REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE SUPERIEURE EN SCIENCES APPLIQUEES
--T L E M C E N--

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

المدرسة العليا في العلوم التطبيقية
-تلمسان-

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique
Spécialité : énergie et environnement

Présenté par :
BELMELIANI Rahma

Thème

Commande par mode glissant avec observateur d'une machine asynchrone

Soutenu publiquement, le 03/ 07/ 2025, devant le jury composé de :

Mme GHOULI Amel	Maître de conférences classe A	ESSA. Tlemcen	Président
M TAHOUR Ahmed	Professeur	ESSA. Tlemcen	Directeur de mémoire
M CHEMIDI Abdelkarim	Maître de conférences classe A	ESSA. Tlemcen	Co- Directeur de mémoire
M ARICHI Fayssal	Maître de conférences classe A	ESSA. Tlemcen	Examinateur 1
M GHEZOUANI Abdelkader	Docteur	ESSA. Tlemcen	Examinateur 2

Année universitaire : 2024 /2025

Remerciement

Je remercie Dieu, qui m’a donné la force, la patience et la volonté d’accomplir ce modeste travail.

Je tiens tout d’abord à exprimer mes sincères remerciements et ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce mémoire.

Je remercie tout particulièrement Monsieur TAHOUR Ahmed et Monsieur CHEMIDI Abdelkarim pour leur encadrement, leur disponibilité et la qualité de leurs conseils tout au long de ce travail.

J’adresse également mes vifs remerciements aux membres du jury qui m’ont fait l’honneur d’évaluer ce mémoire.

Mes remerciements vont également à l’ensemble des enseignants du département d’électrotechnique, pour la qualité de leur enseignement et leur dévouement tout au long de mon parcours.

Enfin, je remercie mes amis ainsi que toutes les personnes qui m’ont soutenu, encouragé ou aidé d’une manière ou d’une autre.

Dédicace

À mon cher père et à ma chère mère, pour l'éducation, le grand amour, la patience et les sacrifices dont ils m'ont entouré tout au long de ma vie.

À mes chères sœurs et à mes chers frères.

À tous mes proches.

À tous mes amis.

Ce mémoire leur est dédié.

Table des matières

Liste des figures : i

Liste des tableaux : ii

Liste des symboles : ii

Résumé : iv

Abstract : iv

Introduction générale : 1

Chapitre I : Modélisation et Commande par mode glissant de la machine asynchrone

I.1 Introduction : 3

I.2 Constitution de la machine asynchrone : 3

I.2.1 Stator : 3

I.2.2 Rotor : 4

I.3 Principe de fonctionnement de la MAS : 4

I.3.1 Génération du champ tournant : 5

I.3.2 Création du couple électromagnétique : 5

I.3.3 Le glissement : 5

I.4 Hypothèses simplificatrices : 5

I.5 Modèle dynamique de la machine asynchrone : 6

I.5.1 Equations électriques du stator : 7

I.5.2 Equation magnétique du stator : 7

I.5.3 Equations électriques du rotor : 7

I.5.4 Equations magnétiques du rotor : 7

I.6 Transformation de Park : 8

I.6.1 Equations électriques : 9

I.6.2 Equations magnétiques : 9

I.6.3 Equation électromagnétique : 9

I.7 Choix du référentiel : 10

I.7.1 Référentiel lié au stator : 10

I.7.2 Mise sous forme d'équations d'état : 12

I.8 Simulation de la machine asynchrone a cage : 12

I.8.1 Résultats de simulation : 12

I.8.2 Interprétation des résultats : 14

I.9 Principe de la commande par mode glissant : 16

I.10 Application de la commande par mode de glissement à la MAS : 16

I.10.1 Régulateur de la vitesse rotorique : 17

I.10.2 Régulateur du flux rotorique : 17

I.10.3 Régulation du courant directe Isd : 18

I.10.4 Régulateur du courant quadrature Isq : 18

I.11 Résultats de simulation : 19

I.11.1 Résultats de simulation de la commande par mode de glissement de la MAS avec chattering : 19
I.11.2 Interprétation des résultats : 21
I.11.3 Résultats de simulation de la commande par mode de glissement de la MAS sans chattering : 21
I.11.4 Interprétation des résultats : 23
I.12 Etude de la robustesse de la commande : 23
I.12.1 Importance de l'étude de robustesse dans ce travail : 24
I.13 Conclusion : 25
Chapitre II : Etat de l'art des observateurs
II.1 Introduction : 26
II.2 Structure générale d'un observateur : 26
II.3 Observateur d'ordre global : 27
II.4 Application d'observateur d'ordre global à la commande de la machine asynchrone : 28
II.5 Observateur par mode de glissement : 30
II.6 Application d'observateur par mode de glissement à la commande de la machine asynchrone : 31
II.7 Observateur de Kalman : 33
II.7.1 Principe général : 33
II.7.2 Étapes de calcul : 33
II.7.3 Application à la machine asynchrone : 34
II.8 Observateur à ordre réduit : 34
II.8.1 Principe général : 34
II.8.2 Application à la machine asynchrone : 35
II.9 Observateur à modèle de référence (MRAS) : 36
II.9.1 Principe général : 36
II.9.2 Application à la machine asynchrone : 37
II.10 Conclusion : 38
Chapitre III: Application des observateurs à la commande par mode glissant de la machine asynchrone
III.1 Introduction : 39
III.2 Intégration de l'observateur d'ordre global à la commande par mode glissant : 39
III.2.1 Équations utilisées : 39
III.2.2 Fonctionnementen boucle ouverte : 40
III.2.3 Fonctionnement en boucle fermée : 41
III.2.4 Résultats de simulation : 42
III.2.5 Interprétation des résultats : 44
III.3 Intégration de l'observateur par mode de glissement à la commande par mode glissant : 46
III.3.1 Équations utilisées : 46

III.3.2 Fonctionnement en boucle ouverte :..... 46
III.3.3 Fonctionnement en boucle fermée :..... 48
III.3.4 Résultats de simulation : 49
III.3.5 Interprétation des résultats : 50
III.4 Comparaison entre les deux observateurs :..... 52
III.4 Conclusion : 53
Conclusion générale :..... 55
Annexe (A)..... a
Paramètres de la machine..... a
Bibliographié :..... b

Liste des figures :

Figure I.1 : Moteur asynchrone à rotor à cage d'écureuil……..…….3
Figure I.2 : Le stator de la MAS…….....4
Figure I.3 : Le rotor de la MAS…….....4
Figure I.4 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée…….....6
Figure I.5 : Représentation des axes de la machine……8
Figure I.6 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension et réponse à une perturbation de couple résistant (Cr) de 10 N.m……....14
Figure I.7 : Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement…...16
Figure I.8: Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS avec chattering et réponse à une perturbation de couple résistant (Cr) de 10 N.m……..20
Figure I.9 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS sans chatteringet réponse à une perturbation de couple résistant (Cr) de 10 N.m……..….22
Figure I.10 : Etude de la robustesse de la vitesse……...…..…….24
Figure III.1 : Association MAS-observateur en boucle ouverte……..….41
Figure III.2 : Association MAS - Observateur en boucle fermée……42
Figure III.3 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS avec observateur d'ordre global en boucle ouverte…….….43
Figure III.4 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS avec observateur d'ordre global en boucle fermée…….....44
Figure III.5 La réponse de l'observateur dans la vitesse est faible w=10rd/s……....45
Figure III.6 : Association MAS-observateur en boucle ouverte……...47
Figure III.7 : Association MAS - Observateur en boucle fermée……..……...48
Figure III.8 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS avec observateur par mode glissant en boule ouvert……....49
Figure III.9 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS avec observateur par mode glissant en boule fermé……....50
Figure III.10 La réponse de l'observateur dans la vitesse est faible w=10rd/s……..51

Liste des tableaux :

Tableau III.1: Comparaison des performances entre l'observateur d'ordre global (OOG) et l'observateur par mode de glissement (SMO) selon les grandeurs physiques simulées….....52

Tableau III.2: Analyse comparative de l'erreur d'estimation de la vitesse rotorique($\omega-\widehat{\omega}$) pour les deux observateurs…….....53

Liste des symboles :

Symboles électriques :

- **Rs** : Résistance statorique (Ω)
- **Rr** : Résistance rotorique (Ω)
- **Ls** : Inductance statorique (H)
- **Lr** : Inductance rotorique (H)
- **Msr** : Inductance mutuelle (H)
- **σ** : Coefficient de couplage (sans unité)
- $\boldsymbol{\rho_s}$: Constante de temps statorique
- $\boldsymbol{\rho_r}$: Constante de temps rotorique
- **is, ir** : Courants statorique et rotorique (A)
- **isd, isq** : Composantes directe et quadrature du courant statorique (A)
- **ird, irq** : Composantes directe et quadrature du courant rotorique (A)
- **vsd, vsq** : Composantes directe et quadrature de la tension statorique (V)
- **vrd, vrq** : Composantes directe et quadrature de la tension rotorique (V)
- **ϕs, ϕr** : Flux statorique et rotorique (Wb)
- **ϕsd, ϕsq** : Composantes directe et quadrature du flux statorique (Wb)

- **ϕrd, ϕrq** : Composantes directe et quadrature du flux rotorique (Wb)

Symboles mécaniques

- **Ω** : Vitesse mécanique de rotation (rad/s)
- **ωs** : Pulsation statorique (rad/s)
- **ωr** : Pulsation rotorique (rad/s)
- **θs, θr** : Angles électrique statorique et rotorique (rad)
- **p** : Nombre de paires de pôles (sans unité)
- **J** : Moment d'inertie (kg·m²)
- **f** : Coefficient de frottement visqueux (N·m·s)
- **Cem** : Couple électromagnétique (N·m)
- **Cr** : Couple résistant (N·m)

Résumé :

Ce mémoire traite de la commande robuste d'une machine asynchrone (MAS) à l'aide de la commande par mode glissant (CMG) intégrant des observateurs d'état. Après une modélisation détaillée de la MAS dans le repère de Park, nous avons implémenté une stratégie de commande par mode glissant permettant une régulation robuste de la vitesse, du flux et des courants statoriques. Afin de remplacer les capteurs mécaniques souvent coûteux et sensibles, deux types d'observateurs sont étudiés : l'observateur d'ordre global et l'observateur par mode de glissement. Ces structures ont été simulées et comparées dans des configurations de commande en boucle ouverte et en boucle fermée. Les résultats montrent que les deux observateurs permettent une estimation précise de la vitesse rotorique. L'étude comparative met en évidence les avantages respectifs de chaque observateur, en soulignant leur capacité à assurer une commande sans capteur fiable dans un contexte industriel.

Abstract :

This thesis focuses on the robust control of an induction machine (IM) using sliding mode control (SMC) with state observers. After a detailed modeling of the IM in the Park reference frame, we implemented a sliding mode control strategy ensuring robust regulation of speed, flux, and stator currents. To replace mechanical sensors, which are often expensive and sensitive, two types of observers were studied: the full-order observer and the sliding mode observer. These structures were simulated and compared in open-loop and closed-loop control configurations. The results show that both observers provide accurate rotor speed estimation. The comparative study highlights the strengths of each observer, demonstrating their ability to achieve reliable sensorless control in industrial applications.

Introduction générale :

Au cours des dernières décennies, les avancées significatives dans les domaines de l'électronique de puissance, de l'automatique et des systèmes embarqués ont transformé les systèmes d'entraînement électrique. La machine asynchrone (MAS), de par sa robustesse mécanique, sa simplicité de fabrication, son faible coût et sa maintenance réduite, s'est largement imposée dans les applications industrielles.

Néanmoins, la commande de cette machine reste complexe en raison de la nature non linéaire et fortement couplée de son modèle dynamique. Pour pallier cette difficulté, des stratégies de commande avancées ont vu le jour, notamment la commande vectorielle orientée flux rotorique, qui permet un découplage entre le flux et le couple, améliorant ainsi la performance de régulation.

Toutefois, l'implémentation de telles techniques nécessite la connaissance de grandeurs internes telles que la vitesse rotorique ou le flux, généralement mesurées par des capteurs mécaniques. Ces capteurs, en plus d'être coûteux, présentent des limitations en environnement industriel hostile. D'où l'intérêt croissant pour la commande sans capteur, qui s'appuie sur des observateurs d'état permettant d'estimer les variables internes à partir des mesures disponibles.

Parallèlement, la commande par mode glissant (CMG) s'est révélée comme une approche robuste face aux perturbations et incertitudes. Cette technique, introduite par Utkin, repose sur l'attraction du système vers une surface de glissement dans l'espace d'état, où sa dynamique est contrôlée efficacement par une loi de commande adaptée. Son aptitude à assurer la stabilité et la robustesse en fait un outil pertinent pour la commande des machines électriques.

Le présent travail s'inscrit dans cette double perspective : mettre en œuvre une commande robuste par mode glissant, tout en y intégrant des observateurs d'état pour aboutir à une commande sans capteur fiable et performante. Pour ce faire, le mémoire s'articule en trois grands chapitres :

- Dans le premier chapitre, nous présentons la modélisation détaillée de la machine asynchrone dans le repère de Park, suivie de la synthèse de la commande par mode glissant, appliquée à la régulation de la vitesse, du flux et des courants statoriques. Des simulations sont menées afin d'évaluer les performances dynamiques et la robustesse de cette commande.

- Le deuxième chapitre est consacré à une étude approfondie des observateurs d'état. Plusieurs structures y sont analysées sur le plan théorique, notamment l'observateur d'ordre global, l'observateur par mode de glissement, l'observateur de Kalman, l'observateur à ordre réduit et le modèle adaptatif de type MRAS. Chaque approche est présentée en mettant en avant son principe et son domaine d'application dans le cadre de la commande de la MAS. Une attention particulière a été portée sur les deux premiers, retenus pour l'implémentation finale.
- Dans le troisième chapitre, les deux observateurs retenus – l'observateur d'ordre global et l'observateur par mode de glissement – sont intégrés séparément dans une stratégie de commande par mode glissant appliquée à la machine asynchrone. Pour chacun des observateurs, des simulations sont réalisées en boucle ouverte et en boucle fermée. Enfin, une analyse comparative est menée afin d'évaluer les performances de chaque structure d'observation en termes de précision d'estimation et de stabilité dynamique.

Ce mémoire se termine par une conclusion générale qui résume les apports de l'étude et propose des perspectives de recherche en vue d'optimiser davantage la commande des machines électriques dans des environnements complexes ou incertains.

Chapitre I : Modélisation et Commande par mode glissant de la machine asynchrone

I.1 Introduction :

La machine asynchrone (MAS) constitue aujourd'hui l'un des moteurs les plus utilisés dans le domaine industriel, en raison de sa simplicité de construction, sa robustesse et sa faible maintenance. Pour assurer un contrôle performant de ses grandeurs mécaniques et électriques, une modélisation rigoureuse de son comportement dynamique est indispensable. Ce premier chapitre est consacré à l'étude complète de la machine asynchrone, depuis sa constitution physique jusqu'à son comportement dynamique modélisé dans le repère de Park [1].

Dans un premier temps, nous décrivons la structure interne de la machine et expliquons son principe de fonctionnement basé sur le champ magnétique tournant. Ensuite, nous introduisons les hypothèses simplificatrices nécessaires pour établir un modèle mathématique précis. Le modèle dynamique est alors exprimé dans le référentiel (d, q), via la transformation de Park, ce qui permet de linéariser partiellement les équations et de faciliter la commande.
Enfin, nous abordons la stratégie de commande par mode glissant, une méthode robuste permettant de réguler efficacement la machine même en présence de perturbations et d'incertitudes. La simulation de la MAS avec cette commande vient valider les performances du système étudié.

I.2 Constitution de la machine asynchrone :

Le moteur d'induction triphasé (souvent appelé moteur asynchrone triphasé) comprend deux parties principales : un inducteur fixe nommé stator et un induit mobile nommé rotor.

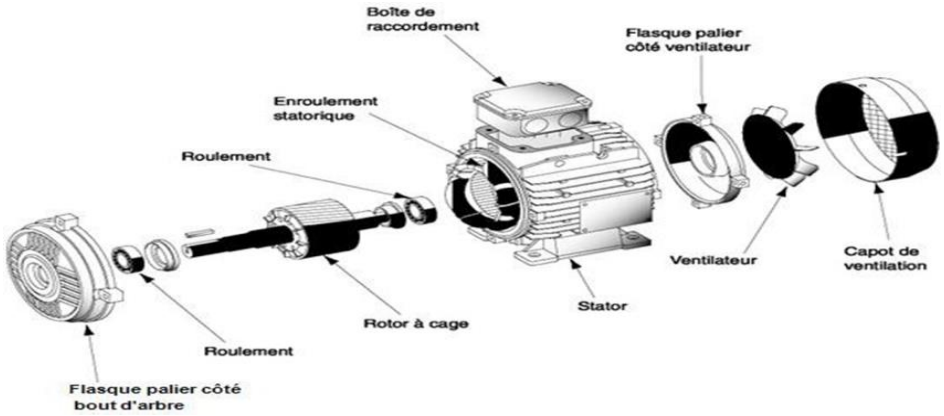


Figure I.1 : Moteur asynchrone à rotor à cage d'écureuil [2].

I.2.1 Stator :

Le stator est constitué d'une structure en acier dans laquelle sont empilées des tôles fines, toutes identiques et disposées en forme d'anneau pour former un cylindre creux. Ces tôles sont percées de petites ouvertures sur leur contour intérieur. L'alignement de ces ouvertures

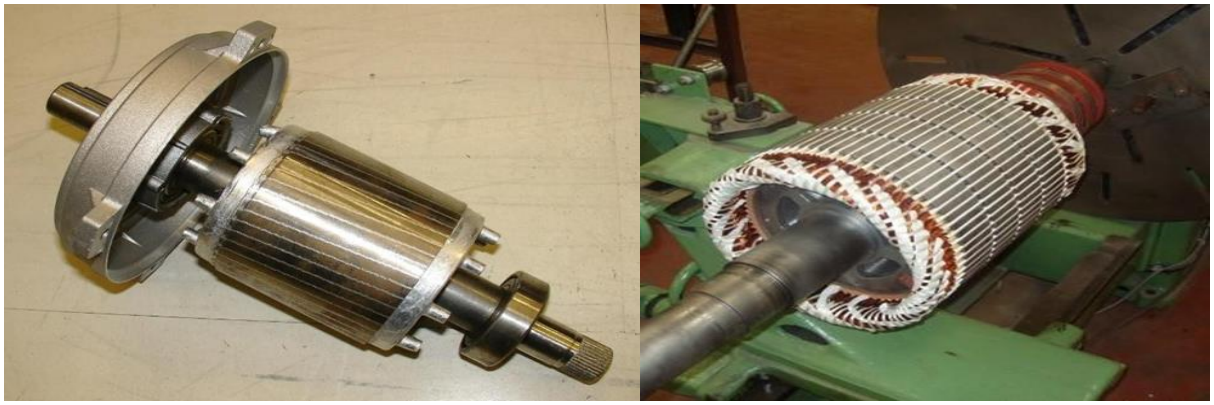
crée des encoches où est inséré le bobinage triphasé. L'ensemble est solidement maintenu dans une carcasse rigide, généralement en fonte [1][3].

Figure I.2 : Le stator de la MAS [3].

I.2.2 Rotor :

Le rotor, fixé sur l'arbre moteur, est constitué d'un empilement de tôles formant un cylindre. Sur sa surface extérieure, on trouve des encoches prévues pour accueillir les conducteurs. Ce rotor est séparé du stator par un entrefer très réduit, généralement de quelques millimètres [1].

On distingue principalement deux types de rotors : le modèle à cage d'écureuil, le plus courant, et le rotor bobiné, utilisé dans des applications spécifiques [4].



a) Le rotor à cage. **b) Le rotor bobiné.**

Figure I.3 : Le rotor de la MAS [4].

I.3 Principe de fonctionnement de la MAS :

Le mode de fonctionnement repose sur le principe du champ magnétique tournant à l'intérieur du stator, qui dans un principe purement électromagnétique, va imposer des courants au rotor (l'électromagnétisme ne nécessite pas de liaison électrique directe en cas de rotor court-circuité).

