

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électrique

Présenter par :

DJENDAR Souad

BENABDALLAH Ahlem

Sujet

Commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone

Soutenu publiquement, le 27/06/2023, devant le jury composé de :

Mme BOURI Sihem

MCA

Université de Tlemcen

Président

Mr MECHERNENE Abdelkader

MCA

Université de Tlemcen

Examinateur

Mme BENMANSOUR Souhila

MCB

Université de Tlemcen

Encadreur

Année universitaire : 2022/2023

Remerciements

قال رسول الله صلى الله عليه وسلم
(من لم يشكر الناس لم يشكر الله ومن اهدى إليكم معروفا
فكافئوه فإن لم تستطيعوا فادعوا له)

En premier lieu, nous remercions notre Dieu « ALLAH » le tout puissant de nous avoir donner le courage, la puissance et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et nos remerciements les plus sincères à Madame BENMANSOUR Souhila, notre encadreur, pour la confiance qu'elle nous a toujours témoignée. Nous avons, tout particulièrement, apprécié ses encouragements et ses conseils. Notre collaboration nous a permis de progresser et de nous constituer de solide base pour le future. Nous tenons à la remercier aussi pour nous avoir bénéficié de son savoir et son expérience.

Nous remercions aussi d'une manière profonde Monsieur MECHERNENE Abdekader et Madame BOURI Sihem d'avoir accepter de juger ce mémoire.

Nous remercions tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail notamment nos chers enseignants Mr MECHERNENE Abdelkader, Mr.Lazreg Mohamed, Mr Loucif Mourad et Mr Benyahia Boumedienne qui nous ont fourni des informations et des conseils précieux.

Dédicace

Je dédie ce travail à:

- A ma mère et mon père
- A Toute ma famille
- A tous mes amis et collègues

Benabdallah Ahlam

Je dédie ce travail à:

- A mes parents
- A mes frères et mes sœurs et toute ma famille
- A tous mes amis

Djendar Souad

Tables des matières

Résumé

Remerciement

Dédicace

Tableau des matières

Listes des figures

Nomenclatureur

Glossaire

Introduction générale 1

4

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1-Introduction 5

I.2-Description de la machine asynchrone 5

I.3- Principe de fonctionnement de machine asynchrone 8

I.4-Modélisation de la machine asynchrone 9

I.4.1 Hypothèses simplificatrices et conventions de signe 9

I.4.2 Mise en équation de la machine asynchrone 10

I.4.2.1- Équations électriques 10

I.4.2.2- Équations magnétiques 11

I.4.2.3- Couple électromagnétique 12

I.4.2.4- Équations mécanique 12

I.4.3- Modèle de Park de la machine asynchrone 13

I.4.3.1 Transformation du système triphasé 13

I.4.4-Modèle dynamique de la MAS dans le référentiel tournant (d-q) 17

I.4.5-Modèle dynamique de la MAS dans le référentiel fixe (α, β) 18

I.5- Simulation de la machine asynchrone 19

I.5.1- Résultat de la simulation à vide 19

I.5.2- Résultat de la simulation à charge 20

I.5.3-Interprétation des résultats de simulation 21

I.6-Conclusion 22

Chapitre II: Commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS	23
II.1-Introduction	24
II.2-Commande vectorielle par orientation du flux	24
II.2.1-Théorie de flux orienté	24
II.2.2-Commande vectorielle indirecte (IFOC)	26
II.3-Structure de la commande vectorielle	27
II.3.1-Description	27
II.3.2- Découplage par compensation	27
II.4- Avantage et inconvénients de la commande vectorielle	28
II.4.1-Avantage de la commande vectorielle	28
II.4.2-Inconvénients de la commande vectorielle	29
II.5-Modélisation du convertisseur continu-alternatif et de sa commande	29
II.5.1-Convertisseur continu-alternatif	30
II.5.2-Modulation de largeur d'impulsion	30
II.5.2.1-Modulation MLI sinusoïdale triangulo-sinusoïdale	31
II.5.2.2-Avantage et conséquences de la commande par MLI	31
II.6-Structure de commande de la MAS par orientation du flux rotorique	32
II.6.1- Conception des Régulateurs PI	33
II.6.2- Conception de la boucle de régulation du flux	34
II.6.3- Conception de la boucle de régulation de la vitesse	36
II.6.4- Conception de la boucle de régulation des courants	37
II.7-Simulation de la commande vectorielle de la MAS	39
II.7.1-Résultats des simulations	39
II.7.1.1- Résultats de la simulation à vide	40
II.7.1.2- Résultats de la simulation en charge	41
II.7.1.3- Interprétation des résultants de simulation	42
II.8-Conclusion	43

Chapitre III : Commande vectorielle basée sur un observateur mode glissant	44
III.1-Introduction	45
III.2-Observabilité et observateurs	45
III.2.1-Présentation des observateurs	45
III.2.2-Principe d'observateur	46
III.2.3-Catégories des observateurs	48
III.2.4-Étude d'observabilité	49
III.2.4.1-Observabilité des systèmes linéaires	49
III.2.4.2-Observabilité des systèmes non linéaires	50
III.3-Observateur à mode glissant	51
III.4-Observabilité de la machine asynchrone	52
III.4.1- Observabilité avec mesure de vitesse	52
III.4.2- Observabilité sans mesure de vitesse	54
III.5-Application à la MAS l'observateur de la vitesse	61
III.6-Simulation de la commande sans capteur de vitesse de la MAS	63
III.6.1-Résultats de simulation	64
III.6.1.1-Résultats de la simulation à vide	64
III.6.1.2-Résultats de la simulation en charge	65
III.6.1.3-Interprétation des résultats	66
III.7-Conclusion	67
Conclusion générale	68
Annexe A	70
Annexe B	71
Références bibliographies	73

Listes des figures

Figure I.1	Constitution de la machine asynchrone	5
Figure I.2	L'enroulement triphasé du stator	6
Figure I.3	Rotor à cage d'écureuil d'un moteur asynchrone	7
Figure I.4	Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil	7
Figure I.5	Principe de fonctionnement de la MAS selon la loi de Lenz	8
Figure I.6	Représentation de la machine asynchrone dans le repère triphasé-biphasé.	10
Figure I.7	Modèle de Park de la MAS	13
Figure I.8	Représentation de Concordia, triphasée-diphasée	14
Figure I.9	Évolution temporelle de la transformation de Concordia.	15
Figure I.10	Transformation de Park	15
Figure I.11	Évolution des variables électromagnétique et des grandeurs mécaniques à vide	20
Figure I.12	Évolution des variables électromagnétique et des grandeurs mécaniques en charge	21
Figure II.1	Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)	25
Figure II.2	La reconstitution des tensions v_{sd} et v_{sq}	27
Figure II.3	Commande découplage – Expression de φ_r et C_e	28
Figure II.4	Structure d'un onduleur de tension triphasé	30
Figure II.5	Exemple de chronogramme d'une commande « sinus triangle »	31
Figure II.6	Représentation de la commande d'un système par PI	33
Figure II.7	Schéma bloc de la boucle de régulation de flux	35
Figure II.8	Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse	36
Figure II.9	Boucle de régulation de courant	38

Figure II.10	Schéma fonctionnel du régulateur vectoriel à flux orienté de la MAS	39
Figure II.11	Commande vectorielle de la MAS à vide avec variation de sens de rotation de la vitesse.	40
Figure II.12	Commande vectorielle de la MAS en charge avec variation de sens de rotation de la vitesse.	41
Figure III.1	Schéma fonctionnel d'un observateur d'état	47
Figure III.2	Schéma fonctionnel de l'observateur à mode glissant	51
Figure III.3	Schéma fonctionnel du contrôle vectoriel indirect de la MAS sans capteur de vitesse	64
Figure III.4	Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS à vide avec variation de sens de rotation de la vitesse.	65
Figure III.5	Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en charge avec variation de sens de rotation de la vitesse.	66

Nomenclature

Liste non-exhaustive des principaux paramètres et variables

Repères

A, B, C

Axe du repère triphasé

a, b, c

Axe du repère triphasé lié au stator

α, β

Axe du repère diphasé lié au stator

d, q

Axe du repère diphasé tournant lié au rotor

Indices

X_s

Grandeur statorique

X_r

Grandeur rotorique

X_{sa}, X_{sb}, X_{sc}

Grandeur statorique dans le repère triphasé fixe au stator

X_{ra}, X_{rb}, X_{rc}

Grandeur rotorique dans le repère triphasé fixe au rotor

X_{sd}, X_{sq}

Grandeur statorique d'axe d ou q

X_{rd}, X_{rq}

Grandeur rotorique d'axe d ou q

$X_{s\alpha}, X_{s\beta}$

Grandeur statorique d'axe α ou β

$X_{r\alpha}, X_{r\beta}$

Grandeur rotorique d'axe α ou β

Grandeurs électriques et mécanique

V, I

Tension, courant

F

Fréquence électrique

φ

Flux

θ

Angle (position)

ω

Pulsation électrique

Ω

Vitesse angulaire de rotation

ε

Erreur de vitesse

C

Couple (Moment)

P

Puissance

Vecteur et matrices

X

Vecteur, matrice

X^T

Vecteur, matrice transposé de X

Autre Symboles

P

Opération de Laplace

u

Loi de commande

k_i, k_p

Coefficients intégral et proportionnel d'un régulateur PI

$[\cdot]^T$

Désigner-la transposée d'une matrice ou d'un vecteur

σ

Coefficient de dispersion de Blondel

Glossaire

MAS	Machine asynchrone à cage
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion (PWM)
PWM	Pulse Width modulation (MLI)
SVM	Modulation à MLI vectorielle
CV-OF	Commande vectorielle Orientation du flux
IFOC	Indirect Field Oriented Control
PI	Proportionnel Intégrale

Introduction générale

Introduction générale

En 1888 que Nikola Tesla a réalisé la première invention d'un moteur à courant alternatif, un développement d'une importance capitale pour l'industrie électrique [1]. L'ingénieur allemand Michael Dolivo-Dolborowski a ensuite créé la première machine asynchrone triphasée en 1889 [1]. Cette technologie occupe aujourd'hui une position prédominante dans le domaine des machines électriques en raison de plusieurs avantages distincts. La machine asynchrone se distingue par sa simplicité de fabrication, son coût réduit, ses faibles exigences en matière d'entretien, son taux de défaillance très faible, sa capacité à produire des puissances élevées à grande échelle, sa capacité à conserver ses composants essentiels pratiquement sans modification, ainsi que sa standardisation.

La machine asynchrone présente de nombreux avantages dans diverses applications industrielles. Toutefois, le couplage entre le flux magnétique et le couple moteur dans cette machine est naturellement non linéaire, ce qui rend sa mise en œuvre plus complexe que celle d'un moteur à courant continu (MCC). Malgré ces défis, la popularité du moteur asynchrone ne cesse de croître dans les applications industrielles depuis plusieurs années.

Indépendamment de la méthode de commande utilisée, le fonctionnement d'une machine asynchrone requiert l'installation d'un capteur pour mesurer sa vitesse. Toutefois, cette intégration d'un capteur entraîne des coûts supplémentaires, en plus de la nécessité d'un espace supplémentaire pour son installation. Il peut arriver que ces considérations liées à la fiabilité ou à la connectivité ne soient pas souhaitables ou réalisables. C'est dans ce contexte que l'idée d'éliminer le capteur a émergé, donnant ainsi lieu à des recherches sur la commande sans capteur pour les machines asynchrones. Plusieurs approches ont été proposées dans la littérature afin de résoudre ce problème. Ces approches se basent sur la conception de capteurs logiciels qui permettent d'estimer les variables inaccessibles à la mesure, ou qui nécessitent des capteurs relativement coûteux par rapport aux objectifs de l'application considérée, telle que la vitesse de rotation du moteur.

La conception de tels capteurs repose sur la mise en place d'observateurs non linéaires qui prennent en compte le modèle de la machine, permettant ainsi de reconstituer la vitesse à partir des grandeurs électriques mesurées. Dans le cadre de notre projet, nous nous sommes focalisés sur l'analyse d'un observateur de type mode glissant. Cette technique spécifique

constitue un domaine d'intérêt prometteur pour la recherche dans le domaine de la commande sans capteur de vitesse des machines asynchrones.

La problématique liée à la commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone en mode glissant concerne la capacité à estimer avec précision la vitesse du rotor, malgré l'absence du capteur correspondant. Cela implique souvent l'utilisation de technique de commande vectorielle ou de modèles d'observation pour compenser les variations de charge et les perturbations dont la difficulté réside dans la nécessité de performance de contrôle stable et précise dans des conditions variables, tout en minimisant les erreurs de position et de la vitesse dues au glissement inhérent à la machine asynchrone.

Le mémoire constitue trois chapitres:

- ✚ Dans le premier chapitre, nous présentons une modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Park, dans le but de la commander par le formalisme d'état.
- ✚ Le deuxième chapitre se concentre sur l'étude de la commande vectorielle indirecte à flux orienté, en utilisant des régulateurs de type PI, afin de résoudre le problème de couplage qui rend la machine difficilement commandable.
- ✚ Le dernier chapitre aborde la commande sans capteur pour l'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone. Cet observateur à mode glissant est qualifié par sa robustesse.

Enfin nous terminons ce mémoire par une conclusion générale en donnant quelques perspectives.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction

La machine asynchrone (MAS) est largement utilisée dans l'industrie en raison de son principal avantage, à savoir l'absence de contacts électriques glissants. Cela se traduit par une structure simple, robuste et facile à fabriquer. De plus, cette machine électrique permet la réalisation d'entraînements à vitesse variable. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est convertie en énergie mécanique grâce à des moteurs électriques [1]. La MAS est utilisée dans plus de 80% des applications et trouve notamment sa place dans le domaine des transports (métro, propulsion navale) [2].

La machine asynchrone présente de nombreux avantages par rapport à d'autres types de machines électriques tournantes, notamment sa robustesse, son coût abordable, sa puissance nominale maximale et sa grande vitesse maximale. De plus, elle est facile à entretenir. Contrairement à la machine à courant continu, la machine asynchrone ne possède pas de collecteur mécanique. C'est pourquoi elle est largement utilisée dans divers domaines tels que la chimie, la médecine et l'aérospatiale.

Cependant, malgré ses qualités bien connues, la commande de la machine asynchrone est plus complexe à réaliser par rapport aux autres machines électriques en raison de l'absence de découplage naturel entre le flux et le couple [3].

La modélisation de la MAS constitue une étape cruciale pour le développement de sa commande. Dans ce chapitre nous nous concentrons sur les différentes étapes permettant d'obtenir un modèle d'état adapté à la machine asynchrone. Ensuite, ce modèle sera validé par simulation afin d'évaluer les performances de la MAS.

I.2 Description de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone est constitué de deux parties principales: une partie fixe appelée le stator qui comporte le bobinage et une partie rotative qui est le rotor.

Le stator comporte une carcasse en fonte ou en tôle d'acier dans laquelle un circuit magnétique est inséré et formé d'un empilage de tôles. Ce stator est constitué de trois enroulements triphasés, illustrés par Figure I.2, distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$.



Figure I.1: L'enroulement triphasé du stator [4]

Le rotor : il existe deux grandes catégories de la MAS, à savoir [5]:

- **Rotor bobiné:** Les enroulements rotorique sont localisés dans les encoches situées à la périphérie du rotor. Ces enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé à “P” paires de pôles. Les bobinages rotoriques sont toujours couplés en étoile, et les trois bornes accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l’aide d’un système constitué de trois bagues tournantes et de trois balais fixes [5].
- **Rotor à cage d’écureuil:** La grande majorité des moteurs sont à cages, voir Figure I.3. Dans chaque encoche rotorique est placée une barre. Ces dernières sont en cuivres pour les moteurs de forte puissance, et elles sont en alliage d’aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance. Elles sont réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit. L’enroulement rotorique ainsi réalisé n’est pas accessible à partir du stator [6].

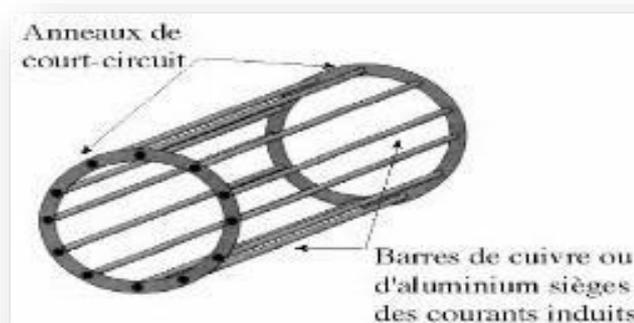


Figure I.2: Rotor à cage d’écureuil d’un moteur asynchrone [6]

Figure I.3 présente une vue générale de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil que nous avons considéré dans notre travail.

Ce moteur est conçu avec un seul bobinage alimenté par une source externe, ce qui le rend simple et robuste sur le plan de sa construction. Grâce à cette configuration, il nécessite peu d'entretien. Cependant, elle rend toutes les grandeurs du rotor inaccessibles aux mesures. C'est pourquoi la machine asynchrone est robuste par rapport aux autres machines électriques, mais cela pose également des difficultés pour sa commande [7].

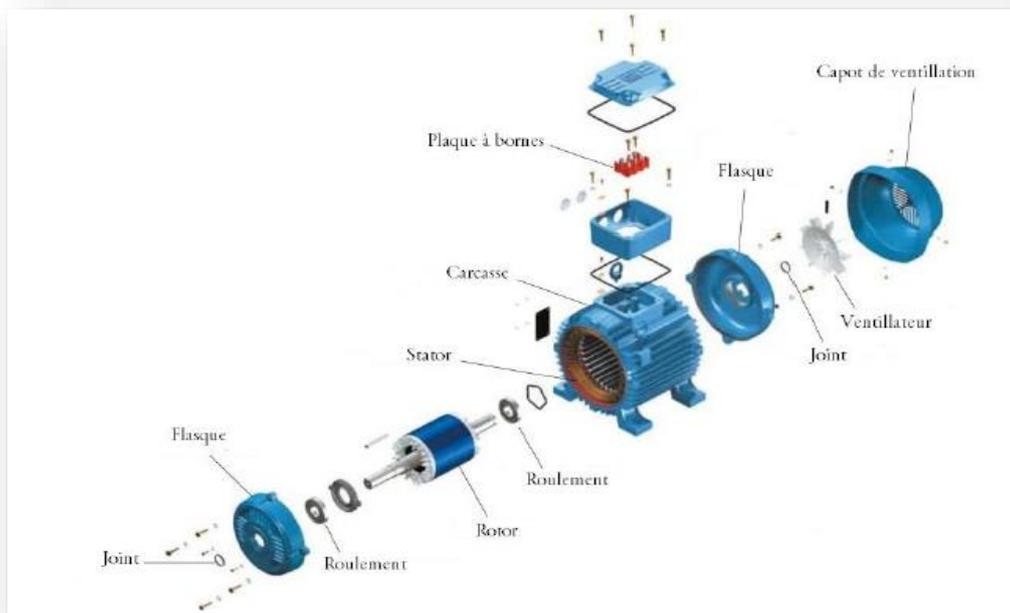


Figure I.3: Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil [7]

I.3-Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone se base sur les lois de l'induction. L'enroulements statorique, alimenté par un réseau triphasé équilibré de pulsation $\omega_s = 2\pi f$, produit dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la vitesse de rotation de synchronisme. Les conducteurs de rotor sont soumis à ce champ tournant et ils sont alors traversés par des courants de Foucault induits. Ce courant a une pulsation ω_s qui égale à celle du réseau. D'après la loi de Lenz, ces courants s'opposent par leur effet aux variations de flux dans les spires du rotor, ce qui donnera naissance à un couple électromagnétique. Ce dernier provoque la rotation du rotor à une vitesse Ω et la pulsation des courants rotoriques, notée ω_r , est donnée donc par [7]:

$$\omega_r = \omega_s - P\Omega \quad (\text{I.1})$$

Il est à noter que la pulsation de rotation de rotor ω_r est inférieure à celle de synchronisme ω_s [7].

C'est avec l'augmentation de la vitesse du rotor que les forces électromotrices, les courants induits et par conséquent le couple électromagnétique s'annulent et la relation donnée par équation (I.1) devient donc [7]:

$$\omega_s = P\Omega \quad (\text{I.2})$$

La vitesse de rotation rotorique Ω se stabilise à une valeur proche de la vitesse synchrone Ω_s . L'écart entre ces deux grandeurs est exprimé par un coefficient sans dimension appelée glissement et donné par [7]:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{I.3})$$

I.4 Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation de la machine asynchrone revient à lui attribuer un modèle mathématique qui reflète son comportement dynamique. Cela a fait l'objet de plusieurs travaux dans la littérature vu la complexité du modèle de la MAS qui est de nature mult-ivariable, non-linéaire et fortement couplé. Plusieurs phénomènes doivent être pris en considération lors de la détermination de ce modèle, tels que l'électricité, le magnétisme et la mécanique. Cette modélisation est très importante pour l'étude, l'analyse et la simulation de la commande de ces machines [7],[8].

