)) = +1$ alors l'équation (III.14) sera : $\dot{S}(x) = -K$

De l'équation (III.7) sera :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) = -K \cdot S(x) \quad (\text{III.15})$$

et

$$s(x) > 0 \quad (\text{III.16})$$

Alors la condition (III.7) est incontestable :

$$\dot{S}(x). S(x) < 0 \quad (\text{III.17})$$

- **2^{ème} Cas**

Si $s(x) < 0 \Leftrightarrow \text{Sign}(S(x)) = -1$ alors l'équation (III.14) sera :

$$\dot{S}(x) = +K \quad (\text{III.18})$$

De l'équation (III.6) sera :

$$\dot{S}(x). S(x) = +K. S(x) \quad (\text{III.19})$$

et

$$s(x) < 0 \quad (\text{III.20})$$

Alors la condition (III.6) est incontestable :

$$\dot{S}(x). S(x) < 0 \quad (\text{III.21})$$

Dans ce cas, on peut dire que la condition de convergence est vérifiée.

- **Estimation du temps de glissement**

De l'équation (III.14), on a :

$$\dot{S} = -K. \text{sign}(S) \quad (\text{III.22})$$

Donc :

$$\text{Si } s(x) > 0 \Leftrightarrow \dot{S}(x) = -K \quad (\text{III.23})$$

Et on peut écrire cette dérivée comme suit :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = -K \quad (\text{III.24})$$

$$\Rightarrow dS = -K. dt \quad (\text{III.25})$$

$$\Rightarrow \int_{S(0)}^{S(t_g)} dS = \int_0^{t_g} -K. dt \quad (\text{III.26})$$

$$\Rightarrow [S]_{S(0)}^{S(t_g)} = [-K]_0^{t_g} \quad (\text{III.27})$$

$$\Rightarrow S(t_g) - S(t_0) = -K. t_g \quad (\text{III.28})$$

À l'instant t_g : $S(t_g) = 0$, alors :

$$t_g = \frac{|S(0)|}{K} \quad (\text{III.29})$$

On peut conclure que le temps de réponse (de glissement) est parfait (t_g petit) lorsque K est suffisamment grand.

▪ Estimation du gain de glissement

De l'équation (III.29), on peut extraire :

$$K = \frac{|S(0)|}{t_g} \quad (\text{III.30})$$

III.8. Domaine d'application du réglage par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, complètement ouvertes ou complètement fermées. Les entraînements électriques pour des machines-outils ou des robots, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant. Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimiques et métallurgies,

où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages cités précédemment [37].

III.9. Les avantages de la commande par mode glissant

- La robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle présente le point fort d'une commande par mode de glissement.
- Les performances dynamiques sont maintenues quelles que soient les variations des paramètres et quelle que soit l'amplitude des perturbations appliquées au système.
- La réduction de l'ordre du système constitue un autre point fort de ce type de commande, il permet de simplifier la complexité du système.

Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients :

- Un phénomène de Chattering où broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs.
- Le système est soumis à chaque instant à une commande à fréquence élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable. [33]

III.10. Application de la commande au moteur asynchrone

Après la présentation théorique de la commande par mode glissant d'ordre un, maintenant nous allons analyser le comportement du système commandé par mode glissant.

Le modèle utilisé est celui du moteur asynchrone, dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle d-q.

Le modèle est donné par l'équation :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{III.31})$$

La figure (III-5) représente la structure en cascade des régulateurs en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone.

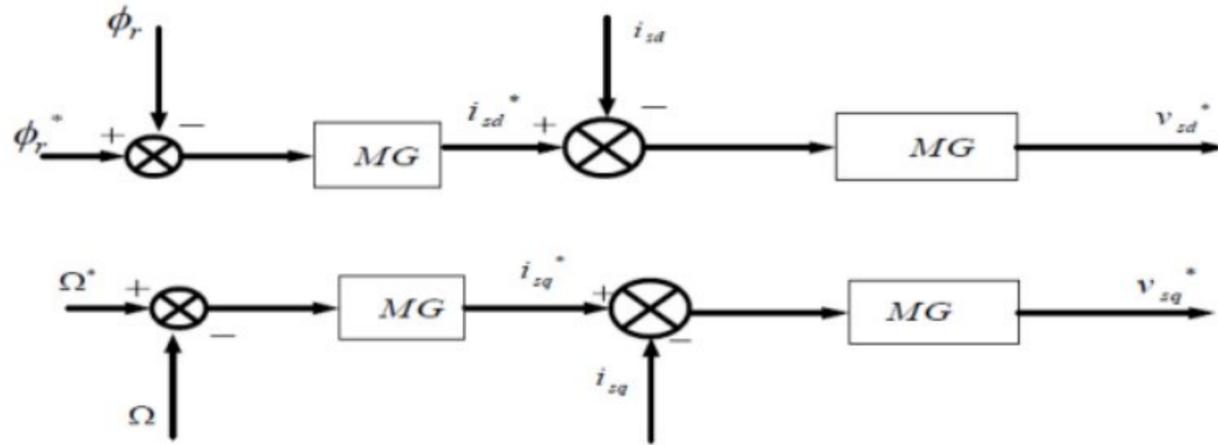


Figure III.5 : Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement

a. Choix des surfaces de glissement :

Le choix de la surface utilisée pour la commande par mode de glissant de la MAS est définie comme suit :

$$S_{\phi_r} = \phi_r^{réf} - \phi_r \tag{III.32}$$

$$S_{\Omega_r} = \Omega_r^{réf} - \Omega_r \tag{III.33}$$

b. Conditions de convergence et d'existence :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \tag{III.34}$$

$$(\dot{\Omega}_r^{réf} - \dot{\Omega}_r) \cdot (\Omega_r^{réf} - \Omega_r) < 0 \tag{III.35}$$

$$V_{\Omega(x)} = \frac{1}{2} (S^2(x)) = \frac{1}{2} (\Omega_r^{réf} - \Omega_r)^2 \tag{III.36}$$

$$(\dot{\phi}_r^{réf} - \dot{\phi}_r) \cdot (\phi_r^{réf} - \phi_r) < 0 \tag{III.37}$$

$$V_{\phi(x)} = \frac{1}{2} (S^2(x)) = \frac{1}{2} (\phi_r^{réf} - \phi_r)^2 \tag{III.38}$$

c. Régulation de flux rotorique :

La dérivée de la surface de glissement est donnée comme suite : (III.39)

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^{réf} - \dot{\phi}_r$$

Avec :

$$\dot{\varphi}_r = -\frac{\varphi_r}{T_r} + \frac{M}{T_r} i_{ds} \quad (\text{III.40})$$

$$\dot{S}_{(\varphi_r)} = \dot{\varphi}_r^{\text{réf}} + \frac{1}{T_r} \varphi_r - \frac{M}{T_r} i_{ds} \quad (\text{III.41})$$

$$\dot{S}_{(\varphi_r)} \text{Sat}_{(S_{(\varphi_r)})} \leq -\eta \quad (\text{III.42})$$

$$\dot{\varphi}_r^{\text{réf}} + \frac{1}{T_r} \varphi_r - \frac{M}{T_r} i_{ds} \leq -\eta \text{Sat}_{(S_{(\varphi_r)})} \quad (\text{III.43})$$

$$i_{ds} = \frac{T_r}{M} \dot{\varphi}_r^{\text{réf}} + \frac{1}{M} \varphi_r + K_1 \text{Sat}_{(S_{(\varphi_r)})} \quad (\text{III.44})$$

d. Régulation de la vitesse :