I.3.1 Génération du champ tournant :

L'enroulement statorique, alimenté par une source triphasée de fréquence fs, crée un champ magnétique tournant. Ce champ tourne à une vitesse angulaire dite synchronisme, donnée par la relation [3][5] :

$$\Omega s = \frac{\omega s}{\mathrm{p}} \quad \textbf{(I.1)}$$

Où : Ωs est la vitesse angulaire du champ statorique (en rad/s),

$\omega s = 2\pi.fs$ est la pulsation de l'alimentation,

p est le nombre de paires de pôles.

I.3.2 Création du couple électromagnétique :

Le champ rotorique interagit avec le champ statorique, créant un couple électromagnétique qui met le rotor en mouvement. Ce dernier tourne dans le même sens que le champ statorique, mais à une vitesse légèrement inférieure à celle du synchronisme. Cette différence est essentielle au fonctionnement de la MAS, car sans elle, aucune F.E.M ne serait induite dans le rotor [5].

I.3.3 Le glissement :

La différence entre la vitesse de synchronisme et celle du rotor est caractérisée par le glissement, noté g, est défini par [5] :

$$g = \frac{ns - n}{ns} \quad \textbf{(I.2)}$$

Où : g est une grandeur sans dimension (souvent exprimée en %),

n est la vitesse du rotor (en tr/min),

ns est la vitesse du champ statorique (synchronisme), qui s'exprime par la formule:

$$ns = 60 \cdot \frac{fs}{p} \quad \textbf{(I.3)}$$

I.4 Hypothèses simplificatrices :

Pour faciliter la modélisation de la machine machine asynchrone (MAS) et s'assurer que son comportement reste abordable, certaines hypothèses simplificatrices sont souvent utilisées. Ces conjectures facilitent la simplification des formules électromagnétiques, en les gardant près du fonctionnement réel de l'appareil. Ils sont indiqués comme suit [6][7].

- On pense que l'écart entre la partie stationnaire et la partie tournante ne change pas lorsque nous travaillons, nous pouvons donc ignorer les petits changements de puissance de l'aimant en raison des défauts de la machine.
- L'effet des encoches est négligé.

- La répartition spatiale de la force magnétomotrice (f.m.m) dans l'entrefer est supposée sinusoïdale.
- Le circuit magnétique est non saturé et possède une perméabilité constante.
- L'effet de la peau n'est pas considéré.

Ces hypothèses, bien que simplificatrices, permettent de tirer plusieurs conséquences fondamentales utiles à la modélisation [5].

- Les flux générés par les différents enroulements peuvent être superposés sans interaction non linéaire.
- Les paramètres d'inductance des bobinages restent invariables, ce qui simplifie la formulation des équations différentielles de la machine.
- Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques varient selon une loi sinusoïdale en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques respectifs.

I.5 Modèle dynamique de la machine asynchrone :

Pour élaborer une commande vectorielle de la machine asynchrone (MAS), il est essentiel de disposer d'un modèle dynamique précis. Ce modèle doit refléter fidèlement le comportement réel de la machine, en tenant compte des effets dynamiques significatifs présents tant en régime permanent qu'en régime transitoire. Cette approche nécessite l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices visant à faciliter la formulation des équations électriques de la machine [5][8].

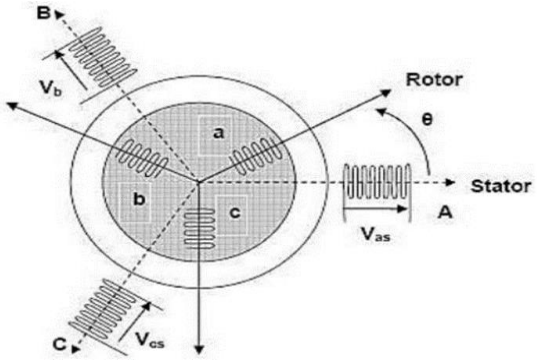


Figure I.4 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée [8].

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v = R.i + \frac{d\emptyset}{dt} \qquad \textbf{(I.4)}$$

I.5.1 Equations électriques du stator :

En appliquant la loi de Faraday au stator, les tensions des trois phases statoriques peuvent être exprimées sous forme matricielle [5] :

$$[Vsabc] = [Rs][isabc] + \frac{d}{dt}[\Phi sabc] \quad \textbf{(I.5)}$$

Ce qui se traduit par le système suivant [2][3][5] :

$$\begin{cases} Vsa = Rs.isa + \frac{d\emptyset sa}{dt} \\ Vsb = Rs.isb + \frac{d\emptyset sb}{dt} \\ Vsc = Rs.isc + \frac{d\emptyset sc}{dt} \end{cases} \quad \textbf{(I.6)}$$

Où Rs représente la résistance identique de chaque phase statorique.

I.5.2 Equation magnétique du stator :

Les flux magnétiques statoriques sont liés aux courants statoriques et rotoriques par la relation [2][5] :

$$[\Phi sabc] = [Ls][isabc] + [Mrs][irabc] \quad \textbf{(I.7)}$$

Ce qui se développe en [5] :

$$\begin{cases} \Phi sa = Ls.isa + Mrasa.ira + Mrbsa.irb + Mrcsa.irc \\ \Phi sb = Ls.isb + Mrasb.ira + Mrbsb.irb + Mrcsb.irc \\ \Phi sc = Ls.isc + Mrasc.ira + Mrbsc.irb + Mrcsc.irc \end{cases} \quad \textbf{(I.8)}$$

Ici, Ls et Mrs désignent respectivement l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

I.5.3 Equations électriques du rotor :

Étant donné que les enroulements du rotor sont en court-circuit, les tensions rotoriques sont nulles [5] :

$$[Vrabc] = [Rr][irabc] + \frac{d}{dt}[\Phi rabc] \quad \textbf{(I.9)}$$

Ce qui se détaille ainsi [2][3][5] :

$$\begin{cases} Vra = Rr.ira + \frac{d\emptyset ra}{dt} \\ Vrb = Rr.irb + \frac{d\emptyset rb}{dt} \\ Vrc = Rr.irc + \frac{d\emptyset rc}{dt} \end{cases} \quad \textbf{(I.10)}$$

Où Rr est la résistance identique de chaque phase rotorique.

I.5.4 Equations magnétiques du rotor :

Les flux magnétiques rotoriques sont liés aux courants rotoriques et statoriques par [2][5]:

$$[\Phi rabc] = [Lr][irabc] + [Msr][isabc] \quad \textbf{(I.11)}$$

Ce qui se développe en [5] :

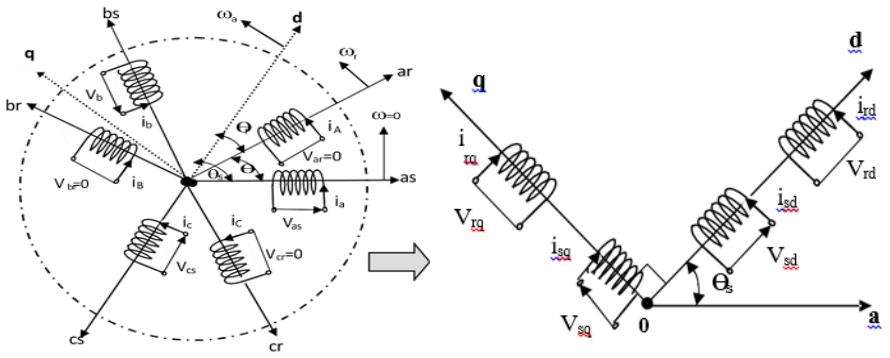
$$\begin{cases} \Phi ra = Lr.ira + Msara.isa + Msbra.isb + Mscra.isc \\ \Phi rb = Lr.irb + Msarb.isa + Msbrb.isb + Mscrb.isc \\ \Phi rc = Lr.irc + Msarc.isa + Msbrc.isb + Mscrc.isc \end{cases} \quad \textbf{(I.12)}$$

Ici, Lr et Msr désignent respectivement l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

I.6 Transformation de Park :

Dans l'étude des machines asynchrones, les équations dynamiques exprimées dans le repère triphasé (a, b, c) sont souvent complexes et fortement couplées. Pour faciliter leur analyse et leur simulation, il est courant de transformer ce système triphasé en un système biphasé équivalent, noté (d, q), à l'aide de la transformation de Park [5][9].

Cette méthode consiste à projeter les grandeurs triphasées dans un repère tournant synchronisé avec le champ magnétique. Elle permet de linéariser partiellement les équations, de découpler les variables et de préserver la puissance instantanée et la force magnétomotrice, à condition que le système soit équilibré [9].



a) Modèle triphasé reel. **b) Modèle biphasé equivalent.**

Figure I.5 : Représentation des axes de la machineasynchrone triphasée [9].

➤ Représentation spatiale :

La transformation de Park repose sur la projection des axes a, b et c sur deux axes orthogonaux, d (direct) et q (quadrature) fixés dans un repère tournant à la vitesse angulaire ω. L'angle θ représente la position instantanée de ce repère, choisie en fonction du stator ou du rotor selon le contexte d'analyse [5].

θ=θs : repère tournant avec le champ du stator;

θ=θr : repère tournant avec le champ du rotor.

➤ Matrice de transformation de Park (normalisée) :

La transformation directe des variables triphasées vers le repère (d, q, 0) est définie par la matrice suivante [9] :

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & cos(\theta + 2\pi/3) \\ -sin(\theta) & -sin(\theta - 2\pi/3) & -sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad \textbf{(I.13)}$$

Dans le cas d'un système triphasé équilibré et sans composante homopolaire, la troisième ligne (composante 0) est nulle et donc souvent ignorée.

La transformation inverse, permettant de revenir aux grandeurs réelles, est obtenue par la transposée de la matrice normalisée, ajustée par un facteur de normalisation.

I.6.1 Equations électriques :

Une fois les grandeurs projetées dans le repère tournant (d, q), les équations des tensions s'expriment comme suit [5] :

Pour le stator :

$$\begin{cases} vsd = Rs.isd + \frac{d\phi sd}{dt} - \omega s.\phi rq \\ vsq = Rs.isq + \frac{d\phi sq}{dt} + \omega s.\phi rd \end{cases} \quad \textbf{(I.14)}$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = vrd = Rr.ird + \frac{d\phi rd}{dt} - (\omega s - \omega).\phi rq \\ 0 = vrq = Rr.irq + \frac{d\phi rq}{dt} + (\omega s - \omega).\phi rd \end{cases} \quad \textbf{(I.15)}$$

Ces équations montrent un découplage partiel entre les composantes d et q, facilitant le contrôle vectoriel.

I.6.2 Equations magnétiques :

Les flux magnétiques s'écrivent à partir des inductances et des courants associés [5]:

Pour le stator :

$$\begin{cases} \phi sd = Ls.isd + Msr.ird \\ \phi sq = Ls.isq + Msr.irq \end{cases} \quad \textbf{(I.16)}$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \phi rd = Lr.ird + Msr.isd \\ \phi rq = Lr.irq + Msr.isq \end{cases} \quad \textbf{(I.17)}$$

Avec :

Ls: Inductance propre du stator;

Lr: Inductance propre du rotor;

Msr: Inductance mutuelle stator-rotor.

I.6.3 Equation électromagnétique :

Le couple électromagnétique produit par la machine, dans le repère (d, q), s'exprime par la relation suivante [5] :

$$Cem = p.Msr(\phi rd.isq - \phi rq.isd) \quad \textbf{(I.18)}$$

Où:

p est le nombre de paires de pôles;

Msr est l'inductance mutuelle;

isd, isq, ϕrd, ϕrq sont les composantes des courants et flux dans le repère de Park.

I.7 Choix du référentiel :

Trois types de référentiels peuvent être envisagés pour l'étude et la modélisation de la machine asynchrone [6][7][9]:

- Référentiel lié au stator : il est fixe par rapport à la carcasse de la machine. Ce choix est simple et pratique pour la modélisation initiale, car les équations ne nécessitent pas de transformation dépendante de la vitesse.
- Référentiel lié au rotor : il tourne à la vitesse du rotor. Il est utilisé notamment dans les études de contrôle orienté rotorique ou dans certains observateurs de flux.
- Référentiel lié au champ tournant : il tourne à la vitesse de synchronisme. Il est particulièrement adapté à la commande vectorielle, car il permet de découpler naturellement le flux et le couple.

Dans notre étude, nous avons opté pour le référentiel lié au stator, car il permet une description claire et directe des grandeurs électriques sans avoir à effectuer de transformation dépendante du glissement ou de la vitesse. De plus, seuls les équations associées à ce référentiel seront développées dans ce travail.

I.7.1 Référentiel lié au stator :

Dans ce premier cas, le repère de Park est fixe par rapport au stator, ce qui revient à poser :

$$\omega_s = 0 \quad \textbf{(I.19)}$$

Ce choix est souvent utilisé dans les études de démarrage, de freinage, ou dans les phases transitoires de la machine [10].

➤ Équations électriques dans le repère statorique [10] :

Pour le stator :

$$\begin{cases} vsd = Rs.isd + \frac{d\phi sd}{dt} \\ vsq = Rs.isq + \frac{d\phi sq}{dt} \end{cases} \quad \textbf{(I.20)}$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = Rr.ird + \frac{d\phi rd}{dt} + \omega r.\phi rq \\ 0 = Rr.irq + \frac{d\phi r\beta}{dt} - \omega r.\phi rd \end{cases} \quad \textbf{(I.21)}$$

Ces équations traduisent l'effet de la rotation du rotor par rapport à un stator fixe. La tension rotorique est nulle en raison du court-circuit, mais des termes de couplage apparaissent liés à la vitesse ωr.

➤Équations magnétiques [10] :

Pour le stator :

$$\begin{cases} \phi sd = Ls.isd + Msr.ird \\ \phi sq = Ls.isq + Msr.irq \end{cases} \quad \textbf{(I.22)}$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \phi rd = Lr.ird + Msr.isd \\ \phi rq = Lr.irq + Msr.isq \end{cases} \quad \textbf{(I.23)}$$

Où :

Ls et Lr représentent les inductances propres du stator et du rotor respectivement, et Msr l'inductance mutuelle entre les deux.

➤ Équation du couple électromagnétique [5]:

Le couple développé par la machine dans ce repère est donné par:

$$Cem = p.M\text{sr}(\phi r\text{d}.is\text{q} - \phi r\text{q}.is\text{d}) \quad \textbf{(I.24)}$$

Cette expression découle du produit vectoriel entre les flux rotoriques et les courants statoriques.

➤ Équation mécanique de la machine [5]:

$$J\frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = Cem - Cr \quad \textbf{(I.25)}$$

Avec :

J: moment d'inertie de l'ensemble tournant;

f: coefficient de frottement visqueux;

Ω: vitesse de rotation de la machine;

Cr: couple résistant appliqué.

Cette équation traduit l'équilibre dynamique de la machine entre l'accélération, les pertes mécaniques et les couples appliqués.

I.7.2 Mise sous forme d'équations d'état :

Différentes possibilités sont offertes pour le choix des variables d'état électriques, nous allons choisir le vecteur d'état suivant :

$$[I_{ds'}\ I_{qs'}\ \Phi_{dr'}\ \Phi_{qr}\ \omega_m]^T$$

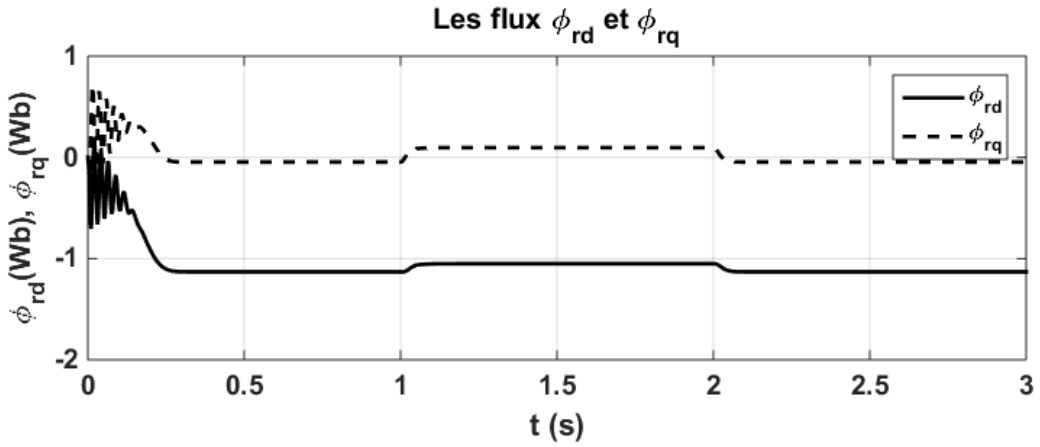
Le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension en fonction des variables d'état est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}I_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s}\left[-\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}\right)I_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r}\Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r}\omega_m \Phi_{qr} + V_{ds}\right] \\ \frac{d}{dt}I_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s}\left[-\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}\right)I_{qs} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} - \frac{L_m}{L_r}\omega_m \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r}\Phi_{qr} + V_{qs}\right] \\ \frac{d}{dt}\Phi_{dr} = \frac{L_m}{T_r}I_{ds} - \frac{1}{T_r}\Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m)\Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt}\Phi_{qr} = \frac{L_m}{T_r}I_{qs} - \frac{1}{T_r}\Phi_{qr} - (\omega_s - \omega_m)\Phi_{dr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2}{J}\frac{L_m}{L_r}(\Phi_{dr}I_{qs} - \Phi_{qr}I_{ds}) - \frac{P}{J}C_r - \frac{K_f}{J}\omega_m \end{cases} \quad \textbf{(I.26)}$$

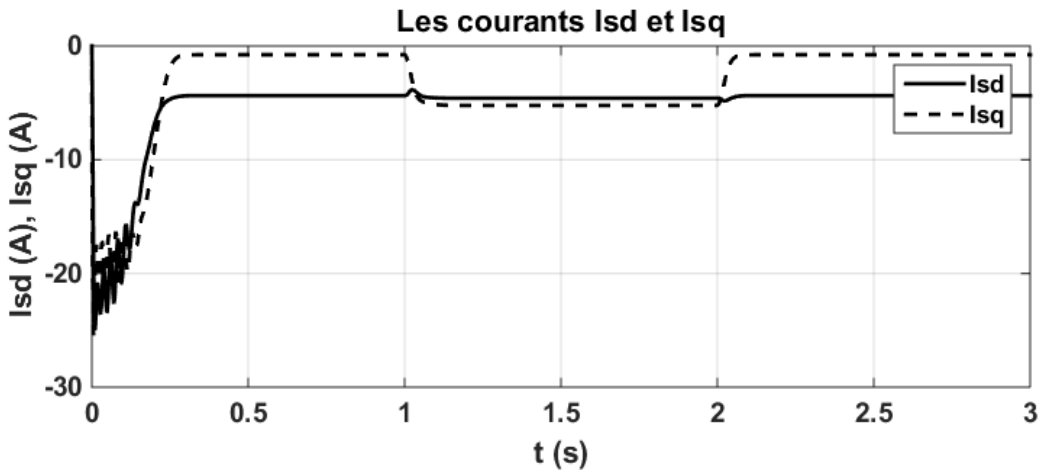
I.8 Simulation de la machine asynchrone a cage :

I.8.1 Résultats de simulation :

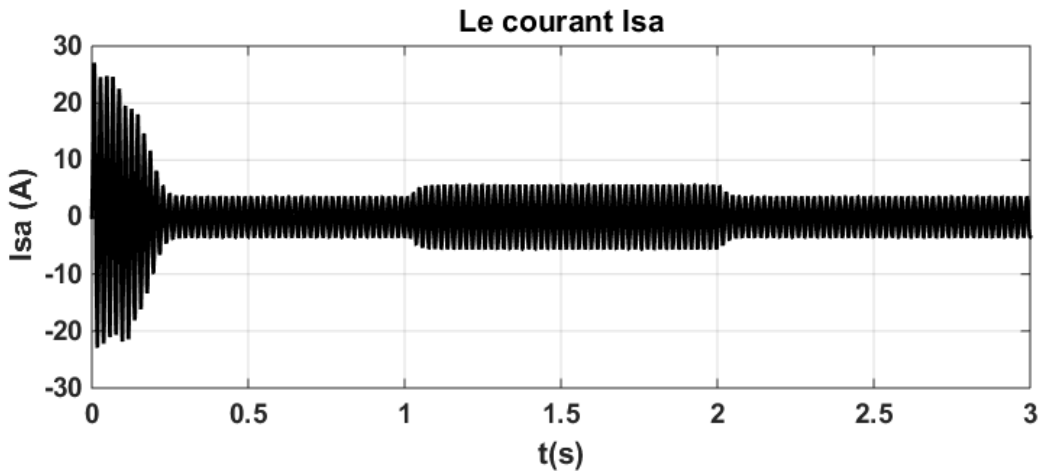
La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'étude, en ce qui concerne les systèmes complexes. Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes. Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous utilisons le logiciel (Simulink/Matlab) pour la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension et sa commande associée.



