

REPUBLIQUE ALGERIENNE DE

UNIVERSITY OF KASDI MERBAH – OUARGLA

Faculty of Applied Sciences
Department of Electrical Engineering



Master Thesis – Academic Master

Field: Science and Technology

Track: Electrotechnics

Specialty: Electrical Machines

Submitted by:

Ghazal abdelraouf

Djoualil eldjilali

Thème:

**la commande par orientation de champ (FOC)
et filtre de Kalman étendu pour l'estimation
de la vitesse d'un moteur asynchrone**

Submitted to the jury composed of:

• Mr. Khelifa Moussa	(MCA)	President	UKM Ouargla
• Mr. Djerrah Djellal	(PR)	Examiner	UKM Ouargla
• Mr. Bohafs Ali	MCA	Supervisor	UKM Ouargla

Academic Year 2025/2026

Remerciements

Avant tout, nous remercions Allah, le Tout-Puissant, de nous avoir accordé la santé, la volonté et la patience nécessaires pour mener à bien ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et notre sincère reconnaissance à notre encadreur, **Dr .Bouhafs Ali**, pour son accompagnement précieux, ses conseils judicieux, sa disponibilité.

Permanente ainsi que la confiance qu'il nous a accordée tout au long de la réalisation de ce mémoire. Ses orientations scientifiques, sa rigueur et son soutien constant ont été d'une grande importance dans l'aboutissement de ce travail.

Nous adressons également nos sincères remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'évaluer ce mémoire.

Nos remerciements vont aussi à l'ensemble des enseignants du Département de Génie Électrique pour la qualité de la formation qu'ils nous ont assurée durant tout notre parcours universitaire.

Nous exprimons également notre gratitude à toutes les personnes ayant contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Enfin, nous adressons nos plus vifs remerciements à nos familles et à nos proches pour leur soutien moral, leurs encouragements et permanents leur confiance tout au long de nos études.

Dédicaces

Nous dédions ce modeste travail :

À nos très chers parents,
pour leur amour, leurs sacrifices et leur soutien permanent.

À nos chères familles,
pour leurs encouragements et leur soutien tout au long de notre
parcours universitaire.

À notre honorable enseignant
Dr. Tayebi Djamel,
en témoignage de notre profonde gratitude pour ses précieux conseils,
son soutien et ses encouragements qui ont contribué à la réalisation de
ce travail.

À notre encadreur
Dr. Bouhafs Ali,
pour ses orientations scientifiques et son accompagnement durant la
réalisation de ce mémoire.

À nos amis ainsi qu'à toutes les personnes qui nous ont aidés et
soutenus, de près ou de loin.

Enfin, à tous ceux qui ont contribué à la réussite de ce travail.

Résumé :

Ce travail porte sur la commande sans capteur d'une machine asynchrone en associant la commande orientée champ (FOC) au filtre de Kalman étendu (EKF). Un modèle mathématique de la machine a été développé dans les repères (α, β) et (d, q) , puis la stratégie FOC a été appliquée pour assurer la régulation du flux, du couple et de la vitesse. L'EKF a été utilisé pour estimer la vitesse rotorique et les états internes de la machine sans recourir à un capteur mécanique. Les simulations réalisées sous MATLAB/Simulink montrent que cette approche permet une estimation précise et robuste de la vitesse, tout en garantissant une bonne stabilité et des performances dynamiques satisfaisantes.

Abstract:

This work investigates the sensorless control of an induction machine using the combination of Field Oriented Control (FOC) and the Extended Kalman Filter (EKF). A mathematical model of the machine was developed in the (α, β) and (d, q) reference frames, and the FOC strategy was applied to regulate flux, torque, and speed. The EKF was employed to estimate rotor speed and internal machine states without using a mechanical sensor. MATLAB/Simulink simulations demonstrate that the proposed approach provides accurate and robust speed estimation while ensuring good stability and satisfactory dynamic performance.