La dérivée de la surface de glissement de la vitesse de rotation est donnée comme suivant

$$\dot{S}_{(\Omega_r)} = \dot{\Omega}_r^{\text{réf}} - \dot{\Omega}_r \quad (\text{III.45})$$

Par remplacement (eq. II.11 dans II.23) on obtient :

$$\dot{S}_{(\varphi_r)} = \dot{\varphi}_r^{\text{réf}} - \frac{1}{J} P \frac{M}{T_r} \varphi_r i_{sq} + C_r \quad (\text{III.46})$$

$$\dot{S}_{(\Omega_r)} \text{Sat}_{(S_{(\Omega_r)})} \leq -\eta \quad (\text{III.47})$$

$$(\dot{\Omega}_r^{\text{réf}} - \frac{1}{J} P \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} + C_r) \leq -\eta \text{Sat}_{(S_{(\Omega_r)})} \quad (\text{III.48})$$

$$i_{sq} = \frac{1}{\varphi_r} \cdot \frac{J L_r}{M P} (\dot{\Omega}_r^{\text{réf}} + C_r) + \frac{1}{\varphi_r} \cdot \frac{J L_r}{M P} K_2 \text{Sat}_{(S_{(\Omega_r)})} \quad (\text{III.49})$$

III.11. Simulation de la commande par mode glissement

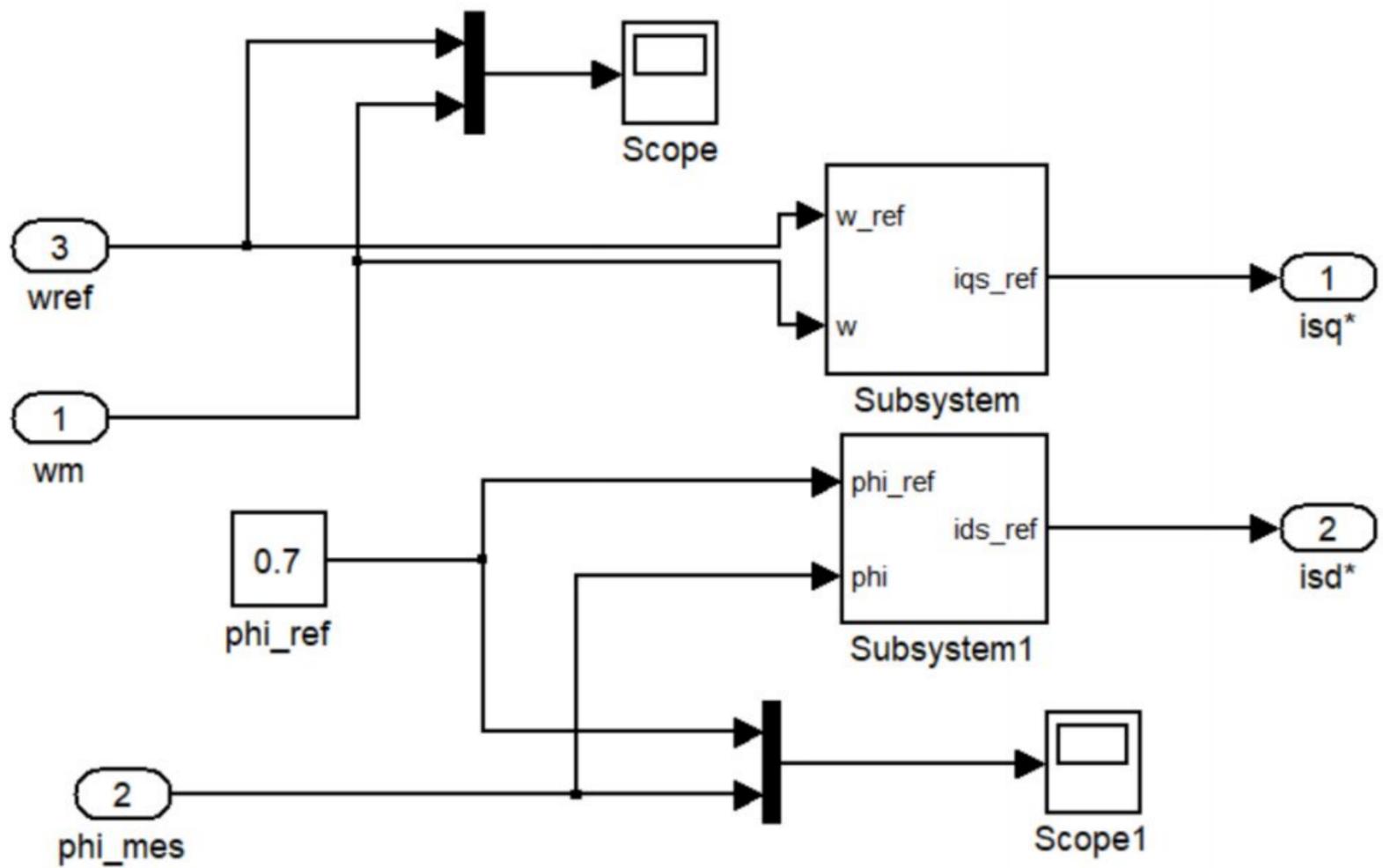


Figure III.6 : Schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre un.

III.12. Résultats de la simulation

Nous avons simulé la commande par mode de glissement de la MAS alimenté par un onduleur à trois niveaux, la machine entraine par une vitesse de 150 rad/s, à l'instant $t=2s$.