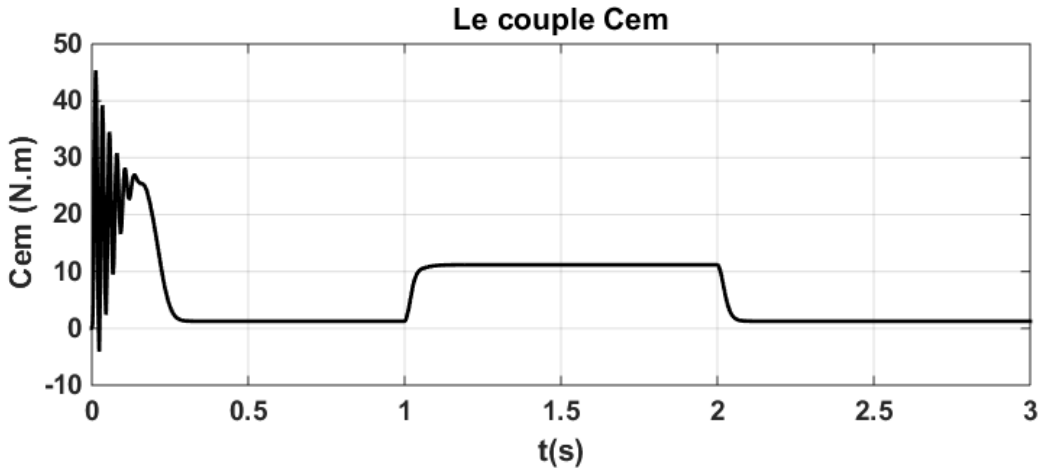
a) Flux rotorique (Wb).



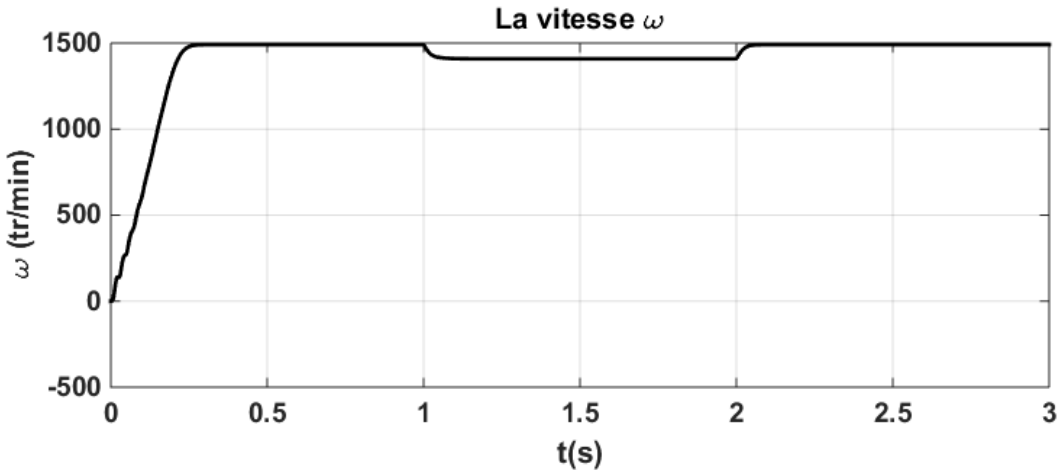
b) Courant Isd (A) et Isq (A).



c) Courant Ias (A).



d) Couple électromagnétique (Nm).



e) Vitesse de rotation (tr/min).

Figure I.6 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension et réponse à une perturbation de couple résistant (C_r) de 10 N.m.

I.8.2 Interprétation des résultats :

La figure I.6 présente les résultats temporels de différentes grandeurs caractéristiques de la machine asynchrone suite à une simulation.

1. Flux rotorique (ϕr):

On observe l'évolution des composantes directe (ϕrd) et (ϕrq) quadrature du flux rotorique en fonction du temps figure I.6.a.

Phase transitoire (environ 0 à 0.3 s) : On observe des oscillations significatives dans les deux composantes du flux rotorique. Cela s'explique par le déséquilibre initial de l'alimentation et le retard magnétique dans l'établissement du champ.

Phase permanente : Après la période transitoire, la composante directe du flux rotorique (ϕrd) se stabilise à une valeur constante et on note que la composante quadrature (ϕrq) ne converge pas vers zéro, ce qui est attendu en absence de commande dédiée. La perturbation de charge perturbe également légèrement le flux.

Effet de la charge (10 N·m) : L'application du couple résistant provoque une déstabilisation temporaire du flux, avec des ondulations accrues dues à l'absence de boucle de régulation.

2. Courants statoriques (Isd) et (Isq) : figure I.6.b.

Transitoire : On observe des pics et des oscillations significatives dans les deux composantes du courant statorique au démarrage, en réponse aux variations rapides du flux et du couple demandés.

Permanent : La composante directe du courant statorique (Isd) se stabilise à une valeur constante, directement liée au maintien du flux rotorique constant. La composante quadrature du courant statorique (Isq) se stabilise également à une valeur constante, proportionnelle au couple électromagnétique développé par la machine en régime permanent.

Effet de la charge : La charge provoque une chute soudaine d'Isq, illustrant l'incapacité du système à ajuster rapidement son couple.

3. Courant statorique (Isa) : figure I.6.c.

Transitoire: On observe un pic de courant important au démarrage. Ce courant de démarrage élevé est une caractéristique des moteurs asynchrones et est dû à la faible vitesse initiale et donc au faible glissement.

Permanent : Le courant statorique se stabilise à une valeur inférieure à celle du pic de démarrage, correspondant au courant nécessaire pour maintenir le couple et la vitesse de rotation en régime permanent.

Effet de la charge : L'introduction de 10 N·m de charge entraîne une amplification du courant, sans mécanisme de compensation.

4. Couple électromagnétique : figure I.6.d.

Transitoire : Pic important suivi d'oscillations qui tardent à se stabiliser, dues aux phénomènes transitoires de l'établissement du flux et du courant dans la machine au démarrage.

Permanent : Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur constante (tend vers zéro), qui doit être égale au couple résistant de la charge $C_r \approx 0$ pour maintenir une vitesse constante.

Effet de la charge : À t = 1s le couple électromagnétique augmente rapidement et se stabilise à une valeur égale au couple résistant appliqué (10 N.m). Ceci est nécessaire pour maintenir la vitesse constante. Et à t = 2s, lorsque le couple résistant est supprimé, le couple électromagnétique chute brusquement à nouveau et retourne à une valeur proche de zéro.

5. Vitesse de rotation (ω) : figure I.6.e.

Transitoire : La vitesse de rotation augmente progressivement depuis l'arrêt (0 rad/s) jusqu'à atteindre sa valeur de régime permanent. On peut noter une légère oscillation ou un léger dépassement avant l'établissement du régime permanent.

Permanent : La vitesse de rotation se stabilise à une valeur constante. Cette valeur dépend de la fréquence de l'alimentation statorique et du glissement de la machine sous la charge appliquée.

Effet de la charge : Chute notable de vitesse sans reprise, conséquence de l'absence de commande corrective.

I.9 Principe de la commande par mode glissant :

Avant de passer à l'application de la commande par mode glissant à la machine asynchrone, il est essentiel de rappeler les éléments fondamentaux de cette technique robuste. La commande par mode glissant repose sur la définition de surfaces de glissement dans l'espace d'état, sur lesquelles la dynamique du système devient insensible aux perturbations.
La convergence vers ces surfaces est assurée par une loi de commande spécialement conçue pour stabiliser le système. Cette commande est composée de deux parties : une commande équivalente qui maintient le système sur la surface, et une commande de stabilisation qui assure l'attractivité vers celle-ci.

Enfin, pour éviter le phénomène de broutement (chattering) provoqué par les commutations rapides, des techniques d'adoucissement comme la fonction de saturation ou la fonction lisse sont utilisées.

I.10 Application de la commande par mode de glissement à la MAS :

Dans cette section, nous mettons en œuvre la commande par mode glissant (CMG) sur la machine asynchrone (MAS), en nous appuyant sur le modèle dynamique de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique. Cette approche a permis de découpler la machine selon deux axes orthogonaux, d (axe de flux) et q (axe de couple), rendant possible une commande indépendante des composantes de courant associées [11].

La structure de commande adoptée repose sur une configuration en cascade de régulateurs, où la boucle externe régule la vitesse rotorique tandis que les boucles internes assurent la régulation des courants statoriquesisd et isq. La conception des surfaces de glissement est réalisée pour chacune de ces variables. La commande obtenue permet ainsi une régulation robuste, précise et moins sensible aux incertitudes et perturbations externes, grâce aux propriétés intrinsèques de la CMG [11][12].

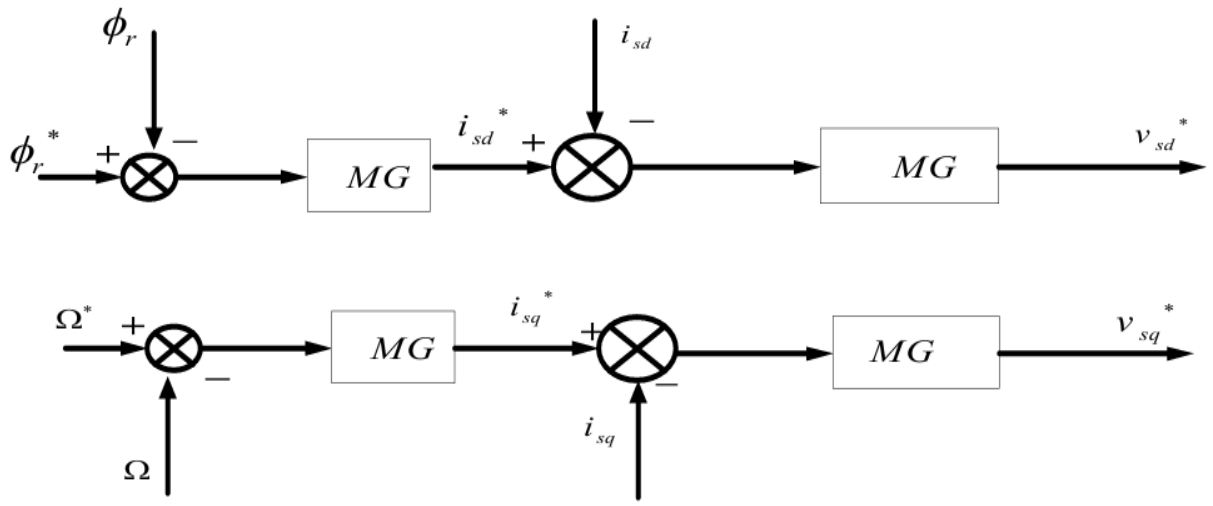


Figure I.7 : Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement [12].

La figure I.7 illustre l'architecture de la stratégie de commande implémentée. La démarche commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Une fois les surfaces de glissement définies, les lois de commande correspondantes sont formulées afin de satisfaire les conditions d'existence du mode glissant. La sortie de chaque boucle représente la tension de commande à appliquer sur la machine [12].

I.10.1 Régulateur de la vitesse rotorique :

On choisit la surface de vitesse comme suite :

$$S_{\Omega} = \Omega^{*} - \Omega \tag{I.27}$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = \frac{d\Omega^{*}}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} \tag{I.28}$$

On applique la condition suivante :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = 0 \tag{I.29}$$

On obtient :

$$\frac{d\Omega^{*}}{dt} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(Cem - Cr - f\Omega) \tag{I.30}$$

On trouve :

$$Cem = J\frac{d\Omega^{*}}{dt} + Cr + f\Omega \tag{I.31}$$

Durant le régime de mode glissement :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = -K_{\Omega} \cdot Sgn(S_{\Omega}) = -\frac{d\Omega}{dt} \tag{I.32}$$

Après simplification on trouve :

$$Cem = J\frac{d\Omega^{*}}{dt} + Cr + f\Omega + K_{\Omega} \cdot Sgn(S_{\Omega}) \tag{I.33}$$

Finalement le courant de référence est donné par :

$$i_{sq_{ref}} = \frac{Lr}{p.Msr.\phi^{*}}\left[J\frac{d\Omega^{*}}{dt} + Cr + f\Omega + K_{\Omega} \cdot Sgn(S_{\Omega})\right] \tag{I.34}$$

I.10.2 Régulateur du flux rotorique :

On choisit la surface du flux comme suite :

$$S_{\phi} = \phi^{*} - \phi \tag{I.35}$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\frac{dS_{\phi}}{dt} = \frac{d\phi^{*}}{dt} - \frac{d\phi}{dt} \tag{I.36}$$

On applique la condition suivante :

$$\frac{dS_{\phi}}{dt} = 0 \tag{I.37}$$

On obtient :

$$\frac{d\phi^*}{dt} = \frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{Tr}(Msr.i_{sd} - \phi_r) \quad \textbf{(I.38)}$$

La composante équivalente est donnée par :

$$i_{sd_{eq}} = \frac{1}{Msr}(Tr\frac{d\phi^*}{dt} + \phi_r) \quad \textbf{(I.39)}$$

Durant le régime glissement :

$$\frac{dS_\phi}{dt} = -K_\phi \cdot Sgn(S_\phi) = -\frac{d\phi}{dt} \quad \textbf{(I.40)}$$

Le courant de référence est donné par :

$$i_{sd_{ref}} = \frac{1}{Msr}\left(Tr\frac{d\phi^*}{dt} + \phi_r\right) + K_\phi \cdot Sgn(S_\phi) \quad \textbf{(I.41)}$$

I.10.3 Régulation du courant directe Isd :

La surface du courant est donnée par :

$$S_{isd} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad \textbf{(I.42)}$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\frac{dS_{isd}}{dt} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} \quad \textbf{(I.43)}$$

On applique la condition suivante :

$$\frac{dS_{isd}}{dt} = 0 \quad \textbf{(I.44)}$$

Après simplification on obtient :

$$\frac{di_{sd}^*}{dt} = \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma.Ls}(v_{sd} - R_t.i_{sd} + \sigma.Ls.\omega s.i_{sq} + \frac{Msr}{Lr.Tr}\phi_r) \quad \textbf{(I.45)}$$

La composante équivalente de tension est donnée par :

$$v_{sd_{eq}} = \sigma.Ls\frac{di_{sd}^*}{dt} + R_t.i_{sd} - \sigma.Ls.\omega s.i_{sq} - \frac{Msr}{Lr.Tr}\phi_r \quad \textbf{(I.46)}$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{isd}}{dt} = -K_{isd} \cdot Sgn(S_{isd}) = -\frac{di_{sd}}{dt} \quad \textbf{(I.47)}$$

La composante directe de tension de références est donnée par :

$$v_{sd_{ref}} = K_{isd} \cdot Sgn(S_{isd}) + \sigma.Ls\frac{di_{sd}^*}{dt} + R_t.i_{sd} - \sigma.Ls.\omega s.i_{sq} - \frac{Msr}{Lr.Tr}\phi_r \quad \textbf{(I.48)}$$

I.10.4 Régulateur du courant quadrature Isq :

La surface du courant est donnée par :

$$S_{isq} = i_{sq}^* - i_{sq} \quad \textbf{(I.49)}$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\frac{dS_{isq}}{dt} = \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{sq}}{dt} \quad \textbf{(I.50)}$$

On applique la condition suivante :

$$\frac{dS_{isq}}{dt} = 0 \qquad \textbf{(I.51)}$$

Après simplification on obtient :

$$\frac{di_{sq}^{*}}{dt} = \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma.Ls}\left(v_{sq} - R_t.i_{sq} - \sigma.Ls.\omega s.i_{sd} - \frac{Msr}{Lr.Tr}\phi_r\right) \qquad \textbf{(I.52)}$$

La composante équivalente de tension est donnée par :

$$v_{sq_{eq}} = \sigma.Ls\frac{di_{sq}^{*}}{dt} + R_t.i_{sq} + \sigma.Ls.\omega s.i_{sd} + \frac{Msr}{Lr.Tr}\phi_r \qquad \textbf{(I.53)}$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{isq}}{dt} = -K_{isq}\cdot Sgn(S_{isq}) = -\frac{di_{sq}}{dt} \qquad \textbf{(I.54)}$$

La composante quadrature de tension de références est donnée par :

$$v_{sq_{ref}} = K_{isq}\cdot Sgn(S_{isq}) + \sigma.Ls\frac{di_{sq}^{*}}{dt} + R_t.i_{sq} + \sigma.Ls.\omega s.i_{sd} + \frac{Msr}{Lr.Tr}\phi_r \qquad \textbf{(I.55)}$$

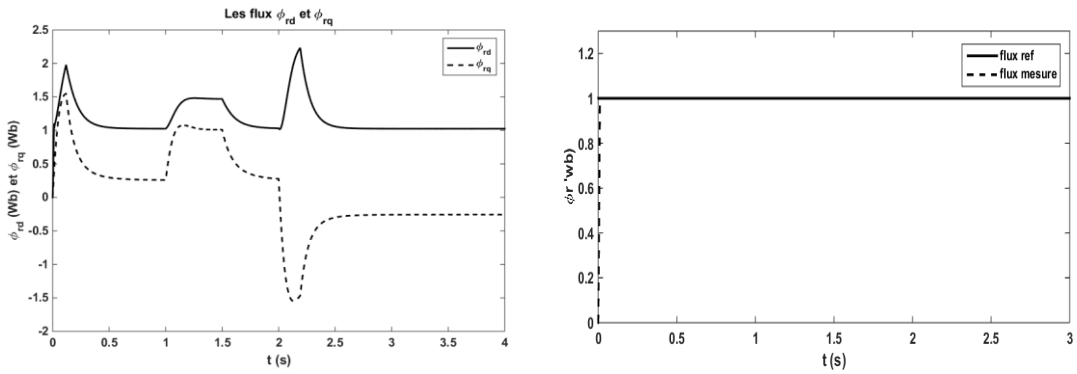
I.11 Résultats de simulation :

Les résultats de simulation présentent le comportement dynamique de la machine asynchrone commandée par mode de glissement, en deux versions :

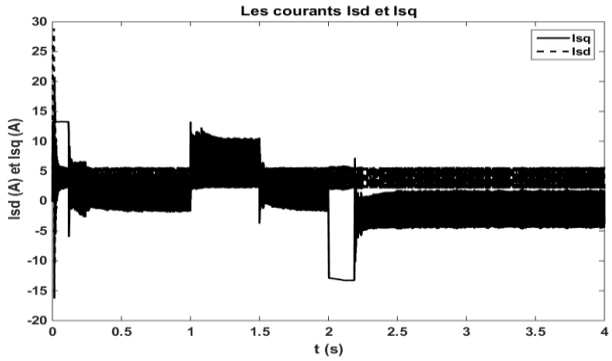
- Avec chattering, utilisant la fonction de commutation discontinue sign(S)
- Sans chattering, utilisant la fonction de saturation sat(S)

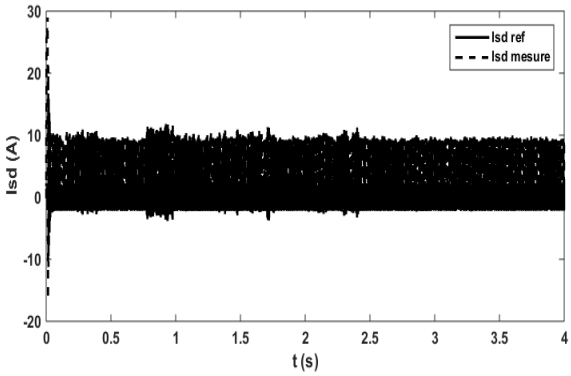
Les analyses sont menées en divisant le fonctionnement selon des intervalles temporels, définis par les changements de référence et l'application de la charge.