ملخص:

يتناول هذا العمل دراسة التحكم بدون حساس في الآلة غير المتزامنة بالاعتماد على الجمع بين التحكم الموجه بالمجال (FOC) ومرشح كالمان الموسع (EKF). تم تطوير نموذج رياضي للآلة في المرجعين (α, β) و (d, q) ، ثم تطبيق استراتيجية FOC للتحكم في التدفق والعزم والسرعة. استخدم مرشح كالمان الموسع لتقدير سرعة الدوار والمتغيرات الداخلية للآلة دون الحاجة إلى حساس ميكانيكي. أظهرت نتائج المحاكاة باستخدام MATLAB/Simulink أن هذه الطريقة توفر تقديراً دقيقاً وموثوقاً للسرعة مع ضمان الاستقرار وتحقيق أداء ديناميكي جيد.

Liste des figures

Figure I.1 : Machine asynchrone	4
Figure I.2 : Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil	5
Figure I.3 : Partie fixe (stator)	6
Figure I.4 : Partie mobile (rotor)	6
Figure I.5 : Interactions rotor–stator	7
Figure I.6 : Circuit équivalent monophasé de la MAS	8
Figure I.7 : Représentation schématique d'une MAS triphasée	10
Figure I.8 : Transformation de Clarke	13
Figure I.9 : Représentation des axes de la machine	15
Figure I.10 : Schéma de simulation de la MAS dans le repère (α, β)	19
Figure I.11 : Évolution des courants statoriques dans le repère (α, β)	19
Figure I.12 : Évolution des courants rotoriques dans le repère (α, β)	20
Figure I.13 : Évolution du couple électromagnétique	20
Figure I.14 : Évolution de la vitesse	21
Figure II.15 : Orientation du flux rotorique	23
Figure II.16 : Structure de commande FOC de la MAS	25
Figure II.17 : Les nouvelles commandes obtenues	27
Figure II.18 : Reconstitution des tensions vsd, vsq	27
Figure II.19 : Onduleur de tension (VSI)	27
Figure II.20 : Boucle de régulation de la vitesse	29
Figure II.21 : Boucle de régulation des courants	30
Figure II.22 : Schéma bloc de régulation du flux	31
Figure II.23 : Flux rotorique en fonction de la vitesse	32
Figure II.24 : Schéma de simulation de la commande FOC dans la MAS	32
Figure II.25 : Évolution des courants statoriques sous commande FOC	33
Figure II.26 : Évolution du couple électromagnétique	33
Figure II.27 : Évolution de la vitesse sous commande FOC	34)
Figure III.28 : Filtre de Kalman étendu (EKF)	38
Figure IV.29 : Commande FOC avec estimation de la vitesse par EKF	49
Figure IV.30 : Schéma MATLAB/Simulink de la MAS dans le repère (α, β)	50
Figure IV.31 : Schéma MATLAB/Simulink de l'onduleur de tension	50
Figure IV.32 : Schéma MATLAB/Simulink de la MLI sinusoïdale	51
Figure IV.33 : Structure de la commande orientée champ (FOC)	51
Figure IV.34 : Filtre de Kalman étendu	52
Figure IV.35 : Évolution de la vitesse rotorique	54
Figure IV.36 : Évolution du couple électromagnétique	55
Figure IV.37 : Évolution du courant statorique	55
Figure IV.38 : Comparaison entre la vitesse réelle et la vitesse estimée par EKF	57
Figure IV.39 : Erreur d'estimation de la vitesse	57

Figure IV.40 : Influence de la variation de charge sur les performances du système FOC-EKF (vitesse, couple et courants statoriques)	60
Figure IV.41 : Influence des variations des résistances statorique et rotorique sur les performances du système FOC-EKF (augmentation)	61
Figure IV.42 : Influence des variations des résistances statorique et rotorique sur les performances du système FOC-EKF (diminution)	62
Figure IV.43 : Influence du bruit de mesure sur les performances du système FOC-EKF	63

Liste des tableaux

Tableau IV.1 : Comparaison des performances du système sous différentes conditions de fonctionnement	62
--	----