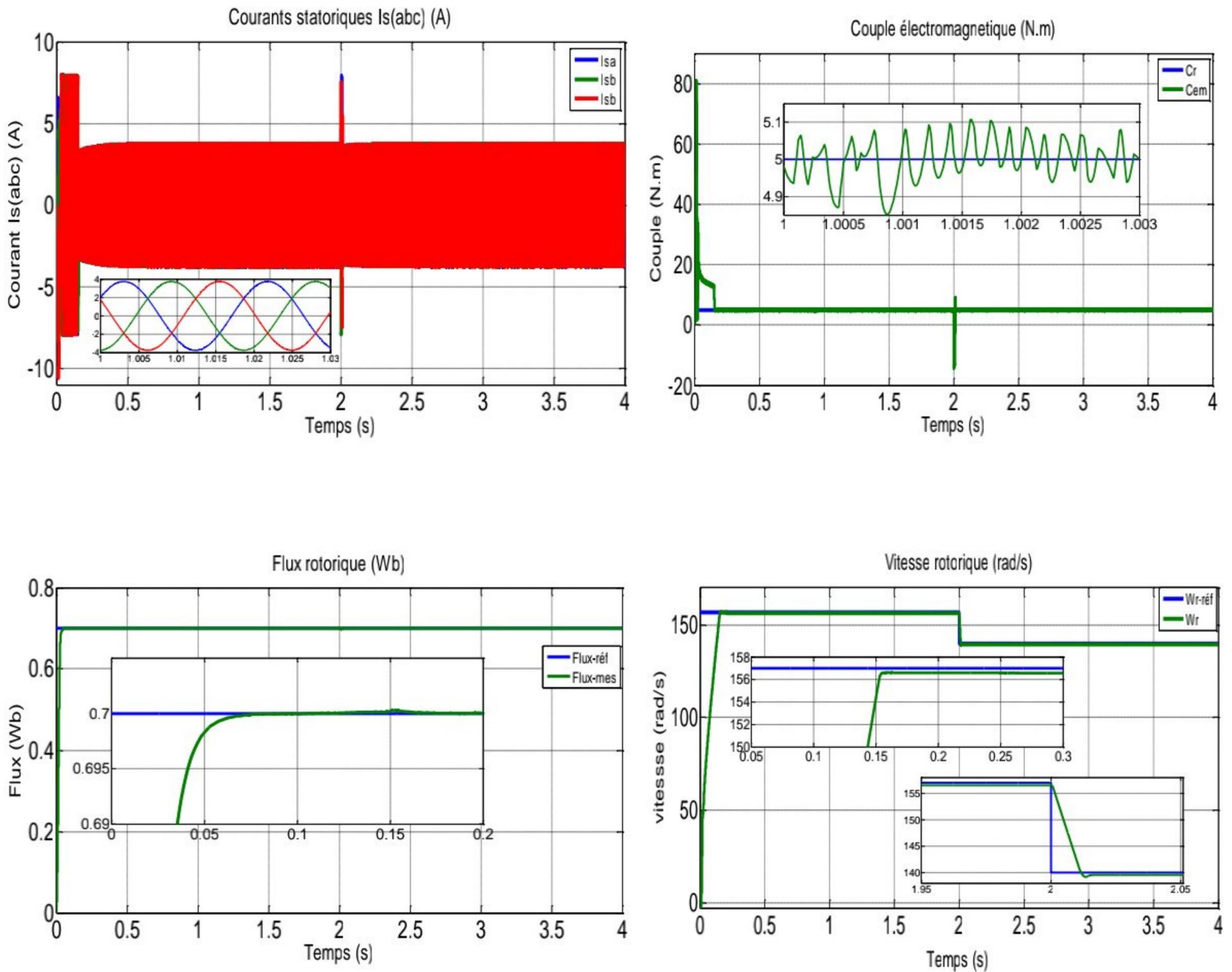


Figure III.7 : Résultats de simulation de la commande par MG.

III.13. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que :

- Pour les courants statoriques au début on a un appel du courant grand puis il prend sa valeur nominale.

- Le couple électromagnétique subit un dépassement à chaque variation de charge, puis il rejoint sa valeur finale.
- La vitesse rotorique suit la vitesse de référence ; sa réponse est rapide sans dépassement, avec une erreur statique très faible.
- On remarque aussi que le flux réel est confondu (suit) avec la référence.

III.14. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par mode de glissement de la machine asynchrone. Après avoir présenté les concepts de base de cette commande.

Les résultats de simulation obtenus nous montrent que les réponses de la vitesse de MAS avec la commande MG sont plus rapides par comparaison à celui obtenu par PI. D'un autre côté, le régulateur par PI mène à la diminution des ondulations du couple électromagnétique et du flux rotorique comparativement à celui obtenu par MG. Les résultats de simulation montrent que réglage de la vitesse par mode glissement apporte des améliorations remarquables par rapport au régulateur PI classique. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision), c'est à dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite.

De plus, la commande par MG permet un rejet quasi-total de la perturbation. Ceci est l'objet du prochain chapitre qui consacrera au test de robustesse.

Chapitre IV
Teste de robustesse

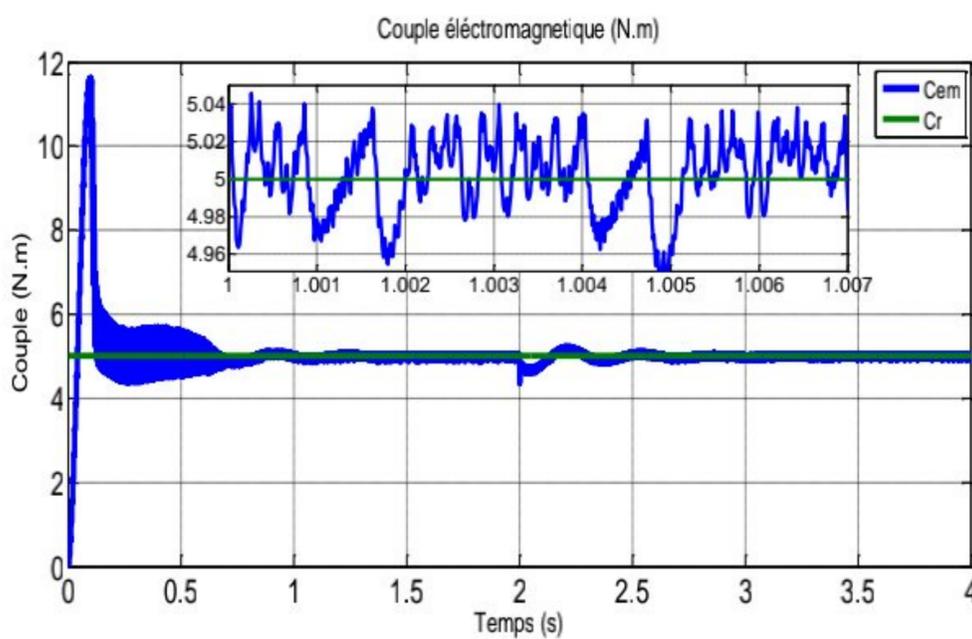
IV.1. Introduction

La robustesse de la commande est testé sur la commande vectorielle et la commande par mode de glissement.

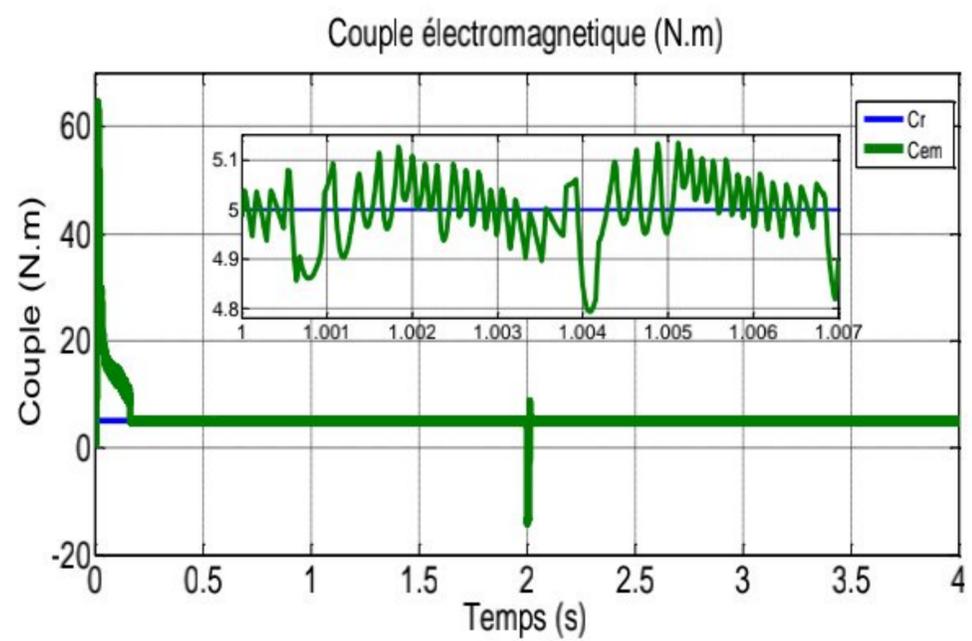
Nous représentons les grandeurs les plus importants qui sont la sortie du système (vitesse), le couple électromagnétique, le flux rotorique.