I.4.1 Hypothèses simplificatrices [9]

Dans le but de simplifier la modélisation de la machine asynchrone et faciliter sa mise en équation, nous s'appuyons sur certain nombre d'hypothèses simplificatrices tels-que [9],[10]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche étant négligeable;
- Le circuit magnétique est non saturé, les pertes par hystérésis et par les courants de Foucault en plus l'effet de peau sont négligeables;
- La machine est supposée symétrique et linéaire, le bobinage est réparti de manière à donner une force magnétomotrice sinusoïdale;
- Le régime homopolaire est nul et l'enroulement statorique est couplé en étoile et alimenté par un système de tensions triphasées sans neutre (la somme des trois

courants est forcément nulle).

I.4.2 Mise en équation de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée, représentée par Figure I.4, est munie de six enroulements dans l'espace électrique. Les trois axes statorique (s_a, s_b, s_c) sont décalés entre elles d'un angle de $2\pi/3$, ainsi que les trois axes rotoriques (r_a, r_b, r_c). L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique et l'axe fixe de la phase statorique [7].

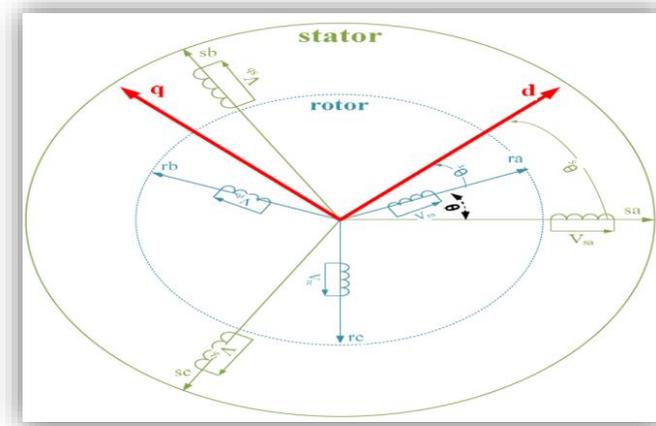


Figure I. 4: Représentation de la machine asynchrone dans le repère triphasé-biphase.[7]

Le repère biphase (d-q) de chaque enroulement statorique et rotorique est commun afin de faciliter la mise en équation de la MAS. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques court-circuit dont la tension aux bornes de chaque enroulement est nulle.

Le comportement de la machine asynchrone est décrit par trois types d'équations: électriques, magnétiques et mécaniques [9].

I.4.2.1 Équations électriques

L'application de la loi de Faraday à chaque enroulement permet d'écrire les relations suivantes [9]:

- Équations du stator

$$[v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (I.4)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

- Équations du rotor

$$[v_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (\text{I.6})$$

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Le rotor est en court-circuit, nous pouvons écrire donc $V_r = [0 \ 0 \ 0]^T$.

I.4.2.2 Équations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit:

- Équations du stator

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \quad (\text{I.8})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

- Équations du rotor

$$[\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] [i_s] \quad (\text{I.10})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & L_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec:

L_s (L_r): Inductance statorique (rotorique);

M_s (M_r): Inductance mutuelle en deux phases du stator (rotor);

M_{sr} : est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique;

θ : est l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

I.4.2.3 Couple électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique peut être exprimée par la relation suivante [11]

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \left(\frac{d}{d\theta} [L] \right) [I] \quad (\text{I.12})$$

Avec:

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [I] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc} \quad i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ ne contiennent que des termes constants lorsque l'angle θ varie, cela permet de simplifier l'expression du couple électromagnétique:

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I_s]^T \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} \cdot [I_r] \quad (\text{I.13})$$

I.4.2.4 Équation mécanique

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (vitesse de rotation). En appliquant la relation fondamentale de la dynamique qui relie le couple d'accélération à la somme algébrique des couples, nous obtenons l'équation suivante [7] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{I.14})$$

En examinant ces résultats, nous pouvons noter, d'une part que l'ordre du système est important, et d'autre part la complexité de son modèle. En effet, nous aboutissons à un ensemble de huit équations, six de nature électrique et deux pour le couple électromagnétique, dont certaines font apparaître des coefficients qui varient avec l'angle θ , et donc avec le temps.

I.4.3 Modèle de PARK de la machine asynchrone

La transformation de PARK permet d'aboutir à des équations différentielles à coefficients constants. Physiquement, cette transformation s'interprète comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre Figure I.5 [12].

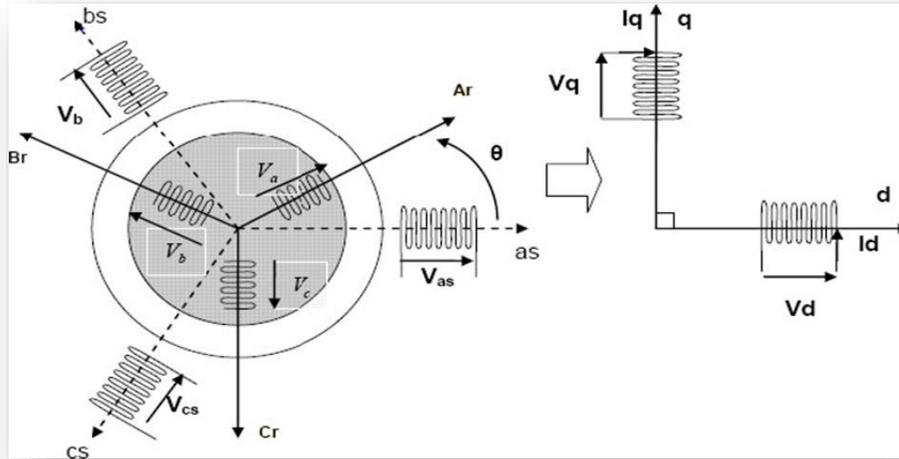


Figure I.5: Modèle de Park de la MAS [13]

I.4.3.1 Transformation du système triphasé

La mise en équations de la machine asynchrone abouti à un système de six équations différentielle à coefficient variables, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent.

Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle. C'est avec le développement de l'outil numérique que cette transformation peut se faire facilement [12], [14].

Il existe principalement deux transformations: [15]

- Transformation Triphasé-Diphassé: appelée *Concordia* et se fait dans un repaire fixe.
- Transformation Repère fixe-Repère tournant: appelée *Transformation de Park*.

a- Transformation Concordia

On considère un système sinusoïdal triphasé équilibré donné par Équation (I.15), où $(x_{sa}(t), x_{sb}(t), x_{sc}(t))$ représentent respectivement des grandeurs physiques (courants, tensions ou flux magnétique).

$$(x_{sa}(t) = A \sin(\omega t), x_{sb}(t) = A \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), x_{sc}(t) = A \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)) \quad (I.15)$$

Ceci nous permet de simplifier les équations d'une machine à courant alternatif en passant d'une représentation triphasée $(x_{sa}(t), x_{sb}(t), x_{sc}(t))$ à une représentation diphasée $(x_{s\alpha}(t), x_{s\beta}(t))$ et inversement à l'aide de la matrice de Concordia T_{32} et T_{32}^T respectivement [14].

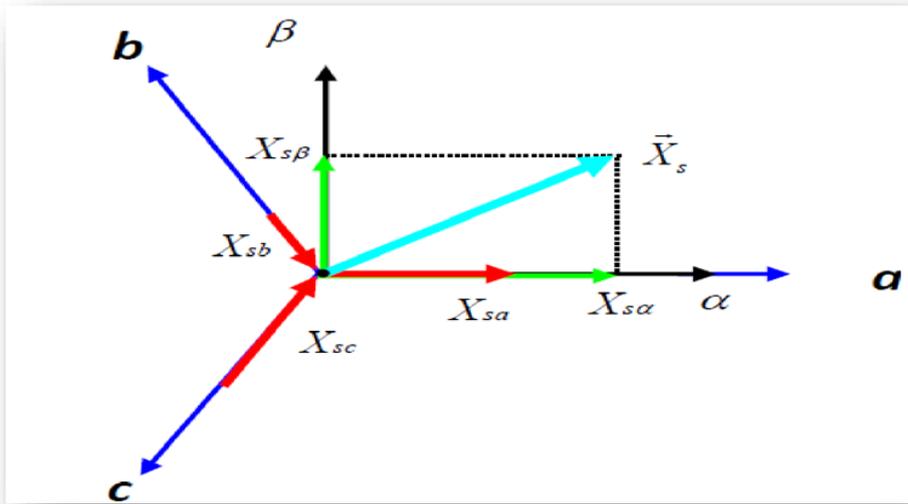


Figure I.6: Représentation de Concordia, triphasée-diphasée [15]

Le passage des coordonnées triphasées du repère (a,b,c) aux coordonnées diphasées du repère (α - β) est défini par Équation (I.16) et la transformation inverse est donnée par Équation (I.17):

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{32} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = T_{32}^T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{I.17}$$

Avec:
$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad T_{32}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

L'évolution temporelle de la transformation de Concordia est représentée par la figure suivante:

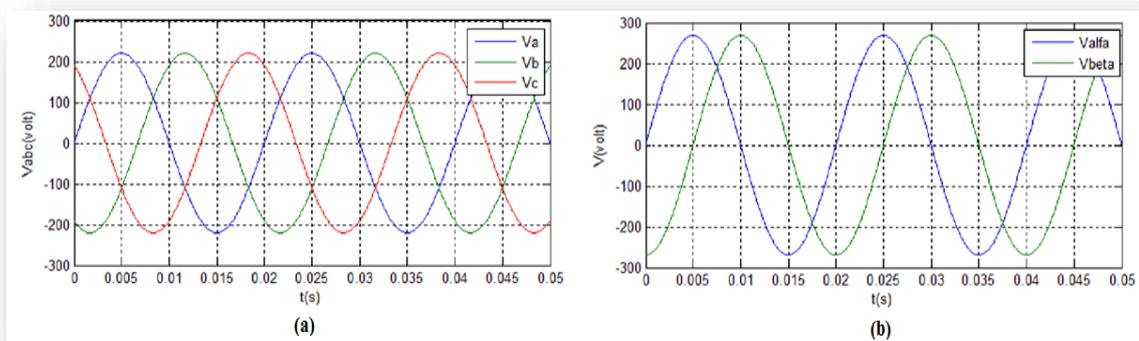


Figure I.7: Évolution temporelle de la transformation de Concordia.

(a) dans un repère triphasé, (b) dans un repère diphasé [15].

b-Transformation de Park

La transformation de Park comprend initialement une transformation triphasé-diphasé (Concordia), suivie d'une rotation, dans le but d'exprimer toutes les grandeurs stat-oriqes et rotoriques dans un même repère commun. Cela est nécessaire car il existe un décalage angulaire θ entre les axes statorique et rotorique. Cette transformation permet de passer du repère fixe (α - β) au repère tournant (d-q) par rapport au stator. Ainsi, les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées dans un repère tournant généralisé (d-q), qui est décalé d'un angle θ_s par rapport au repère fixe (α - β), comme s'est illustré dans la Figure (I.8) [16].

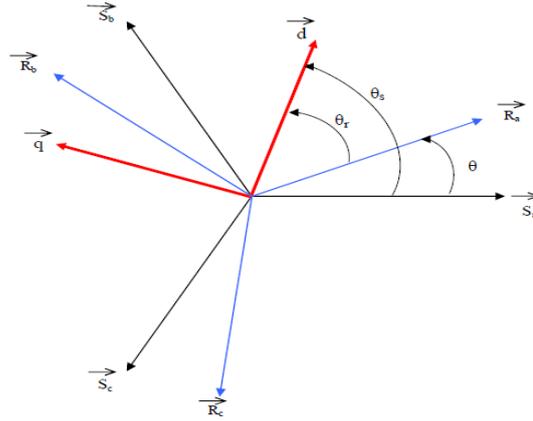


Figure I.8: Transformation de Park [7]

Cette transformation se fait à l'aide de la matrice de rotation R selon la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta_s) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Où:

$$R(\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

La transformation inverse de (I.18) s'écrit comme suit :

$$x_{\alpha\beta} = R^T(\theta_s) x_{dq} \quad (\text{I.20})$$

Et on a: $R(-\theta_s) = R^T(\theta_s) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$

Remarque I.1

Si nous souhaitons exprimer les grandeurs x_{dq0} en fonction des grandeurs x_{abc} sans passer par la transformation de Concordia, nous utilisons la relation suivante en introduisant la matrice de Park :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Où x peut être des tensions, courants ou flux.

Avec:

$$P(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Et puisque la matrice de Park est inversible, $P^{-1}(\theta_s)$ s'écrit donc sous la forme suivante:

$$P^{-1}(\theta_s) = P^T(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

I.4.4 Modèle dynamique de la MAS dans le référentiel tournant (d-q)

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, magnétique et mécanique permet d'obtenir les équations suivantes:

- Équations électriques

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{I.24})$$

-Équations magnétiques

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{I.25})$$

Avec:

$(L_s = l_s - M)$ et $(L_r = l_r - M)$: sont respectivement l'inductance cyclique propre du stator et celle du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$: est l'inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

- **Couple électromécanique** est représenté par l'équation suivante:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \varphi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (I.26)$$

-Équation mécanique

On ajoute la relation de la dynamique des corps en rotation:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.27)$$

Le couple de charge C_r est considéré comme une perturbation.

En utilisant les équations (I.24), (I.25), (I.26) et (I.27) pour déterminer le modèle de la machine asynchrone sous forme de représentation d'état, telle que:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x) u \\ y = h x \end{cases} \quad (I.28)$$

Avec:

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

$u = [v_{sd} \quad v_{sq}]^T$: est le vecteur de commande.

D'où le modèle d'état nonlinéaire d'ordre 5 donné comme suit [7]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \varphi_{rd} + k \omega_r \varphi_{rq} \\ -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k \omega_r \varphi_{rd} + \frac{k}{T_r} \varphi_{rq} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \omega_s - \omega_r \varphi_{rq} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \omega_s - \omega_r \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \\ \frac{3 P^2 L_m}{2 J L_r} \varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd} - \frac{f_v}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}; \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2}; \quad K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}.$$

Les variables de sortie sont choisies selon l'objectif fixé, commande ou observation. Ces variables peuvent être la vitesse, les courants statoriques, le couple ou le flux.

I.4.5 Modèle dynamique de la MAS dans le référentiel fixe (α - β)

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, magnétique et mécanique dans le repère fixe (α - β) lié au stator est obtenue en considérant $\omega_s = 0$.

Le modèle d'état non-linéaire de la MAS écrit dans le repère fixe (α - β) lié au stator se déduit directement du modèle (d-q) donné par Équation (I.29) dont le vecteur d'état et le vecteur d'entrée sont les suivants:

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad \omega_r]^T : \text{ est le vecteur d'état;}$$

$$u = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T : \text{ est le vecteur de commande.}$$

D'où le modèle d'état nonlinéaire d'ordre 5 donné comme suit [7]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\alpha} + k\omega_r \varphi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - k\omega_r \varphi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega_r \varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + \omega_r \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{3}{2} \frac{P^2 L_m}{J.L_r} \varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha} - \frac{f_v}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

I.5 Simulation de la machine asynchrone

Nous allons commencer d'abord par la simulation de la machine asynchrone alimentée directement par un réseau triphasé (220/380V, 50Hz) car c'est une étape indispensable avant d'entamer la régulation de la MAS. Un schéma bloc correspondant à ce procédé a été établi en utilisant le logiciel Matlab/Simulink.

Les paramètres de la MAS utilisée sont donnés en Annexe A et les tensions d'alimentation sont sinusoïdales, d'amplitudes constantes et dont les valeurs instantanées sont données par les équations suivantes :

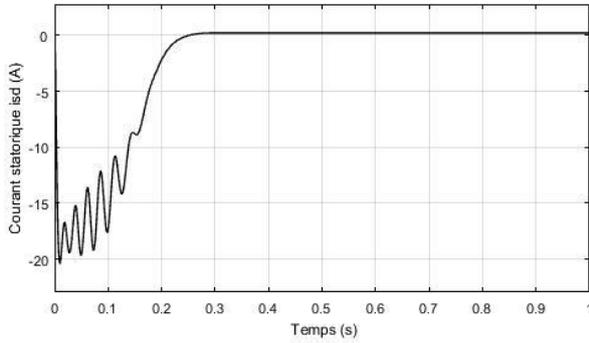
$$\begin{cases} V_{as} = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin(\omega_{\text{res}} t) \\ V_{bs} = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin(\omega_{\text{res}} t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs} = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin(\omega_{\text{res}} t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.31)$$

Où : V_{eff} est la valeur efficace de la tension et $\omega_{\text{res}} = 2\pi f$ est la pulsation du réseau.

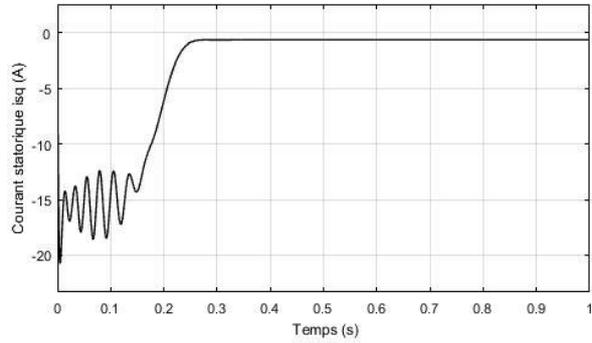
Les résultats de la simulation sont donnés par les figures ci-dessous suivis des interprétations relatives aux performances dynamiques et statiques de cette machine.

I.5.1 Résultats de simulation de la MAS à vide

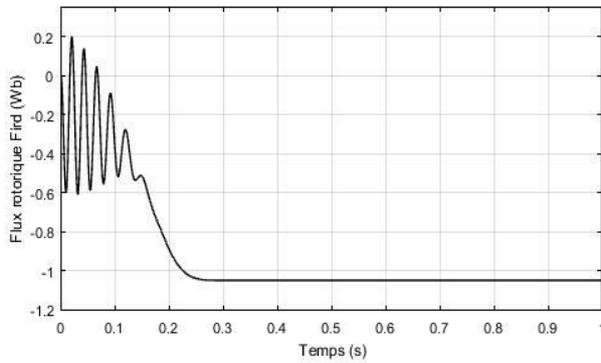
Les résultats de simulation de la MAS à vide ($C_r=0$) sont illustrés par Figure I.9.



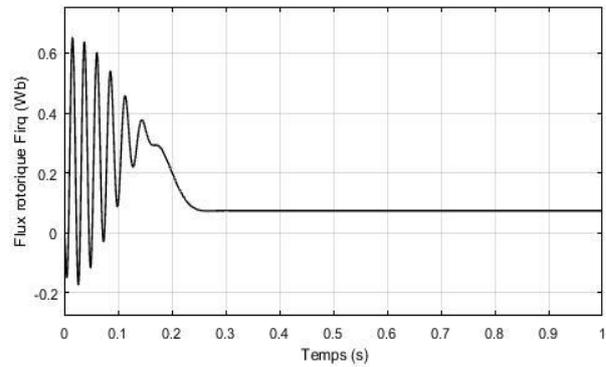
(a) Courant statorique i_{sd}



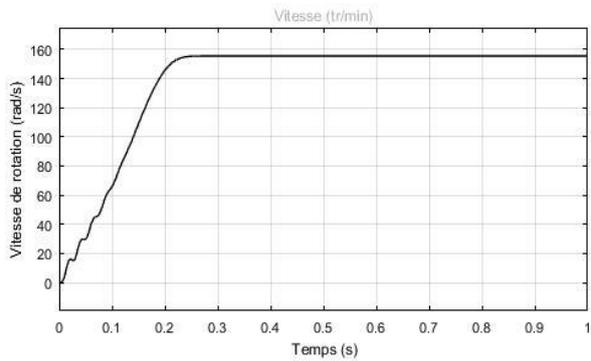
(b) courant statorique i_{sq} ,



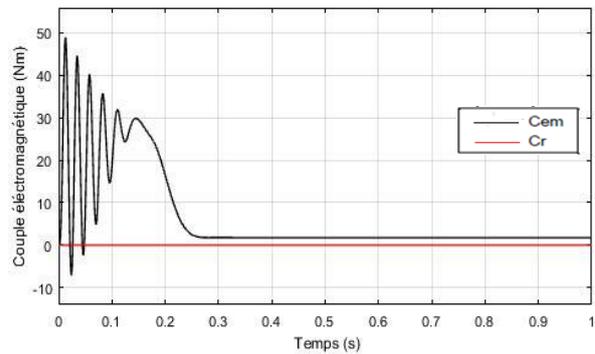
(c) Flux rotorique φ_{rd}



(d) Flux rotorique φ_{rq} ,



(e) Vitesse de rotation $\Omega(t)$

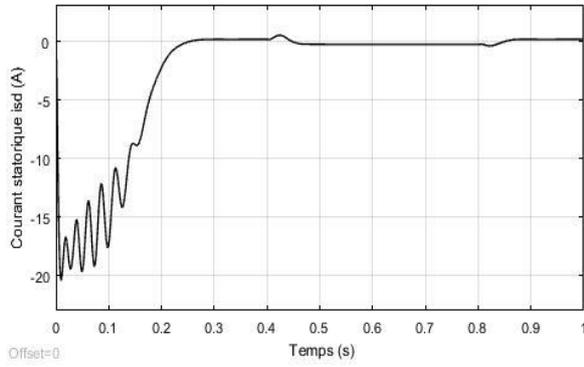


(f) Couple électromagnétique C_{em} .