LISTE DES ABRÉVIATIONS

MAS : Machine Asynchrone

FOC : Field Oriented Control (Commande Orientée Champ)

EKF : Extended Kalman Filter (Filtre de Kalman Étendu)

VSI : Voltage Source Inverter (Onduleur de Source de Tension)

PWM : Pulse Width Modulation (Modulation de Largeur d'Impulsion)

SPWM : Sinusoidal Pulse Width Modulation (MLI Sinusoïdale)

PI : Proportionnel–Intégral

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

$\alpha\beta$: Repère Stationnaire de Clarke

dq : Repère Tournant de Park

R_s : Résistance Statorique

R_r : Résistance Rotorique

L_s : Inductance Statorique

L_r : Inductance Rotorique

L_m : Inductance Mutuelle

T_r : Constante de Temps Rotorique

Φ_r : Flux Rotorique

Φ_s : Flux Statorique

C_{em} : Couple Électromagnétique

Ω_r : Vitesse Angulaire Rotorique

J : Moment d'Inertie

f : Coefficient de Frottement Visqueux

T_l : Couple Résistant

Q : Matrice de Covariance du Bruit d'État

R : Matrice de Covariance du Bruit de Mesure

P : Matrice de Covariance de l'Erreur d'Estimation

K :GaindeKalma

MATLAB : MATrix LABoratory

SIMULINK : Simulation and Link

SOMMAIRE

Remerciements	I
Dédicaces	II
Résumé / Abstract / ملخص.....	III
Liste des figures	V
Liste des tableaux.....	VII
Liste des abréviations	IX

Introduction Générale	2
------------------------------------	----------

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone.....4

I.1 Introduction	4
I.2 Constitution et principe de fonctionnement de la MAS	4
I.2.1 Constitution	4
Le Stator	5
Le Rotor	6
I.2.2 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone.....	7
I.3 Schéma équivalent de la MAS	7
I.4 Avantages et inconvénients d'un moteur asynchrone.....	8
I.4.1 Avantages	8
I.4.2 Inconvénients.....	8
I.5 Domaine d'applications de la MAS.....	9
I.6 Modèle de la machine asynchrone	9
I.6.1 Modèle linéaire simplifié abc	9
I.6.2 Équations du rotor	11
I.6.3 Équations du flux.....	11
I.7 Transformation de Clarke.....	13
I.7.1 Équations de la machine dans le modèle de Clarke	14
I.7.1.1 Équations des tensions.....	15
I.7.1.2 Équations des flux	15
I.7.1.3 Équation du couple.....	16
I.7.2 Choix du référentiel.....	16
I.7.2.1 Référentiel lié au stator	16
I.7.2.2 Référentiel lié au champ tournant	16
I.7.2.3 Référentiel lié au rotor.....	16
I.7.3 Représentation d'état du modèle de la machine	16
I.7.3.1 Équations électriques.....	17
I.7.3.2 Couple électromagnétique en fonction des courants	17
I.7.3.3 Définition des constantes.....	18
I.8 Simulation	18
I.8.1 Résultats de simulation de la MAS	19
I.8.2 Interprétation des résultats.....	21