IV.2. Simulation du test de robustesse pour le réglage par PI et celui par MG

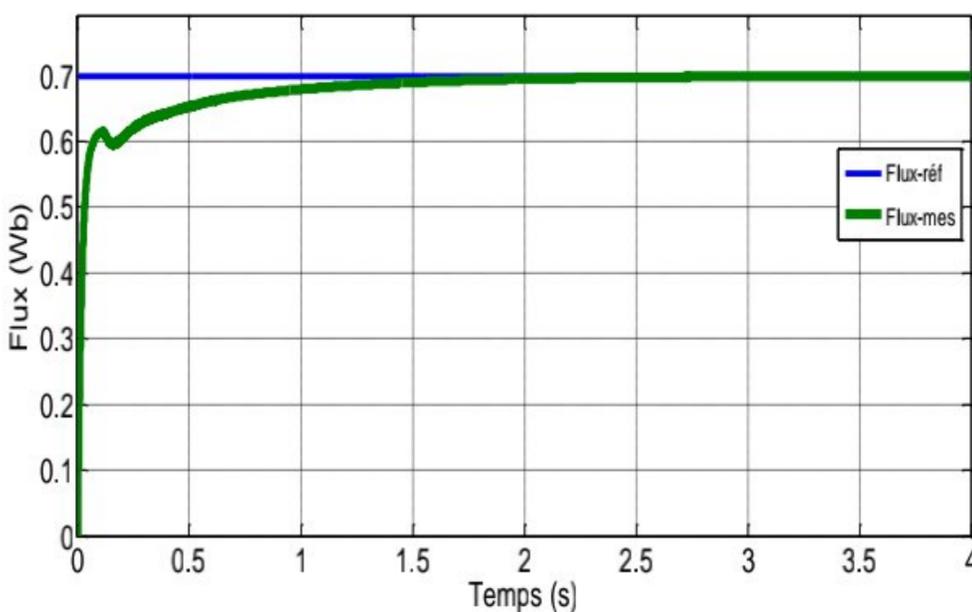
Réglage par PI classique.



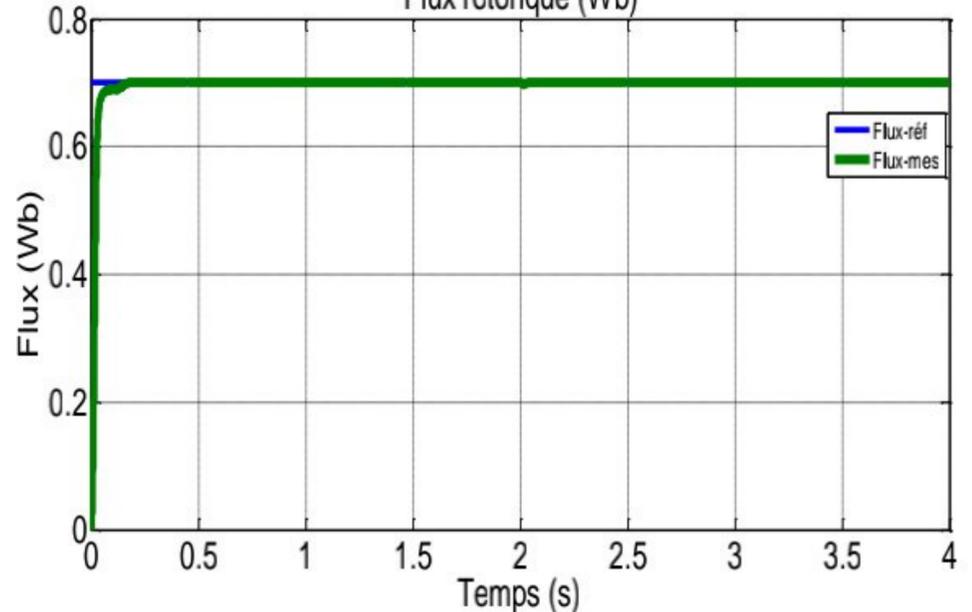
Réglage par MG.



Flux rotorique (Wb)



Flux rotorique (Wb)