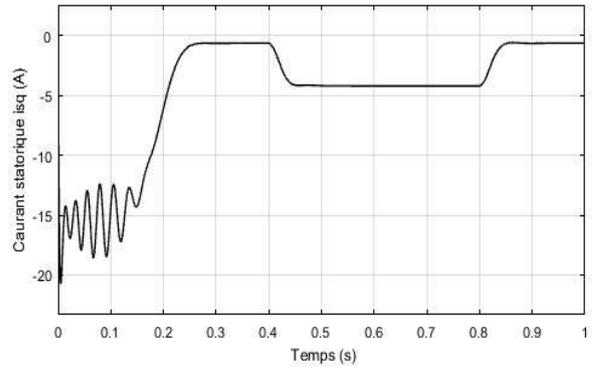
Figure I.9 : Variation des variables électroma-gnétique et mécanique de la MAS à vide.

I.5.2 Résultats de simulation se la MAS en charge

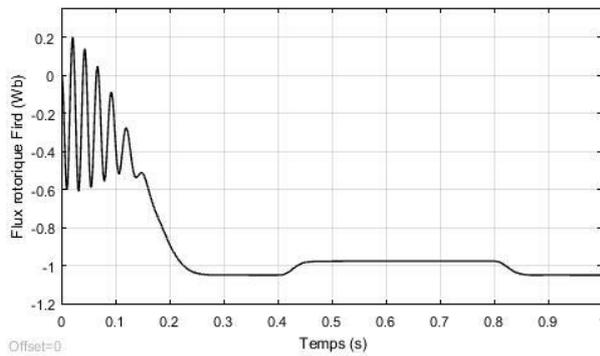
Les résultats de simulation de la MAS en charge avec $C_r=10\text{N.m}$ sont donnés par la Figure (I.10) dont le couple résistant C_r est appliqué entre 0.4s et 0.8s et il est nul ailleurs.



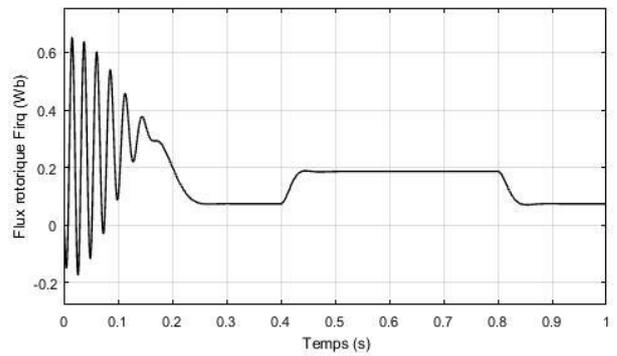
(a) Courant statorique i_{sd}



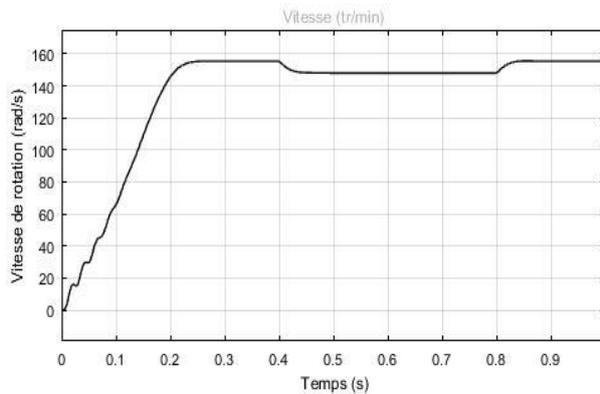
(b) Courant statorique i_{sq}



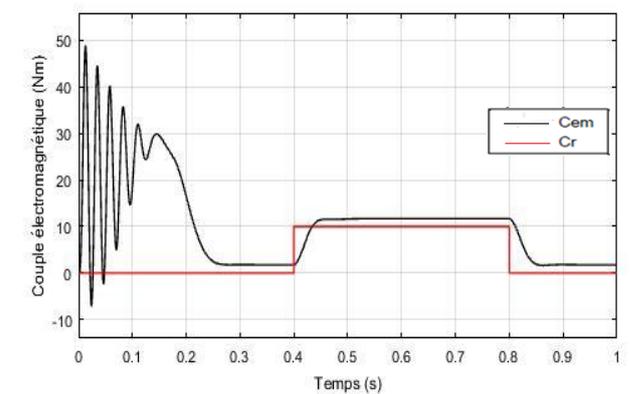
(c) Flux rotorique φ_{rd}



(d) Flux rotorique φ_{rq}



(e) Vitesse de rotation $\Omega(t)$



(f) Couple électromagnétique C_{em}

Figure I.10 : Variation des variables électromagnétique et des grandeurs mécaniques de la MAS en charge.

I.5.3 Interprétation des résultats de simulation

En examinant les résultats de simulation obtenus et illustrés par Figure (I.9) et Figure (I.10), nous pouvons noter les observations suivantes:

- **A vide ($C_r=0$ N.m)**, après passage par un régime transitoire de 0.25s, on constate:
 - Au régime permanent, l'amplitude du courant statorique donné par Figure (I.9.b) est constante (-1 A) et celle donnée par Figure (I.9.a) est presque nulle.
 - Les deux flux rotoriques, donnés par Figures (I.9.c) et (I.9.d), se stabilisent au régime permanent après avoir passer par une phase oscillatoire au démarrage.
 - La vitesse de rotation, schématisée par Figure (I.9.e), s'approche de sa valeur de synchronisme (157 rad/s) au régime permanent. Cette vitesse admet quelques oscillations au régime transitoire et cela revient à l'instabilité du couple de démarrage.
 - Le couple électromagnétique illustrée par Figure (I.9.f) est très important au démarrage de valeur de 48 N.m et présente des oscillations instantanées lors de la mise sous tension. Ce couple s'annule à la fin de la phase de démarrage qui a durée 0.25s.
- **En charge**, pour $C_r=10$ N.m appliquée entre les deux instants $t=0.4$ s et $t=0.8$ s; nous pouvons remarquer:
 - L'amplitude des flux rotoriques illustrés par Figures (I.10.c) et (I.10.d) augmente légèrement lors de l'ajout de C_r , tandis que l'amplitude des courants statoriques diminue suite à l'augmentation de la charge de la machine, Figure (I.10.a) et Figure (I.10.b).
 - La valeur de la vitesse de rotation donnée par Figure (I.10.e) diminue au moment de l'application du couple résistant par rapport à sa valeur de synchronisme (157 rad/s) et atteint une valeur de 144 rad/s, il y a donc une erreur statique qui persiste à cet intervalle de temps et cela dû au couple résistant. Cela s'explique par le fait que l'augmentation de la charge entraîne une diminution de la vitesse. Le couple résistant agit donc comme une perturbation. On constate aussi que lorsque $C_r=0$ N.m, la vitesse atteint sa valeur nominale au régime permanent.
 - L'allure du couple électromagnétique schématisé par Figure (I.10.f) est l'image du couple résistant au régime permanent. Lorsque la machine est chargée, elle a tendance à ralentir, ce qui oblige le moteur à fournir un couple supplémentaire pour maintenir cet équilibre. Cela explique l'augmentation du C_{em} entre 0.4 s et 0.8s.

Les résultats obtenus montrent l'existence de fluctuation des modules du flux rotorique et de la vitesse lors de variation de la charge car le fonctionnement de la machine est en boucle ouverte. Le fonctionnement en boucle fermée permettra de diminuer ces fluctuations comme on le verra ultérieurement dans ce présent travail.

I.6 Conclusion

Nous avons exposé dans ce chapitre une étude théorique de la machine asynchrone. Nous avons ensuite entamé la modélisation de cette machine en vue de sa commande, également donné les différentes hypothèses adoptées dans ce travail, ainsi que le choix du référentiel (d-q).

Le modèle dynamique obtenu pour la machine asynchrone a été simulé afin d'étudier ses performances dynamiques. Les résultats de la simulation réalisée à la fois en boucle ouverte à vide et en charge, ont mis en évidence la nécessité d'appliquer une loi de commande pour améliorer le fonctionnement de cette machine.

La machine asynchrone présente un fort couplage et une non-linéarité, mais il est possible de la commander à l'aide de techniques du contrôle vectoriel. Cette approche sera discutée en détail dans le prochain chapitre.

Chapitre II

Commande vécotorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone

II.1 Introduction

La machine à courant continu à excitation séparée offre un avantage significatif en termes de facilité de contrôle. Le flux et le couple sont découplés de manière indépendante, ce qui permet de les contrôler séparément. Cela conduit ainsi à des performances dynamiques élevées. Toutefois, l'utilisation de balais-collecteurs limite les applications en termes de puissance et de vitesse. C'est ici qu'intervient l'un des avantages cruciaux de la machine asynchrone à courant alternatif, à savoir l'absence de balais-collecteurs [17].

Cependant la machine asynchrone présente une difficulté en termes de contrôle en raison d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui signifie que toute action sur l'un affecte l'autre [17]. Pour parvenir à un contrôle similaire à celui de la machine à courant continu, BLASCKE a développé en 1971 la théorie de commande des machines à courant alternatif, connue sous le nom de commande par flux orienté ou commande vectorielle [18].

Dans ce chapitre, nous allons introduire la méthode du contrôle vectoriel indirect par orientation du flux rotorique dans la machine asynchrone. Cette approche repose sur l'utilisation des régulateurs Proportionnel Intégral. La méthodologie consiste d'abord à représenter les équations du modèle de la machine sous forme de schémas blocs, puis à ajouter la commande à cette formulation. Nous étudions également la robustesse de cette commande face aux perturbations et aux variations de sens de rotation de la vitesse de la machine asynchrone.

II.2 Commande vectorielle par orientation du flux

II.2.1 Théorie de flux orienté

La commande vectorielle à flux rotatif orienté (CV_OFR) repose sur la théorie du flux orienté. Elle vise à ajuster le flux de la machine en utilisant une composante du courant, tandis que le couple est réglé à l'aide d'une autre composante. Dans le cas d'une machine asynchrone, le principe d'orientation implique l'alignement du flux rotorique avec l'axe direct du repère de Park [19][12] comme le montre Figure II.1.

Le flux aligné le long de l'axe d, illustré dans la Figure (II.1), peut être [20]:

- Le flux rotorique : $\varphi_{rd} = \varphi_r$ et $\varphi_{rq} = 0$
- Le flux statorique : $\varphi_{sd} = \varphi_s$ et $\varphi_{sq} = 0$
- Le flux d'entrefer : $\varphi_{gd} = \varphi_g$ et $\varphi_{gq} = 0$

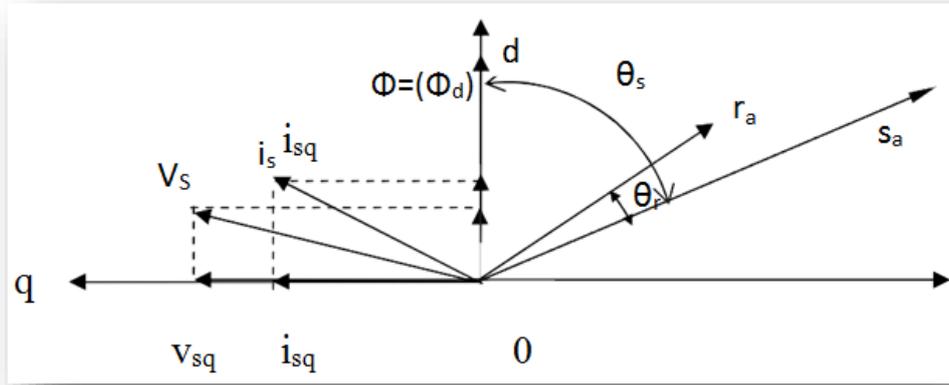


Figure II.1: Orientation des flux de la MAS [20]

La commande par flux orienté est une technique qui offre une approche similaire à celle de la machine à courant continu, malgré la structure complexe et non-linéaire de la machine asynchrone. Par conséquent, les trois modes de commande par flux orienté de la MAS sont: par orientation du flux rotorique; par orientation du flux statorique et par orientation du flux d'entrefer [21].

Le contrôle du flux statorique ou du flux d'entrefer ne permet pas d'obtenir un découplage complet entre le couple et le flux. Dans cette étude, nous nous concentrons sur le principe de la commande vectorielle avec l'orientation de l'axe (d) suivant l'axe du flux rotorique, car cette méthode présente de meilleures performances par rapport aux autres techniques d'orientation [21].

L'orientation du flux rotorique implique l'annulation de sa composante quadratique, ne comprend que la composante indirecte, ce qui signifie que le flux est entièrement porté sur l'axe indirect.

Ayant choisi l'orientation du flux rotorique, c'est-à-dire $\varphi_r = \varphi_{rd}$ et $\varphi_{rq} = 0$. D'après l'équation (I.26), le couple en régime quelconque peut être exprimé dans le repère (d-q) sous la forme d'un produit croisé de courants ou de flux et pour ($\varphi_{rq} = 0$), on obtient:

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq}) \quad (\text{II.1})$$

Et le système d'équations différentielles dérivé de l'équation (I.29) devient:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \sigma.L_s \left(\frac{di_{sd}}{dt} + \gamma.i_{sd} - \omega_s.i_{sq} - \frac{k}{T_r}.\varphi_r \right) \\ v_{sq} = \sigma.L_s \left(\frac{di_{sq}}{dt} + \gamma.i_{sq} + \omega_s.i_{sd} + k.\omega_r.\varphi_r \right) \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r}i_{sd} - \frac{1}{T_r}\varphi_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{p^2.L_m}{J.L_r} \varphi_r i_{sq} - \frac{f_v}{J}.\omega_r - p \cdot \frac{C_r}{J} \end{array} \right. \quad (\text{II.2})$$

En se basant sur les équations (II.1) et (II.2), on constate qu'il est possible de contrôler indépendamment le flux rotorique et le couple électromagnétique en utilisant respectivement les caractéristiques du courant statorique i_{sd} et i_{sq} [22].

Il existe deux méthodes de la commande vectorielle, à savoir [23]:

- **Méthode directe:** Dans laquelle, l'angle de Park est calculé directement en utilisant les grandeurs mesurées ou estimées.
- **Méthode indirecte:** Dans laquelle, l'angle de Park est calculé à partir de la fréquence statorique, qui est elle-même utilisée en utilisant la fréquence de glissement et la fréquence rotorique.

II.2.2 Commande vectorielle indirecte (IFOC)

Dans ce travail, nous avons opté pour la stratégie de commande vectorielle indirecte pour contrôler notre système qui est la MAS. Cette dernière ne repose pas sur l'amplitude du flux rotorique, mais unique-ment sur sa position. Elle ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique, mais elle nécessite l'utilis-ation d'un capteur ou d'un estimateur de la position (ou de la vitesse) du rotor. Ces estimateurs peuvent être classés en deux principaux groupes [21]:

- **Le premier groupe** utilise le vecteur du flux rotorique de manière indirecte à partir des mesures des courants et des tensions statoriques [21].
- **Le deuxième groupe** estime le vecteur du flux rotorique en utilisant les mesures des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique [21].

L'inconvénient majeur de cette méthode est sa sensibilité aux variations des paramètres de la machine, telles que la saturation magnétique et les variations de température, en particulier la constante de temps rotorique. De plus, cette méthode nécessite un circuit de commande relativement complexe [21].

II.3 Structure de la commande vectorielle

II.3.1 Description

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique présente une complexité accrue en raison de la nécessité de prendre en compte à la fois la dynamique du stator et celle du rotor. Les paramètres de commande utilisés dans ce type de commande sont les tensions statoriques (v_{sd}, v_{sq}) ainsi que la vitesse du champ tournant (ω_s) .

II.3.2 Découplage par compensation

La commande vectorielle indirecte offre avant tout la possibilité de simplifier et de rendre plus facile l'écriture des équations de la machine et du système de régulation. De plus, elle permet de définir de manière claire et intuitive deux nouvelles variables de commande, v_{sd1} et v_{sq1} , avec:

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{sd1} - e_{sd} \\ v_{sq} = v_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Et:

$$\begin{cases} e_{sd} = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} - R_r \frac{M}{L_r} \phi_r \\ e_{sq} = \omega_s \sigma L_s + R_r \frac{M}{L_r} \phi_r \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Les tensions v_{sd1} et v_{sq1} vont reconstruire les tensions v_{sd} et v_{sq} selon le schéma donné par Figure (II.2)

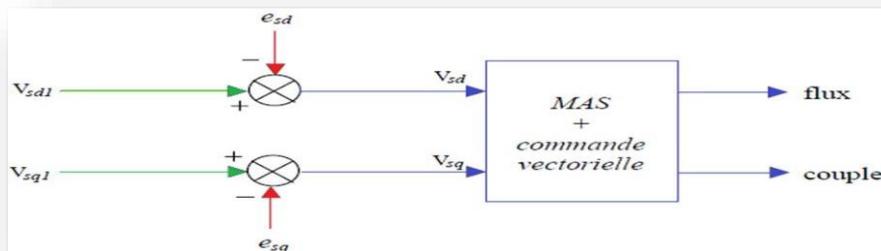


Figure II.2: Reconstitution des tensions v_{sd} et v_{sq} [24]

Nous définissons ainsi un nouveau système:

$$\begin{cases} v_{sd1} = \sigma L_s \frac{d i_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} \\ v_{sq1} = \sigma L_s \frac{d i_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sq} \end{cases} \quad (II.5)$$

En réalisant les actions sur les axes (d-q), nous arrivons à découpler le flux et le couple. Cela nous permet d'obtenir une représentation claire et distincte du flux et du couple [25].

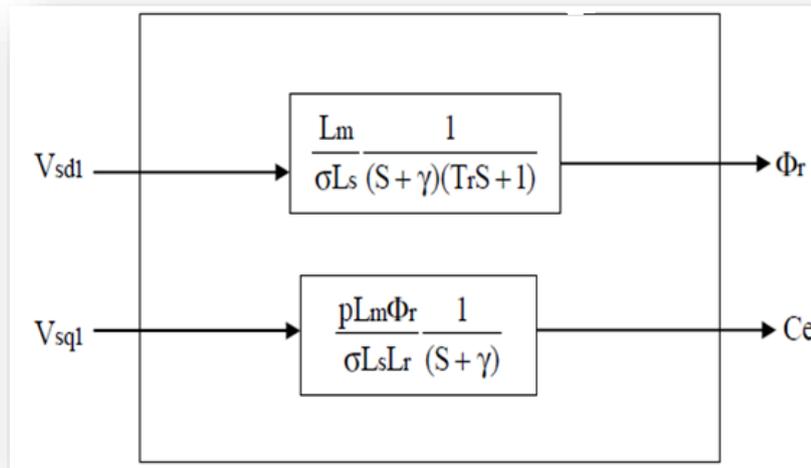


Figure II.3: Commande découplage- Expression de flux φ_r et couple C_e [25]

Avec :
$$\gamma = \frac{R_s + R_r \left(\frac{M}{L_r} \right)^2}{\sigma L_s}$$

II.4 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

La commande vectorielle possède une multitude des avantages et des inconvénients. Nous pouvons citer quelques uns.

II.4.1 Avantages de la commande vectorielle

Parmi les avantages qui caractérisent la commande vectorielle, il y a :

- **Performances dynamiques élevées** : La commande vectorielle permet d'obtenir des performances dynamiques supérieures, notamment en termes de précision de contrôle du flux et du couple.

- **Contrôle indépendant du flux et du couple:** Cette méthode permet de contrôler d'une manière indépendante le flux et le couple, ce qui offre une plus grande flexibilité dans la gestion de la machine électrique.
- **Réponse rapide aux variations de charge:** La commande vectorielle permet d'ajuster rapidement le couple électromagnétique en réponse aux variations de charge, assurant ainsi une meilleure stabilité du système.
- **Adaptabilité aux différentes applications:** La commande vectorielle peut être utilisée dans une large gamme d'applications, des moteurs à courant continu aux machines asynchrones, ce qui en fait une méthode polyvalente

I.4.2 Inconvénients de la commande vectorielle

- **Complexité de mise en œuvre:** La mise en œuvre de la commande vectorielle nécessite une connaissance approfondie de la théorie de contrôle et des techniques de commande, ce qui peut rendre sa mise en place complexe.
- **Sensibilité aux variations de paramètres:** La commande vectorielle peut être sensible aux variations des paramètres de la machine électrique, ce qui nécessite un réglage adéquat des paramètres de la commande pour assurer des performances optimales.
- **Coût potentiellement élevé:** La mise en place de la commande vectorielle peut nécessiter l'utilisation de capteurs supplémentaires et de matériels de contrôle améliorés, ce qui peut entraîner des coûts supplémentaires.

Il est important de noter que les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle peuvent varier en fonction de l'application spécifique et des contraintes du système.

II.5 Modélisation du convertisseur continu-alternatif et de sa commande

Afin de contrôler la vitesse de la MAS, il est nécessaire d'associer à celle-ci un convertisseur statique capable de fournir une tension d'amplitude et de fréquence réglables. Grâce aux avancées de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI), les convertisseurs statiques permettent, par une gestion adéquate des signaux de commande des interrupteurs, de contrôler la tension et le courant aux bornes du moteur [26]. Dans notre cas, nous étudions spécifiquement le convertisseur de la MAS, qui est l'onduleur et qui est commandé par la technique de contrôle sinus-triangle (MLI).