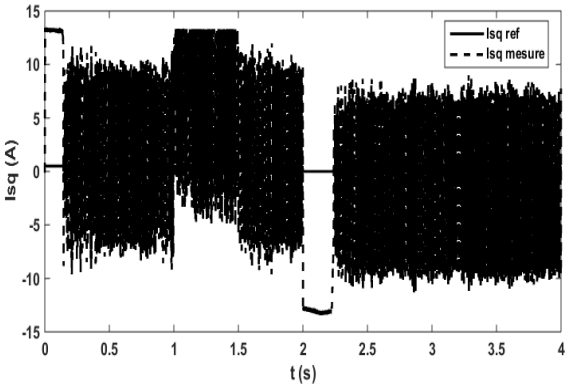
I.11.1 Résultats de simulation de la commande par mode de glissement de la MAS avec chattering :



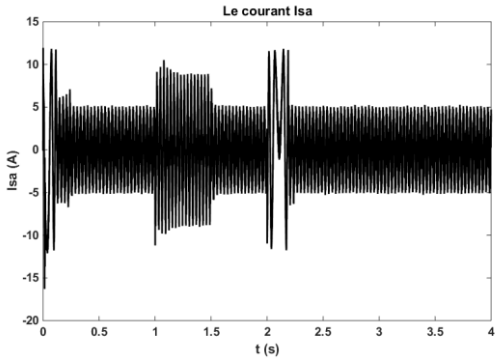
a) Flux rotorique(Wb).

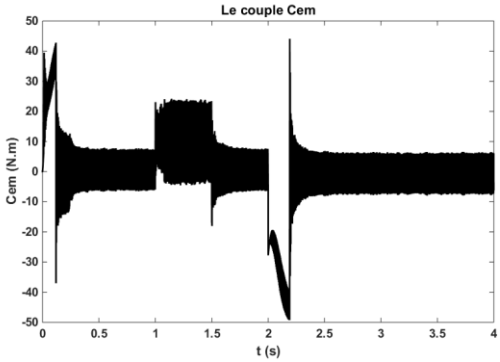




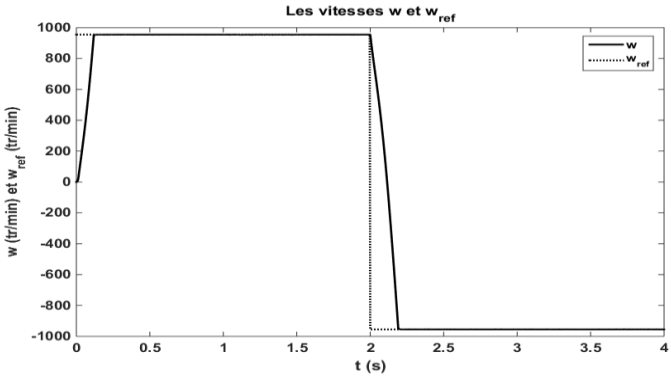


b) Courant Isd (A) et Isq(A).





c) Courant Ias (A). **d) Couple électromagnétique (Nm).**



e) Vitesse de rotation (tr/min).

Figure I.8 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS avec chattering et réponse à une perturbation de couple résistant (C_r) de 10 N.m.

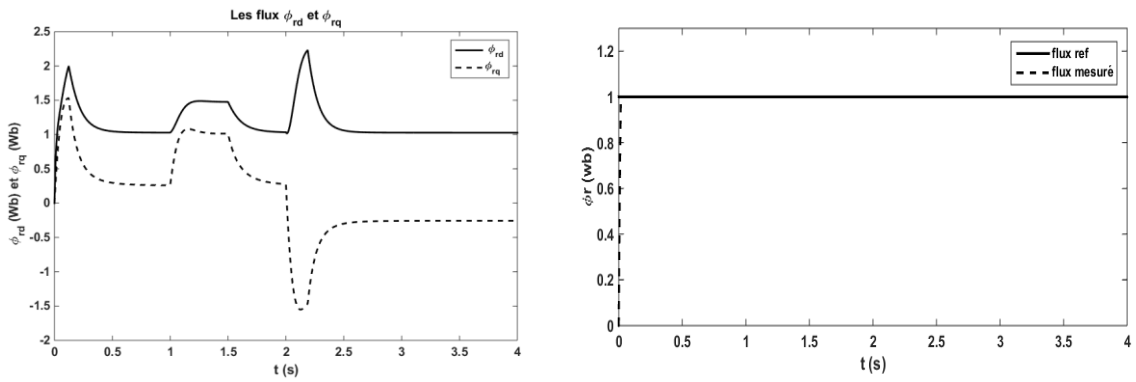
I.11.2 Interprétation des résultats :

Au démarrage, les flux rotoriques (ϕrdq) (figure I.8.a) augmentent rapidement pour atteindre leur valeur de référence, bien que légèrement perturbés par des oscillations dues au chattering, particulièrement visibles entre 0 et 0,3 s. Une fois le régime permanent atteint, (ϕrd) reste relativement stable. L'application de la charge à (t=1s) a peu d'effet, n'entraînant qu'une légère augmentation de (ϕrd), ce qui indique que l'orientation du flux est bien maintenue. Lors du changement de vitesse à (t=2s), la valeur de (ϕrd) demeure inchangée, mais les ondulations augmentent en raison de la dynamique de transition et de la discontinuité de la commande. Les courants statoriques(Isdq) (figure I.8.b) se stabilisent rapidement dès les premières centaines de millisecondes, ajustés pour imposer le flux (ϕrdq), puis restent constants en régime permanent. Lors de l'inversion de vitesse, (Isd) reste stable, tandis que (Isq) change de signe avec des fluctuations importantes.

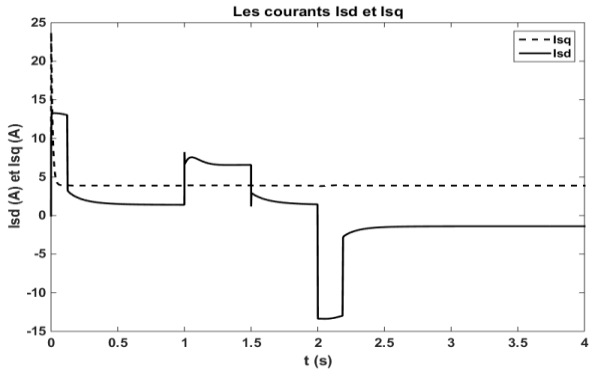
En régime permanent, le flux rotorique Φr est entièrement découplé et orienté selon l'axe d du repère synchronisé, assurant ainsi un suivi précis de sa consigne. De même, les composantes du courant statorique Isdq sont découplées et suivent leurs consignes respectives, tout en présentant un phénomène de broutement résiduel.

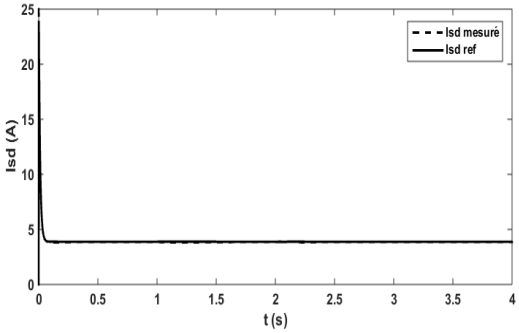
Le courant de phase (Ias) (figure I.8.c), après un pic initial, devient non sinusoïdal et reste irrégulier en régime permanent en raison du chattering. Il montre une augmentation d'amplitude à (t=1s) avec la charge, et une inversion de signe accompagnée de pics et creux instables lors du changement de vitesse. Le couple électromagnétique (Cem) (figure I.8.d) suit directement les variations du courant (Isq). Enfin, la vitesse de rotation (ω) (figure I.8.e) monte rapidement vers 100 rad/s avec des oscillations persistantes en régime transitoire, se stabilise ensuite autour de la consigne avec un léger bruit, et subit une transition rapide vers –100 rad/s lors du changement de sens.

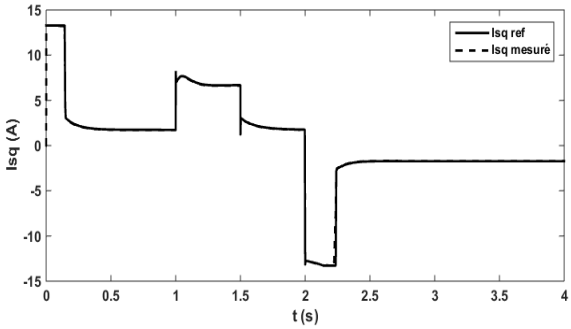
I.11.3 Résultats de simulation de la commande par mode de glissement de la MAS sans chattering :



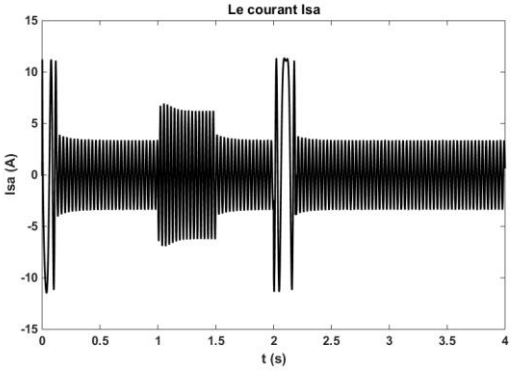
a) Flux rotorique(Wb).

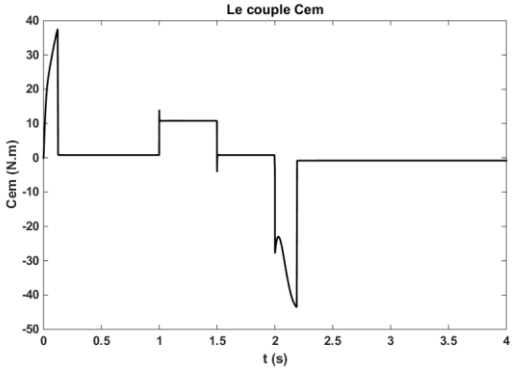




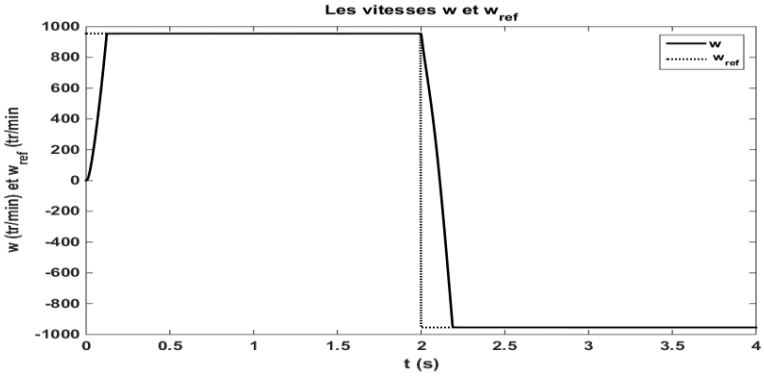


b) Courant Isd (A) et Isq(A).





c) Courant Ias (A). d) Couple électromagnétique (Nm).



e) Vitesse de rotation (tr/min).

Figure (I.9) : Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS sans chattering et réponse à une perturbation de couple résistant (C_r) de 10 N.m.

I.11.4 Interprétation des résultats :

Dès le démarrage, le flux rotorique (ϕrdq) (figure I.9.a) montent rapidement de manière progressive, avec des courbes lisses et sans oscillations, témoignant d'un bon contrôle du système. En régime permanent, les flux restent constants et bien régulés, reflétant la précision de la commande. Lors de l'inversion de vitesse, une légère perturbation apparaît sur (ϕrd) en raison de la transition dynamique et de la discontinuité de la commande, avant un retour rapide à la stabilité. Les courants statoriques (Isdq) (figure I.9.b) se stabilisent rapidement et demeurent stables et constants en régime permanent, avec seulement une perturbation négligeable lors du changement de vitesse.

En régime permanent, le flux rotorique Φr est entièrement découplé et orienté selon l'axe d du repère synchronisé, assurant ainsi un suivi précis de sa consigne. De même, les composantes du courant statorique Isdq sont découplées et suivent rigoureusement leurs références respectives.

Le courant de phase ias (figure I.9.c), quant à lui, présente des pics instables au démarrage, vite amortis grâce à une bonne réponse dynamique de la commande. Il devient ensuite une sinusoïde stable en régime permanent, et subit une inversion de signe accompagnée de pics et creux instables au moment du changement de vitesse, avant de retrouver une forme sinusoïdale. Enfin, la vitesse (ω) (figure I.9.e) atteint rapidement 100 rad/s au démarrage, reste stable et sans bruit en régime permanent, ne présente aucun changement notable sous l'effet de la charge, et effectue une transition rapide vers –100 rad/s sans oscillation lors de l'inversion de sens.

I.12 Etude de la robustesse de la commande :

Dans le domaine de l'automatique, la robustesse désigne la capacité d'un système de commande à maintenir ses performances malgré la présence d'incertitudes, de perturbations ou de variations des paramètres du modèle. Autrement dit, un système robuste est capable de fonctionner correctement même si certains paramètres du système changent ou si des perturbations extérieures viennent altérer son comportement [13].

Dans le cas des machines asynchrones, les principales sources d'incertitudes peuvent inclure [14] **:**

- la variation de la résistance statorique Rs due à l'échauffement,
- la variation de l'inductance statorique Ls liée à la saturation magnétique -ou aux phénomènes de vieillissement,
- des perturbations de charge (couple résistant variable influe sur le moment d'inertie),

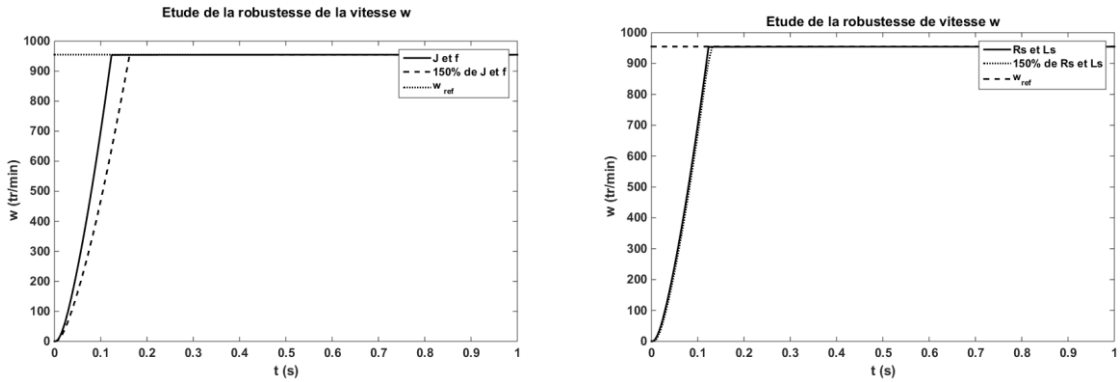
- des perturbations de tension ou de fréquence.

Une commande robuste doit donc être conçue pour tolérer ces variations sans compromettre la stabilité ou les performances du système.

I.12.1 Importance de l'étude de robustesse dans ce travail :

L'objectif de cette partie est de vérifier que la commande par mode glissant appliquée à la MAS est capable de maintenir les performances de régulation même en cas de variation significative de certains paramètres. Nous nous concentrerons sur deux scénarios de simulation.

- Dans un premier temps, nous simulerons une augmentation de 50 % de la résistance statorique et de l'inductance statorique Ls, puis nous observerons l'évolution de la vitesse.
- Dans un second temps, nous simulerons une augmentation de 50 % du moment d'inertie J et du coefficient de frottement visqueux f, et nous analyserons également l'impact sur la vitesse.



a) Augmentation de Rs et Ls. **b) Augmentation de J et f.**

Figure I.10 : Etude de la robustesse de la vitesse.

Les résultats présentés sur les courbes montrent que la commande par mode glissant appliquée à la machine asynchrone est capable de maintenir une régulation efficace de la vitesse, même en présence de variations significatives des paramètres du système. En effet, l'augmentation de (50%) de la résistance et de l'inductance statoriques, ainsi que celle du moment d'inertie et du coefficient de frottement visqueux, n'entraîne que de légères perturbations transitoires sans affecter notablement la stabilité ou la performance globale du système. Ces observations confirment la robustesse de la commande face aux incertitudes paramétriques et soulignent sa capacité à garantir un fonctionnement fiable dans des conditions variables.

I.13 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une modélisation complète de la machine asynchrone triphasée, en adoptant une approche rigoureuse à partir des équations fondamentales de l'électromagnétisme. La transformation de Park a permis de transposer le système dans un repère tournant, offrant un cadre de travail plus adapté au développement de lois de commande avancées.

Nous avons ensuite introduit la commande par mode glissant, qui repose sur la définition de surfaces de glissement assurant une convergence rapide et une robustesse élevée face aux perturbations. Cette méthode a été appliquée à la machine asynchrone selon une structure en cascade de régulateurs (vitesse, flux, courants), et les résultats de simulation ont mis en évidence l'efficacité de la stratégie, aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent.

Ces résultats ouvrent la voie à l'intégration d'observateurs dans la boucle de commande, pour permettre une commande sans capteurs ou en environnement incertain, ce qui fera l'objet des chapitres suivants.

Chapitre II : Etat de l’art des observateurs.

II.1 Introduction :

Dans les systèmes dynamiques non-mesurables directement dans leur totalité, notamment dans le domaine de la commande des machines électriques, le recours aux observateurs s'avère indispensable. Ces derniers permettent d'estimer les variables d'état non mesurées (comme la vitesse ou le flux) à partir des grandeurs mesurables et du modèle mathématique de la machine [15][16].

L'utilisation des observateurs est particulièrement pertinente dans le cadre de la commande sans capteur, où l'objectif est de remplacer les capteurs physiques (de vitesse ou de position) par des estimateurs logiciels [17][18]. Ceci permet de réduire le coût global du système, d'améliorer sa robustesse face aux perturbations et d'accroître sa fiabilité, notamment dans des environnements hostiles où les capteurs sont fragiles ou imprécis [19][20].

La commande par mode glissant, étudiée au chapitre précédent, repose souvent sur l'utilisation d'observateurs robustes pour compenser les incertitudes de modélisation ou de mesures. Dans ce contexte, les observateurs assurent la continuité de la commande même en présence de variations paramétriques ou de perturbations exogènes [21][22].

II.2 Structure générale d'un observateur :

Dans un système dynamique, notamment une machine électrique comme la machine asynchrone, certaines grandeurs internes essentielles à la commande (telles que les flux ou la vitesse) ne peuvent pas toujours être mesurées directement. Pour pallier cette limitation, on utilise des observateurs qui permettent d'estimer ces variables à partir des entrées et des sorties mesurables du système, tout en s'appuyant sur une modélisation mathématique [23][24].

Prenons comme base un système linéaire invariant dans le temps, modélisé dans l'espace d'état [23] [25] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_s x\ (t) + B_s u(t) & x[t_0] = x_0 \\ y(t) = C_s^t x(t) \end{cases} \qquad \textbf{(II.1)}$$

Où :

- x(t) est le vecteur d'état (souvent non mesurable directement),
- u(t) est le vecteur d'entrée (commande appliquée au système),
- y(t) est le vecteur des sorties accessibles à la mesure,
- As,Bs,Cs sont les matrices de l'espace d'état décrivant la dynamique du système.

Dans ce contexte, l'objectif de l'observateur est de fournir une estimation x̂(t) du vecteur d'état x(t), en exploitant les mêmes entrées u(t) et les sorties mesurées y(t). Pour cela, on conçoit un système auxiliaire dont la dynamique est définie comme suit [23]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_s\,\hat{x}(t) + B_s u(t) + G\,(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C_s^t \hat{x}(t) \end{cases} \qquad \textbf{(II.2)}$$

Où :

- x̂(t) est l'état estimé,
- ŷ(t) est la sortie estimée,
- G est le gain de l'observateur, choisi pour assurer la stabilité et la convergence de l'estimation.