Conclusion	21
------------------	----

Chapitre II : Commande vectorielle d'une machine asynchrone.....22

II.1 Introduction	22
II.2 Principe de la commande vectorielle	22
II.2.1 Généralités et principe	22
II.2.2 Commande vectorielle directe	22
II.2.3 Commande vectorielle indirecte	22
II.3 Principe de l'orientation du flux rotorique	23
II.3.1 Interprétation physique	23
II.3.2 Méthodes de mise en œuvre.....	24
II.4 Principe de l'orientation du flux statorique	24
II.5 Commande par orientation de champ (FOC).....	25
II.5.1 Structures de la commande	25
II.5.2 Principe de la FOC.....	25
II.5.3 Expression du couple	26
II.5.4 Modèle de la MAS sous orientation du flux rotorique.....	26
II.5.5 Découplage par compensation	26
II.5.6 Onduleur de tension (VSI)	27
II.5.7 MLI sinusoïdale (SPWM).....	28
II.5.7.1 Intégration dans la commande FOC.....	28
II.5.7.1.1 Park inverse ($dq \rightarrow \alpha\beta$).....	28
II.5.7.1.2 Clarke inverse ($\alpha\beta \rightarrow abc$)	28
II.5.8 Calcul des régulateurs de flux, du couple et de la vitesse.....	29
II.5.8.1 Régulateur de vitesse	29
II.5.8.2 Régulateur de courant	30
II.5.8.3 Régulateur de flux.....	30
II.5.9 Estimation du flux statorique et de la position.....	32
II.6 Simulation	32
II.6.1 Résultats de simulation de la commande FOC	32
II.6.2 Interprétation des résultats	34
Conclusion	34

Chapitre III : Estimation de la vitesse par filtre de Kalman étendu (EKF)

III.1 Introduction.....	36
III.2 Principe du filtre de Kalman.....	36
III.2.1 Principe de fonctionnement	36
III.2.1.1 Étape de prédiction	36
III.2.1.2 Étape de correction	37
III.2.2 Rôle du gain de Kalman	37
III.2.3 Propriétés du filtre de Kalman.....	37
III.2.4 Limites du filtre de Kalman.....	37

III.3	Filtre de Kalman étendu (EKF)	38
III.3.1	Principe de base	38
III.3.2	Mécanisme de fonctionnement	39
III.3.2.1	Étape de prédiction	39
III.3.2.2	Étape de correction	39
III.3.3	Analyse du fonctionnement	39
III.4	Modélisation de la machine asynchrone pour l'EKF	40
III.4.1	Vecteur d'état	40
III.4.2	Modèle dynamique	40
III.4.2.1	Équations des courants statoriques	40
III.4.2.2	Équations des flux rotoriques	41
III.4.2.3	Équation mécanique (vitesse).....	41
III.4.3	Nature non linéaire du modèle.....	41
III.4.4	Modèle entrée-sortie	41
III.4.5	Importance du modèle pour l'EKF.....	41
III.5	Algorithme du filtre de Kalman étendu appliqué à la MAS.....	42
III.5.1	Phase de prédiction	42
III.5.2	Calcul de l'erreur d'innovation	42
III.5.3	Phase de correction	42
III.6	Estimation de la vitesse rotorique par EKF	43
III.6.1	Méthode d'estimation de la vitesse	43
III.6.2	Avantages de l'estimation sans capteur	43
III.6.3	Performances de l'EKF	44
III.7	Réglage des matrices de covariance	44
III.7.1	Analyse des matrices (Q) et (R).....	44
III.7.2	Influence des matrices sur le comportement du filtre.....	45
III.7.3	Méthodes de détermination des matrices.....	45
III.7.4	Compromis entre précision et rapidité.....	46
III.8	Avantages et limites du filtre de Kalman étendu (EKF).....	46
III.8.1	Avantages	46
III.8.2	Limites.....	46
III.9	Conclusion	46

Chapitre IV : Implémentation et simulation de la commande FOC avec estimation de la vitesse par EKF..... 49

IV.1	Introduction	49
IV.2	Structure globale du système étudié	49
IV.3	Modélisation du système sous MATLAB/Simulink.....	49
IV.3.1	Modèle de la MAS	49
IV.3.2	Modèle de l'onduleur (VSI).....	50
IV.3.3	Modulation MLI	51
IV.4	Implémentation de la commande FOC.....	51