II.5.1 Convertisseur continu-alternatif

L'onduleur de tension est un convertisseur électrique permettant d'obtenir une tension alternative dont la fréquence et la valeur efficace peuvent être fixes ou ajustables à partir d'une source de tension continue. Il est généralement composé de cellules de commutation, telles que des transistors ou des thyristors, notamment pour les applications de haute puissance. Chaque bras de l'onduleur est constitué de diodes de récupération et la commande des interrupteurs de chaque bras est complémentaire, ce qui signifie qu'un interrupteur est bloqué lorsque l'autre est conduit. La commande de l'onduleur peut être réalisée soit par la méthode conventionnelle, soit par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) [27].

Dans ce mémoire, nous utilisons la MLI pour commander l'onduleur de tension dont sa structure est donnée par Figure (II.4).

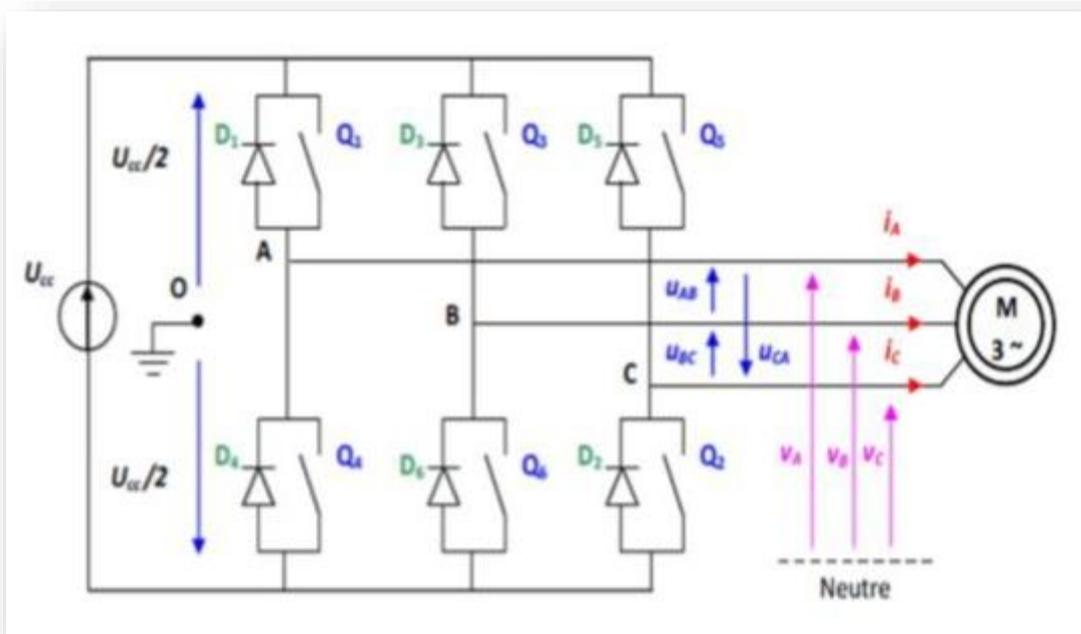


Figure II.4 Structure d'un onduleur de tension triphasé [27].

II.5.2 Modulation de largeur d'impulsion

La technique de modulation en largeur d'impulsion notée MLI (Modulation de largeur d'impulsion) ou PWM (Pulse Width Modulation) est le fruit du développement de l'électronique de puissance à la fin du siècle dernier. Elle représente le cœur du contrôle des

convertisseurs statiques. Le choix de la technique MLI pour contrôler l'onduleur de tension est justifié par sa capacité d'avoir une réponse rapide et des performances élevées. La MLI est composée d'impulsion dont la l'ardeur dépend des choix effectués pour la stratégie de modulation [19].

Les méthodes MLI sont préférées en raison de leur fréquences de commutation fixe, de leur faible courant d'ondulation et de leurs caractéristiques de spectre harmoniques bien définies. Ces stratégies considèrent une "tension de sortie moyenne par cycle" égale à la tension de référence, en utilisant soit la technique sinus-triangle ou les méthodes numériques de programmation d'impulsion (vectorielle, pré-calculée). L'avantage majeur qui caractérise la MLI est qu'elle sert à générer une relation linéaire entre les tensions de référence et celles de sortie dans une plage limitée [19].

II.5.2.1 Modulation MLI sinusoïdale: trianguler-sinusoïdale

La technique MLI sinusoïdale est une technique très utilisée en industrie. Le principe de cette technique consiste à comparer un signal de référence (modulante) à une porteuse comme le montre l'exemple illustré par Figure (II.5) [27].

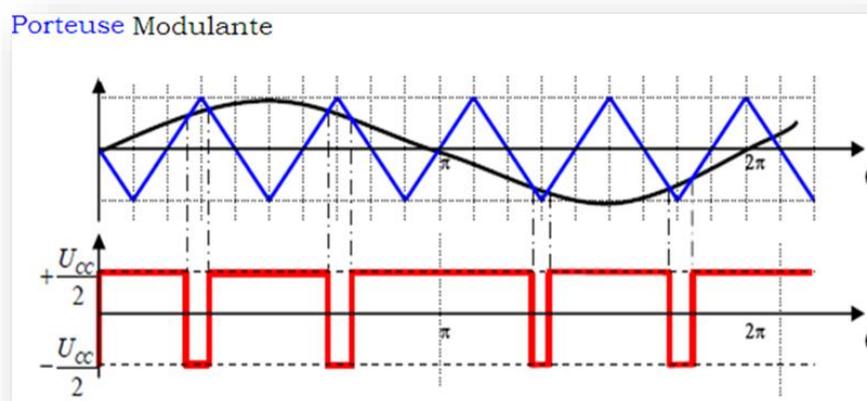


Figure II.5: Exemple de chronogramme d'une commande "sinus-triangle"[27]

Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire avoir à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

II.5.2.2 Avantages et conséquences de la commande par la MLI

La MLI possède les avantages suivants [28]:

- Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- Élimination de certaines harmoniques en tension.
- Elle repousse les harmoniques à des fréquences plus élevées.

La MLI abouti à des conséquences, parmi lesquels on peut citer:

- Minimisation de l'ondulation en courant du couple électromagnétique.
- Faible coût du filtre de sortie.

II.6 Structure de commande de la MAS par orientation du flux rotorique

La commande vectorielle indirecte du flux rotorique est basée sur le contrôle du flux et de la vitesse selon l'alimentation choisie: en courant ou en tension.

Nous nous allons présenter, dans cette partie, la structure de la commande vectorielle d'une part, et d'autre part l'étude des différents schémas blocs de régulation existant dans cette structure. La conception des différentes boucles de régulation est basée sur l'utilisation du modèle dédié à la commande, qui a été déterminé dans le premier chapitre par équation (I.29) en imposant $\varphi_{rq} = 0$ et tout en prenant en considération les simplifications suivantes :

- Le flux est maintenu constant vis-à-vis la dynamique du courant statorique.
- La vitesse mécanique est maintenue constante vis-à-vis la dynamique du courant statorique et celle du flux.

Les régulateurs utilisés dans cette commande sont de type Proportionnel Intégral (PI).

En général, la commande a comme objectif d'avoir un système de haute performances qui présentent plusieurs critères à savoir :

- Précision en poursuite,
- Précision en régulation (temps de montée, temps de réponse, dépassement, stabilité),
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie)
- Sensibilité à la variation paramétrique.

En tenant compte de ces critères, des techniques de commandes sont envisagées afin de respecter le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser des régulateurs PI dont les coefficients sont déterminés à partir des paramètres de la machine tout en considérant un couple de charge proportionnel à la vitesse soit:

$$C_r = k_l \omega \quad (\text{II.6})$$

Où k_t désigne la constante de proportionnalité du couple nominal.

Au cours de cette commande, nous faisons appel à quatre boucles de régulation :

- Une boucle de régulation de flux,
- Une boucle de régulation de vitesse,
- Deux boucles de régulation de courant.

Nous avons utilisés comme technique pour le calcul des paramètres des régulateurs, la technique de compensation de pôle qui permet de :

- Compenser la constante de temps électrique ou mécanique par celle du régulateur,
- Chercher un gain qui permet d'imposer une bonne dynamique au couple de la machine tout en minimisant l'erreur statique.

II.6.1 Conception des Régulateurs PI

Les régulateurs jouent un rôle essentiel à la fois dans la stabilisation du circuit de contrôle et dans l'amélioration de la précision et du temps de réponse du précédé.

Considérons $Y^*(t)$ comme le signal de référence à suivre, et $Y(t)$ comme le signal de sortie du système à contrôler [29].

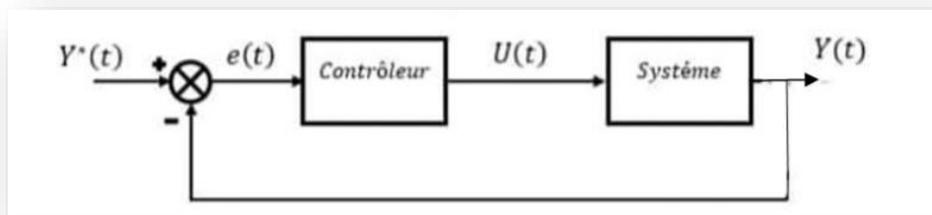


Figure II.6: Représentation de la commande d'un système [30]

La loi de commande de contrôleur PI est donnée par :

$$U(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt \quad (\text{II.7})$$

Et sa fonction transfert est donnée par :

$$R_{PI}(p) = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (\text{II.8})$$

Le régulateur PI exige un bon choix de ses paramètres k_p (gain proportionnel) et k_i (gain intégral) afin d'agir sur la dynamique du système et sur l'erreur statique.

- Action proportionnelle (k_p)

- Si le gain k_p est élevé, la correction est rapide. Cependant, cela augmente le risque de dépassement et d'oscillations dans la sortie.
- Si le gain k_p est faible, la correction est plus lente, ce qui réduit les oscillations.

- Action intégrale (k_i)

- L'action intégrale k_i réagit lentement aux variations de l'erreur et permet un ajustement progressif de la mesure vers sa référence.
- Tant que l'erreur positive (ou négative) persiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur soit annulée à l'aide de l'action k_i .

II.6.2 Conception de la boucle de régulation du flux

La majorité des entraînements à vitesse variable impose, à la fonction dédiée à la boucle de régulation, de maintenir un niveau de flux rotorique constant dans la machine égale à sa valeur nominale quelque soit le régime de fonctionnement en particulier lors d'un changement de vitesse de rotation. Le flux rotorique nominal est exprimé en fonction du courant rotorique magnétisant nominal que demande la machine en fonctionnement à vide par l'expression suivante:

$$\varphi_m = M I_{mm} \quad (\text{II.9})$$

En appliquant la transformée de la Laplace de l'équation (II.9), le flux s'écrit sous la forme suivante :

$$\varphi(p) = \frac{M}{\tau_r p + 1} i_{sd}(p) \quad (\text{II.10})$$

En partant de cette équation (II.10), nous pouvons écrire la fonction de transfert en boucle ouverte $H_{BO}(p)$ reliant $\varphi_r(p)$ et $i_{sd}(p)$ sous la forme suivante :

$$H_{BO}(p) = \frac{\varphi_r(p)}{i_{sd}(p)} = \frac{M}{1 + \tau_r p} \quad (\text{II.11})$$

Le schéma bloc donné par Figure (II.7) montre le contrôle de flux en utilisant le correcteur $R_f(p)$. La sortie de ce dernier génère le courant direct de référence i_{sdref} .

Le régulateur de flux $R_f(p)$ caractérisé par les deux paramètres κ_f et τ_f s'écrit comme suit :

$$R_f(p) = \kappa_f \left(1 + \frac{1}{\tau_f p} \right) \quad (\text{II.12})$$

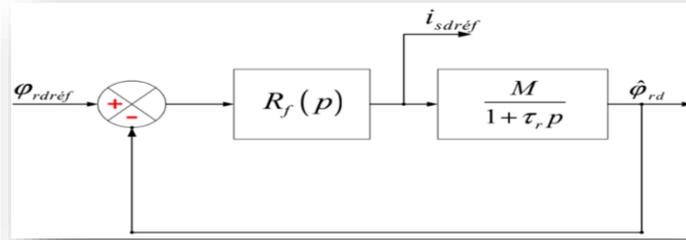


Figure II. 7: Schéma bloc de la boucle de régulation de flux [31]

Les paramètres du régulateur de flux sont déterminés comme suit :

- La constante de temps de la fonction de transfert en boucle ouverte $H_{BO}(p)$ sera compensée de la manière suivante :

$$H_{BO}(p) = \frac{\kappa_f}{\tau_f p} (1 + \tau_f p) \frac{M}{(1 + \tau_r p)} \quad (\text{II.13})$$

Cela abouti à:

$$1 + \tau_f p = 1 + \tau_r p \quad (\text{II.14})$$

Et par conséquent:

$$\tau_{BO} = \tau_f = \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{II.15})$$

- Nous avons choisi la constante de proportionnalité κ_f de manière à imposer à la constante de temps de la boucle fermée τ_{BF} d'être 4 fois plus petite que celle en boucle ouverte τ_{BO} .
- La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$H_{BF}(p) = \frac{H_{BO}(p)}{1 + H_{BO}(p)} \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$$H_{BO}(p) = \frac{B}{p} \quad (\text{II.17})$$

Où:
$$B = \frac{\kappa_f M}{\tau_f} \quad (\text{II.18})$$

En substituant l'équation (II.17) dans l'équation (II.16) et en prenant en considération ($\tau_{BO} \geq 4\tau_{BF}$), nous trouvons:

$$\tau_r = 4 \frac{\tau_f}{\kappa_f M} \quad (\text{II.19})$$

En conclusion les paramètres du régulateur $R_f(p)$ valent $\tau_f = \tau_r$ et $\kappa_f = \frac{4}{M}$.

II.6.3 Conception de la boucle de régulation de la vitesse

Maintenir la vitesse constante quelque soit le régime de fonctionnement constitue l'un des objectifs primordiaux de la commande en vitesse d'un moteur asynchrone surtout suite à une variation du niveau de charge. La fonction de transfert du régulateur PI de vitesse possède la forme suivante:

$$R_v(p) = \kappa_v \left(1 + \frac{1}{\tau_v p}\right) \quad (\text{II.20})$$

La sortie du régulateur de vitesse forme la consigne du couple électromagnétique $C_{emr\acute{e}f}$. En outre, en supposant que le flux rotorique est maintenu constant moyennant la boucle du flux, nous pouvons alors déduire la consigne de la composante quadrature de référence $I_{sqr\acute{e}f}$.

Reprenons l'équation mécanique de la machine asynchrone donnée par Équation (I.27):

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{II.21})$$

Comme nous avons considéré que le couple résistant étant proportionnel à la vitesse de rotation; nous posons ($C_r = k_l \Omega$). La transformé de Laplace de (II.21) donne l'expression du couple électromagnétique suivante:

$$C_{em}(p) = (J p + K_l) \Omega(p) \quad (\text{II.22})$$

Où: $K_l = f + k_l$

À partir de l'équation (II.22), nous définissons la fonction de transfert vitesse/couple:

$$H_v(p) = \frac{\Omega(p)}{C_{em}(p)} = \frac{1}{J p + K_t}$$

(II.23)

Le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse est illustré par Figure (II.8).

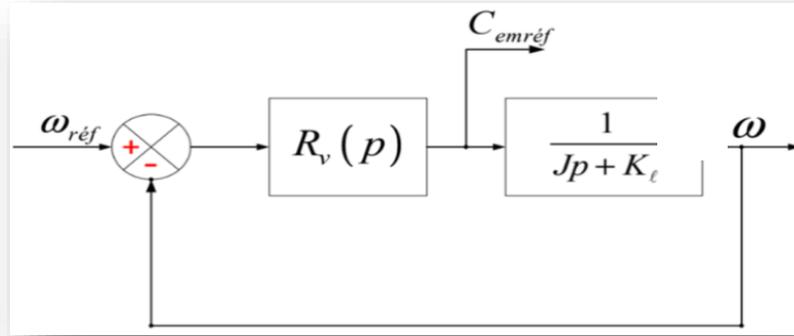


Figure II. 8: Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse [32]

Les deux paramètres κ_v et τ_v du régulateur $R_v(p)$ donné par (II.20) sont déterminés en suivant la même étapes suivis lors de la construction du régulateur du flux rotorique $R_f(p)$.

Nous obtenons donc: $\tau_v = J/K_t$ et $\kappa_v = 4 K_t$.

II.6.4 Conception de la boucle de régulation des courants

Le contrôle du couple et du flux de la machine nécessite la mise en œuvre de boucle de régulation des courant statoriques selon d et q . Afin d'effectuer la synthèse des régulateurs, nous reprenons les deux premiers termes du système (I.29) du Chapitre I, en considérant $\varphi_{rq}=0$, nous retrouvons donc:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{\sigma l_s} - \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2} \right) i_{sd} + \frac{M R_r}{l_r^2} \varphi_{rq} + \omega \sigma l_s i_{sq} + V_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{\sigma l_s} - \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2} \right) i_{sq} + \frac{M R_r}{l_r^2} \varphi_{rd} + \omega \sigma l_s i_{sd} + V_{sq} \end{cases} \quad (II.24)$$

L'équation (II.24) possède des termes couplés qui conduisent à une forte interaction entre les deux axes d et q . Ce couplage rend compliquée l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec une alimentation en tension de la machine. Ce couplage peut être découplé par une méthode classique dite de compensation.

A partir du système (II.24), nous dégageons les expressions des tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} de la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma l_s \left[\frac{d}{dt} i_{sd} + \frac{1}{\sigma l_s} \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2} \right) i_{sd} \right] - \sigma l \left[\omega_s i_{sq} + \frac{M R_r}{\sigma l_s l_r^2} \varphi_{rd} \right] \\ V_{sq} = \sigma l \left[\frac{d}{dt} i_{sq} + \frac{1}{\sigma l_s} \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{l_r^2} \right) i_{sq} \right] - \sigma l \left[\omega_s i_{sd} + \frac{M R_r}{\sigma l_s l_r^2} \varphi_{rq} \right] \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

En appliquant la transformé de Laplace et en faisant un arrangement d'écriture de la relation (II.25), nous constatons que les tensions statoriques se décomposent en deux termes : le premier présente la sortie du régulateur de courant alors que le deuxième est un terme de compensation:

$$\begin{cases} V_{sd} = \frac{1}{b_{11}} [(p - a_{11}) i_{sd}] - \frac{1}{b_{11}} [a_{12} i_{sq} + a_{13} \varphi_{rd}] = V_{sd1} + V_{sd2} \\ V_{sq} = \frac{1}{b_{11}} [(p - a_{11}) i_{sq}] - \frac{1}{b_{11}} [a_{12} i_{sd} + a_{13} \varphi_{rd}] = V_{sd1} + V_{sd2} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Cependant, l'inconvénient major de cette compensation c'est l'utilisation des courants mesurés. Car ces derniers peuvent être perturbés par les bruits de mesure et aussi par le contenu harmonique des courants de phase. Cela justifie le fait que nous allons utiliser les courants de références pour le circuit de découplage.

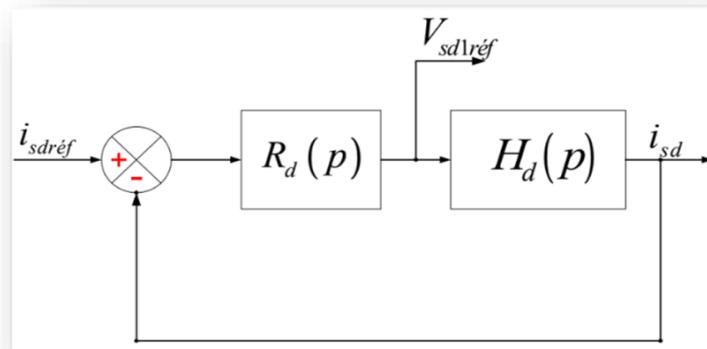


Figure II.9: Boucle de régulation de courant après régulation [32]

Les régulateurs $R_d(p)$ et $R_q(p)$ des composantes i_{sd} et i_{sq} , produisent les tensions statoriques de références V_{sd1} et V_{sq1} . Les fonctions de transfert en boucle ouverte liant respectivement les tensions V_{sd1} et V_{sq1} aux courants i_{sd} et i_{sq} sont supposées identiques et de premier ordre.

$$\begin{cases} H_d(p) = \frac{I_{sd}(p)}{V_{sd1}(p)} = \frac{b_{11}}{p - a_{11}} \\ H_q(p) = \frac{I_{sq}(p)}{V_{sq1}(p)} = \frac{b_{11}}{p - a_{11}} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Le schéma bloc de la régulation dans ce cas est représenté par Figure (II.9).

En suivant les mêmes étapes pour déterminer les gains des deux régulateurs de courant, nous trouvons ainsi:

$$\begin{cases} \tau_d = \tau_q = \frac{\sigma l_s}{R_s + \left(\frac{M}{l_r}\right)^2 R_r} \\ K_d = K_q = 4 \left(R_s + \left(\frac{M}{l_r}\right)^2 R_r \right) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

En tenant compte des termes de compensation, nous pouvons déterminer

Les tensions statoriques de référence (tensions de commande) sont représentées par:

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1réf} - \sigma l_s \left[\omega_s i_{sqréf} + \frac{M R_r}{\sigma l_s l_r^2} \varphi_{rdréf} \right] \\ V_{sq} = V_{sq1réf} - \sigma l_s \left[\omega_s i_{sdréf} + \frac{M R_r}{\sigma l_s l_r^2} \varphi_{rqréf} \right] \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

La relation entre les grandeurs de Park \bar{X}_{sdq} et celle de Concordia $\bar{X}_{s\alpha\beta}$ est donnée par la relation vectorielle suivante :

$$\bar{X} = e^{j\theta} \bar{X}_{sdq} \quad (\text{II.30})$$

Avec l'angle θ sera déterminé par :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_s = p \Omega + \omega_g = \omega + \frac{M}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} \quad (\text{II.31})$$

II.7 Simulation de la commande vectorielle de la MAS

Nous allons présenter dans ce paragraphe les résultats de simulation de la machine asynchrone contrôlée par la commande vectorielle à flux orienté dont le schéma de la commande est représenté par Figure II.10, [12].