La différence y(t)−ŷ(t), appelée erreur d'observation, est utilisée pour corriger dynamiquement l'estimation. Plus cette erreur est réduite, plus x̂(t) se rapproche de x(t).

Ce modèle est appelé observateur de Luenberger, une structure fondamentale qui serve de base à de nombreux autres types d'observateurs utilisés dans la commande de la machine asynchrone, notamment : observateurs à ordre réduit, à mode glissant, de Kalman, ou encore adaptatifs comme les observateurs MRAS.

II.3 Observateur d'ordre global :

Un observateur d'ordre global (ou full-order state observer) est un système dont l'ordre est égal à celui du système à observer. Dans le cadre de la commande d'une machine asynchrone (MAS), cet observateur permet de reconstruire l'intégralité de l'état du système à partir de mesures accessibles (comme les tensions et courants) et du modèle de la machine [23][26].

Le modèle linéaire de la MAS est décrit par l'équation d'état suivante [23][27] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_s x(t) + B_s u(t) & x[t_0] = x_0 \\ y(t) = C_s^t x(t) \end{cases} \quad \textbf{(II.3)}$$

Une estimation de l'état x̂(t) peut être formulée selon le modèle suivant [23] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A_s \hat{x} + B_s u + G(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C_s^t \hat{x} \end{cases} \quad \textbf{(II.4)}$$

Où :

- G est le gain de l'observateur,
- x(t) est le vecteur d'état réel,
- x̂(t)est le vecteur d'état estimé.

Le terme correctif G(y−ŷ) permet à l'observateur de compenser l'écart entre la sortie mesurée et la sortie estimée, assurant ainsi la convergence de l'estimation.

Cette approche garantit une bonne robustesse de l'observateur, à condition que le système (As,Cs) soit complètement observable et que les pôles de la matrice As−GCs soient placés convenablement dans le demi-plan gauche.

II.4 Application d'observateur d'ordre global à la commande de la machine asynchrone :

L'observateur d'ordre global (ou full-order observer) est souvent utilisé pour estimer simultanément toutes les variables d'état internes d'un système, y compris celles qui ne sont pas mesurables directement, comme la vitesse rotorique dans le cas d'une machine asynchrone (MAS). Dans cette section, un observateur est construit à partir d'un modèle réduit de la machine, en vue de reconstituer la vitesse à partir des courants et tensions mesurées. Cette approche permet une intégration efficace dans les stratégies de commande sans capteur, notamment dans les régulateurs à retour de vitesse estimée [23].

L'observateur est d'abord formulé en forme canonique, ce qui facilite le calcul du gain d'observation à partir du polynôme caractéristique de la matrice A_s. On choisit deux pôles réels égaux S_1=S_2=−p, ce qui garantit une réponse stable et rapide de l'observateur. La démarche consiste ensuite à transformer ce gain dans la base d'origine du système pour exprimer l'observateur dans le cadre physique réel de la machine [23].

L'observateur est conçu en forme canonique. Le polynôme caractéristique de la matrice A_s est :

$$\det(s.I-A_s)=s^2+a_1 s+a_0 \qquad \textbf{(II.5)}$$

On trouve :

$$a_0=\frac{R_{eq}f}{\sigma L_s J}+\frac{(\Phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J}\ ;\ a_1=\frac{R_{eq}}{\sigma L_s}+\frac{f}{J} \qquad \textbf{(II.6)}$$

Avec :

$$R_{eq}=R_s+\frac{L_s R_r}{L_r}$$

En choisissant deux pôles réels souhaités $S_1=S_2=-p$, on obtient la condition suivante sur les coefficients :

$$\alpha_1=2.p \text{ et } \alpha_0=p^2$$

Le vecteur de gain dans l'espace de forme canonique est :

$$\tilde{G}=\begin{bmatrix}\rho^2-\frac{1}{\sigma J}\left(\frac{f\,R_{eq}}{Ls}+\frac{(\Phi_r^* p)^2}{L_r}\right)\\ 2\rho-\left(\frac{R_{eq}}{\sigma L_s}+\frac{f}{J}\right)\end{bmatrix} \qquad \textbf{(II.7)}$$

Lamatrice de transformation entre l'espace de base et la forme canonique est donnée par:

$$T=\begin{bmatrix}\frac{L_m\Phi_r^* p^2}{L_r J} & \frac{R_{eq}}{\sigma L_s}\\ 0 & 1\end{bmatrix}\Rightarrow T^{-1}=\begin{bmatrix}\frac{L_r J}{L_m\Phi_r^* p^2} & \frac{R_{eq}L_r J}{\sigma L_s L_m\Phi_r^* p^2}\\ 0 & 1\end{bmatrix} \qquad \textbf{(II.8)}$$

Ainsi, le gain dans la base d'origine deviant :

$$G=\begin{bmatrix}g_1\\ g_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}(\alpha_0-a_0-\frac{R_{eq}}{\sigma L_s}(\alpha_0-a_0))\frac{L_r J}{L_m\Phi_r^* p^2}\\ \alpha_1-a_1\end{bmatrix} \qquad \textbf{(II.9)}$$

Et l'équation de l'observateur est mise sous la forme finale:

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}\hat{i}_{qs}\\ \hat{\omega}_m\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}-\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{\Phi_r^*}{\sigma L_m}-g_1\\ \frac{L_m\Phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J}-g_2\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\hat{i}_{qs}\\ \hat{\omega}_m\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}g_1\\ g_2\end{pmatrix}\omega_m+\begin{pmatrix}\frac{1}{\sigma L_s}\\ 0\end{pmatrix}v_{qs} \quad \textbf{(II.10)}$$

Ce dimensionnement permet une estimation rapide et précise des grandeurs d'état, en particulier la vitesse, dans les régulateurs sans capteur de la MAS.

II.5 Observateur par mode de glissement :

L'observateur par mode de glissement (SMO : Sliding Mode Observer) est une méthode non linéaire robuste utilisée pour estimer les états internes d'un système dynamique, notamment dans le cas des machines asynchrones commandées sans capteur. Il repose sur le principe du mode de glissement, qui force la dynamique de l'observateur à suivre celle du système à l'aide de signaux discontinus [23].

Contrairement à un observateur de Luenberger classique, la correction de l'erreur de sortie ne se fait pas de manière linéaire, mais à travers un terme de commande discontinu, généralement proportionnel au signe de l'erreur entre les sorties estimées et mesurées. Cela permet à l'observateur de rester précis même en présence de perturbations et d'incertitudes sur les paramètres [23].

Mathématiquement, un observateur à mode glissant pour la machine asynchrone peut être formulé sous la forme [23]:

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + H.sign(y(t) - \hat{y}(t))\\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t)\end{cases} \quad \textbf{(II.11)}$$

Où :

- $\hat{x}$(t) est l'état estimé,
- $H.sign(y(t) - \hat{y}(t))$est le terme de correction discontinu,
- H est une matrice de gain de glissement déterminée pour assurer la stabilité du mode de glissement.

Cette méthode garantit une convergence finie de l'estimation malgré les perturbations ou les variations paramétriques.

II.6 Application d'observateur par mode de glissement à la commande de la machine asynchrone :

Dans le cadre de la commande de la machine asynchrone, et plus précisément pour l'estimation des variables dynamiques via une approche robuste, un observateur par mode glissant est établi en s'appuyant sur une décomposition en deux sous-systèmes couplés. Ce type d'observateur permet de garantir la précision des estimations même en présence de perturbations et d'incertitudes, grâce aux propriétés de robustesse du mode glissant.

Le système à observer est exprimé par l'équation suivante [23]:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Req}{\sigma.Ls} & -\frac{\Phi r^*}{\sigma.Msr} \\ \frac{p^2.Msr.\Phi r^*}{j.Lr} & -\frac{f}{j} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.Ls} \\ 0 \end{bmatrix} V_{qs} \qquad \textbf{(II.12)}$$

Cette équation peut être reformulée sous forme partitionnée en deux sous-systèmes couples [23]:

$$\begin{cases} \dot{y} = -\frac{f}{j} y + \frac{p^2.Msr.\Phi r^*}{j.Lr} z \\ \dot{z} = -\frac{\Phi r^*}{\sigma.Msr} y - \frac{Req}{\sigma.Ls} z + \frac{1}{\sigma Ls} V_{qs} \end{cases} \qquad \textbf{(II.13)}$$

Le sous-système y représente ici une grandeur dynamique telle que la vitesse, tandis que z est associé à une composante de courant statorique. Ces équations intègrent la dynamique électromécanique du système, incluant les paramètres moteurs tels que les inductances, les couples électromagnétiques, et la résistance équivalente.

Sur cette base, le modèle de l'observateur par mode glissant est défini selon les équations suivantes [23]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{y}} = -\frac{f}{j}\hat{y} + \frac{p^2.Msr.\Phi r^*}{j.Lr}\hat{z} + L_1.\,\mathrm{sign}(\tilde{y}) \\ \dot{\hat{z}} = -\frac{\Phi r^*}{\sigma.Msr}\hat{y} - \frac{Req}{\sigma.Ls}\hat{z} + \frac{1}{\sigma.Ls}V_{qs} + L_2.\,L_1\,\mathrm{sign}(\tilde{y}) \end{cases} \qquad \textbf{(II.14)}$$

Où $\tilde{y}=y-\hat{y}$ est l'erreur d'estimation sur le premier sous-système. Le terme de correction $\text{sign}(\tilde{y})$ introduit une discontinuité contrôlée, qui permet de forcer l'erreur à converger rapidement vers zéro, malgré les incertitudes sur les paramètres du système.

L'évolution de cette erreur est décrite par l'équation [23]:

$$\dot{\tilde{y}} = -\frac{f}{j}\tilde{y} + \frac{p^2.Msr.\Phi r^*}{j.Lr}\tilde{z} - L_1\,\text{sign}(\tilde{y}) \qquad \textbf{(II.15)}$$

Lorsque le système entre en mode de glissement, le terme discontinu $\text{sign}(\tilde{y})$ peut être remplacé par son équivalent en moyenne [23] :

$$L_1\,(sign(\tilde{y}))_{eq} = \frac{p^2.Msr.\Phi r^*}{j.Lr}\tilde{z} \qquad \textbf{(II.16)}$$

La dynamique de l'erreur sur le second sous-système est alors [23]:

$$\dot{\tilde{z}} = -\frac{Req}{\sigma.Ls}\tilde{z} - L_2.L_1\text{sign}(\tilde{y}) \qquad \textbf{(II.17)}$$

En substituant l'expression de l'équivalent dans l'équation précédente, on obtient [23] :

$$\dot{\tilde{z}} = \left(-\frac{Req}{\sigma.Ls} - L_2\frac{p^2.Msr.\Phi r^*}{j.Lr}\right)\tilde{z} \qquad \textbf{(II.18)}$$

Cette forme révèle la condition de stabilité nécessaire: pour garantir la convergence exponentielle des erreurs, le terme global doit être strictement négatif. Cela impose des conditions de choix pour les gains de l'observateur. Par exemple, on choisit L_2 tel que [23] :

$$L_2 = \frac{j.Lr}{p^2.Msr.\Phi r^*}\left(q - \frac{Req}{\sigma.Ls}\right),\ q > 0 \qquad \textbf{(II.19)}$$

En parallèle, pour assurerl'attractivité de la surface de glissement sur le premier sous-système, le gain L_1 doit satisfaire la condition suivante [23] :

$$L_1\,|\,\tilde{y}\,| > \tilde{y}\left(-\frac{f}{j}\tilde{y} + \frac{p^2.Msr.\Phi r^*}{j.Lr}\tilde{z}\right) \qquad \textbf{(II.20)}$$

Finalement, la forme matricielle compacte de l'observateur peut être exprimée par [23]:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\hat{i}_{qs}\\ \hat{\omega}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{Req}{\sigma.Ls} & \frac{\Phi r^*}{\sigma.Msr}\\ \frac{p^2.Msr.\Phi r^*}{j.Lr} & -\frac{f}{j}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{i}_{qs}\\ \hat{\omega}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}L_1\\ L_2.L_1\end{bmatrix}\mathrm{sign}(\omega-\hat{\omega})+\begin{bmatrix}\frac{1}{\sigma.Ls}\\ 0\end{bmatrix}v_{qs} \quad \textbf{(II.21)}$$

Cette structure constitue la base de l'estimation robuste dans les régulateurs de vitesse sans capteur pour la machine asynchrone. Grâce à la dynamique introduite par le mode glissant, l'observateur assure un suivi efficace même en présence de paramètres incertains ou de mesures bruitées [23].

II.7 Observateur de Kalman :

L'observateur de Kalman est une méthode d'estimation optimale permettant d'évaluer l'état interne d'un système dynamique linéaire à partir de mesures bruitées. Il est particulièrement adapté aux systèmes où les mesures et le processus sont affectés par des bruits blancs gaussiens. Dans le cadre de la commande des machines asynchrones sans capteurs, cet observateur offre une alternative puissante pour estimer des variables comme la vitesse, le flux ou les courants internes, sans recourir à des capteurs physiques coûteux ou sensibles [28].

II.7.1 Principe général :

Le filtre de Kalman repose sur le modèle linéaire discret suivant[28] :

$$\begin{cases} x_k = F_k x_{k-1} + B_k u_k + w_k \\ z_k = H_k x_k + v_k \end{cases} \quad \textbf{(II.22)}$$

- x_k : vecteur d'état à estimer à l'instant k (par ex. flux, vitesse),
- u_k : vecteur des entrées (commandes),
- z_k: mesure accessible (par ex. courant statorique),
- w_k etv_k : bruits de processus et de mesure, de moyenne nulle et de covariances respectives Q_k et R_k,
- F_k ;B_k et H_k: matrices du système.

II.7.2 Étapes de calcul :

Le fonctionnement du filtre se déroule en deux phases : prédiction et correction [28].

a) Prédiction:

Estimation de l'état à l'instant k, en fonction de l'état precedent :

$$\hat{x}_{k|k-1} = F_k \hat{x}_{k-1|k-1} + B_k u_k \quad \textbf{(II.23)}$$

Estimation de la covariance de l'erreur :

$$P_{k|k-1} = F_k P_{k-1|k-1} F_k^T + Q_k \quad \textbf{(II.24)}$$

b) Mise à jour (correction) :

Calcul du gain de Kalman:

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^T (H_k P_{k|k-1} H_k^T + R_k)^{-1} \quad \textbf{(II.25)}$$

Mise à jour de l'état estimé:

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k(z_k - H_k \hat{x}_{k|k-1}) \quad \textbf{(II.26)}$$

Mise à jour de la covariance:

$$P_{k|k} = (I - K_k H_k) P_{k|k-1} \quad \textbf{(II.27)}$$

Ces équations permettent au filtre de Kalman de s'adapter en temps réel aux nouvelles mesures, en corrigeant dynamiquement ses estimations.

II.7.3 Application à la machine asynchrone :

L'observateur de Kalman est couramment utilisé pour estimer des grandeurs internes essentielles de la machine asynchrone (MAS), telles que la vitesse de rotation, les flux rotorique et statorique, ou encore les courants. Ces estimations permettent de supprimer les capteurs mécaniques dans les stratégies de commande sans capteur, comme la commande vectorielle ou la commande directe du couple (DTC), tout en garantissant une bonne précision et robustesse. Par ailleurs, il peut également être intégré dans des structures de commande avancées, telles que la commande par mode glissant, en fournissant les états nécessaires à la loi de commande [28].

Son principal avantage réside dans sa capacité à minimiser l'erreur quadratique moyenneentre l'état réel et l'état estimé, même en présence de bruits de mesure ou incertitudes de modélisation, ce qui en fait un choix privilégié dans les environnements industriels bruités. Cette propriété découle directement de la formulation optimale du filtre, qui repose sur une modélisation statistique des bruits d'état et de mesure, typiquement supposés gaussiensblancs [28].

II.8 Observateur à ordre réduit :

II.8.1 Principe général :

Un observateur à ordre réduit est conçu pour estimer uniquement les états non mesurés d'un système, en supposant que certains des états sont directement accessibles via les mesures. Cela permet de réduire la dimension de l'observateur, ce qui améliore l'efficacité

computationnelle et la stabilité numérique, tout en gardant une précision d'estimation suffisante pour la commande [26][29].

Considérons un système linéaire continu sous forme partitionnée [29]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = A_{11}x_1 + A_{12}x_2 + B_1u \\ \dot{x}_2 = A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + B_2u \\ y = x_1 \end{cases} \quad \textbf{(II.28)}$$

Où:

- x_1 représente la partie mesurable de l'état (mesurée directement),
- x_2 représente la partie non mesurable de l'état (à estimer),
- u est l'entrée du système.

On construit alors un observateur réduit pour x_2, basé sur l'équation [29] :

$$\dot{\hat{x}}_2 = A_{22}\hat{x}_2 + A_{21}y + B_2u + L(y - \hat{y}) \quad \textbf{(II.29)}$$

Avec:

- $\hat{x}_2$ l'estimation de x_2,
- L est le gain de l'observateur choisi pour assurer la convergence de l'estimation.

Cette structure permet de concentrer l'estimation uniquement sur les états cachés tout en utilisant les informations mesurables.

II.8.2 Application à la machine asynchrone :

L'observateur à ordre réduit est particulièrement adapté au cas de la machine asynchrone (MAS), où certaines variables comme les courants statoriques peuvent être mesurées directement, tandis que des grandeurs comme les flux rotorique ou la vitesse doivent être estimées. En réduisant le nombre d'états à observer, cette méthode permet une estimation ciblée avec une complexité réduite [29].

Pour cela, on effectue une transformation de base (changement de coordonnées) qui sépare les états mesurables x_1 (ex i_{ds}, i_{qs}) des états non mesurablesx_2 (ex ϕ_{dr},ϕ_{qr}). L'observateur est alors conçu uniquement pour estimer la dynamique de x_2, ce qui permet d'optimiser la structure et d'éviter de traiter inutilement les états déjà accessibles [26].

Le gain de l'observateur L est calculé généralement par placement de pôles de manière à obtenir une dynamique plus rapide que celle du système observé. Cela assure une bonne

réactivité de l'estimation tout en maintenant la stabilité. Cette méthode est classique dans la théorie des systèmes linéaires, mais doit être adaptée au comportement particulier de la MAS, notamment dans les régimes transitoires [29].

II.9 Observateur à modèle de référence (MRAS) :

L'observateur à modèle de référence (MRAS-Model Reference Adaptive System) repose sur le principe de comparer deux modèles de la machine asynchrone: un modèle de référence indépendant de la vitesse, et un modèle ajustable dépendant de la vitesse estimée. L'écart entre les deux sorties de modèles sert de signal d'adaptation pour corriger la vitesse estimée. Cette structure adaptative permet d'estimer la vitesse de la machine sans utiliser de capteur mécanique, ce qui est particulièrement adapté aux applications de commande sans capteur [19][21].

II.9.1 Principe général :

Un observateur de type MRAS (Model Reference Adaptive System) est une structure d'estimation basée sur l'utilisation de deux modèles parallèles du système étudié:

- un modèle de référence, indépendant de la variable à estimer (par exemple la vitesse),
- un modèle ajustable, qui dépend de cette variable.

L'idée fondamentale est d'ajuster dynamiquement un paramètre du modèle (comme la vitesse) de manière à minimiser l'erreur entre les sorties des deux modèles.

Considérons un système dynamique linéaire exprimé par [30]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad \textbf{(II.30)}$$

Où:

- $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état,
- $u(t) \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée,
- $y(t) \in \mathbb{R}^p$ est le vecteur de sortie mesurée.