IV.5	Implémentation du filtre de Kalman étendu	52
IV.5.1	Modèle discret	53
IV.5.2	Phase de prédiction	53
IV.5.3	Gain de Kalman	53
IV.5.4	Phase de correction	54
IV.5.5	Sorties du filtre	54
IV.6	Simulation avec capteur de vitesse	54
IV.6.1	Objectif	54
IV.6.2	Résultats de simulation	54
IV.6.3	Analyse des résultats	55
IV.6.3.1	Vitesse du rotor	55
IV.6.3.2	Courant statorique	56
IV.6.3.3	Couple électromagnétique	56
IV.6.3.4	Conclusion	56
IV.7	Simulation sans capteur avec EKF	56
IV.7.1	Objectif	56
IV.7.2	Résultats de simulation	57
IV.7.3	Analyse des résultats	58
IV.7.4	Synthèse	58
IV.8	Analyse comparative des résultats	58
IV.8.1	Objectif de la comparaison	58
IV.8.2	Comparaison des résultats	58
IV.8.3	Tableau comparatif	59
IV.8.4	Discussion	59
IV.8.5	Conclusion comparative	59
IV.9	Influence des paramètres	59
IV.9.1	Variation de la charge	59
IV.9.2	Variation des résistances statorique et rotorique	60
IV.9.3	Influence du bruit de mesure	62
IV.9.4	Conclusion	63
IV.10	Discussion des résultats	64
IV.10.1	Validation de la commande FOC	64
IV.10.2	Performances de l'EKF	64
IV.10.3	Analyse comparative	64
IV.11	Conclusion	64
Conclusion Générale		66
Références bibliographiques		67
Annexes		69

Introduction Générale

Introduction Générale

La machine asynchrone est largement utilisée dans l'industrie grâce à sa robustesse, sa fiabilité, sa simplicité de construction et son faible coût de fabrication [1]. Toutefois, son modèle dynamique est fortement non linéaire et couplé, ce qui rend sa commande complexe [2].

Pour améliorer ses performances, la commande par orientation de champ (FOC), introduite par Blaschke [3], permet de découpler le flux et le couple électromagnétique, offrant ainsi un comportement similaire à celui d'une machine à courant continu. Cependant, cette stratégie nécessite la connaissance de certaines variables internes, notamment la vitesse rotorique, dont la mesure par capteur augmente le coût et la complexité du système [4].

Afin de supprimer ces capteurs mécaniques, plusieurs techniques de commande sans capteur ont été développées [5], [6], [7]. Parmi elles, le filtre de Kalman étendu (EKF) constitue une solution performante pour l'estimation des états des systèmes non linéaires à partir de mesures bruitées [9]. Il permet notamment l'estimation précise de la vitesse rotorique et améliore la robustesse du système face aux perturbations et aux variations paramétriques [11], [12].

Dans ce contexte, ce mémoire porte sur l'association de la commande par orientation de champ (FOC) et du filtre de Kalman étendu (EKF) pour la commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone. L'objectif est de développer un modèle représentatif de la machine et d'évaluer les performances de cette stratégie à travers des simulations sous MATLAB/Simulink.

Le mémoire est organisé en quatre chapitres. Le premier présente la modélisation de la machine asynchrone. Le deuxième est consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC). Le troisième traite des principes du filtre de Kalman étendu appliqué à la machine asynchrone. Enfin, le quatrième chapitre présente les résultats de simulation et l'évaluation des performances de la commande FOC associée à l'EKF.

Chapitre I: Modélisation de la machine asynchrone

I .1.Introduction :

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les généralités de la machine asynchrone ainsi que sa constitution et son principe de fonctionnement. Nous avons ensuite développé son modèle mathématique en utilisant les transformations de Clarke afin de simplifier les équations de la machine. Enfin, une simulation sous MATLAB/Simulink a été réalisée pour valider le modèle proposé et analyser le comportement dynamique de la machine asynchrone