Nous avons effectué un ensemble d'essais pour tester les performances de la boucle de la régulation.

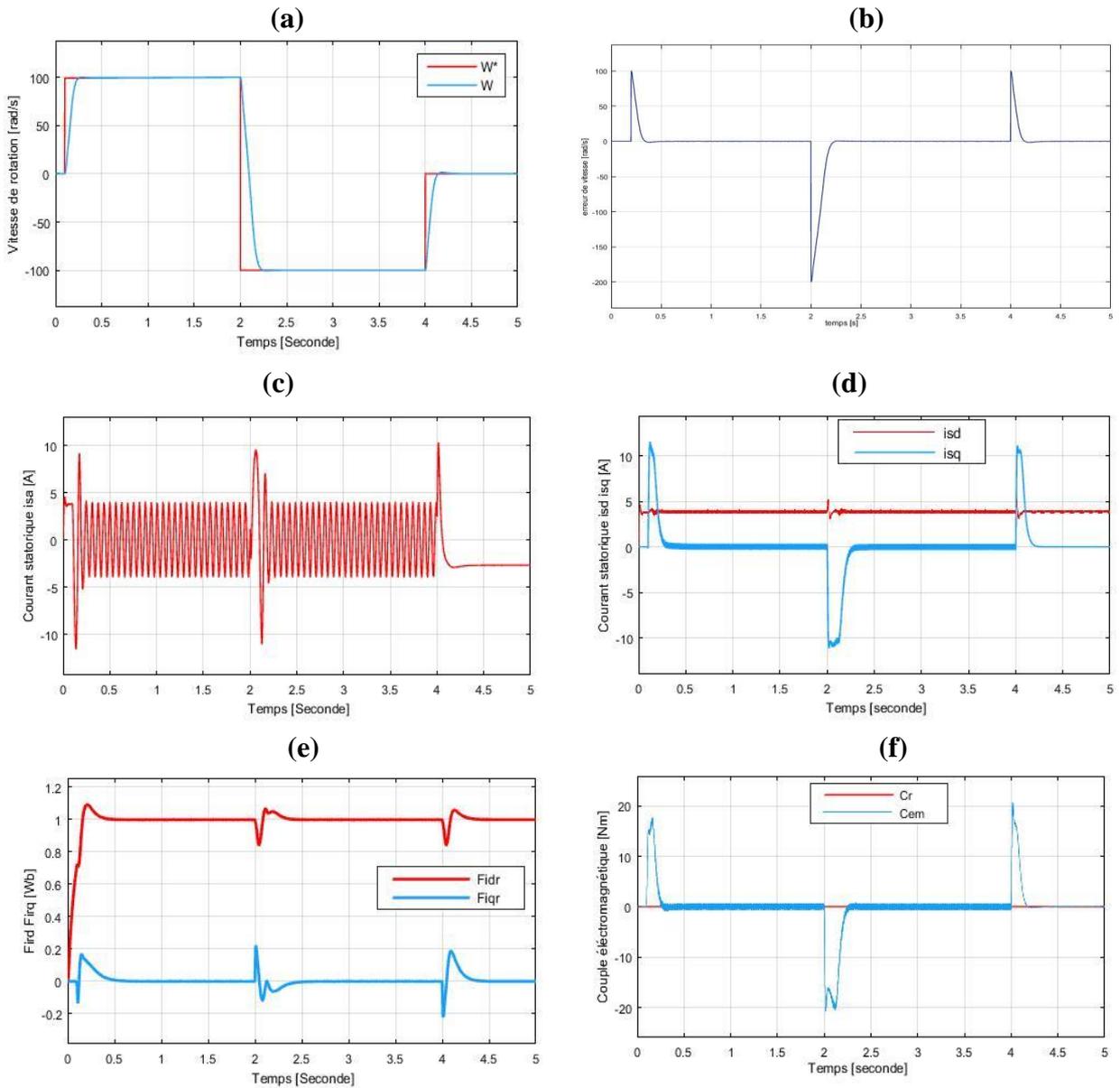


Figure II.11: Commande vectorielle de la MAS à vide avec variation de sens de rotation de la vitesse, **(a):** vitesse de rotation $\Omega(t)$, **(b):** Erreur de vitesse, **(c):** courant de phase a i_{sa} **(d):** courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) , **(e):** flux rotorique $(\varphi_{rd}, \varphi_{rq})$ **(f):** couple électromagnétique C_{em} .

II.7.1.2 Résultats de la simulation en charge

Nous simulons ensuite la commande vectorielle de la MAS en appliquant et en annulant le couple résistant comme le monte Figure (II.12.f).

La figure (II.12) représente les résultats de simulation obtenus.

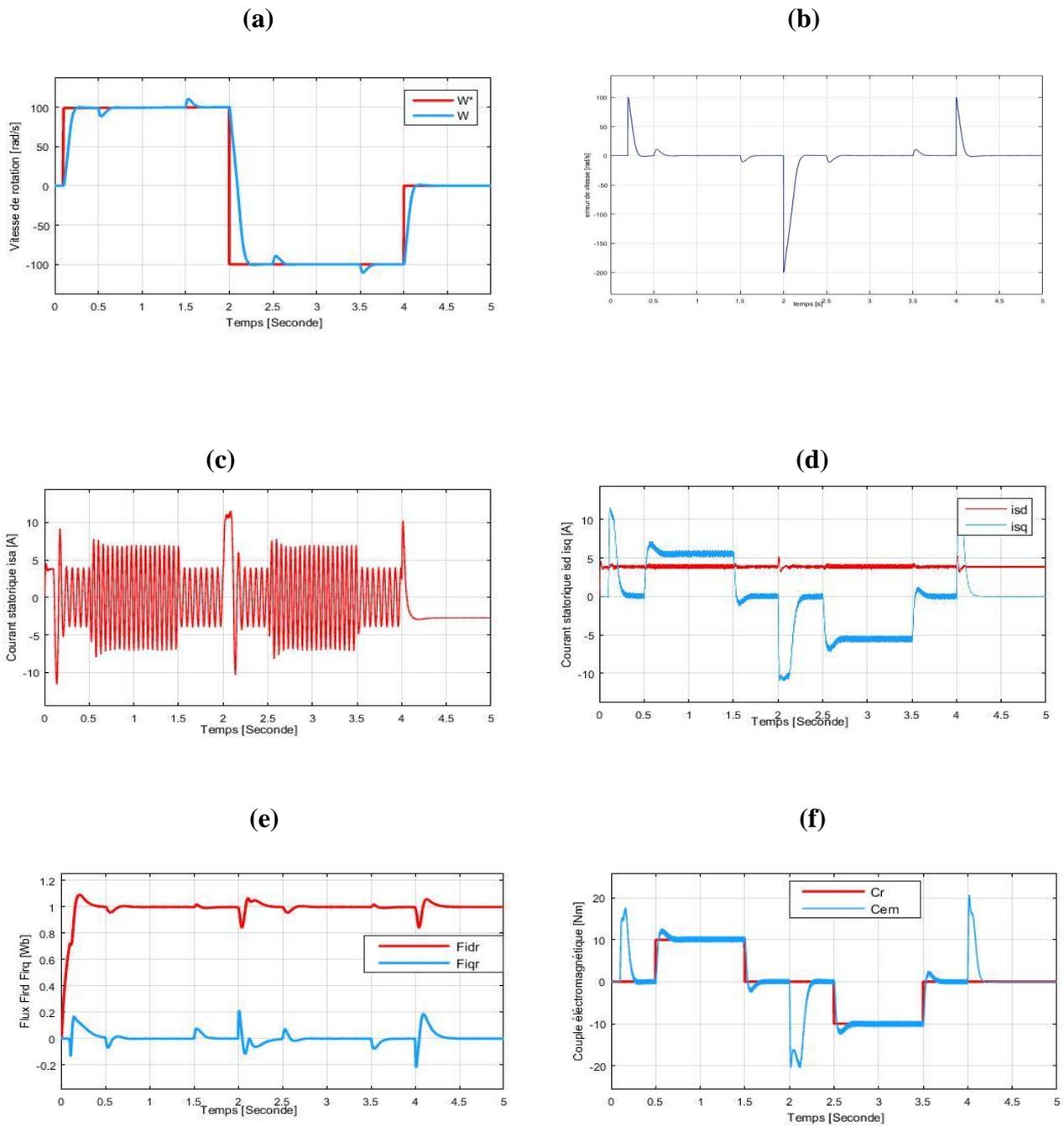


Figure II.12: Commande vectorielle de la MAS en charge avec variation de sens de rotation de la vitesse, **(a):** vitesse de rotation $\Omega(t)$, **(b):** Erreur de vitesse, **(c):** courant de phase a i_{sa} **(d):** courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) , **(e):** flux rotorique $(\varphi_{rd}, \varphi_{rq})$, **(f):** couple électromagnétique C_{em} .

II.7.1.3 Interprétation des résultants de simulation

En observant les résultats de simulation obtenus, nous pouvons repérer les constatations suivantes:

- **A vide avec inversion de sens de rotation de la vitesse:** D'après les résultats de simulation obtenus et donnés par Figure (II.11), on constate que:
 - La vitesse s'établit au bout d'un certain temps de réponse après le passage par des phases transitoires à chaque inversion de sens de rotation de la vitesse (Figure II.11.a). Durant ces périodes, on remarque que la vitesse présente des erreurs de poursuite importantes (Figure II.11.b) qui sont rejetées à l'aide du PI, puis la vitesse rejoint sa référence sans erreur au régime permanent. La Figure (II.11.b) confirme ce résultat.
 - Pour vaincre l'inertie des masses tournantes au démarrage la machine développe un couple électromagnétique de 19N.m qui s'annule ensuite puisque la MAS fonctionne à vide. Ce couple présente des fluctuations aux moments de l'inversion de sens de rotation de la vitesse.
 - Le flux donné par Figure (II.11.e) tend vers sa consigne, mais il marque un retard pour qu'il rejoigne sa référence après chaque inversion de vitesse du moteur et il admet des déplacement ce qui influe directement sur le courant,
 - La composante directe du courant statorique schématisée par Figure (II.7.d) se stabilise autour de la valeur de 4 A, à cause du régulateur PI du flux qui maintient ce dernier constant. Tandis que la composante inverse du courant statorique est importante au démarrage puis elle s'annule et présente des pic aux instants de variation de sens de la vitesse.
 - On remarque aussi que l'allure du courant i_{sq} est l'image du couple C_{em} à un constant pré ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple et que les composantes du flux rotorique obéissent au principe de la commande vectorielle.
- **En charge avec inversion de sens de rotation de la vitesse:** L'examinassions des résultats aboutis aux remarques suivantes:
 - La vitesse donnée par Figure (II.12.a) suit parfaitement sa référence, avec des erreurs de poursuite qui apparaissent dans les phases transitoires lors de la variation de sens de rotation. On constate aussi un rejet de la perturbation C_r lors de son application grâce à la commande. La Figure (II.12.b) affirme ce résultat.

- Le couple électromagnétique schématisé par Figure (II.12.f) se stabilise et s'annule au régime permanent lorsque $C_r=0\text{N.m}$ et il atteint ensuite la valeur du couple résistant dès son application à la machine. Cependant la valeur de ce couple présente un grand pic lors de variation de vitesse.
- Les flux rotoriques illustrés par Figures (II.12. e) rejoignent leur référence au régime permanent avec un rejet des perturbations considérées dans ce cas.
 - Après le démarrage, le courants i_{sd} reste constant. Cependant, le courant i_{sq} est important au démarrage avec la présence des pics suite aux variations de sens de rotation de la vitesse et un léger déplacement lorsque le moteur est chargé.

II.8- Conclusion

Nous avons d'abord présenté dans ce chapitre, une étude théorique sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette structure de commande, qui consiste à déterminer directement le flux considéré, peut être formulée comme une commande découplant.

Afin d'évaluer l'efficacité de la commande proposée, différents tests ont été effectués, dont les résultats indiquent le degré de robustesse offert par ce type de commande.

Il est à mentionner que la connaissance du module et de la position du flux, ainsi que la position du rotor, est importante pour réaliser une commande vectorielle visant à contrôler le couple et la vitesse d'une machine asynchrone. Cependant, pour des raisons économiques et/ou de robustesse, les capteurs de mesure peuvent être remplacés par des estimateurs ou des observateurs. Qu'est-ce qu'un observateur ou un estimateur et quels types d'observateurs peut-on choisir ? Ce problème sera abordé dans le prochain chapitre.

Chapitre III

Commande vécatorielle indirecte bésée sur un obserevateur mode glissant

III.1 Introduction

Le système dynamique commandé repose sur l'hypothèse implicite selon laquelle l'état complet du système est connu à chaque instant. Cependant, dans de nombreuses applications, ce n'est pas possible de mesurer l'état complet en raison de contraintes technologiques (matériel, réalisabilité, etc.), de problèmes de fiabilité (défaillance des capteurs) ou encore de considérations économiques (coût des capteurs) [7]. Il devient donc nécessaire de reconstruire les variables d'état non mesurées à partir des mesures disponibles. Ce problème est connu sous le nom de problème d'observation. Il est rencontré dans divers contextes tels que la commande, le diagnostic, la détection de pannes et la sécurité, où la connaissance de l'état du système peut être essentielle [7].

Les observateurs sont des outils qui permettent de reconstruire l'état des systèmes à partir de l'observation de leurs sorties. La pertinence de la reconstruction de l'état dépend évidemment de la pertinence du modèle utilisé. La possibilité de concevoir un observateur pour un système donné est étroitement liée à la possibilité d'identifier l'état à partir de l'observation des sorties du système, ce qui se traduit par la propriété structurelle d'observabilité. En ce qui concerne la théorie des observateurs dans le cas non-linéaire, la littérature regorge d'études, mais peu de techniques sont réellement utilisables pour une large classe de systèmes. Parmi les observateurs couramment cités, on peut mentionner le filtre de Kalman étendu, l'observateur de Luenberger, l'observateur à grand gain et les observateurs robustes tels que le mode glissant et le Backstepping.

De nombreuses méthodes ont été proposées pour estimer la vitesse et la position de la machine asynchrone (MAS). La littérature se concentre principalement sur deux catégories [7], dont la première repose sur le modèle dynamique de la MAS et utilise des techniques issues de l'automatique classique et la deuxième catégorie n'utilise pas de modèle et fait appel à des techniques basées sur l'intelligence artificielle ou l'analyse des harmoniques, par exemple [7].

Dans ce chapitre, nous abordons d'abord le problème de l'observabilité des systèmes linéaires et non-linéaires, ainsi que celui de la machine asynchrone sans capteur de vitesse. Nous appliquons ensuite l'observateur à mode glissant pour estimer la vitesse de la MAS, associé à la commande vectorielle à flux orienté avec un régulateur classique de type PI qui a été développé dans le chapitre précédent.

III.2 Observabilité et observateurs

III.2.1 Présentation des observateurs

Un observateur, aussi appelé capteur informatique, est un système dynamique intégré généralement dans un calculateur. Son rôle est d'estimer en temps réel l'état courant du système en se basant sur les mesures disponibles, les entrées du système et une connaissance préalable du modèle. Son objectif est de suivre l'évolution de l'état afin de fournir des informations sur le système.

La nécessité d'obtenir des informations sur l'état interne du système est motivée par plusieurs raisons importantes et indispensables telles que:

- **Commande du procédé:** La connaissance de l'état interne du système est essentielle pour contrôler efficacement le procédé.
- **Surveillance du procédé:** L'observateur permet de comparer son comportement avec celui du procédé, facilitant ainsi la détection d'éventuels écarts.
- **Modélisation (identification) du procédé:** L'estimation des grandeurs constantes du modèle est rendue possible grâce à l'observateur.

III.2.2 Principe de l'observateur

Souvent, pour commander les processus industriels, il est nécessaire de connaître le vecteur d'état. Malheureusement, dans la pratique, seule une partie de ce vecteur est disponible en raison de l'absence de capteurs ou du manque de signification physique évidente pour certaines variables. Par conséquent, se pose le défi de reconstruire le vecteur d'état à partir des sorties et des entrées mesurées du système. Dans certaines conditions, il est possible de reconstruire les variables d'état en utilisant un système dynamique appelé Observateur.

Dans les années soixante, Kalman a donné les premières définitions de l'observabilité des systèmes linéaires. Pour les systèmes non linéaires, plusieurs auteurs se sont intéressés à cette question, parmi lesquels Hermann, Kerner, Williamson, Gautier, Bornard, Diop, Fliess, et d'autres [7].

L'observateur fonctionne en boucle fermée et possède une dynamique indépendante du système dont l'objectif principal est de fournir une estimation d'une grandeur physique interne spécifique d'un système donné. Il se base exclusivement sur les informations disponibles concernant les entrées et les sorties du système physique. Pour cela, il réinjecte l'erreur entre les sorties observées et les sorties réelles en tant qu'entrée, en utilisant une matrice de gain K

afin d'ajuster la dynamique de convergence de cette erreur. La Figure III.1 illustre ce processus [7].

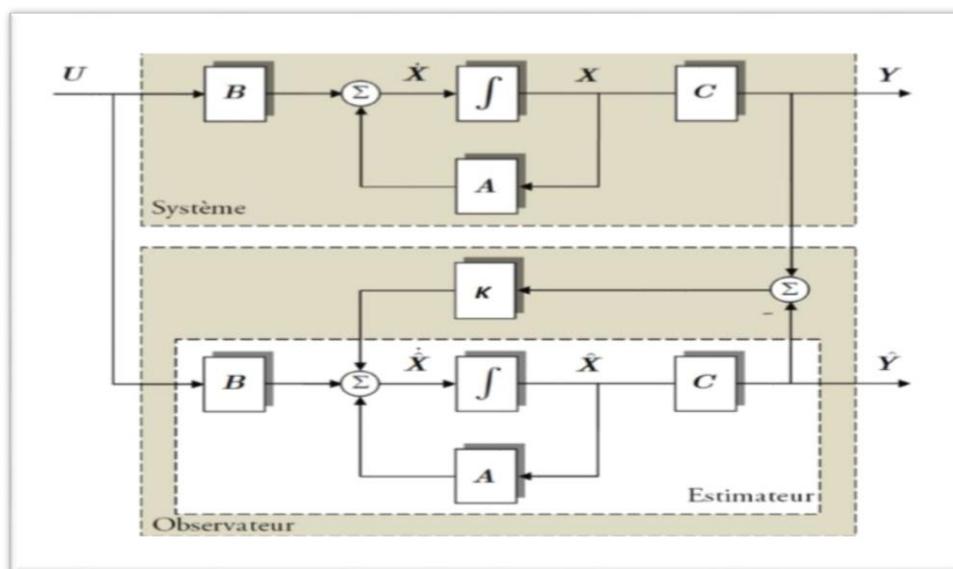


Figure III.1 : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état [7]

Les différentes grandeurs mentionnées sur figure III.1, représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée $u(t)$ du système réel et de l'observateur,
- Un vecteur d'état $x(t)$ constitué des grandeurs à observer,
- Un vecteur de sortie $y(t)$ dont les composantes sont mesurables (tensions, courants). Dans le cas de la machine asynchrone sans capteur mécanique.

Soit le système à observer est donné par son modèle d'état suivant [7]:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (III.1)$$

L'observateur est une copie du système (III.1) à laquelle un terme de gain est ajouté. Ainsi, sa mise en équation est la suivante [7]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K\varepsilon \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (III.2)$$

Avec

$\hat{x}(t)$, $\hat{y}(t)$ sont respectivement les états estimés de $x(t)$ et $y(t)$.

K : est un vecteur ou matrice des gains d'estimation.

ε : peut être l'écart entre la sortie mesurée et celle estimée.

Le principe fondamental de fonctionnement d'un observateur est de comparer les sorties réelles $y(t)$ du système aux sorties estimées $\hat{y}(t)$.

L'erreur d'estimation ou l'observateur ($\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t)$) est utilisée pour ajuster la dynamique (le gain K) du système selon l'équation (III.2) afin de corriger et améliorer progressivement son estimation. Cela permet à l'observateur de s'approcher de plus en plus de la véritable grandeur physique interne $x(t)$ du système.

La matrice des gains " K " doit être choisie judicieusement afin d'assurer la convergence de l'erreur vers zéro qui peut être ajustée selon la dynamique du système à observer.