Le principe MRAS applique deux structures d'observateurs [30] :

- Modèle de référence :

$$\begin{cases} \dot{x}_{ref}(t) = A_{ref}x_{ref}(t) + B_{ref}u(t) \\ y_{ref}(t) = C_{ref}x_{ref}(t) \end{cases} \quad \textbf{(II.31)}$$

- Modèle ajustable :

$$\begin{cases} \dot{x}_{adj}(t) = A_{adj}(\hat{\theta})x_{adj}(t) + B_{adj}u(t) \\ y_{adj}(t) = C_{adj}x_{adj}(t) \end{cases} \quad \textbf{(II.32)}$$

Où $\hat{\theta}$ est le paramètre estimé (souvent la vitesse $\hat{\omega}_r$ dans les machines asynchrones).

La différence entre les sorties des deux modèles définit une erreur d'estimation:

$$\epsilon(t) = y_{ref}(t) - y_{adj}(t) \quad \textbf{(II.33)}$$

Cette erreur est injectée dans une loi d'adaptation typiquement de type PI:

$$\hat{\theta}(t) = K_p \cdot \epsilon(t) + K_i \int_0^t \epsilon(\tau)d\tau \quad \textbf{(II.34)}$$

II.9.2 Application à la machine asynchrone :

L'observateur à modèle de référence (MRAS) est particulièrement adapté pour l'estimation de la vitesse dans les stratégies de commande sans capteur de la machine asynchrone (MAS). Il repose sur la comparaison entre deux modèles parallèles : un modèle de référence, indépendant de la vitesse, et un modèle ajustable, fonction de la vitesse estimée. L'erreur entre les sorties de ces deux modèles est utilisée comme signal d'adaptation pour ajuster dynamiquement la vitesse rotorique. Cette structure assure une estimation continue et précise, même en présence de perturbations ou d'incertitudes sur les paramètres de la machine [19][21].

Dans les applications de commande par mode glissant, l'observateur MRAS joue un rôle clé pour fournir une estimation robuste de la vitesse, indispensable à la synthèse de la loi de commande. En effet, cette stratégie repose sur une connaissance précise des variables d'état afin de garantir la convergence vers la surface de glissement. L'observateur MRAS, par sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, permet d'assurer cette condition sans recourir à un capteur de vitesse physique.

Bien que l'observateur MRAS soit également employé en commande vectorielle-où il sert à reconstituer la vitesse à partir du flux estimé-, il montre tout son intérêt dans des schémas de commande non linéaire comme la commande par mode glissant, grâce à sa capacité à s'adapter dynamiquement aux variations du système. Son intégration garantit une estimation en temps réel de la vitesse, assurant la stabilité et les performances de la commande, notamment en régime transitoire [19][21].

II.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une revue détaillée des différentes structuresd'observateurs utilisées dans la commande des machines asynchrones. Après une introduction générale sur le rôle des observateurs dans les systèmes dynamiques, en particulier dans les schémas de commande sans capteur, nous avons décrit les principales approches: observateur d'ordre global, observateur par mode de glissement, filtre de Kalman, observateur à ordre réduit et observateur à modèle de référence (MRAS).

Chaque structure a été analysée en mettant en évidence son principe de fonctionnement, son application spécifique à la machine asynchrone. Le choix de l'observateur dépend fortement du type de commande adoptée, du niveau d'incertitude présent dans le système, et des variables mesurables disponibles.

Parmi toutes les approches étudiées, les observateurs d'ordre global et par mode de glissement se distinguent par leur robustesse et leur aptitude à être intégrés dans des commandes non linéaires, telles que la commande par mode glissant. Leur capacité à estimer efficacement les états internes de la machine en présence de perturbations et de variations paramétriques les rend particulièrement adaptés aux environnements industriels exigeants.

Dans le chapitre suivant, nous nous focaliserons sur la mise en œuvre pratique de ces deux observateurs – l'observateur d'ordre global et l'observateur par mode glissant – dans une stratégie de commande par mode glissant appliquée à une machine asynchrone.

Chapitre III : Application des observateurs à la commande par mode glissant de la machine asynchrone.

III.1 Introduction :

Après avoir établi les fondements théoriques des observateurs dans le chapitre précédent, ce chapitre vise à mettre en œuvre deux structures d'observation - l'observateur d'ordre global et l'observateur par mode de glissement - au sein d'un schéma de commande robuste de la machine asynchrone (MAS) basé sur le mode glissant.

L'objectif est de comparer le comportement de la commande dans deux configurations : une commande en boucle ouverte, où la vitesse estimée n'est pas réinjectée dans le régulateur, et une commande en boucle fermée, dans laquelle la vitesse estimée est utilisée dans la boucle de régulation.

À travers cette démarche, on évalue la capacité des observateurs à maintenir les performances de la commande même en l'absence de capteurs mécaniques, en se basant sur des simulations sous MATLAB/Simulink. Les résultats obtenus permettront de valider l'efficacité des observateurs développés, et d'identifier les différences de performance entre les deux structures d'observation.

III.2 Intégration de l'observateur d'ordre global à la commande par mode glissant :

III.2.1 Équations utilisées :

L'intégration de l'observateur d'ordre global à la commande par mode glissant repose sur les équations définies précédemment dans le chapitre precedent (section II.4).Cet observateur est conçu en forme canonique, puis transformé dans la base d'origine du système pour estimer les grandeurs d'état, notamment la vitesse rotorique ω, indispensable à la commande.

Le modèle de la machine asynchrone est commandable et observable. Pour cela, on peut calculer les gains d'observabilité.

Après choix de pôles réels souhaités S1=S2=−p, le vecteur de gain d'observationG dans la base d'origine s'exprime comme suit [23]:

$$G = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\alpha_0 - a_0 - \frac{R_{eq}}{\sigma L_s}(\alpha_0 - a_0))\frac{L_r J}{L_m \Phi_r^* p^2} \\ \alpha_1 - a_1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.1)}$$

Où :

$$a_0 = \frac{R_{eq} f}{\sigma L_s J} + \frac{(\Phi_r^* p)^2}{\sigma L_r J} \; ; \; a_1 = \frac{R_{eq}}{\sigma L_s} + \frac{f}{J}$$

α_1=2.p etα_0=p^2

Φ_r^* est le flux rotorique de référence,

σ est le coefficient de dispersion,

L_s, L_r, L_m sont les inductances statorique, rotorique et mutuelle respectivement,

L'équation finale de l'observateur devient alors [23]:

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{\Phi_r^*}{\sigma L_m} - g_1 \\ \frac{L_m \Phi_r^* p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} - g_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega}_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \end{pmatrix} \omega_m + \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \end{pmatrix} v_{qs} \qquad \textbf{(III.2)}$$

Cette formulation permet une estimation dynamique de la vitesse et du courant i_{qs}, avec une correction basée sur l'erreur $\omega - \hat{\omega}$. Elle est directement utilisée dans les simulations de commande par mode glissant, en boucle ouverte et fermée.

III.2.2 Fonctionnementen boucle ouverte :

Dans cette première configuration, l'observateur d'ordre global est intégré à la simulation sans rétroaction de la vitesse estimée $\hat{\omega}$ dans la loi de commande. Autrement dit, la commande par mode glissant continue d'utiliser la vitesse réelle, tandis que l'observateur fonctionne en parallèle pour estimer cette vitesse à partir des courants mesurés et des tensions appliquées.

L'objectif de cette simulation est de vérifier la capacité de l'observateur à reconstruire fidèlement la dynamique de la vitesse rotorique, sans influencer directement le comportement de la machine. Ce mode de fonctionnement permet de valider la convergence et la précision de l'observateur indépendamment de son impact sur la commande.

Le schéma de simulation en boucle ouverte inclut :

- Le modèle complet de la machine asynchrone,
- La commande par mode glissant utilisant la vitesse réelle,
- L'observateur d'ordre global alimenté par les entrées (tension v_{qs}),
- Un comparateur entre la vitesse réelle ω et la vitesse estimée $\hat{\omega}$, pour analyser l'erreur d'estimation.

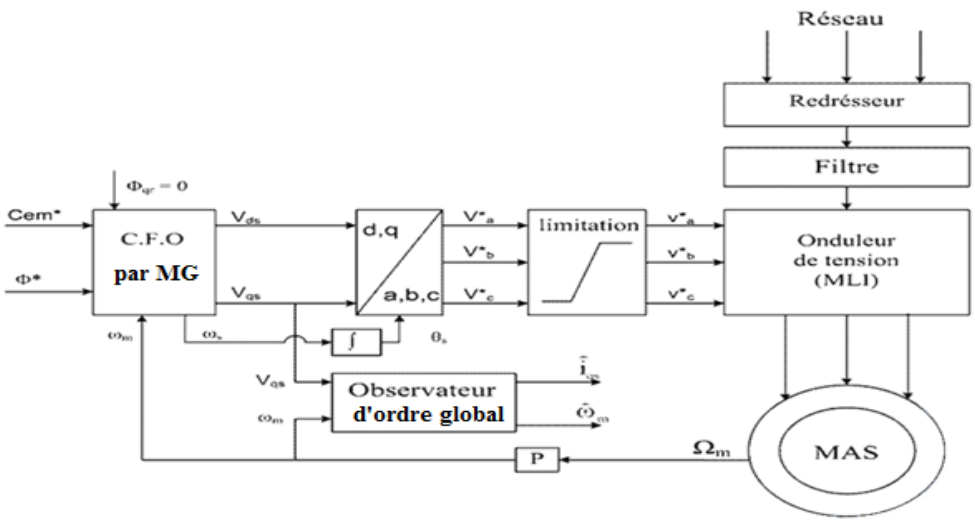


Figure III.1 : Association MAS-observateur en boucle ouverte [31].

Ce scénario permet de tracer les courbes comparatives de ω et $\widehat{\omega}$, ainsi que l'évolution de l'erreur d'estimation, sans que cette dernière n'affecte le fonctionnement de la boucle de commande.

III.2.3 Fonctionnementen boucle fermée :

Dans cette seconde configuration, la vitesse estimée $\widehat{\omega}$, obtenue via l'observateur d'ordre global, est utilisée en boucle fermée comme retour dans la loi de commande par mode glissant. Ainsi, la commande ne repose plus sur la vitesse réelle, mais sur sa valeur estimée, ce qui correspond à une stratégie de commande sans capteur.

L'objectif de cette simulation est de vérifier la robustesse et la performance de l'ensemble observateur-commande. L'interconnexion de l'observateur à la boucle de commande permet de former un système entièrement basé sur des grandeurs mesurées et estimées, comme ce serait le cas dans une application industrielle réelle où les capteurs de vitesse sont absents.

Le schéma de simulation est donc modifié pour :

- Supprimer l'accès direct à la vitesse réelle dans la commande,
- Alimenter le régulateur par la vitesse estimée $\widehat{\omega}$,
- Conserver la comparaison entre ω et $\widehat{\omega}$ uniquement à des fins d'analyse des performances.

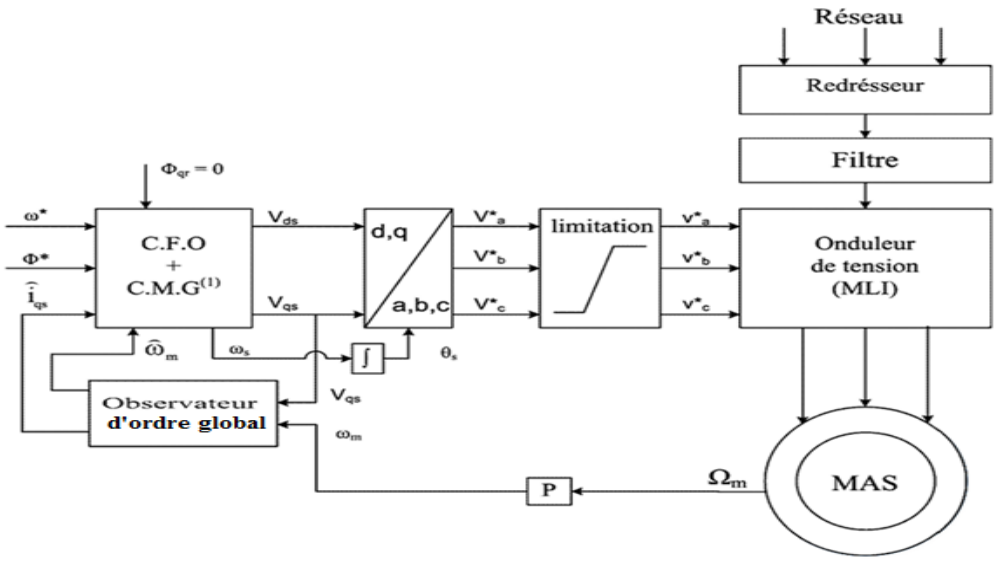
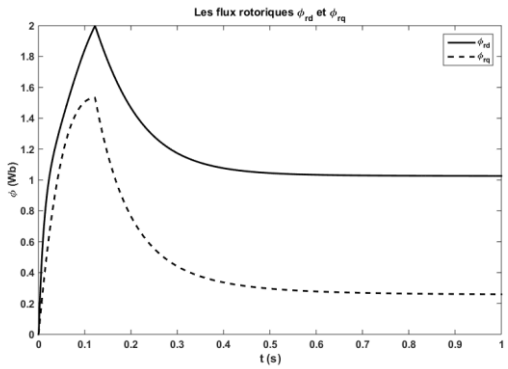


Figure III.2 : Association MAS - Observateur en boucle fermée [31].

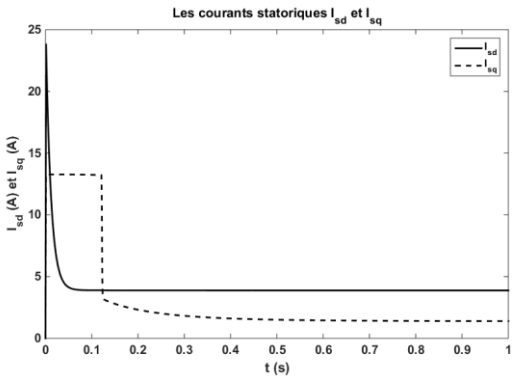
Ce scénario permet de tester la capacité du système à maintenir une régulation correcte du couple ou de la vitesse en s'appuyant exclusivement sur l'estimation, et de mettre en évidence l'impact (ou non) de l'erreur d'estimation sur les performances globales.

III.2.4 Résultats de simulation :

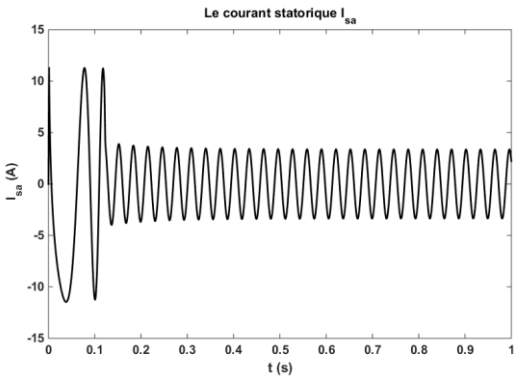
Les figures suivantes présentent les résultats de la simulation du démarrage à vide de la machine asynchrone avec commande par mode glissant, en intégrant un observateur d'ordre global.

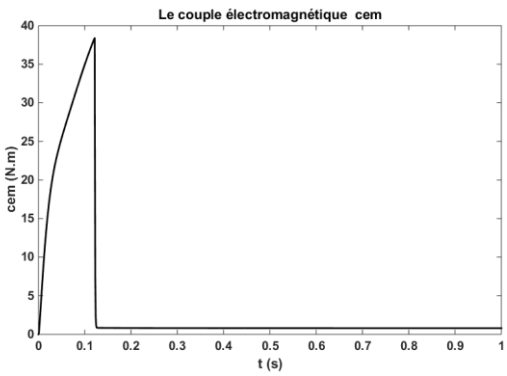


a) Flux rotorique (Wb).

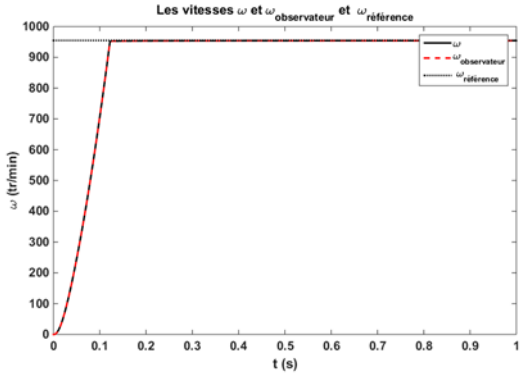


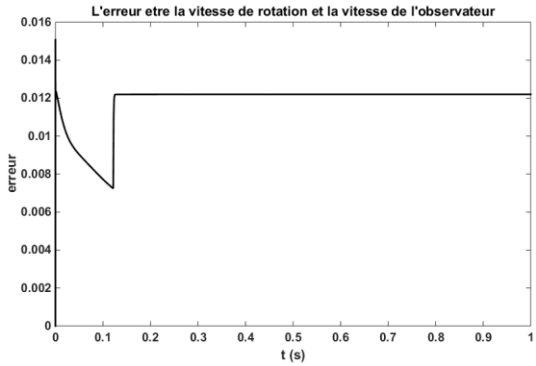
b) Courant statoriques I_{sd}(A) et I_{sq}(A).





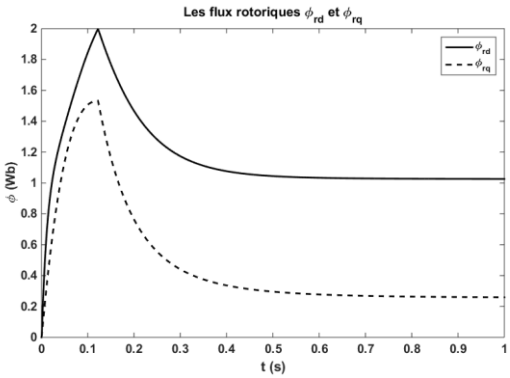
c) Courant statorique I_{as}(A). **d) Couple électromagnétique (Nm).**

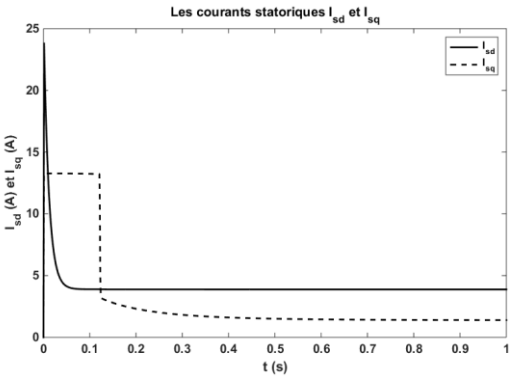




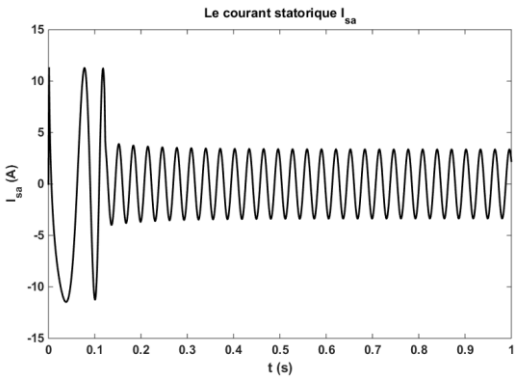
e) Les vitessesen (tr/min). **f) Erreur entre ω et $\omega_{observateur}$.**

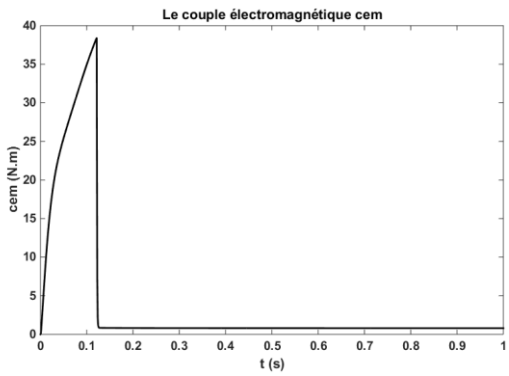
Figure III.3 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS avec observateur d'ordre global en boucle ouverte.