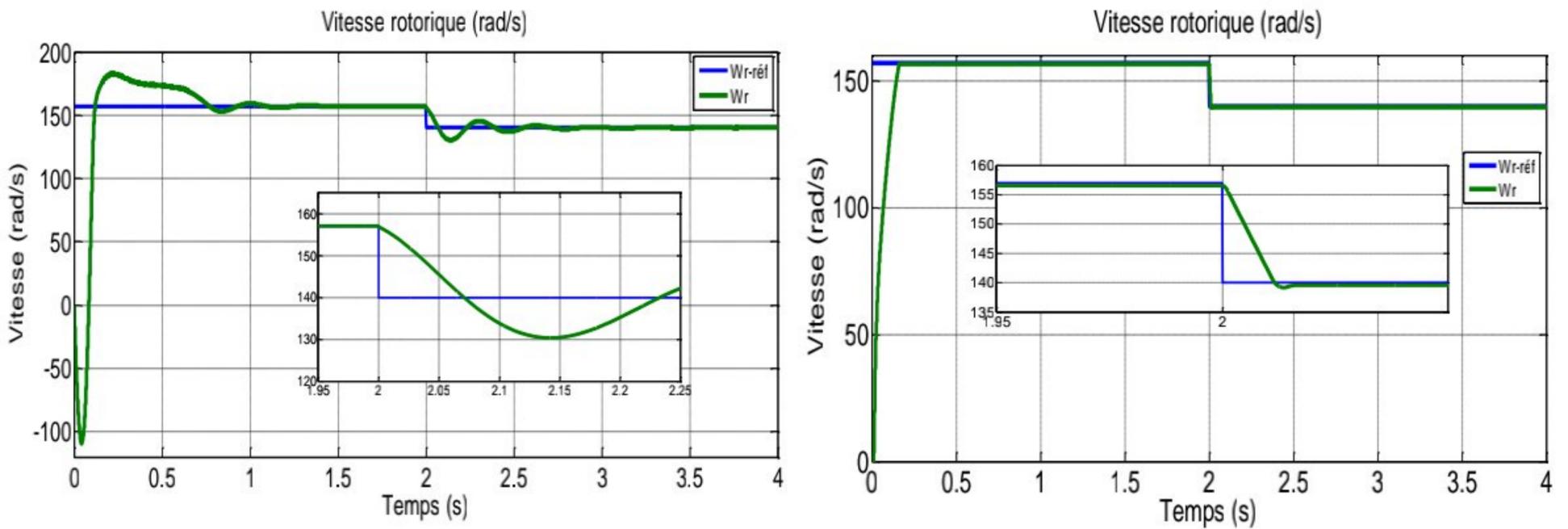
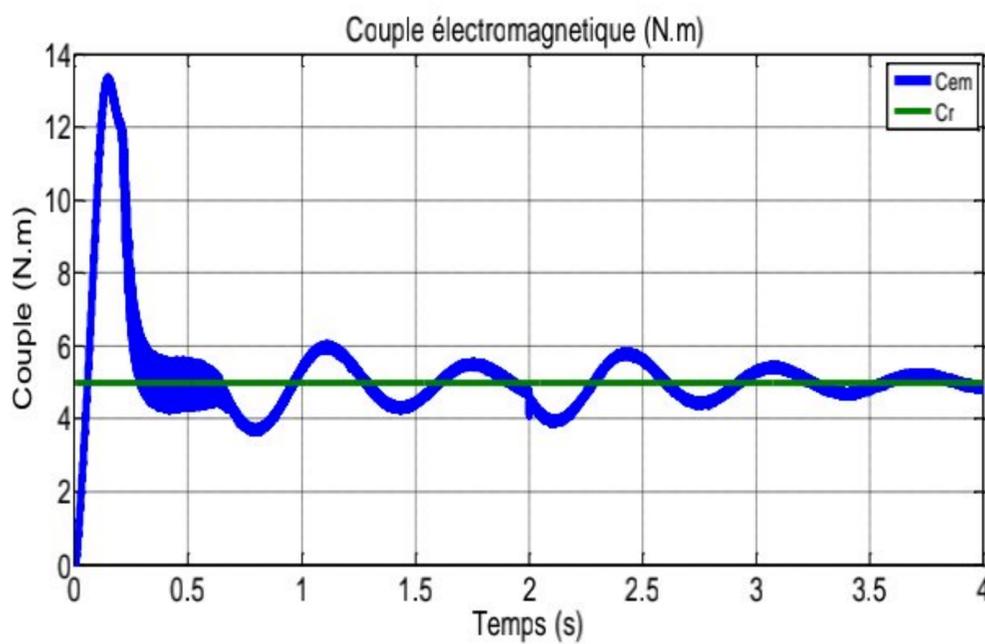
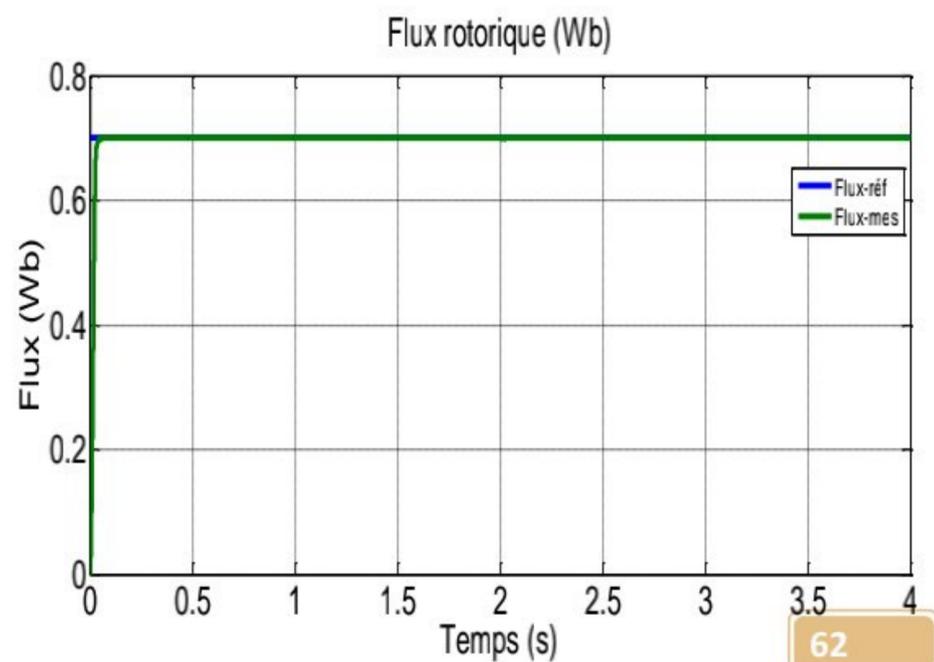
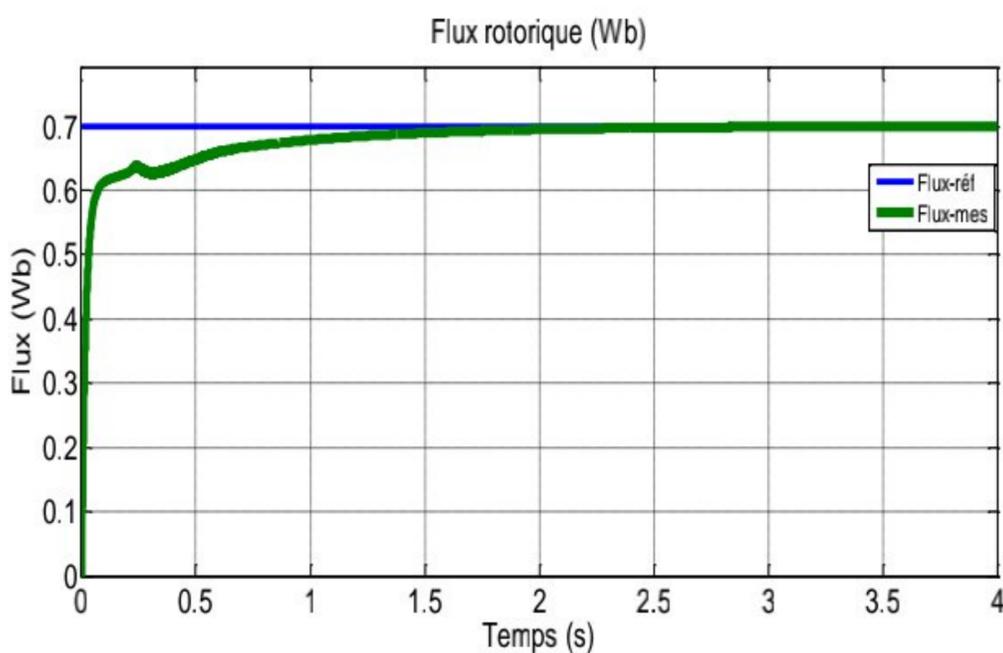
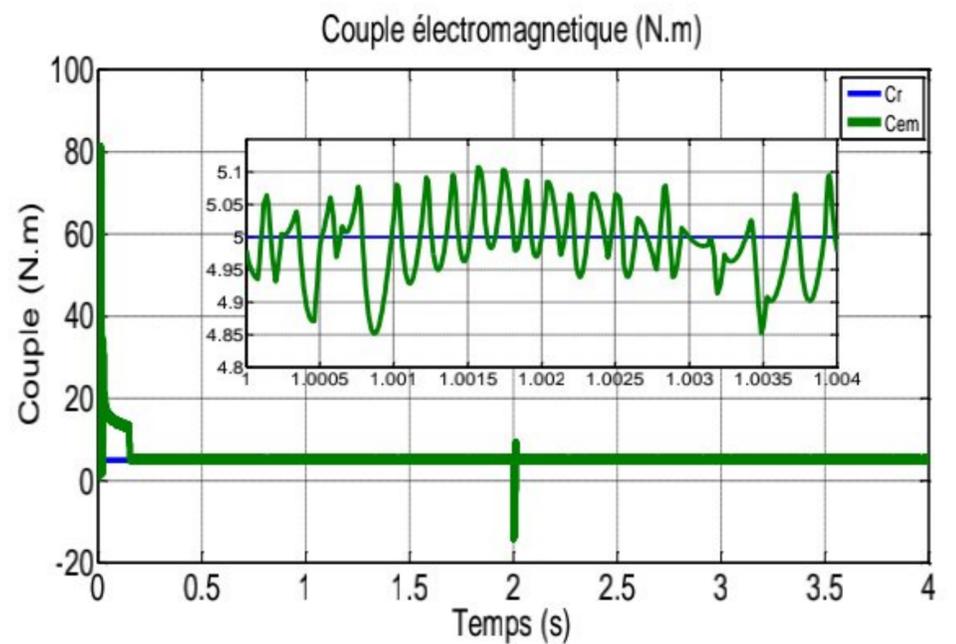


Figure IV.1 : Résultats de tests de robustesse pour les deux commandes avec variation de résistance statorique ($R_s' = 15 \Omega$)

Réglage par PI classique.