III.2.3 Catégories des observateurs

En effet, il existe de nombreuses techniques d'observation qui varient en fonction de plusieurs facteurs. Ces facteurs incluent la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit). Selon la nature du système considéré, les observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [33]:

- **Observateurs dédié aux systèmes linéaires:** ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur la matrice d'état A de l'équation (III.1) du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche [33].
- **Observateurs dédié aux systèmes non linéaires:** des observateurs ont été développés afin de palier la difficulté des systèmes non linéaires. Parmi lesquels, on peut citer par exemple [33]:
 - Des observateurs dont les gains sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de *Lyapunov*.
 - Des observateurs à structure variables (modes glissants).

En fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs peuvent être classés en deux familles [34]:

- **Observateurs d'ordre complet:** Les observateurs d'ordre complet donnent des informations sur toutes les variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite un temps de calcul relativement long. Ils ne sont pas donc recommandés si on ne veut pas observer tous les états du système [34].
- **Observateurs d'ordre réduit:** Les observateurs d'ordre réduit obtenus en ne considérant que les équations décrivant les modes non mesurables et qui donnent des

informations sur les autres variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite moins de temps de calcul que celui de l'observateur d'ordre complet [34].

III.2.4 Étude d'observabilité

L'observabilité d'un processus est un concept très important en automatique. En effet, pour reconstruire des états inaccessibles $x(t)$ d'un système dynamique donné par équation (III.1), il faut savoir, à priori, si ces variables d'état sont observables ou non. La notion d'observabilité d'un système est la propriété qui permet de dire si son état peut être déterminé uniquement à partir de la connaissance des signaux des entrées et des sorties. L'observabilité dépend de la nature linéaire ou non-linéaire du système considéré, ou cette notion devient respectivement indépendante ou dépendante des entrées appliquées [35].

III.2.4.1 Observabilité des systèmes linéaires

Considérons d'abord le cas des systèmes linéaires donnés par le modèle (III.1). L'observabilité des systèmes linéaires est indépendante de l'entrée appliquée au système. Un critère pour tester l'observabilité de ce type des systèmes consiste à vérifier si la matrice d'observabilité (III.3) suivante est de rang complet [35]:

$$\text{rang} \begin{bmatrix} C \\ C A \\ \vdots \\ C A^{(n-1)} \end{bmatrix} = n$$

(III.3)

Avec n : est l'ordre du système

La structure de l'observateur pour les systèmes linéaires peut être représentée par Figure (III.1) et son modèle est donné par Équation (III.4). Ce dispositif est constitué d'un estimateur en boucle ouverte, qui suit l'équation caractéristique du système à observer et utilise la matrice dynamique A pour représenter sa propre dynamique. En ajoutant une boucle de correction qui agit sur l'erreur d'observation ($\Delta y = y - \hat{y}$) [35].

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L \Delta y \\ \hat{y} = C \hat{x} \end{cases} \quad \text{(III.4)}$$

Il est possible de modifier la vitesse de convergence de Δy vers zéro par une sélection appropriée des gains de la matrice L .

En substituant l'erreur d'observation $\Delta y = y - \hat{y}$ dans (III.3), on obtient:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A_0 \hat{x} + Bu + L y \\ \hat{y} = C \hat{x} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Avec: $A_0 = A - LC$

Ainsi, la dynamique de l'observateur est régulée par la matrice d'état qui est déterminée par la matrice de gain L .

III.2.4.2 Observabilité des systèmes non linéaires

Considérons maintenant un système non linéaire décrit par le modèle (III.6) suivant [35]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Dans le cas d'un système non linéaire (III.6), il n'existe pas de solution générale et par conséquent, le raisonnement du système linéaire ne s'applique donc plus. Les premières solutions théoriques proposées pour les systèmes non linéaires consistaient souvent à se ramener d'une façon ou d'une autre aux systèmes linéaires et à appliquer des estimateurs de type Kalman-Luenberger. Le principal inconvénient de ces méthodes est qu'elles ne s'appliquent que sous des conditions très restrictives, notamment la linéarité par changement de coordonnées non linéaire [35].

Il existe dans la littérature d'autres méthodes d'observabilité non linéaire tel que la condition d'observabilité locale du système (III.6), au sens du rang consiste à vérifier si la différentielle de la sortie $h(x)$ avec les différentielles de ses dérivées de Lie successives dans les directions de f jusqu'à l'ordre $(n - 1)$ sont indépendante (sur un voisinage de 0), c'est à dire que [35]:

$$\text{rang} \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \begin{pmatrix} h(x) \\ L_f(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ L_f^{(n-1)}h(x) \end{pmatrix} \right\} = n \quad (\text{III.7})$$

Ou $L_f^{(n-1)}h(x) = y^{(i)}$ est la $i^{\text{ème}}$ dérivée de Lie de $h(x)$ tout le long de la direction de f ou encore la $i^{\text{ème}}$ dérivée de la sortie $y(t)$.

n représente la dimension du vecteur d'état $x(t)$ du système

Nous pouvons donc écrire la relation suivante [35]:

$$\frac{\partial}{\partial x} \begin{pmatrix} h(x) \\ L_f(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ L_f^{(n-1)}h(x) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \cdot \\ \cdot \\ y^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Si le système (III.6) est observable au sens du rang en $x(t)$, alors il est localement observable en $x(t)$. C'est une condition suffisante pour l'observabilité locale [35].

III.3 Observateur à mode glissant

Une bonne loi de commande appliquée à un système nécessite un bon observateur si tout l'état du système n'est pas mesuré. Une des classes les plus connues de synthèse d'observateurs pour des systèmes non linéaires se base sur la théorie des modes glissants.

Soit le système non linéaire de la forme générale donné par équation (III.6). Une structure d'observateur par modes glissants classique s'écrit donc [35]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) + K \text{sign}(S) \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Avec: S est la surface de glissement et K est un gain positif.

Dans ce cas la surface de glissement S est donnée par:

$$S = y - \hat{y} \quad (\text{III.10})$$

Le terme de correction utilisé est proportionnel à la fonction discontinue sign appliquée à l'erreur de sortie. La preuve de la stabilité et de la convergence pour de tels observateurs, est basée sur l'utilisation des fonctions de Lyapunov [35].

Dans notre travail nous avons choisi l'observateur à mode glissant pour reconstruire la vitesse de rotation de la MAS. Notre choix de ce type d'observateurs est justifié par les bonnes propriétés qui peuvent être obtenues et parmi lesquelles nous citons [35] :

- Une convergence en temps fini vers la surface de glissement $S = y - \hat{y}$ si entre autre les conditions d'attractivité vers cette surface sont vérifiées.
- Une réduction de dimension du système d'observation à $(n-p)$ états avec n la dimension du vecteur d'état noté $x(t)$ et p la dimension du vecteur de sortie noté $y(t)$.

- Comme la fonction *sign* est équivalente à un grand gain au voisinage de l'origine, nous obtenons une certaine robustesse vis-à-vis les erreurs de modèle et des perturbations bornées [35].

La figure III.2 montre un schéma bloc d'un observateur modes glissants [35].

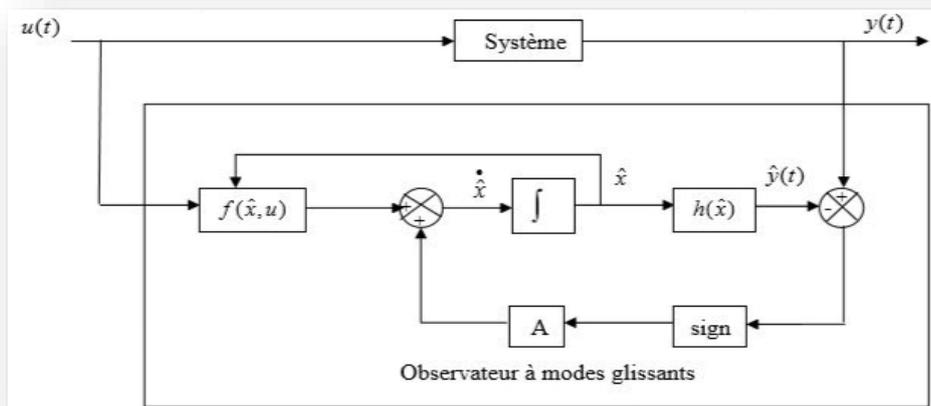


Figure III.2 : Schéma fonctionnel de l'observateur à mode glissant [35]

Remarque III.1

En pratique, l'utilisation du mode glissant classique (d'ordre 1) introduit de fortes oscillations à hautes fréquences, communément appelé phénomène de broutement ou de chattering qui est du à la présence de la fonction *sign* dans l'équation de l'observateur. Pour remédier à ce problème, nous remplaçons la fonction *sign* par des fonctions plus lisses comme la fonction sigmoïde ou la fonction saturation. C'est cette dernière qu'on a utilisé dans notre simulation [35].

III.4 Observabilité de la machine asynchrone

III.4.1 Observabilité avec mesure de vitesse

Pour étudier l'observabilité de la machine asynchrone, nous allons supposer que la mesure de la vitesse du rotor est disponible, ce qui signifie qu'elle est considérée comme une sortie mesurée dans notre système.

Le modèle mathématique de la machine asynchrone est le suivant [36]:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \tag{III.11}$$

Avec:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ X_5 \\ X_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Omega \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1x_1 + \omega_s x_2 + a_3a_5x_3 + a_3px_5x_4 \\ -\omega_s x_1 + a_1x_2 - a_3px_5x_3 + a_3a_5x_4 \\ a_4x_1 - a_5x_3 + (\omega_s - pX_5)x_4 \\ a_4x_2 - (\omega_s - px_5)x_3 - a_5x_4 \\ a_6(x_2x_3 - x_1x_4) - a_1x_5 - a_8x_6 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En considère à la fois la vitesse du rotor et les courants du stator comme sorties mesurées, Soit l'espace d'observabilité, noté $O(x)$ déterminé par les mesures des sorties et de leurs dérivées. Cet espace est continu dans l'espace d'observabilité et son dimension égale à celle du système étudié [36].

En d'autres termes l'espace d'observabilité représente l'ensemble des états du système qui peuvent être estimés à partir des mesures disponibles, à savoir la vitesse du rotor et les courants du stator [36].

L'espace d'observabilité revêt une importance capitale, car il permet d'évaluer la capacité du système à estimer l'état courant de la machine asynchrone en fonction des mesures réalisées. Il constitue donc un outil essentiel pour analyser la faisabilité de l'estimation de l'état du système et évaluer les performances de l'observateur utilisées dans le processus d'estimation de l'état interne de la machine asynchrone [36].

$$O_0(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_5 \\ \square \\ h_1 \\ \square \\ h_2 \\ \square \\ h_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_5 \\ \square \\ x_1 \\ \square \\ x_2 \\ \square \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Omega \\ \square \\ i_{sd} \\ \square \\ i_{sq} \\ \square \\ \Omega \end{bmatrix} \tag{III.12}$$

Pour évaluer l'observabilité du système (III.11) en termes de rang, nous pouvons déterminer la caractéristique de l'espace d'observabilité $O_0(x)$ en calculant le jacobéen $J_0(x)$. Ce dernier est calculé par rapport à l'état $x(t)$ du système, ce qui nous permet d'obtenir des informations sur la relation entre les sorties mesurées et l'état interne du système. En analysant le rang du jacobéen, nous pouvons évaluer la capacité du système à estimer l'état actuel à partir des mesures disponibles [36].

$$J_0(x) = \frac{\partial Q_0(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ a_1 & \omega_s & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 & 0 \\ -\omega_s & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 & 0 \\ -a_6 x_4 & a_6 x_3 & a_6 x_2 & a_6 x_1 & -a_7 & -a_8 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Le déterminant D_0 de la matrice $J_0(X)$ vaut [36]:

$$D_0 = \det(J_0(x)) = -a_3^2 \cdot a_8 (a_5^2 + (p \cdot x_5)^2)$$

Il est à noter que le déterminant D_0 ne s'annule pas pour toutes les valeurs de la vitesse du rotor x_5 , ce qui implique que la matrice $J_0(x)$ est de rang plein. Ce résultat confirme que la MAS est localement observable en mesurant la vitesse du rotor et les courants statoriques [36].

III.4.2- Observabilité sans mesure de vitesse

Considérons le modèle (III.11) de la MAS dans le cadre de la commande sans capteur de vitesse. Dans cette configuration particulière, nous avons donc [36]:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Et :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1x_1 + \omega_s x_2 + a_3 a_5 x_3 + a_3 p x_5 x_4 \\ -\omega_s x_1 + a_1 x_2 - a_3 p x_5 x_3 + a_3 a_5 x_4 \\ a_4 x_1 - a_5 x_3 + (\omega_s - p x_5) x_4 \\ a_4 x_2 - (\omega_s - p x_5) - a_5 x_4 \\ a_6 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_7 x_5 - a_8 x_6 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Examinons maintenant l'espace d'observabilité $O_I(x)$, qui est obtenu à partir des sorties (mesures) et de leurs dérivées, comme suit [36]:

$$O_I(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \square \\ h_1 \\ \square \\ h_2 \\ \square \\ h_1 \\ \square \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \square \\ x_1 \\ \square \\ x_2 \\ \square \\ x_1 \\ \square \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \square \\ \dot{i}_{sd} \\ \square \\ \dot{i}_{sq} \\ \square \\ \dot{i}_{sd} \\ \square \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Le rang de l'observabilité du système (III.11) peut être évalué en utilisant le Jacobéen $J_I(x)$, qui est la dérivée de l'espace d'observabilité $O_I(x)$ par rapport à l'état x . Sa formulation est la suivante [36]:

$$J_I(x) = \frac{\partial O_I(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & \omega_s & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 & 0 \\ -\omega_s & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 & 0 \\ m_1 & m_2 & m_3 & m_4 & m_5 & m_6 \\ n_1 & n_2 & n_3 & n_4 & n_5 & n_6 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Où:

$$\begin{aligned} m_1 &= a_1^2 - a_3 L_m a_5^2 - a_3 p a_6 x_4^2 - \omega_s^2; & m_2 &= a_3 p a_6 x_3 x_4 + a_3 p a_5 L_m x_5 + \omega_s + 2a_1 \omega_s \\ m_3 &= -a_3 a_5^2 + a_3 p a_6 x_2 x_4 + a_3 p^2 x_5^2 + a_1 a_3 a_5 - 2a_3 p x_5 \omega_s \\ m_4 &= -2a_3 a_5 p x_5 + a_3 p (a_6 x_2 x_3 - a_6 x_4 x_1 - a_7 x_5 - a_8 x_6) + a_1 a_3 p x_5 - a_3 p a_6 x_4 x_1 - 2a_3 a_5 \omega_s \\ m_5 &= -a_3 a_5 p x_4 - a_3 p a_2 x_4 + a_3 p (-a_5 x_4 + p x_5 x_3 + a_5 L_m x_2) + a_1 a_3 p x_4 + a_3 p^2 x_5 x_3 - 2a_3 p x_3 \omega_s \\ m_6 &= -a_3 p a_8 x_4 \end{aligned}$$

Le déterminant D_I de la matrice $J_I(x)$ est donné par [36]:

$$\begin{aligned}
 D_I = \det(J_I(x)) = & -a_3^3 p^2 a_8 [-(p x_5 x_3 + a_5 x_4)(m_3 x_3 + n_3 x_4) \\
 & + (a_5 x_3 - p x_4 x_5)(m_4 x_3 + n_4 x_4) \\
 & + ((a_5 / p^2) - p x_5^2)(m_5 x_3 + n_5 x_4)]
 \end{aligned} \tag{III.16}$$

L'analyse du déterminant D_I de la matrice $J_I(x)$ est complexe, ce qui rend sa compréhension difficile. Pour faciliter cette analyse, nous allons examiner l'observabilité de la machine asynchrone sans capteur mécanique dans différents scénarios particuliers qui seront discutés ci-dessous [36].

a-1^{er}cas: observabilité à vitesse constante [36]

En considérant le modèle de la machine asynchrone (III.6), nous supposons que la vitesse est considérée comme un paramètre constant ($\Omega = cst$), ce qui signifie que sa dérivée est nulle ($\dot{\Omega} = 0$) ce qui donne $\dot{x}_5 = \dot{\Omega} = 0$ [36].

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \Omega \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Et :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_2 a_5 x_3 + a_3 p x_5 x_4 \\ -\omega_s x_1 + a_1 x_2 - a_3 p x_5 x_3 + a_3 a_5 x_4 \\ a_4 x_1 - a_5 x_3 + (\omega_s - p x_5) x_4 \\ a_4 x_2 - (\omega_s - p x_5 x_3) - a_5 x_4 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Supposons que nous ayons deux espaces d'observabilité, notés $O_2(x)$ et $O_3(x)$, qui sont construits à partir des mesures et de leurs dérivées respectivement, de la manière suivante [36]:

$$O_2(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ \square \\ h_1 \\ \square \\ h_1 \\ h_2 \\ \square \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \square \\ x_1 \\ \square \\ x_1 \\ x_2 \\ \square \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ \square \\ i_{sd} \\ \square \\ i_{sd} \\ i_{sq} \\ \square \\ i_{sq} \end{bmatrix}; \quad Q_3(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ \square \\ h_1 \\ \square \\ h_2 \\ \square \\ h_2 \\ \square \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \square \\ x_1 \\ \square \\ x_2 \\ \square \\ x_2 \\ \square \\ X_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ \square \\ i_{sd} \\ \square \\ i_{sq} \\ \square \\ i_{sq} \\ \square \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Les matrices Jacobéenne $J_2(x)$ et $J_3(x)$, qui correspondent respectivement aux espaces d'observabilité $O_2(x)$ et $O_3(x)$, sont utilisées pour évaluer l'observabilité du système (III.6) en termes de rang. Leurs expressions est les suivantes [36]:

$$J_2(x) = \frac{\partial O_2(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & \omega_s & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 \\ m_7 & m_8 & m_9 & m_{10} & m_{11} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_s & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Et :

$$J_3(x) = \frac{\partial O_3(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & \omega_s & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_s & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 \\ n_7 & n_8 & n_9 & n_{10} & n_{11} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Où:

$$\begin{aligned} m_7 &= a_1^2 + a_3 a_5^2 L_m - \omega_s; & m_8 &= a_3 L_m a_5 p x_5 + 2a_1 \omega_s \\ m_9 &= -a_3 a_5^2 + a_3 p^2 x_5^2 + a_1 a_3 a_5 - 2a_3 p \omega_s x_5; & m_{10} &= -2a_3 a_5 p x_5 + a_3 p a_1 x_5 + 2a_3 a_5 \omega_s \\ m_{11} &= -a_3 a_5 p x_4 + a_3 p x_4 + a_3 p^2 x_5 x_3 + a_1 a_3 p x_4 - a_1 p \omega_s x_3 \end{aligned}$$

Et:

$$\begin{aligned} n_7 &= -a_3 a_5 L_m p x_5 - 2a_1 \omega_s; & n_8 &= a_1^2 + a_3 a_5^2 L_m - \omega_s^2 \\ n_9 &= 2a_3 a_5 p x - a_3 a_1 p x_5 - 2a_3 a_5 \omega_s; & n_{10} &= -a_3 a_5^2 + a_3 p^2 x_5^2 + a_1 a_3 a_5 - 2a_3 p x_5 \omega_s \\ n_{11} &= a_3 a_5 p x_3 - a_3 p x_3 + a_4 p^2 x_4 x_5 - a_1 a_3 p x_3 - a_3 p x_4 \omega_s \end{aligned}$$

Les déterminants D_2 et D_3 des matrices $J_2(x)$ et $J_3(x)$, qui représentent les espaces d'observabilité $O_2(x)$ et $O_3(x)$, sont donnés respectivement par [36] :

$$\begin{cases} D_2 = \det(J_2(x)) = -a_3^3 p^3 a_8 (x_4 + \omega_s x_3) \left((a_5^2 / p^2) + x_5^2 \right) \\ D_3 = \det(J_3(x)) = a_3^3 p^3 a_8 (x_3 - \omega_s x_4) \left((a_5^2 / p^2) + x_5^2 \right) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

On peut observer à partir de l'expressions des deux déterminants D_2 et D_3 que le point $\dot{x}_4 = -\omega_s x_3$, $\dot{x}_3 = \omega_s x_4$ et aussi $\dot{x}_4 = \dot{x}_3 = 0, \omega_s = 0$ apparaît comme une singularité de la MAS lorsque sa vitesse est constante. Donc la condition suffisante d'observabilité n'est pas vérifiée dans ce cas [36].

b-2^{ème} cas: d'observabilité à flux rotorique constant [36]

Dans ce cas présent on considère les composantes des flux rotorique constante ($\varphi_{rd} = \varphi_{rq} = 0$) et la pulsation des grandeurs électrique statoriques est nulle ($\omega_s = 0$). Dans ces conditions le modèle (I.29) de la machine asynchrone se résumé comme suit [36]:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Et :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + a_3 a_5 x_3 + a_3 p x_5 x_4 \\ a_1 x_2 + a_3 a_5 x_4 - a_3 p x_5 x_3 \\ 0 \\ 0 \\ a_6 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_7 x_5 - a_8 x_6 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'espace d'observabilité $O_5(x)$ obtenu à partir des sorties (les mesures) et leurs dérivées respectivement de la façon suivante[36] :

$$O_5(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \square \\ h_1 \\ \square \\ h_2 \\ \square \\ h_1 \\ \square \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \square \\ x_1 \\ \square \\ x_2 \\ \square \\ x_1 \\ \square \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \square \\ i_{sd} \\ \square \\ i_{sq} \\ \square \\ i_{sd} \\ \square \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

La caractérisation de l'observabilité du système (III.6), en termes de rang, peut être obtenue en calculant le jacobéen $J_5(x)$ de $O_5(x)$ par rapport à l'état $x(t)$ [36].

$$J_5(x) = \frac{\partial O_5(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 0 & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 & 0 \\ n_{12} & n_{13} & n_{14} & n_{15} & n_{16} & -a_3 a_8 p x_4 \\ n_{17} & n_{18} & n_{19} & n_{20} & n_{21} & a_3 a_8 p x_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Où :

$$\begin{aligned} n_{12} &= -a_3 p a_6 x_4^2 + a_1^2; & n_{13} &= a_3 a_6 p x_3 x_4; & n_{14} &= a_3 a_6 p x_2 x_4 + a_1 a_3 a_5 \\ n_{15} &= a_3 p \dot{x}_5 + a_3 a_6 p x_1 x_4 + a_1 a_3 p x_5; & n_{16} &= -a_3 a_7 p x_4 + a_3 a_1 p x_4 \\ n_{17} &= a_3 a_6 p x_3 x_4; & n_{18} &= -a_3 p a_6 x_3^2 + a_1^2; & n_{19} &= -a_3 p x_5 + a_3 a_6 p x_3 x_2 - a_1 a_3 p x_5 \\ n_{20} &= a_3 a_6 p x_3 x_1 - a_1 a_3 a_5; & n_{21} &= a_3 a_7 p x_3 - a_3 a_1 p x_3 \end{aligned}$$

Le déterminant D_5 de la matrice $J_5(x)$ est le suivant [36]:

$$D_5 = \det(J_5(x)) = a_3^4 p^3 a_5 a_8 (x_3^2 + x_4^2) x_5 \quad (\text{III.23})$$

L'expression du déterminant D_5 de la matrice $J_5(x)$ s'annule pour les points $x_3^2 + x_4^2 = \varphi_{rd}^2 + \varphi_{rq}^2 = 0$ où $x_5 = \Omega = 0$. L'observabilité du système (III.6) ne peut être établie à flux rotorique constante, pulsation statorique nulle et vitesse constante [36].