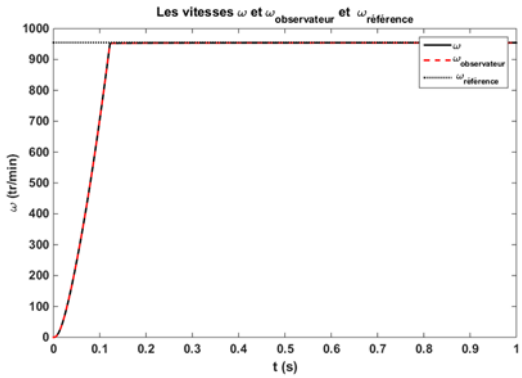


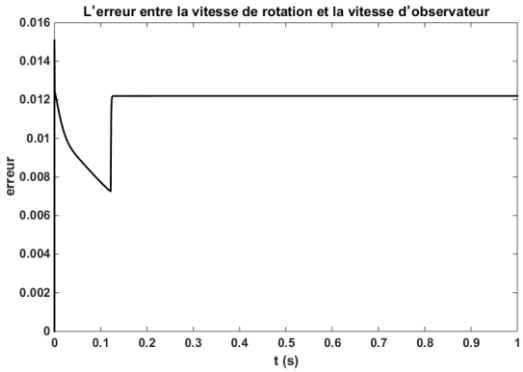
a) Flux rotorique (Wb). **b) Courant statoriques Isd (A) et Isq (A).**





c) Courant statorique Ias (A). **d) Couple électromagnétique (Nm).**





e) Les vitesses en (tr/min). **f) Erreur entre ω et $\omega_{observateur}$.**

Figure III.4 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS avec observateur d'ordre global en boucle fermée.

III.2.5 Interprétation des résultats :

Avant d'entamer l'analyse détaillée des figures, il est important de noter que les résultats obtenus en boucle fermée avec l'observateur d'ordre global présentent une dynamique très similaire à ceux observés en boucle ouverte. Les courbes de flux, de courants, de vitesse et d'erreur conservent une évolution quasiment identique dans les deux configurations, ce qui témoigne de la stabilité et de la précision de l'observateur, même lorsqu'il est intégré en boucle fermée.

Dès le démarrage, les flux rotoriques (ϕ_{rd}) et (ϕ_{rq}) (figures III.3.a et III.4.a) montent progressivement, sans oscillations notables, indiquant un bon comportement dynamique. En régime permanent, les flux restent bien régulés dans les deux configurations (BO et BF), sans déviation ni bruit significatif, ce qui confirme la stabilité du système.

Les courants statoriques (I_{sd}) et (I_{sq}) (figures III.3.b et III.4.b) se stabilisent rapidement dans les deux cas (en boucle ouverte et boucle fermée). Cela montre que l'estimation réalisée

à l'aide de l'observateur d'ordre global n'affecte pas la qualité du suivi de courant, et que la dynamique de réponse reste correcte et robuste face aux variations.

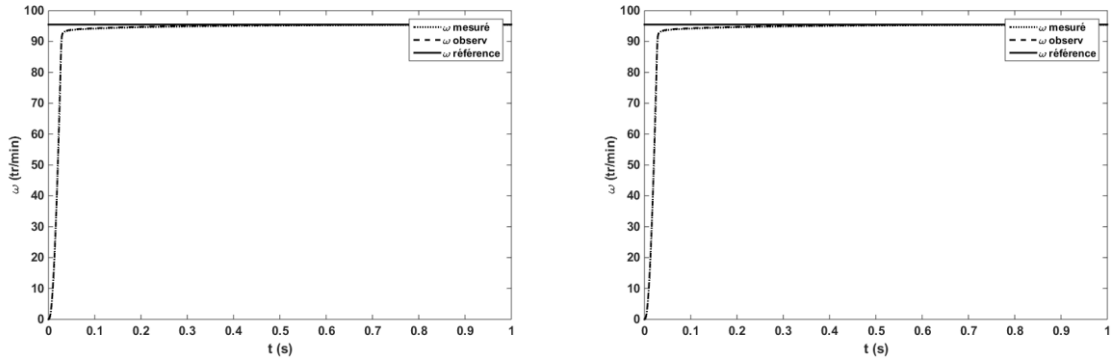
Le courant de phase (I_{sa}) (figures III.3.c et III.4.c) présente des pointes modérées au démarrage, qui sont rapidement amorties. En régime permanent, il devient sinusoïdal.

Le couple électromagnétique (figures III.3.d et III.4.d) reste nul pendant la phase à vide, avec un pic transitoire. La réponse est similaire entre les deux configurations, prouvant que la commande conserve un bon suivi même sans capteur.

Concernant la vitesse (figures III.3.e et III.4.e), la comparaison entre (ω) réelle et ($\widehat{\omega}$) montre une excellente superposition. Dès le démarrage, l'estimation converge rapidement vers la vitesse réelle. En boucle fermée, la vitesse estimée utilisée en retour garantit un comportement presque identique à celui de la boucle ouverte, validant la robustesse de l'observateur.

Enfin, l'erreur ($\omega - \widehat{\omega}$) (figures III.3.f et III.4.f) est très faible, proche de zéro après un bref transitoire. Cette précision est maintenue dans les deux cas, ce qui démontre la performance de l'observateur d'ordre global, même en boucle fermée.

Afin de démontrer les performances de l'observateur de vitesse, nous avons simulé sa réponse dans plages de vitesse faible. Les résultats de la figure III.5 montrent les excellentes performances de l'observateur de vitesse pour les plages de vitesse faible. L'estimation de la vitesse a été réalisée avec succès. Les valeurs estimées sont identiques aux valeurs mesurées. La réponse du machine asynchrone avec l'observateur de vitesse donne des résultats similaires à ceux obtenus avec le capteur de vitesse (figure III.5).



a) en boucle ouverte **b) en boucle fermée**

Figure III.5 La réponse de l'observateur dans la vitesse est faible w=10rd/s

III.3 Intégration de l'observateur par mode de glissement à la commande par mode glissant :

III.3.1 Équations utilisées :

L'intégration de l'observateur par mode de glissement à la commande par mode glissant repose sur le modèle robuste développé précédemment dans la sectionII.6. Cette structure utilise une correction discontinue de type sign($\omega - \hat{\omega}$) pour garantir la convergence de l'estimation malgré les incertitudes de modélisation.

Après analyse de la dynamique du système, les gains de l'observateur sont déterminés pour assurer la stabilité du mode de glissement. Le gain L, garantissant l'attractivité de la surface de glissement sur la dynamique du courant, s'exprime selon l'équation [23]:

$$L_2 = \frac{j.Lr}{p^2.Msr.\Phi r^*}\left(q - \frac{Req}{\sigma.Ls}\right),\ q > 0 \qquad \textbf{(III.3)}$$

Où :

- L_s, L_r, $L_m = M_{sr}$: inductances rotorique, statorique et mutuelle,
- Φ_r^* : flux rotorique de référence,
- R_{eq} : résistance équivalente statorique,
- σ : coefficient de dispersion,
- q : paramètre libre de placement de pôle.

La structure complète de l'observateur est donnée sous forme matricielle par l'équation [23]:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\hat{i}_{qs}\\ \hat{\omega}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}-\frac{Req}{\sigma.Ls} & \frac{\Phi r^*}{\sigma.Msr}\\ \frac{p^2.Msr.\Phi r^*}{j.Lr} & -\frac{f}{j}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{i}_{qs}\\ \hat{\omega}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}L_1\\ L_2.L_1\end{bmatrix} sign(\omega - \hat{\omega}) + \begin{bmatrix}\frac{1}{\sigma.Ls}\\ 0\end{bmatrix} v_{qs} \qquad \textbf{(III.4)}$$

Cette formulation permet une estimation robuste et en temps réel de la vitesse rotorique $\hat{\omega}$ à partir des grandeurs mesurées (i_{qs} et v_{qs}), même en présence de perturbations.

III.3.2 Fonctionnement en boucle ouverte :

Dans cette première configuration, l'observateur par mode de glissement est intégré à la simulation sans rétroaction de la vitesse estimée$\hat{\omega}$ dans la loi de commande. La commande par mode glissant continue donc à utiliser la vitesse réelle, ou une consigne imposée, tandis

que l'observateur reconstruit en parallèle la dynamique de la vitesse à partir des grandeurs mesurées.

Ce fonctionnement permet de tester indépendamment la robustesse de l'estimation, sans perturber le comportement du système. En particulier, il permet d'évaluer :

- la vitesse de convergence de l'observateur,
- la précision de l'estimation par rapport à la valeur réelle,
- la réponse de l'observateur en régime transitoire et permanent.

Le schéma de simulation en boucle ouverte inclut :

- le modèle complet de la machine asynchrone,
- la commande par mode glissant utilisant ω,
- l'observateur SMO basé sur les mesures de i_{qs} et v_{qs},
- un comparateur $\omega - \hat{\omega}$ pour visualiser l'erreur d'estimation.

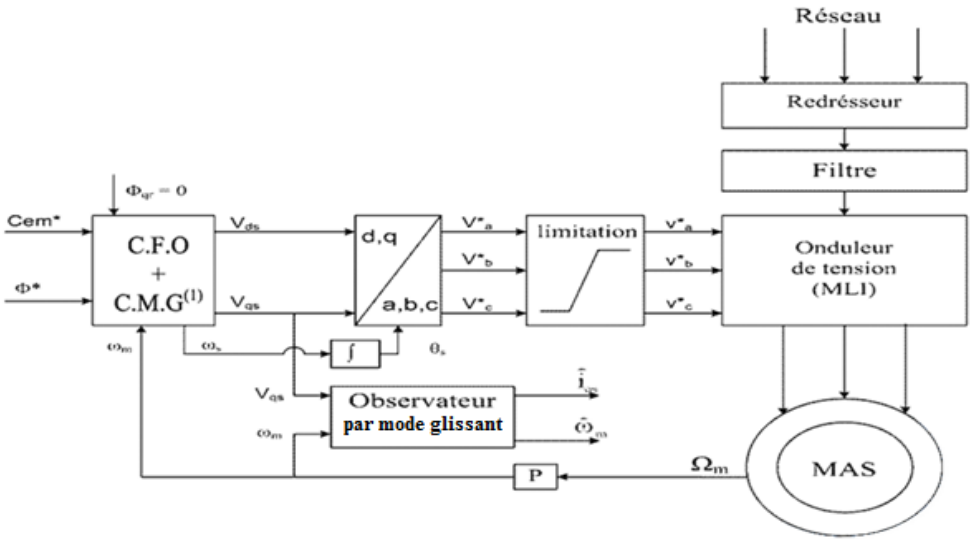


Figure III.6 : Association MAS-observateur en boucle ouverte [31].

Ce scénario permet de tracer les courbes comparatives de ω et $\hat{\omega}$, ainsi que l'évolution de l'erreur d'estimation, sans que cette dernière n'affecte le fonctionnement de la boucle de commande.

III.3.3 Fonctionnement en boucle fermée :

Dans cette configuration, l'estimation $\widehat{\omega}$, issue de l'observateur par mode de glissement, est injectée directement dans la loi de commande par mode glissant, en remplacement de la vitesse réelle. Il s'agit d'une stratégie sans capteur, où la commande est entièrement fondée sur des valeurs mesurées et estimées.

Cette simulation permet de tester:

- la capacité du système à fonctionner uniquement à partir d'estimations,
- l'impact de l'estimation sur la qualité du suivi de la consigne,
- la stabilité de la boucle fermée avec l'observateur intégré.

Le schéma de simulation en boucle fermée comprend:

- suppression de la vitesse réelle dans la commande,
- utilisation de $\widehat{\omega}$ comme retour dans le correcteur,
- conservation de ω uniquement à des fins de comparaison.

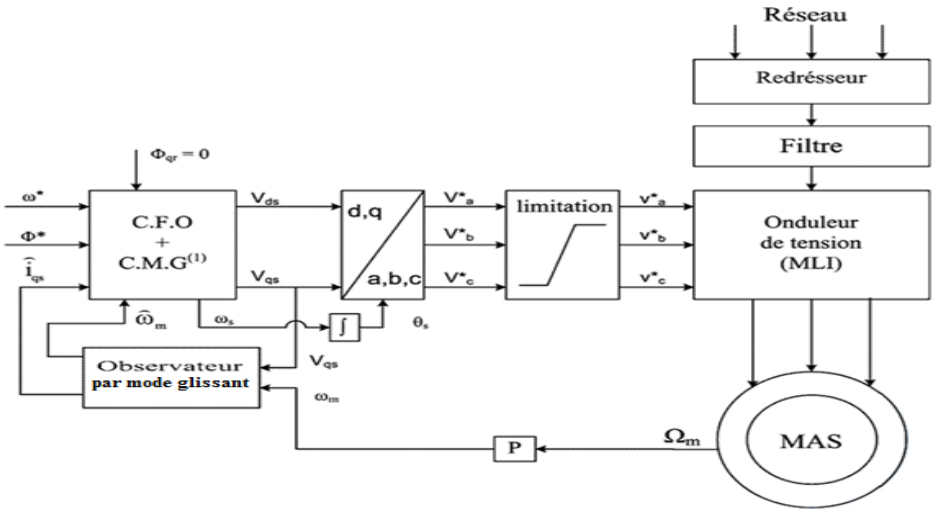
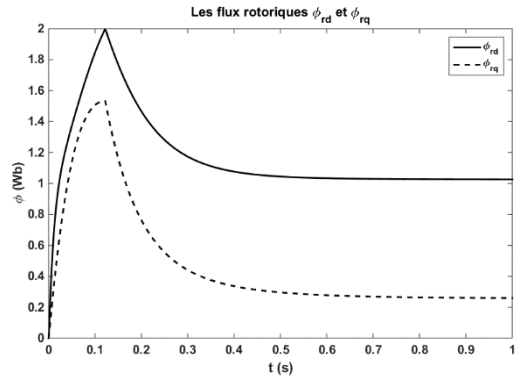


Figure III.7 : Association MAS - Observateur en boucle fermée [31].

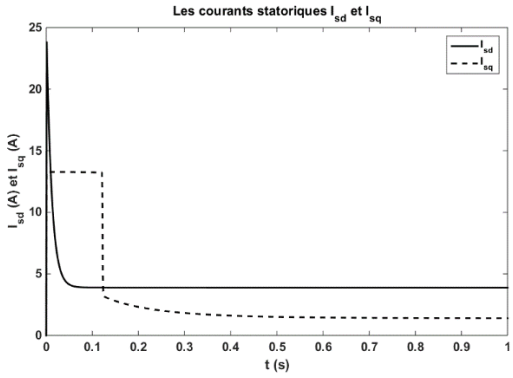
Ce scénario permet de valider l'application de l'observateur SMO dans un contexte de commande robuste sans capteur, tout en garantissant la précision et la stabilité de la régulation.

III.3.4 Résultats de simulation :

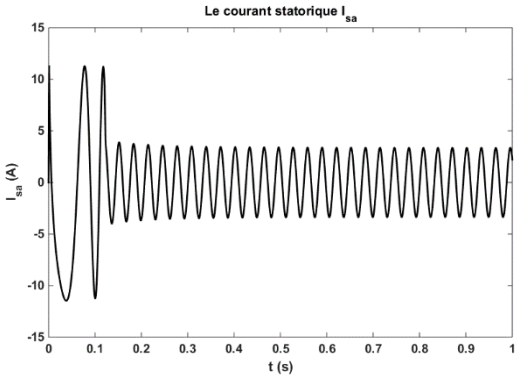
Les figures suivantes illustrent la réponse dynamique de la machine asynchrone commandée par mode glissant avec intégration d'un observateur par mode glissant.



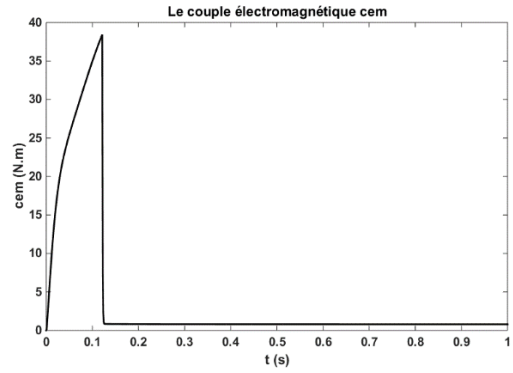
a) Flux rotorique(Wb).



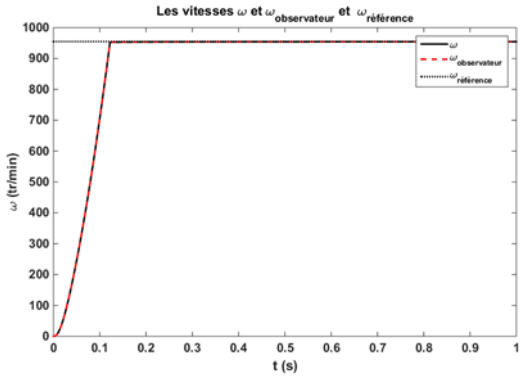
b) Courant statoriques Isd (A) et Isq(A).



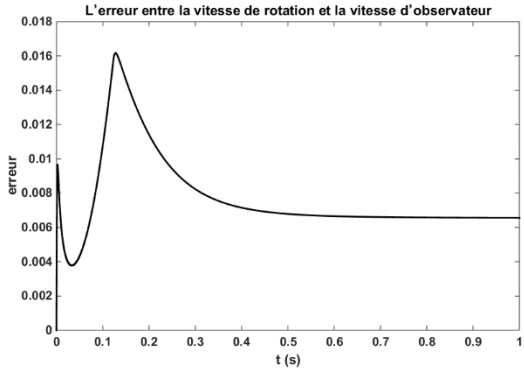
c) Courant statorique Ias (A).



d) Couple électromagnétique (Nm).

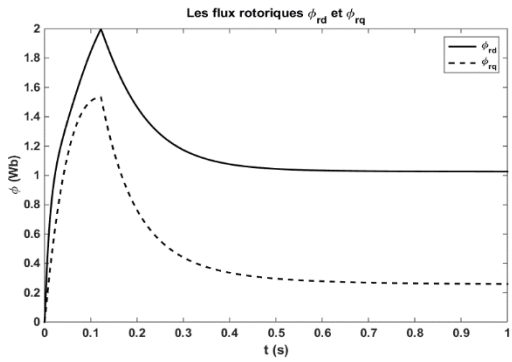


e) Les vitesses en (tr/min).

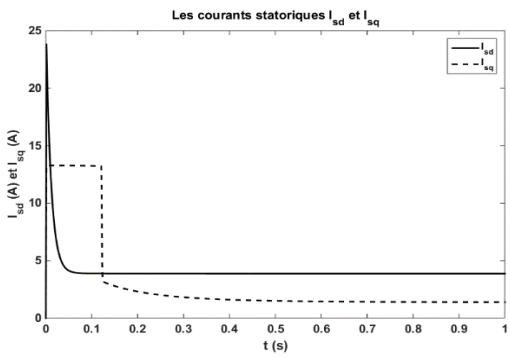


f) Erreur entre ω et $\omega_{observateur}$.

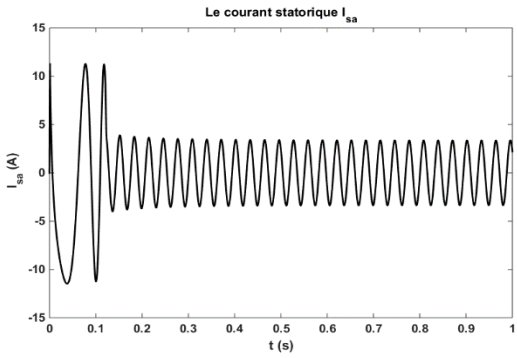
Figure III.8 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS avec observateur par mode glissant en boule ouvert.



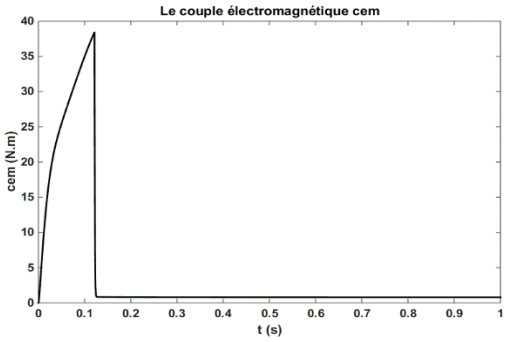
a) Flux rotorique(Wb).