Réglage par MG.



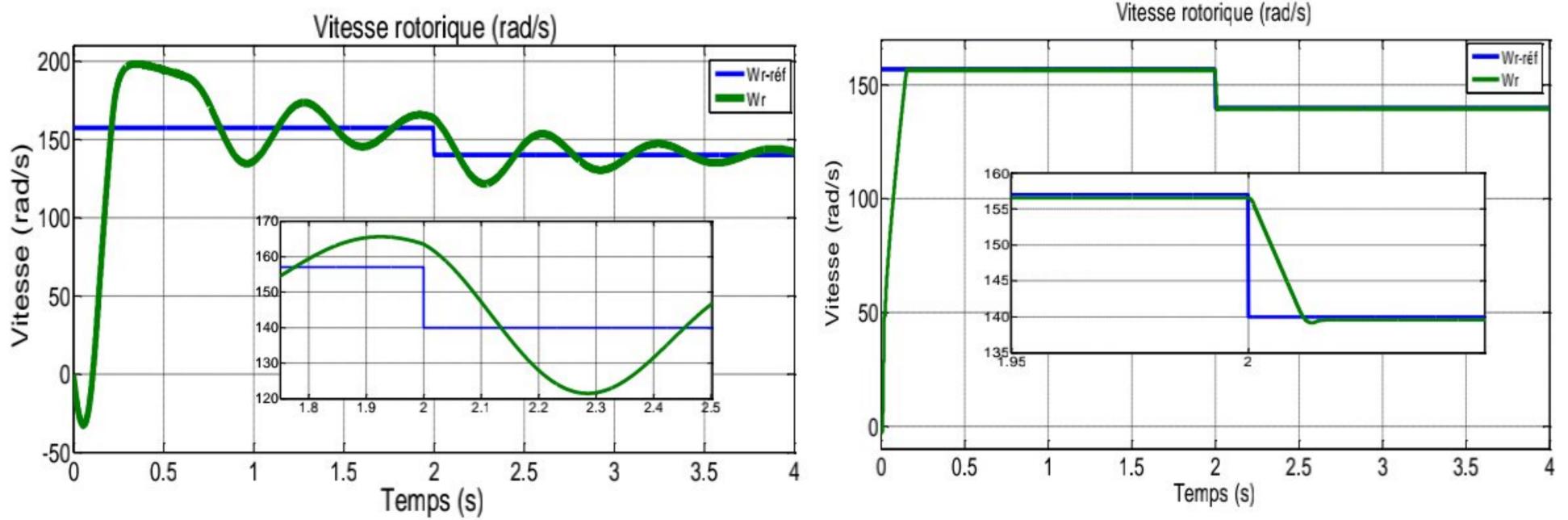
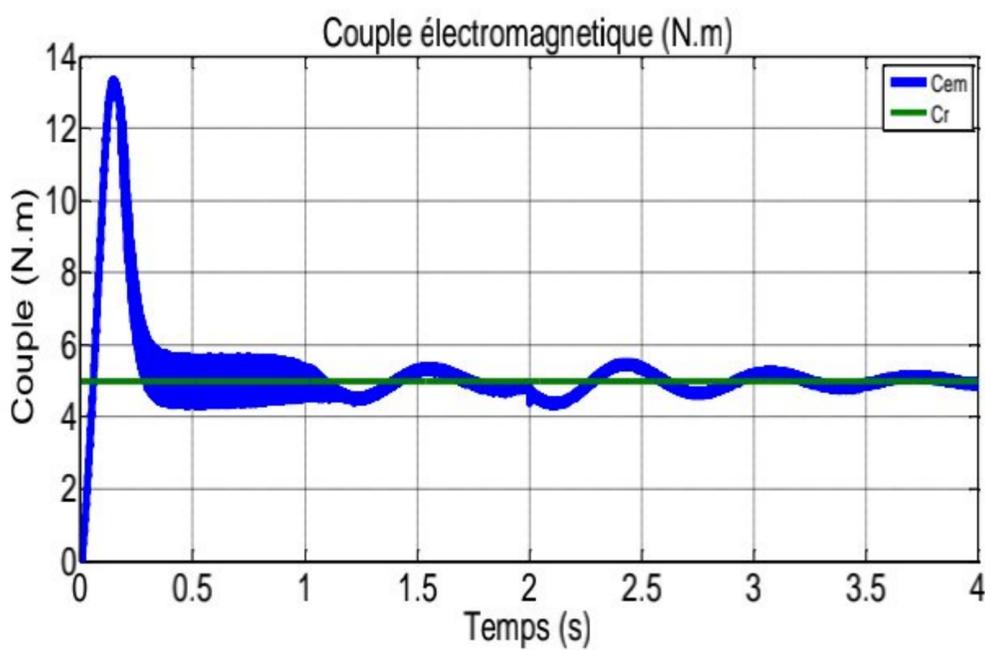
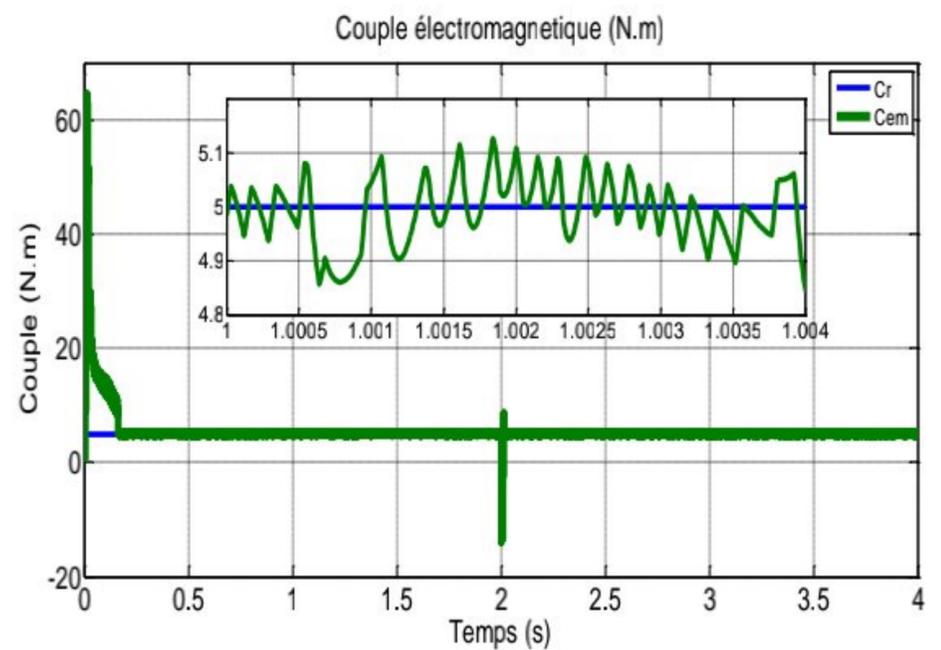


Figure IV.2 : Résultats de tests de robustesse pour les deux commandes avec variation du moment d'inertie ($J'=0.005\text{kg/m}^2$).