Ce cas est très important dans la commande par orientation du flux rotorique qui impose φ_{rd} constant φ_{rq} nul.

Le système (III.6) est inobservable lorsque la vitesse est constante et la pulsation statorique nulle [36].

c-3^{eme} cas: observabilité à pulsation statorique nulle $\omega_s = 0$:

Nous considérons la pulsation des grandeurs électrique statorique w_s nulle ($\dot{\Omega} = 0$), le modèle (III.6) de la machine asynchrone devient [36]:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Et :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1x_1 + a_3a_5x_3 + a_3px_5x_4 \\ a_1x_2 + a_3a_5x_4 - a_3px_5x_3 \\ a_4x_2 + px_5x_3 - a_5x_4 \\ a_4x_1 - a_5x_3 - px_5x_4 \\ a_4x_2 + px_5x_3 - a_5x_4 \\ a_6(x_2x_3 - x_1x_4) - a_2x_5 - a_8x_6 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'espace d'observabilité $O_4(x)$ obtenu à partir des sorties (les mesures) et leurs dérivées respectivement de la façon suivant [36]:

$$O_4(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h \\ \square \\ h_1 \\ \square \\ h_2 \\ \square \\ h_1 \\ \square \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \square \\ x_1 \\ \square \\ x_2 \\ \square \\ x_1 \\ \square \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \square \\ i_{sd} \\ \square \\ i_{sq} \\ \square \\ i_{sd} \\ \square \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (III.24)$$

Le Jacobéen $J_4(x)$ de $O_4(x)$ par rapport à l'état $x(t)$ permet de caractériser l'observabilité du système (III.6) au sens du rang, est donnée par :

$$J_4(x) = \frac{\partial O_4(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 0 & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 & 0 \\ m_{12} & m_{13} & m_{14} & m_{15} & m_{16} & -a_3 a_8 x_4 \\ m_{17} & m_{18} & m_{19} & m_{20} & m_{21} & -a_3 a_8 x_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Où :

$$\begin{aligned} m_{12} &= -a_3 p a_6 x_4^2 + a_1^2 + a_3 L_m a_5^2; & m_{13} &= a_3 a_6 p x_3 x_4 + a_3 p L_m a_5 x_5 \\ m_{14} &= a_3 a_6 p x_2 x_4 + a_1 a_3 a_5 - a_3 a_5^2 + a_3 p^2 x_5^2; & m_{15} &= a_3 p \dot{x}_5 + a_3 a_6 p x_1 x_4 + a_1 a_3 p x_5 - 2a_3 a_5 p x_5 \\ m_{16} &= -a_3 a_7 p x_4 + a_3 a_1 p x_4 - 2a_3 a_5 p x_4 + a_3 p^2 x_3 x_5 + a_3 a_5 L_m p x_2 \\ m_{17} &= a_3 a_6 p x_3 x_4 - a_3 p L_m a_5 x_5; & m_{18} &= -a_3 p a_6 x_3^2 + a_1^2 + a_3 L_m a_5^2 \\ m_{19} &= -a_3 p \dot{x}_5 + a_3 a_6 p x_3 x_2 - a_1 a_3 p x_5 + 2a_3 a_5 p x_5; & m_{20} &= a_3 a_6 p x_3 x_1 - a_1 a_3 a_5 + a_3 p^2 x_5^2 - a_3 a_5^2 \\ m_{21} &= a_3 a_7 p x_3 - a_3 a_1 p x_3 + 2a_3 a_5 p x_3 - a_3 a_5 L_m p x_3 + 2a_3 p^2 x_4 x_5 \end{aligned}$$

Le déterminant D_4 de la matrice $J_4(X)$ est [36]:

$$D_4 = \det(J_4(X)) = a_3^4 p^3 a_5 a_8 (x_3^2 + x_4^2) \left(\dot{x}_5 + \frac{a_5}{a_3 p} x_5 + \frac{p}{a_3 a_5} x_5^2 \right) + \frac{a_3^3 a_5^2 p L_m}{a_6} (x_3 x_2 - x_4 x_1) \quad (\text{III.26})$$

L'expression du déterminant D_4 de la matrice $J_4(X)$ est difficile à analyser, car les points $x_3^2 + x_4^2 = \varphi_{rd}^2 + \varphi_{rq}^2 = 0$ et $a_6(x_3 x_2 - x_4 x_1) = C_{em} = 0$, apparaît comme une singularité d'observabilité. Ces conditions ne sont pas d'intérêt pratique du fait que cela reviendrait à avoir un flux et un couple électromécanique nuls dans la machine [36].

Donc le système (III.6) est inobservable lorsque la vitesse est constante et la pulsation statorique est nulle [36].

III.5 Application à la MAS l'observateur de la vitesse

L'observateur a pour objectif d'assurer la reconstruction des grandeurs non mesurées pour la commande. Dans notre travail, nous avons considéré que la vitesse de la MAS est non mesurable, elle sera considérée comme variable estimée dans le système d'équation de l'observateur mode glissant basé sur le modèle de la MAS.

Dans notre application de la commande vectorielle indirecte associée à un observateur à mode glissant, nous avons considéré que les paramètres de la MAS sont connus et invariants, les

courants statoriques sont mesurables, la pulsation et les tensions statoriques sont fournies par la commande, les flux rotoriques sont mesurés et la vitesse rotorique est à observer.

Le modèle de la machine peut être réécrit comme suit [30]:

$$(III.27) \quad \left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_3 a_5 x_3 + a_3 p x_5 x_4 + \frac{1}{\delta L} V_{sd} \\ \dot{x}_2 = -\omega_s x_1 + a_1 x_2 - a_3 p x_5 x_3 + a_3 a_5 x_4 + \frac{1}{\delta L} V_{sq} \\ \dot{x}_3 = a_4 x_1 - a_5 x_3 + (\omega_s - p x_5) x_3 \\ \dot{x}_4 = a_4 x_2 - (\omega_s - p x_5) x_3 - a_5 x_4 \\ \dot{x}_5 = a_6 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_7 p x_5 - a_8 p C r \end{array} \right.$$

Le modèle d'état des quatre premières variables d'état est donné par:

$$(III.28) \quad \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & \omega_s & a_3 a_5 & a_3 p x_5 \\ -\omega_s & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 \\ a_4 & 0 & -a_5 & (\omega_s - p x_5) \\ a_4 & 0 & -(\omega_s - p x_5) & -a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}$$

L'observateur mode glissant associé au modèle (III.28) est le suivant:

$$(III.29) \quad \begin{bmatrix} \hat{\dot{x}}_1 \\ \hat{\dot{x}}_2 \\ \hat{\dot{x}}_3 \\ \hat{\dot{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & \omega_s & a_3 a_5 & a_3 p \hat{\Omega} \\ -\omega_s & a_1 & -a_3 p \hat{\Omega} & a_3 a_5 \\ a_4 & 0 & -a_5 & (\omega_s - p \hat{\Omega}) \\ 0 & a_4 & -(\omega_s - p \hat{\Omega}) & -a_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 \text{sign}(\tilde{x}_1) \\ L_2 \text{sign}(\tilde{x}_2) \\ L_3 \text{sign}(\tilde{x}_3) \\ L_4 \text{sign}(\tilde{x}_4) \end{bmatrix}$$

Avec:

$$\tilde{x}_1 = x_1 - \hat{x}_1 = i_{sd} - \hat{i}_{sd}; \quad \tilde{x}_2 = x_2 - \hat{x}_2 = i_{sq} - \hat{i}_{sq}; \quad \tilde{x}_3 = x_3 - \hat{x}_3 = \varphi_{rd} - \hat{\varphi}_{rd}; \quad \tilde{x}_4 = x_4 - \hat{x}_4 = \varphi_{rq} - \hat{\varphi}_{rq}$$

$$L_{12,34} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_4 \end{bmatrix}$$

L'expression de la vitesse estimée est donnée par

$$\tilde{x}_5 = [a_6(\hat{x}_3\hat{x}_2 - \hat{x}_4\hat{x}_1) - a_7\hat{x}_5] + L_5 \text{sign}(\sqrt{\tilde{x}_1^2 + \tilde{x}_2^2}) + L_6 \text{sign}(\sqrt{\tilde{x}_3^2 + \tilde{x}_4^2})$$

III.6 Simulation de la commande sans capteur de vitesse de la MAS

Dans le système de régulation en boucle fermée donné par Figure (III.4), la vitesse estimée est considérée comme grandeur de retour. Il est supposé que le régulateur de vitesse PI donne de bonnes performances dynamiques au système global. La machine asynchrone est alimentée par un onduleur à MLI à hystérésis.

Le modèle dynamique de la machine est utilisé pour calculer les valeurs réelles des courants, des flux et de la vitesse. Le modèle de l'observateur est utilisé pour calculer les valeurs observées des courants, des flux et de la vitesse.

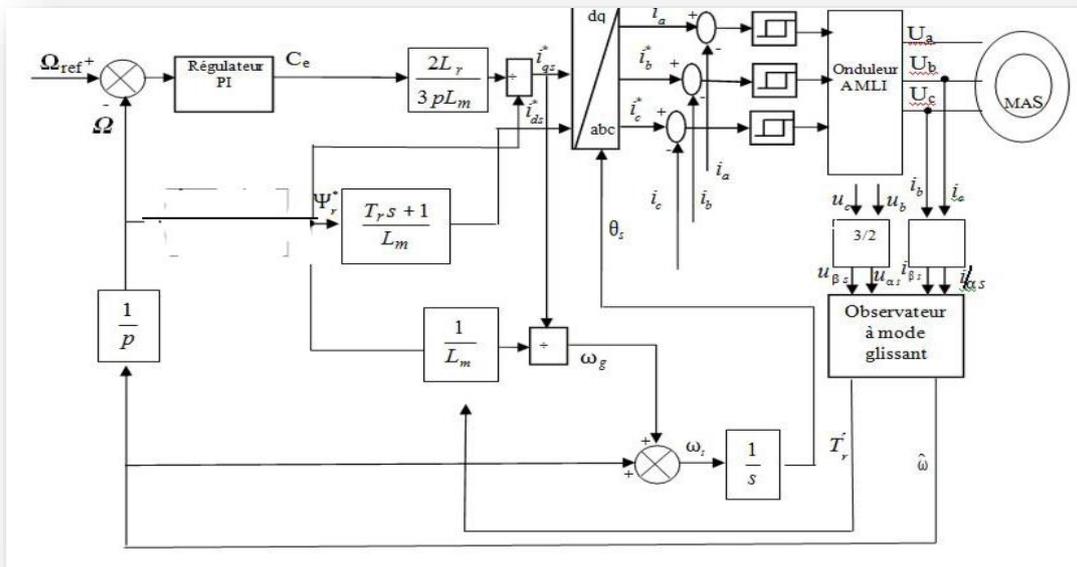


Figure III.3 : Schéma fonctionnel du contrôle vectoriel indirect de la MAS sans capteur de vitesse [34]

La validité de l'observateur est vérifiée par simulation afin de tester les performances et la robustesse de l'observateur à mode glissant associé au régulateur PI, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées.

III.6.1 Résultats de simulation

Dans cette section, des simulations ont été effectuées afin d'évaluer la commande vectorielle indirecte de la MAS basée sur un Observateur Mode glissant. La commande adoptée utilise des régulateurs de vitesse, de couple et de flux de type PI. Une attention particulière a été accordée au choix des gains et des régulateurs utilisés. Les gains de l'observateur ont été choisis convenablement afin d'assurer la convergence de la vitesse estimée vers sa référence tout en minimisant les erreurs d'observation.

Nous avons simulé la commande sans capteur de la machine en présence et en absence de perturbation (couple résistant) et en inversant le sens de rotation de la vitesse de la MAS afin de valider les performances de l'observateur utilisé.

III.6.1.1 Résultats de la simulation à vide de la commande sans capteur de vitesse

Nous simulons d'abord la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS à vide ($C_r(t) = 0$) avec inversion de sens de rotation de la vitesse.

La figure (III.4) représente les résultats de simulation obtenus.

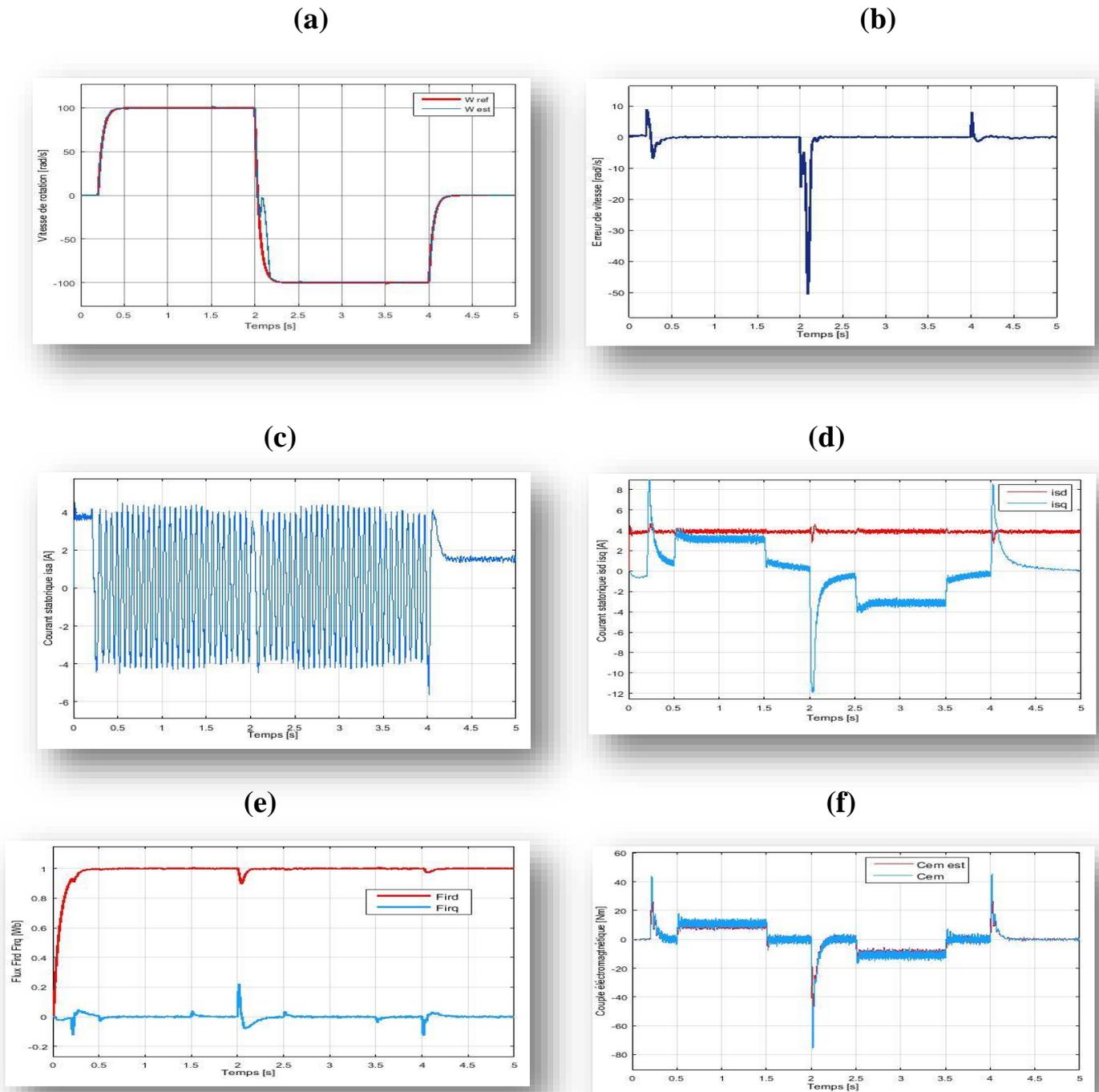


Figure III.4: Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS à vide avec variation de sens de rotation de la vitesse, (a): vitesse de rotation $\Omega(t)$, (b): Erreur de vitesse, (c): courant de phase a i_{sa} (d): courants statoriques (i_{sd} , i_{sq}), (e): flux rotorique (φ_{rd} , φ_{rq}), (f): couple électromagnétique C_{em} .

III.6.1.2 Résultats de la simulation en charge sans capteur de vitesse

Nous simulons ensuite la commande vectorielle de la MAS sans capteur de vitesse en appliquant et en annulant le couple résistant comme le monte Figure (III.5.f).

La figure (III.5) représente les résultats de simulation obtenus.

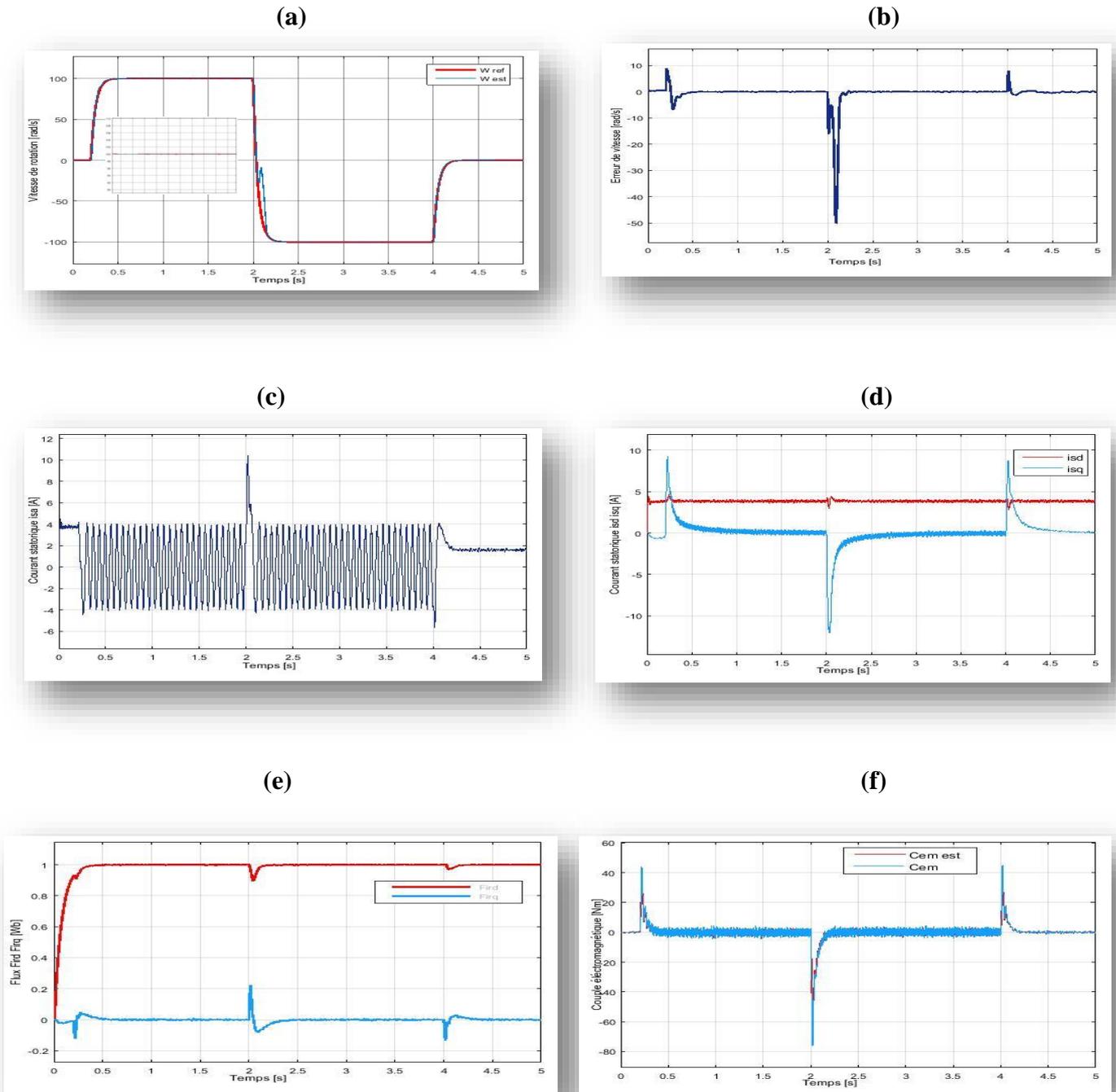


Figure III.5: Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en charge avec variation de sens de rotation de la vitesse, **(a):** vitesse de rotation $\Omega(t)$, **(b):** Erreur de vitesse, **(c):** courant de phase a i_{sa} **(d):** courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) , **(e):** flux rotorique $(\varphi_{rd}, \varphi_{rq})$, **(f):** couple électromagnétique C_{em} .