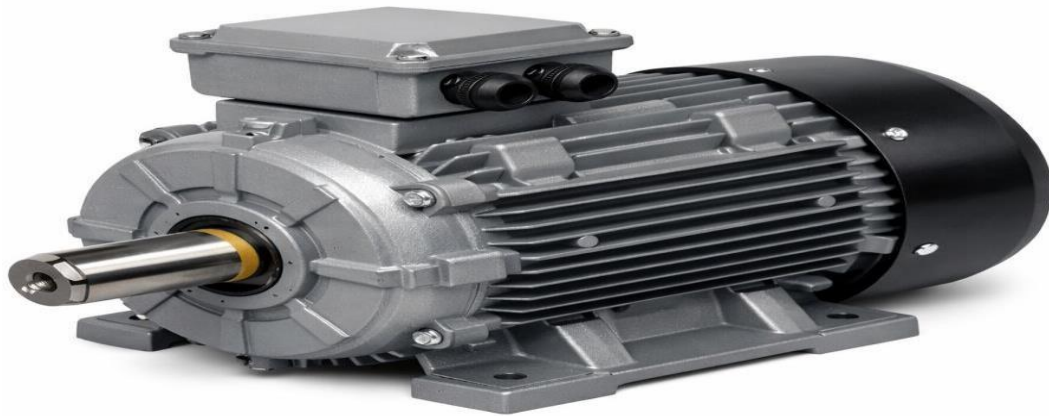


Figure I.1:Machine asynchrone

I.2 .Constitution et principe de fonctionnement de la MAS :

I.2.1. Constitution :

Un moteur asynchrone est composé d'un carter contenant le circuit magnétique statorique en matériau ferromagnétique. Ce dernier présente des encoches où l'enroulement statorique polyphasé, généralement triphasé, bobiné en fil de cuivre isolé, est logé.

À l'intérieur du circuit magnétique statorique, en forme de cylindre creux et séparé du rotor par un entrefer, on trouve le circuit magnétique rotorique. Ce dernier est composé de barres conductrices en forme de cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, situées sous forme d'enroulements, court-circuitées par leurs extrémités par des anneaux en même matériau.

Le circuit rotorique est traversé par un arbre mécanique supporté par des paliers placés aux flasques du carter. Le moteur asynchrone est donc caractérisé par la présence d'un enroulement polyphasé, généralement triphasé, au stator et alimenté par une source extérieure, et d'un enroulement massif en court-circuit au rotor. [15].

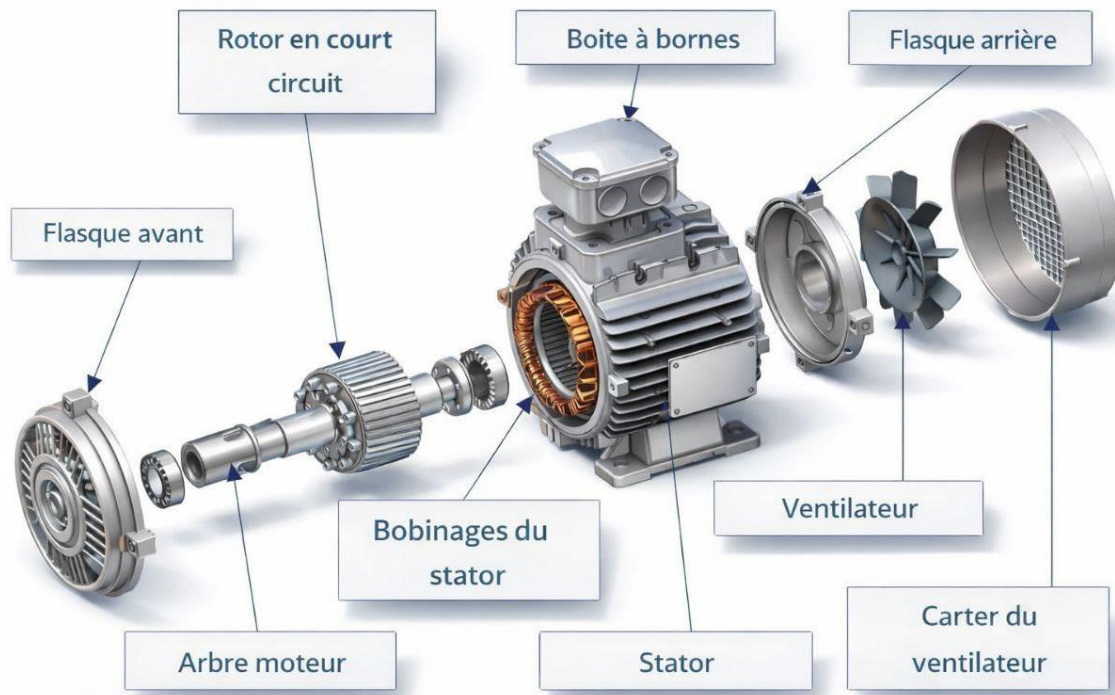


Figure I.2: Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.[13]