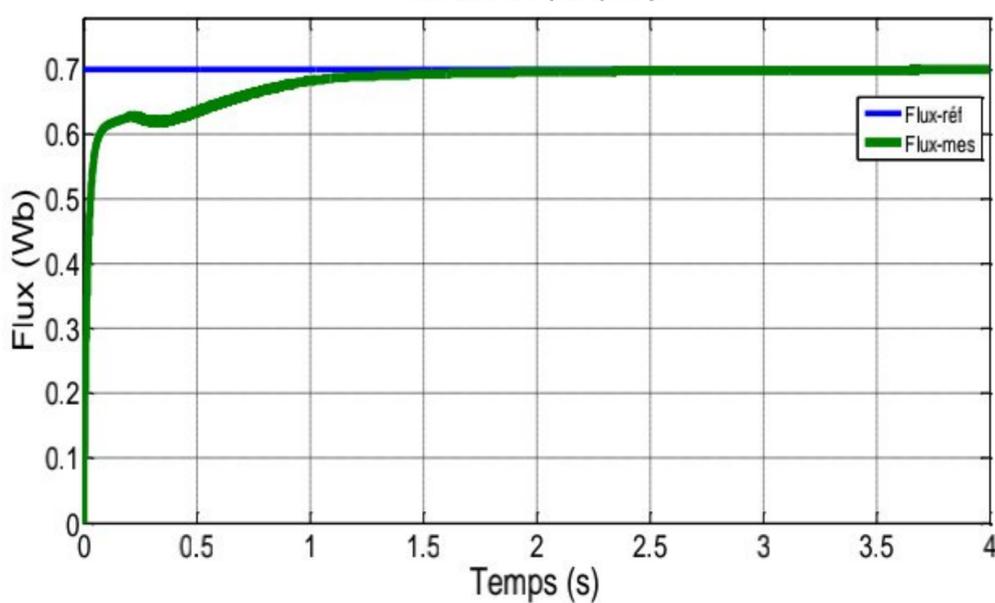
Réglage par PI classique.



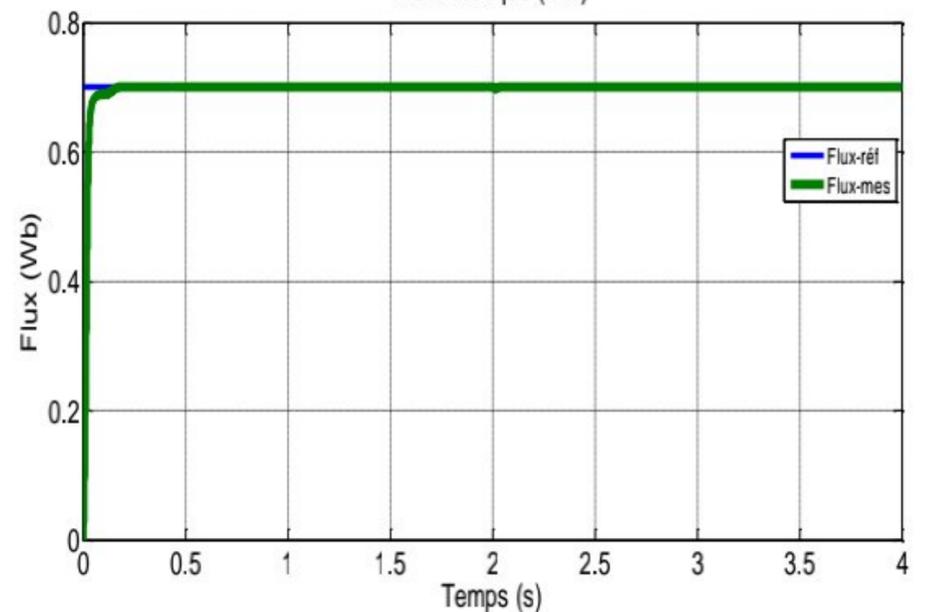
Réglage par MG.



Flux rotorique (Wb)



Flux rotorique (Wb)



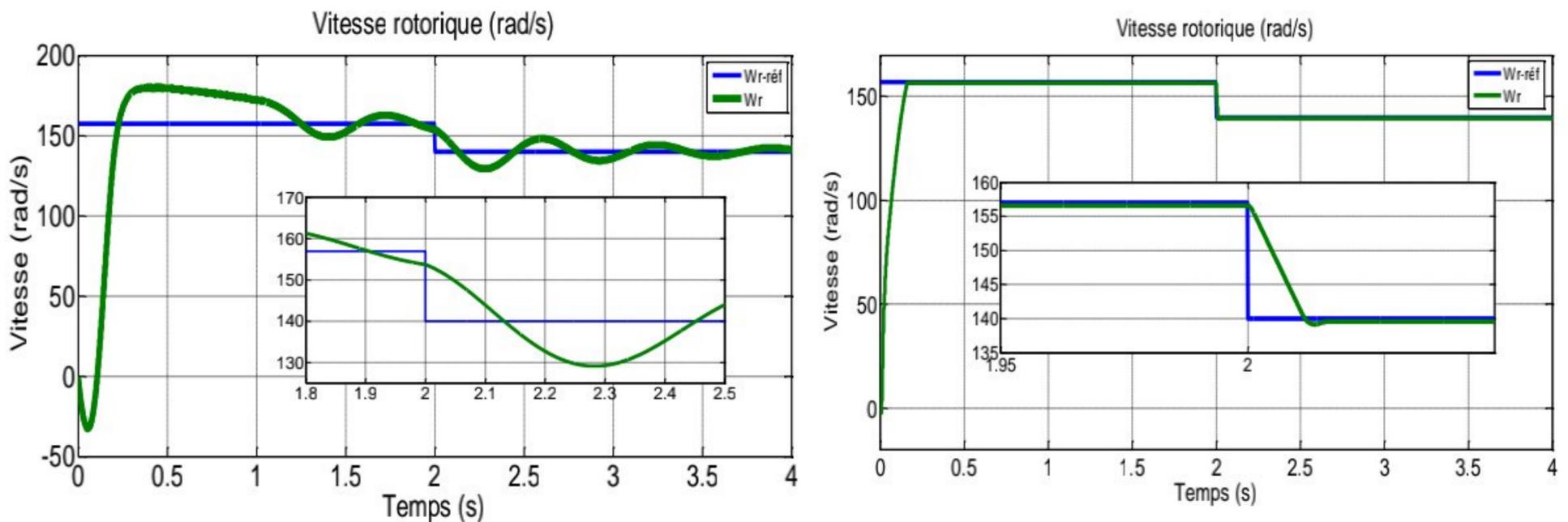


Figure IV.3 : Résultats de tests de robustesse pour les deux commandes avec variation du moment d'inertie ($J=0.005\text{kg/m}^2$) et la résistance statorique ($R_s=15\Omega$).

IV.3. Interprétation des résultats

Les résultats présentés 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.4. Comparaison entre les commandes FOC et CSV par mode glissant

IV.4.1 La commande FOC

a. Avantages

- Bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent.
- Moins d'ondulations de couple et de courant.
- Maîtrise de régime transitoire.

b. Inconvénients

- Défaillante dans le cas de survitesse.
- Sensible aux Variations paramétriques du rotor.
- Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP...).

IV.4.2 La commande CSV mode glissant

a. Avantages

- Robuste vis-à-vis les variations des paramètres.
- Très bonne dynamique et stabilité en régime permanent et transitoire.
- Très simple à mettre en œuvre.

b. Inconvénients

- Fréquence de commutation grande et variable.
- Présence de phénomène de broutement

IV.5. Conclusion

En conclusion, on peut dire que les deux méthodes ont des avantages et des inconvénients, mais la commande par mode glissant semble la technique la plus robuste, envers les changements paramétriques de la machine. Elle est aussi plus précise que la commande PI. Vu les progrès actuels en matière de calculateurs et de composants semi-conducteurs.