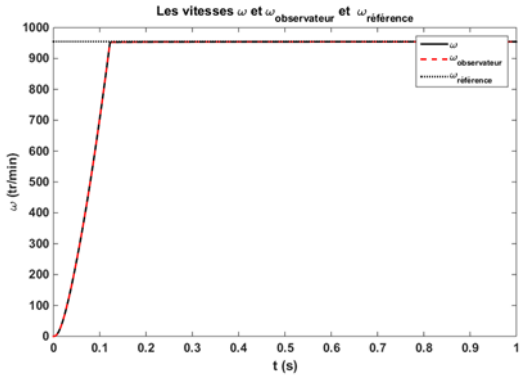
b) Courant statoriques Isd (A) et Isq(A).



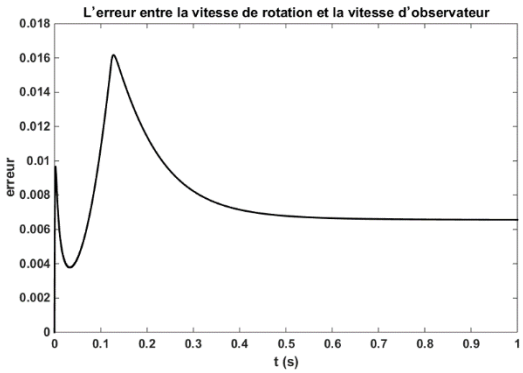
c) Courant statorique Ias (A).



d) Couple électromagnétique (Nm).



e) Les vitesses en (tr/min).



f) Erreur entre ω et $\omega_{observateur}$.

Figure III.9 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la commande par mode de glissement de la MAS avec observateur par mode glissant en boule fermé.

III.3.5 Interprétation des résultats :

Avant d'entamer l'analyse détaillée des figures, il est important de noter que les résultats obtenus en boucle fermée présentent une dynamique très similaire à ceux observés en boucle ouverte. Les courbes de flux, de courants, de vitesse et d'erreur conservent une évolution quasiment identique dans les deux configurations, ce qui témoigne de la robustesse de l'observateur par mode de glissement, même lorsque la commande repose exclusivement sur les grandeurs estimées.

Dès le démarrage, les flux rotoriques (ϕ_{rd})et (ϕ_{rq}) (figures III.7.a et III.8.a) montent progressivement, sans oscillations notables, indiquant un bon comportement dynamique de l'observateur par mode de glissement. En régime permanent, les flux restent bien régulés et constants dans les deux configurations (boucle ouverte et boucle fermée), ce qui confirme la précision et la stabilité de l'estimation même en l'absence de capteur physique.

Les courants statoriques (I_{sd}) et (I_{sq}) (figures III.8.b et III.9.b) se stabilisent rapidement dans les deux cas. Cela confirme que l'estimation via le SMO ne dégrade pas la qualité du suivi de courant.

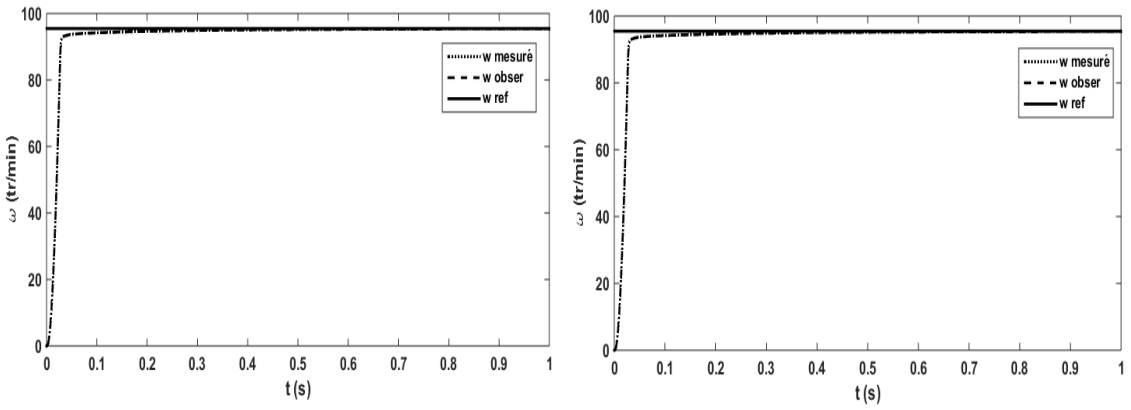
Le courant (I_{sa}) (figures III.8.c et III.9.c) présente des pointes maîtrisées au démarrage, puis s'établit en sinusoïde stable.

Le couple électromagnétique (figures III.8.d et III.9.d) reste globalement nul, avec de légères oscillations au moment des transitions. Aucune instabilité n'est observée, même avec la fermeture de la boucle.

Pour la vitesse (figures III.8.e et III.9.e), le suivi de ($\widehat{\omega}$)par rapport à (ω)est précis dès les premières millisecondes. L'estimation est rapide et robuste. En boucle fermée, la commande réagit efficacement sans dégradation, ce qui valide le SMO dans une structure sans capteur.

L'erreur ($\omega-\widehat{\omega}$)(figures III.8.f et III.9.f) montre une légère phase transitoire, plus marquée qu'avec l'observateur global, mais elle converge rapidement vers zéro. Cette performance robuste même en boucle fermée illustre la capacité du SMO à maintenir la stabilité et la précision malgré les non-linéarités et incertitudes du modèle.

Afin d'évaluer les performances de l'observateur de vitesse, sa réponse a été simulée pour des plages de vitesses faibles. Les résultats présentés à la figure III.10 mettent en évidence l'excellente précision de l'observateur dans cette plage de fonctionnement. L'estimation de la vitesse a été réalisée avec succès : les valeurs estimées coïncident parfaitement avec les mesures.



a) en boucle ouverte **b) en boucle fermée**

Figure III.10 : La réponse de l'observateur dans la vitesse est faible w=10rd/s

III.4 Comparaison entre les deux observateurs :

Dans cette section, nous comparons les performances de l'observateur d'ordre global (OOG) et de l'observateur par mode de glissement (SMO) appliqués à la commande sans capteur d'une machine asynchrone. Tous deux permettent une reconstruction efficace de la vitesse rotorique et une bonne régulation des courants et flux.

Voici un tableau synthétique comparant les deux observateurs pour chaque type de courbe simulée :

Grandeur observée	Comportement avec OOG	Comportement avec SMO	Observateur préféré
Flux rotorique ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	Montée progressive, stable et sans oscillations.	Réponse similaire.	Équivalence
Courants statoriques I_{sd}, I_{sq}	Suivi fluide, peu d'ondulation en régime transitoire, très stable en régime permanent	Réponse similaire.	Équivalence
Courant de phase I_{sa},	Forme sinusoïdale claire en régime permanent, pics modérés au démarrage	Réponse similaire.	Équivalence
Couple électromagnétique Cem	Réponse douce, sans oscillations importantes	Réponse similaire.	Équivalence
Vitesse ω	Suivi précis et fluide	Réponse similaire.	Équivalence
Erreur $\omega - \widehat{\omega}$	Convergence rapide (≈ 0,12 s) vers une erreur faible (≈ 0,012)	Convergence lente, perturbée, mais erreur finale plus faible (≈ 0,007)	SMO (meilleure précision), OOG (meilleur temps de réponse)

Tableau III.1: Comparaison des performances entre l'observateur d'ordre global (OOG) et l'observateur par mode de glissement (SMO) selon les grandeurs physiques simulées.

Le tableau suivant présente une comparaison plus fine de l'erreur d'estimation entre les deux observateurs, en analysant leur comportement dynamique durant les phases transitoires et en régime permanent :

Critère	observateur d'ordre global	Observateur par mode de glissement
Temps de réponse initial	Très rapide : stabilisation à 0,012 en ≈ 0,12 s	Plus lent : atteint une erreur max de 0,5 avant stabilisation
Erreur finale (régime permanent)	0,012	0,007 (meilleure précision finale)
Stabilité transitoire	Transitoire plus doux, sans oscillation importante	Transitoire plus perturbé, présence de chocs initiaux
Observation	Bonne réactivité, mais erreur finale plus élevée	Moins rapide, mais meilleure précision à long terme

Tableau III.2 : Analyse comparative de l'erreur d'estimation de la vitesse rotorique ($\omega - \hat{\omega}$) pour les deux observateurs.

L'analyse détaillée de l'erreur d'estimation met en évidence un compromis clair entre les deux observateurs : l'OOG présente un temps de réponse plus rapide avec une erreur modérément faible en régime permanent, tandis que le SMO, bien que plus sensible aux perturbations transitoires, converge vers une erreur plus faible (0,007 contre 0,012). Ce constat confirme la supériorité du SMO en termes de précision d'estimation, et celle de l'OOG en termes de rapidité et de stabilité transitoire.

III.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons appliqué deux types d'observateurs - l'observateur d'ordre global et l'observateur par mode de glissement - à la commande par mode glissant d'une machine asynchrone. L'objectif principal était d'évaluer leur efficacité dans un contexte de commande sans capteur, à travers une double simulation : en boucle ouverte (où la vitesse estimée n'est pas utilisée dans la commande) et en boucle fermée (où elle l'est).

Les résultats de simulation ont mis en évidence la capacité des deux observateurs à reconstruire avec précision la vitesse rotorique, sans altérer les performances du système. L'observateur d'ordre global, de conception classique, s'est montré efficace dans un contexte linéaire, tandis que l'observateur par mode de glissement a confirmé sa robustesse face aux perturbations et aux incertitudes paramétriques. Les courants statoriques, les flux rotoriques et le couple électromagnétique présentent une évolution régulière, avec une bonne réponse transitoire et une stabilité en régime permanent.

L’intégration de ces observateurs dans la commande par mode glissant permet ainsi de maintenir une régulation stable et performante, tout en supprimant le recours aux capteurs mécaniques. Ces travaux valident la pertinence de l’approche sans capteur pour la commande avancée de la machine asynchrone et ouvrent des perspectives concrètes pour une mise en œuvre industrielle.

Conclusion générale :

Dans ce mémoire, nous avons exploré une approche de commande avancée appliquée à une machine asynchrone triphasée, en combinant la commande par mode glissant à des techniques d'estimation d'état à l'aide d'observateurs. Ce travail s'inscrit dans une démarche de commande sans capteur, dont l'objectif est d'augmenter la stabilité et la précision des entraînements électriques à vitesse variable, tout en limitant les coûts et la dépendance aux capteurs mécaniques souvent sensibles ou coûteux.

Le premier chapitre a permis de poser les fondements nécessaires en modélisant rigoureusement la machine asynchrone dans le repère de Park, ce qui a facilité l'expression des équations dynamiques dans une forme adaptée à la commande vectorielle. Nous avons ensuite mis en œuvre une commande par mode glissant structurée autour de régulateurs en cascade pour la vitesse, le flux rotorique, et les courants statoriques. Les résultats de simulation ont mis en évidence la capacité de cette commande à assurer une régulation stable et précise, même en présence de perturbations externes ou de variations des paramètres du système.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude approfondie des observateurs d'état, en présentant plusieurs structures théoriques : observateur d'ordre global, observateur par mode de glissement, observateur de Kalman, observateur à ordre réduit, et observateur MRAS. L'analyse a permis de mieux comprendre les principes de conception de ces estimateurs et d'identifier les plus adaptés à une intégration dans une commande non linéaire.

Dans le troisième chapitre, nous avons intégré ces deux observateurs dans le schéma de commande par mode glissant. Pour chaque observateur, des simulations ont été réalisées en boucle ouverte et en boucle fermée, afin d'évaluer l'impact de l'estimation sur la qualité de la commande. L'analyse des résultats a confirmé que les deux observateurs permettent une commande sans capteur efficace, avec des estimations de vitesse rotorique proches de la réalité. La comparaison des performances a mis en évidence que l'observateur par mode de glissement (SMO) se distingue par une précision d'estimation plus élevée, tandis que l'observateur d'ordre global (OOG) présente une meilleure stabilité dynamique, avec un temps de réponse plus court, ce qui en fait un choix intéressant pour des systèmes nécessitant une réaction rapide.

En conclusion, ce travail a démontré que la commande par mode glissant, couplée à des observateurs d'état, constitue une solution performante pour la commande sans capteur des machines asynchrones. Elle garantit une stabilité et une précision, tout en réduisant la dépendance aux capteurs physiques. Toutefois, certains défis persistent, notamment le

chattering inhérent à la commande discontinue et les erreurs d'estimation en présence de perturbations complexes.

Pour approfondir cette étude et améliorer les performances du système, plusieurs perspectives peuvent être envisagées :

- Intégrer des observateurs hybrides ou adaptatifs, combinant par exemple les avantages d'un observateur par mode glissant et d'un modèle MRAS, pour une estimation plus fiable en conditions variables.
- Étendre les observateurs à l'estimation de grandeurs supplémentaires, comme le couple électromagnétique ou les flux statoriques, pour enrichir la stratégie de commande.
- Mettre en œuvre des filtres non linéaires robustes, tels que le filtre de Kalman étendu (EKF) ou unscented (UKF), pour améliorer la précision en présence de bruit ou d'incertitudes.
- Explorer l'utilisation de techniques d'intelligence artificielle, comme les réseaux de neurones ou l'apprentissage automatique, pour adapter dynamiquement les observateurs en fonction des conditions de fonctionnement.

Annexe (A)

Paramètres de la machine

Les paramètres de la machine asynchrone que nous avons utilisés dans nos simulations sont:

Puissance nominale	: 1.5 kw
Tension nominale	: 220 v (Δ) / 380 v (Y)
Rendement nominal	: 0.78
Facteur de puissance nominal	: 0.8
Vitesse nominale	: 1420 tr/min
Fréquence nominale	: 50 Hz
Courant nominal	: 3.64 A (Y) et 6.31 A (Δ)
Résistance statorique	: 4.850 Ω
Résistance rotorique	: 3.805 Ω
Inductance cyclique statorique	: 0.2 74 H
Inductance cyclique rotorique	: 0.274 H
Inductance mutuelle statorique	: 0.258 H
Nombre de paires de pôles	: 2
Moment d'inertie	: 0.031 kg.m^2
Coefficient de frottement	: 0.008 N.m.s/rd

Bibliographie :

[1] B. Bayala, ‘’La Machine Asynchrone‘’, Edition revue 2010.

[2] B. Bekkouche, C. Messaoud, ‘’Modélisation et simulation de la machine asynchrone à cage‘’, Mémoire de Licence Académique, Centre Universitaire d'El-Oued, Algérie, 2012.

[3] F. Sifaoui, H. Mendaci, ‘’Modélisation et contrôle scalaire d’une machine asynchrone triphasée‘’, Mémoire de Master Professionnel, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2014.

[4] F. Z. Boulefdaoui, I. Boulehia, ‘’Étude des procédés de variation de vitesse d’un moteur asynchrone‘’, Projet de fin d'études de Master, Université Aïn-Temouchent - Belhadj Bouchaib, Algérie, 2022.

[5] A. Hamlaoui, R. E. Bensghier, M. E. Aribi, ‘’Commande par mode de glissant d'un moteur asynchrone‘’ Mémoire de Master Académique, Université Echahid Hamma-Lakhdar d'El Oued, Algérie, 2022.

[6] M. Laribi, ‘’Commandes robustes à structures variables et synergétique d'un moteur asynchrone‘’ Mémoire de Magister, École Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2008.

[7] R. Bendali et L. Bendif, ‘’Commande par mode glissant de la machine asynchrone‘’ Mémoire de Master Académique, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, Algérie, 2012.

[8] A. Mimouni, I. Harzelli, ‘’Simulation Numérique d’un Moteur Asynchrone‘’, Mémoire de Master Académique, Université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie, 2022.

[9] A. Chikhi, ‘’Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue‘’, Mémoire de Magister de l’Université de Batna, Algérie, 2008.

[10] A. M. Othmani, ‘’Commande vectorielle d'une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif‘’, Mémoire de Master, Université Badji Mokhtar-Annaba, Algérie, 2019.

[11] D. E. Chetehouna, A. Absi, ‘’Commande par mode glissant d’ordre deux d’une machine asynchrone‘’, Mémoire de Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar El-Oued, Algérie, 2018.

[12] I. Beddiar, Y. Hideb, ‘’Commande par mode de glissement d’un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux‘’, Mémoire de Master Académique, Université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie, 2017.

[13] G. Salloum, ‘’Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation‘’, Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
[14] H. Benderradji, ‘’Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction‘’, Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2013.
[15] A. Bekakra, M.I. Sebbak, S. Zerig, ‘’Commande par mode glissant sans capteur de la machine Asynchrone‘’, Mémoire de Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar El Oued, Algérie, 2019.
[16] C. Christophe, ‘’Surveillance des systèmes non linéaires Application aux machines électriques‘’, Thèse de Doctorat de l’Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2001.
[17] B. Bekkouche, M.W. Djaborebbi, ‘’Commande sans capteur de vitesse d’un moteur asynchrone‘’, Mémoire de Master Académique, Université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie, 2018.
[18] R. Saifi, ‘’Contribution à la Commande sans Capteur de Vitesse des Machines Asynchrones‘’, Thèse de Doctorat, Université Batna 2 - Mostefa Ben Boulaïd, Algérie, 2019.
[19] Y. Zbede, ‘’Model Predictive MRAS Estimator for Sensorless Induction Motor Drives‘’, Thèse de Doctorat, Newcastle University, United Kingdom, 2016.
[20] N. Djeghali, ‘’Observation, Diagnostic et Commande de la Machine Asynchrone‘’, Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2013.
[21] L. Kouriche, Y. Messlem, ‘’MRAS-Super Twisting Sliding Mode Observer for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor drive‘’,Laboratory of Electrical Engineering and Plasmas, Department of Electrical Engineering, Faculty of Sciences Applied, University of Tiaret, Algeria,Przegląd Elektrotechniczny, vol. 97, no. 4, 2021, pp. 121-127.
[22] P. T. Doan, T. L. Bui, H. K. Kim, G. S. Byun, S. B. Kim, ‘’Rotor Speed Estimation Based on Extended Kalman Filter for Sensorless Vector Control of Induction Motor‘’,Recent Advances in Electrical Engineering and Related Sciences, pp. 477-478, 2014.
[23] A. Kerboua, ‘’Commandes et Observateurs par Mode de Glissement : Application à une Machine Asynchrone Alimentée en Tension‘’, Mémoire de Magister en Électrotechnique, École Nationale Polytechnique d’Alger, Algérie, 1999.
[24] B. Yi, R. Wang, I. R. Manchester, ‘’Reduced-Order Nonlinear Observers via Contraction Analysis and Convex Optimization‘’, arXiv : 2012.06158v2, 2021.

[25] P. Vas, ‘’Sensorless Vector and Direct Torque Control‘’, Oxford New York Tokyo, Oxford University Press,1998.

[26] E. Lebsir, L. Guibeche, A. Benlaouba, ‘’Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique‘’, Mémoire de Fin d’Étude d’Ingénieur d’État en Génie Électrotechnique, Université de M’Sila, Algérie, 2012.

[27] H. Bouras, ‘’Contribution à la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone par l'observation du flux rotorique‘’, Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf - M'Sila, Algérie, 2016.

[28] Wikipedia, ‘’Filtre de Kalman‘’: Présentation des équations standards, filtrage discret et algorithmes de mise à jour. Disponible en ligne:
https://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre_de_Kalman

[29] F. Ornelas-Tellez, A. Y. Alanis, J. D. Rios, M. Graff, ‘’Reduced-order observer for state-dependent coefficient factorized nonlinear systems‘’,Asian Journal of Control, vol. 21, no. 4, pp. 1–12, 2019.

[30]Y. Beddiaf, ‘’Validation experimentale d’estimateurs st d’observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine asynchrone‘’,Thèse de Doctorat, Université Batna 2, Algérie, 2016.

[31]F. Araria, A. Baazi, ‘’La commande par mode de glissement avec observateur d'un moteur asynchrone‘’,Mémoire de Master, Université Ibn-Khaldoun de Tiaret,Algérie, 2016.