III.6.1.3 Interprétation des résultats

Nous avons conservé les mêmes conditions de fonctionnement que nous avons considéré au chapitre précédent. Les régulateurs PI de la commande vectorielle reçoivent l'erreur entre la valeur de consigne et la valeur observée en utilisant un observateur à mode glissant.

A partir du résultat obtenus, on peut remarquer que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne quelque soit la variation de sa référence, ou l'application du couple résistant. Les figures montrant les erreurs d'observation confirment ce résultat. Nous avons remarqué aussi que l'erreur d'observation de la vitesse est diminuée lors de l'application de l'observateur si on la compare avec celle obtenu dans la commande de la MAS avec capteur de vitesse.

On constate aussi que le couple et les courants statoriques présentent des petits pics lors de l'inversion de vitesse ainsi que lorsque la machine est chargée puis ils se stabilisent à leur valeur désirée. On obtient les mêmes constatations pour les flux rotoriques qu'on a obtenu au Chapitre II mais avec des pics moins importantes.

Ces résultats de simulation montrent clairement que cet observateur a donné de bonnes performances quel que soit les perturbations considérées.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé plusieurs notions sur les observateurs et l'observabilité. La commande sans capteur mécanique de vitesse est en constante évolution. Son objectif est d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que la fragilité, le coût, le bruit et l'encombrement, entre autres. Pour parvenir à estimer la vitesse, nous avons utilisé un observateur basé sur la technique des modes glissants. Ces derniers sont exploités dans la commande vectorielle indirecte pour améliorer les performances de la commande sans capteur de la machine asynchrone.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

La machine asynchrone est un actionneur électrique d'une grande importance industrielle en raison de sa compacité, de sa faible inertie, de son rendement élevé, de sa robustesse et de sa puissance massique élevée. Mais sa structure non linéaire rend sa commande plus complexe, ce qui nous a amenés à utiliser des modèles de commande non linéaires capables de fournir de bonnes performances.

Pour ce faire, nous avons d'abord présenté la machine asynchrone et son principe de fonctionnement afin de lui attribuer un modèle approprié. Cette machine a été testée par simulation pour évaluer ses caractéristiques dynamiques en boucle ouverte.

Ensuite, nous avons alimenté la machine asynchrone avec un onduleur de tension triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle et contrôlé ses paramètres (courants, vitesse, flux) en utilisant une commande vectorielle indirecte basée sur des régulateurs PI. Cette commande a ensuite été testée par simulation en présence de perturbations (comme un couple résistant) et en cas de variation de sens de rotation de la vitesse. Les résultats obtenus sont satisfaisants.

Dans le dernier chapitre, nous avons abordé la commande de la machine sans capteur mécanique de vitesse, qui est en constante évolution et vise à remplacer les capteurs qui présentent de nombreux inconvénients.

En effet, grâce à un observateur à modes glissants basé sur le modèle (d,q), nous avons pu obtenir une commande performante, fonctionnelle, fiable et robuste face aux perturbations et aux variations de la vitesse. Les résultats de simulation obtenus montrent que l'observateur utilisé a offert de bonnes performances pour la régulation de la machine asynchrone.

Ce travail est loin d'être terminé et il reste quelques points à examiner, tels que :

- L'utilisation d'observateurs adaptatifs pour faire face aux variations paramétriques de la machine asynchrone.
- L'utilisation des régulateurs robustes tels que le mode glissant ou le backstepping.
- L'exploration de l'utilisation de l'intelligence artificielle pour optimiser les gains de l'observateur.

Ces aspects seront abordés dans les travaux futurs afin de continuer à améliorer les performances de la commande sans capteur de la machine asynchrone.

Annexes

Annexe A

- Paramètres du moteur asynchrone utilisé:

U_N	220	Volts
P_N	1500	W
P	2	
C_{em}	10	Nm
R_s	4.850	Ω
R_r	3.805	Ω
L_r	0.274	Hertz
L_s	0.274	Hertz
J	0.031	kg.m ²
f_v	0.0114	N.s/rad
L_m	0.258	Hertz
F	50	Hertz
W	1430	Rad/s

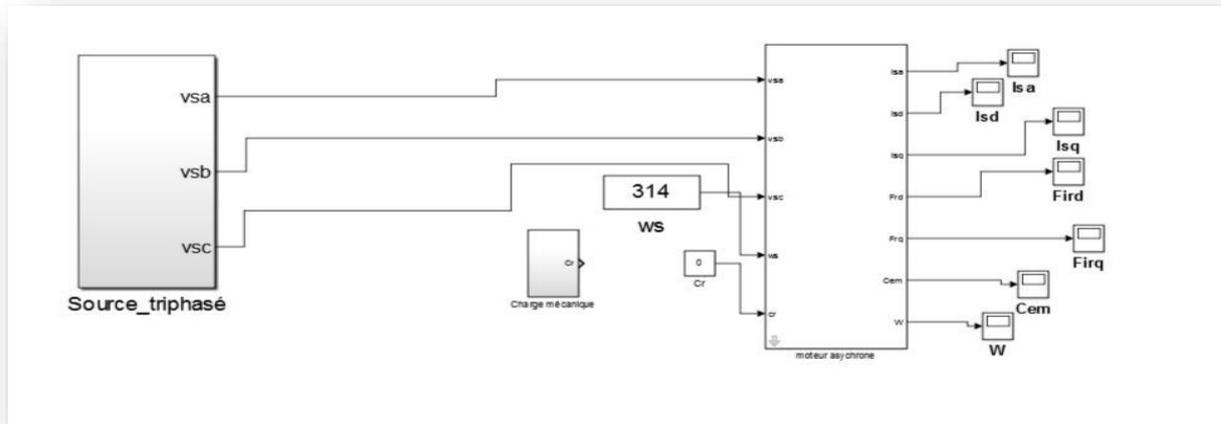
$$\sigma = 1 - (L_m^2 / (L_s * L_r))$$

$$T_r = L_r / R_r$$

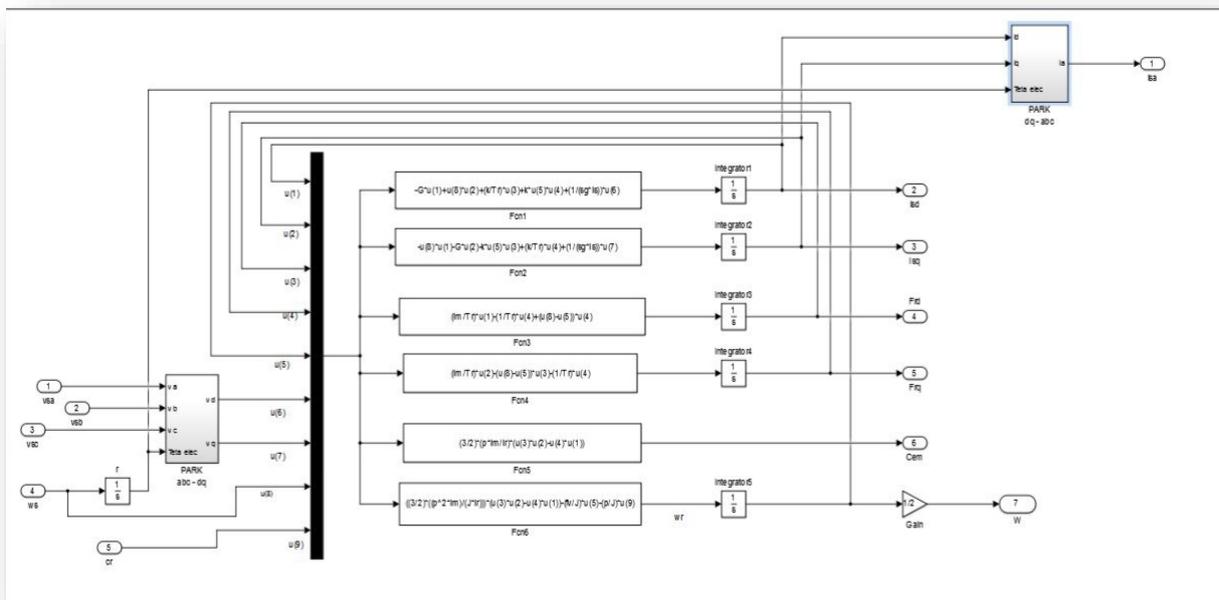
$$T_s = L_s / R_s$$

Annexe B

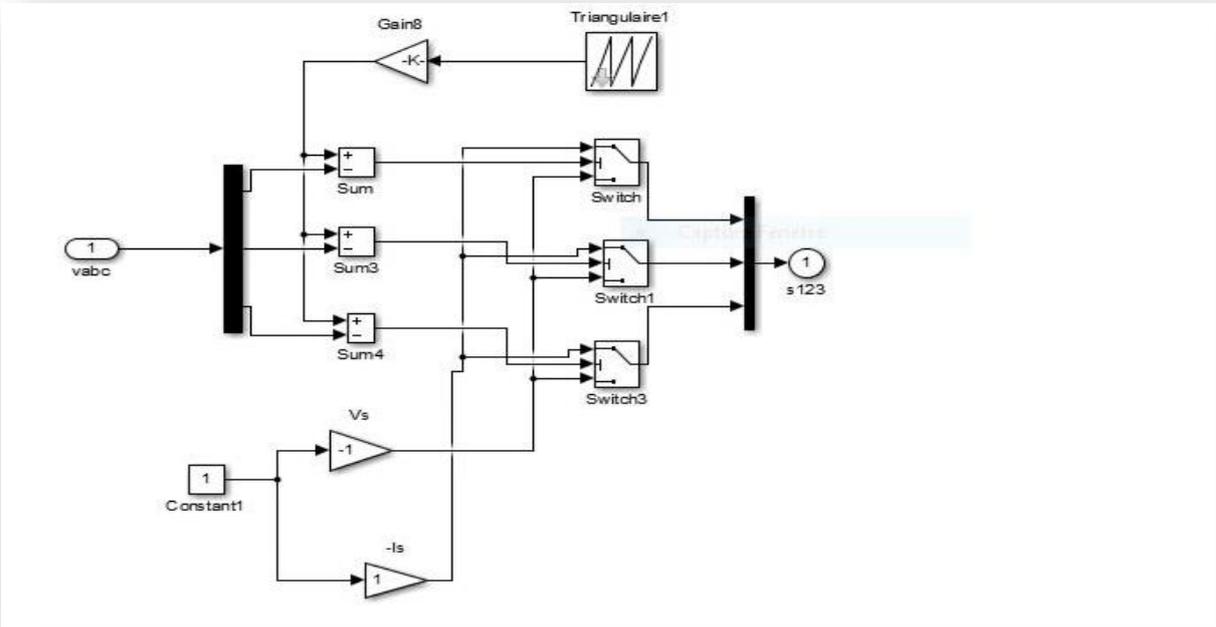
B.1 Modèle Simulink de moteur asynchrone à cage alimenté par source triphasé



B.2 Modèle Simulink des fonctions de moteur asynchrone



B.5 Modèle Simulink de la commande MLI sinus-triangle



Références Bibliographique

- [1] Y. Zouaoui, "*Commande par mode glissant des courant de la machine asynchrone*", Thèse de magister, Université de Setif, 2010.
- [2] B. Houssini, "*Prototypage rapide a base de FPGA d'un algorithme contrôle avancé le moteur à induction*", Université du Quebec, 2010.
- [3] F. Elhachem "*Apport des onduleurs multi niveaux dans la commande de la machine asynchrone*". Mémoire en Électronique de Puissance à l'Université Hadj Lakhdar Batna, 2012.
- [4] A. Othmani, "*Commande Vectorielle d'une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif*". Mémoire en Électromécanique, Université de Annaba, 2019.
- [5] B. Gabriel "*Commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement Temps Réel Matlab/Simulink*", Mémoire en Automatisation Industriel au conservatoire national des arts et métiers centre régional associé de Grenoble, Mars 2001.
- [6] R. Casimir, "*Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes*", Université de Lyon, 2003.
- [7] A. Mechernene, "*Apport des techniques de l'intelligence artificielle à la commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone*", Thèse de Doctorat, Université de Sciences et de la Technologie d'Oran -Mohamed Boudiaf, 2014.
- [8] D. Sator-Nomane, "*Électrotechnique*". Edition Éclipses, 2010.
- [9] A. Khedher , "*Sur l'amélioration de la robustesse de lois de commande pour moteur à Induction*", Thèse de Doctorat en Génie Électrique à l'École Nationale d'Ingénieurs de Sfax, Février 2006.
- [10] M. Bazi, "*Contribution à la commande robuste d'une machine asynchrone par la technique PSO: Particle Swarm Optimisation*", Mémoire en Électricité Industrielle, l'Université de Batna, Mai 2009.
- [11] K. Najib et M. Ahmed, "*Contributions à la commande adaptative robuste de la machine asynchrone*", Master, Université Djilali Bounaama Khemis Miliana, 2017.
- [12] L. Baghli, "*Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*", Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy , France, 1999.
- [13] R. Belrechid, "*Filtrage des harmoniques de la tension d'un réseau en utilisant l'énergie éolienne*", Thèse de Doctorat, Université de Blida, 2013.
- [14] H. Tamrabet, "*Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone*", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.
- [15] O. Messouci, "*Commande sans capteur d'un machine à cage: application sur la plateforme temps réel compact RIO-CRIO 9022*", Mémoire de Magister, Université de Boumerdes, 2015.
- [16] J.P. Caron et J. P. Hautier, "*Modélisation et commande de la machine asynchrone*", Edition Technique, Paris, 1995.
- [17] M.L. Nechma, "*Modélisation te simulation d'un moteur asynchrone à cage*", Master, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2019.

- [18] C. Kamel et B. Mohamed, "*Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone*", Mémoire d'ingénieur, Université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2004.
- [19] A. Aibeche, "*Commande vectorielle robuste de la machine asynchrone avec estimation du flux rotorique en temps réel*". Magister. Université M'hamed Bougara-Boumerdes. 2009.
- [20] N.P Quang, "*Vector Control of Three-Phase AC Machine* ", Edition Springer, 2008.
- [21] G. Grellet et G.Clerc, "*Actionneurs Électriques, Principe –Modèles –Commande*", Collection Électrotechnique, Éditions Eyrolles, Paris, 1997.
- [22] A. Miloudi, "*Étude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone*", Thèse de Doctorat, Université de la Science et Technologie d'Oran Mohammed Boudiaf, 2006.
- [23] M. Salem, "*Modélisation et commande d'un véhicule électrique à piles à combustible*", Magistère, Université des Science et Technologie d'Oran Mohammed Boudiaf, 2011.
- [24] A. Meroufel. "*Contrôle de la machine asynchrone*", Cour, département Génie Électrique, université de Sidi Bel-Abbès, 2008/2009.
- [25] A. Bechouche, "*Implémentation de la commande vectorielle avec observation de flux*", Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université Tizi-Ouzou, 2009.
- [26] L. Ahmed. "*Commande vectorielle directe d'un moteur asynchrone sans capture mécanique*" Sidi Bel- Abbès, 2010.
- [27] M. Bghli et O. Mred Boudia, "*Commande d'un moteur asynchrone triphasé basée sur l'approche des modes glissants avec observateurs de flux et de vitesse*", Mémoire de Master, Université Tlemcen, 2013.
- [28] P. Ladoux et M. Metz, "*Utilisation de l'onduleur de tension MLI pour la correction du facteur de puissance*", Les convertisseurs propres, 3ème Edition, pp. 5-15, Mars 2002.
- [29] N. Benyahia, K. Srairi et M. Mimoune, "*Commande de la machine asynchrone par orientation de flux rotorique*", pp.147-150, N° 06, Juin 2005.
- [30] M. Amiri et O.A. Dahmane, "*Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanant doté d'un observateur mode glissants*", Mémoire de Master en Électrotechnique, Université de Tlemcen, 2016.
- [31] H. Benhamou et L. Ridal, "*Commande robuste d'une machine asynchrone*", Mémoire de Master en Électrotechnique, Université de Tlemcen, 2022.
- [32] L. Litim, "*Contrôle direct du couple d'une machine synchrone a aiment permanents sans capteur mécanique*", Thèse de Magister, Université de Batna, 2008.
- [33] A. Ameur, "*Commande sans capteur mécanique de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants*", Thèse de Magistère, Université de Batna, 2005.
- [34] A. Ahmed, "*Utilisation d'observateurs à modes glissants pour contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage*", Mémoire de Master, Université de Biskra, 2011.
- [35] S. Benmansour, "*Contribution à la génération de trajectoire et la commande robuste d'un manipulateur hyper dynamique*", Thèse de Doctorat, Université de Sciences et de la Technologie d'Oran -Mohamed Boudiaf, 2016.

- [36] M. Horch, "*Contribution à l'observation du moteur asynchrone sans capteur mécanique*", Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen, 2018.

Résumé

La machine asynchrone joue actuellement un rôle prépondérant sur les marchés industriels et de transport en raison de ses avantages tels que sa robustesse, son faible coût et sa facilité de maintenance. Dans ce mémoire, notre étude se concentre sur la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone en utilisant un observateur à mode glissant. Nous commencerons par présenter le modèle dynamique de la machine basé sur la transformation de Park. Étant donné que ce modèle est non linéaire et présente des perturbations difficiles à mesurer ainsi que des incertitudes sur les paramètres des systèmes, nous examinerons ensuite la commande vectorielle indirecte basée sur l'orientation du flux rotorique en utilisant des régulateurs PI. Cette approche permettra de commander la machine dans différentes conditions de fonctionnement. En remplaçant le capteur de vitesse par un observateur à mode glissant, il sera possible d'estimer la vitesse uniquement à partir des grandeurs mesurables telles que le courant et le flux. Les résultats de simulation obtenus pour l'observateur au sein de la commande vectorielle confirment de bonnes performances.

Mots clé: Machine asynchrone, réglage de la largeur d'oscillation, contrôle radial, contrôle du mode coulissant, contrôle direct du couple.

Abstract

The asynchronous machine currently plays a prominent role in industrial and transportation markets due to its advantages such as robustness, low cost, and ease of maintenance. In this paper, our study focuses on sensorless control of the asynchronous machine using a sliding mode observer. We will begin by presenting the dynamic model of the machine based on the Park transformation. Given that this model is nonlinear and exhibits difficult-to-measure disturbances and uncertainties in system parameters, we will then examine indirect vector control based on rotor flux orientation using PI controllers. This approach will enable the machine to be controlled under various operating conditions. By replacing the speed sensor with a sliding mode observer, it will be possible to estimate the speed solely based on measurable quantities such as current and flux. Simulation results obtained for the observer within the vector control confirm good performance.

key words: Asynchronous machine, oscillation width adjustment, radial control, sliding mode control, direct torque control.

ملخص :

تلعب الماكينة الغير متزامنة حالياً دوراً بارزاً في الأسواق الصناعية وقطاع النقل بسبب مزاياها مثل قوتها وتكلفتها المنخفضة وسهولة صيانتها. في هذا البحث، يركز دراستنا على التحكم بالماكينة الغير متزامنة بدون استخدام مستشعر ميكانيكي باستخدام مراقب بنمط انزلاقي. سنبدأ بتقديم النموذج الديناميكي للماكينة بناءً على تحويل بارك. نظراً لأن هذا النموذج غير خطي ويعاني من الاضطرابات التي يصعب قياسها والتباينات في معلمات الأنظمة، سندرس بعد ذلك التحكم الاتجاهي الغير مباشر القائم على توجيه تدفق ستيج هذه النهج التحكم في الماكينة في ظروف تشغيل مختلفة. من خلال PI الروتور باستخدام مراقبين استبدال مستشعر السرعة بمراقب بنمط انزلاقي، سيكون بالإمكان تقدير السرعة بشكل حصري بناءً على الكميات القابلة للقياس مثل التيار والتدفق. تؤكد نتائج المحاكاة المحصلة للمراقب ضمن التحكم الاتجاهي

إداءً جيداً

الكلمات المفتاحية: الآلة الغير المتزامنة، تعديل عرض الذبذبات، التحكم الشعاعي، مراقبة ذو النمط لانزلاقي، التحكم المباشر في العزم