La mise en œuvre pratique des techniques de commandes sophistiquées, comme la commande par MG, est envisageable et recommandée.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le but de ce travail est d'utiliser la 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.

En premier lieu, nous avons consacré le premier chapitre aux généralités sur la machine asynchrone et nous avons aussi cité quelle que stratégies de la commande (simple et avancé).

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

Dans le dernier 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.

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 deux l'algorithme de super-twisting pour remédier ce problème.

Grâce à ce travail, nous espérons apporter une contribution significative à la communauté scientifique et pédagogique intéressé par les techniques de commande des machines électriques.

Références

Bibliographique

Références bibliographique

- [01] : Baghli, L. (1999). Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques, Université Henri Poincaré-Nancy I.
- [02] : A.Saïbi "Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d'une Machine Synchrones à Double Etoile" Thèse de magistère de l'école nationale polytechnique d'El-Harrach Alger spécialité : Génie Automatique, 2006.
- [03] : Floquet, T. (2000). Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur, Lille 1.
- [04] : J. Chatelain, Machines électriques. Volume X du traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique, Presse polytechnique romande, Éd. Georgi 1983 ; réédité par Dunod, 1993.
- [05] : Benzaioua, A. (2014). Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée, Université du Québec à Chicoutimi.
- [06] : Marino, A. (2003). Caractérisation et modélisation des pertes magnétiques d'une machine asynchrone fonctionnant en charge, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG.
- [07] : BAYALA, B. (2010). "La machine asynchrone." Edition revue.
- [08] : Toufouti, R. and H. Benalla (2008). Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone, Constantine: Université Mentouri Constantine.
- [09] : Merabet, A. (2007). Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone, Université du Québec à Chicoutimi.
- [10] : Cao, M. T. (1997). Commande numérique de machines asynchrones par logique floue, Citeseer.
- [11] : TIR, Z., D. E. BOUAMRA, et al. "Thème."
- [12] : J. P. Hautier, J.P. Caron "Modélisation et commande de la machine asynchrone" Vol. 7, TECHNIP, coll. « Méthodes et pratiques», 1995.

[13] : Abdelkoudouss FAQIR ‘ ‘ Commande A Structure Variable D’un Entrainement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mecanique Variable’ ’ Doctorat L’ Université de Picardie Jules Verne France éecembre 2003.

[14]: F. Blaschke, “ The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tran Vector Closed-Loop Control System for Rotating Machine”, Siemens Review, 1972, vol.39, N°4, pp.217-220

[15] : Brian Heber, Longya Xu, and Yifan Tang, “Fuzzy Logic Enhanced Speed Control of an Indirect Field-Oriented Induction Machine Drive”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 12, No. 5, September 1997

[16] : Souad Chaouch, “ Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse”, These de doctorat en science en éelectrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.

[17] : Davide Aguglia., “Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle”, Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.

[18] D. Roye, “ Modélisation, contrôle vectoriel et DTC ”, HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1

[19]: J. Richalet, A. Rault, J.L. Testud and J. Papon, “Model Predictive Heuristic Control: applications to industrial processes”, Automatica, 14 (1978) 413– 428.

[20] : G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction “, Thèse de master, Université de Batna,2012.

[21] : Zaidi Saida," Commande non linéaire du moteur à induction ", thèse de magister, Université de Batna.

[22] : Paul-Etienne Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.

[23] : BaziSmail, " Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension,mémoire ingénieur d'état", Université de Batna,1995.

[24] : Blaschke, F., "The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines," Siemens Review, XXXIX, n°5, pp. 217-220, 1972.

[25] : Chekima Djamel," Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014.

[26] : Y. D. Landau, "Adaptive Control ". The Modèle Référence Approche. Inc., NewYorck, 1979.

[27] : SAKER, Y. (2012). Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut, Université Mohamed Khider–Biskra.

[28] : الدين , بن , ياسي .ب , et al. (2021). "Commande vectorielle du moteur asynchrone sans capteur mécanique."

[29]: P.Krishnamurthy, F.Khorrami, "Adaptative Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conférence, Denver, Colorado, June 4-6, 2003.

[30] : MezianSalima , " Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat ,Mentouri de Costantine 2009

[31] : M ,BaziSmail," Contribution à la commande robuste d'une machine asynchrone par technique PSO ", Thèse de magister , université de Batna, 2009.

[32] : Baghli Lotfi: Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de lalogique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université Henri Poincary, Nancy I, en génie électrique,1999

[33] :SOUKKOU, Haroune, DOUIEB, Youssouf, et BOUNAR, Naamane Encadreur. *Commande par mode glissant de la machine asynchrone*. 2020. Thèse de doctorat. Université de Jijel.

[34] : D. Benattous, A.Golea, R. Abdelssemed, “Commande à structure variable par mode glissant pour la commande vectorielle d’un moteur asynchrone”, « ICEL98, 5-7 Octobre 1998, UST Oran, Algérie ».

[35] : H. Bühler, “Réglage par mode de glissement”, « Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986 ».

[36] : BELKHEiR Med elamine ; HAMDİ Mohamed ; ROUMAIR Tariq ‘ Synthèse de lois de commande par floue mode glissement avec une surface de glissement non linéaire appliques a système Hydraulique’ Mémoire d’Ingéniorat Université de M’SILA,2010

[37] : A. Zibra. “Commande par mode glissement d'un machine asynchrone”. Mémoire fin d'étude, année 2005.

[38] : M. Ould Abdou Taleb "Commande par Mode de Glissement Floue avec Observateur : Application à Différents Pendules Inversés" Thèse de magistère de l'école nationale polytechnique d'El-Harrach Alger spécialité : Génie Automatique, 2007.

Annexe

Annexe

➤ Paramètres de la machine asynchrone

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

Paramètres	Valeurs
Tension V	220/380 (V)
Puissance nominale Pn	4,5 (Kw)
Vitesse de rotation nominale Wn	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 Ls	0,462 (H)
Inductance cyclique rotorique Lr	0,462 (H)
Résistance statorique Rs	5,72 (Ω)
Résistance rotorique Rr	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	$K_{p(w_r)} = 9$ $K_{i(ir)} = 0.1$
Régulateur de flux φ_r	$K_{MG(\varphi_r)} = 31$
Régulateur de vitesse w_r	$K_{MG(w_r)} = 1060$

Résumé

L'objectif principal dans le cadre de ce mémoire est l'étude de la commande robuste avec observation d'état de la machine asynchrone, La technique de commande utilisée est de type command 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 est 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 with state observer 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 is 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.

ملخص

الهدف الرئيسي في سياق هذه المذكرة هو دراسة التحكم المتين وملاحظة تغيرات الحالة في الالة اللامتزامنة على وجه الخصوص. و من أجل تحسين المميزات و إيجاد حلول لمشكل تغيرات المعاملات أثناء نشاطها و ضمان نوعية و كفاءة السكونية و الحركية للنظام. يستخدم الهيكل الأول نوع منظم تقليدي PI.

من ناحية أخرى نجد الهيكل الثاني الذي يعتمد على منظم الأسلوب الانزلاقي درجة أولى , و قد تم التأكد من نتائج تحديد المعاملات المتحصل عليها بواسطة المحاكاة ببرنامج المتلاب.

الكلمات المفتاحية: الالة اللامتزامنة، المراقبة المتينة، لأسلوب الانزلاقي درجة أولى.