• Le Stator :

Le stator, également appelé l'« inducteur », est formé par un empilage de tôles en acier. Dans les machines de faible puissance, les tôles sont découpées en un seul morceau ; cependant, dans les machines de plus grande puissance, les tôles sont divisées en plusieurs parties. Dans l'objectif de réduire les pertes de puissance due aux courants de Foucault, les tôles sont recouvertes d'un vernis isolant. Ensuite, l'assemblage est effectué par boulonnage ou soudure

pour former le circuit magnétique du Stator [16].

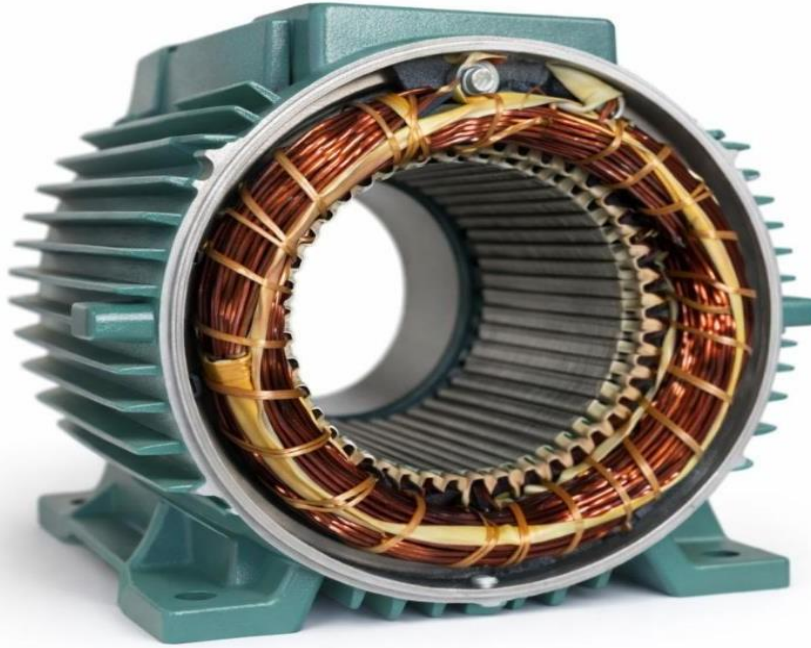


Figure I.3 : Partie fixe (stator)

• **Le rotor :**

Le rotor n'est connecté à aucune source d'alimentation électrique. Il est muni d'un arbre qui se trouve être l'arbre du moteur. La vitesse de rotation du rotor est donnée par la valeur angulaire Ω . La structure du rotor est composée d'un cylindre qui est fait de tôles empilées les unes à côté des autres. Il a également des encoches périphériques qui servent à recevoir les conducteurs. Il est maintenu à distance du stator par un espace très réduit, qui varie de 0,2 à 2 mm.

La vitesse de rotation du rotor est toujours inférieure à la vitesse synchrone (celle du champ tournant du stator). On parle d'un « glissement » du rotor par rapport au champ tournant. Ce glissement (g) est fonction de la charge appliquée à la machine. On a principalement les rotors à cage et les rotors bobinés.



Figure I.4: partie mobile (rotor).[17]

I.2.2. Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone :

Lorsqu'un système triphasé de tensions alimente les enroulements statoriques, il crée un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme. Ce champ induit des courants dans les conducteurs du rotor, produisant ainsi un couple électromagnétique qui entraîne le rotor en rotation. La vitesse du rotor reste toujours légèrement inférieure à la vitesse du champ tournant, ce qui engendre le glissement

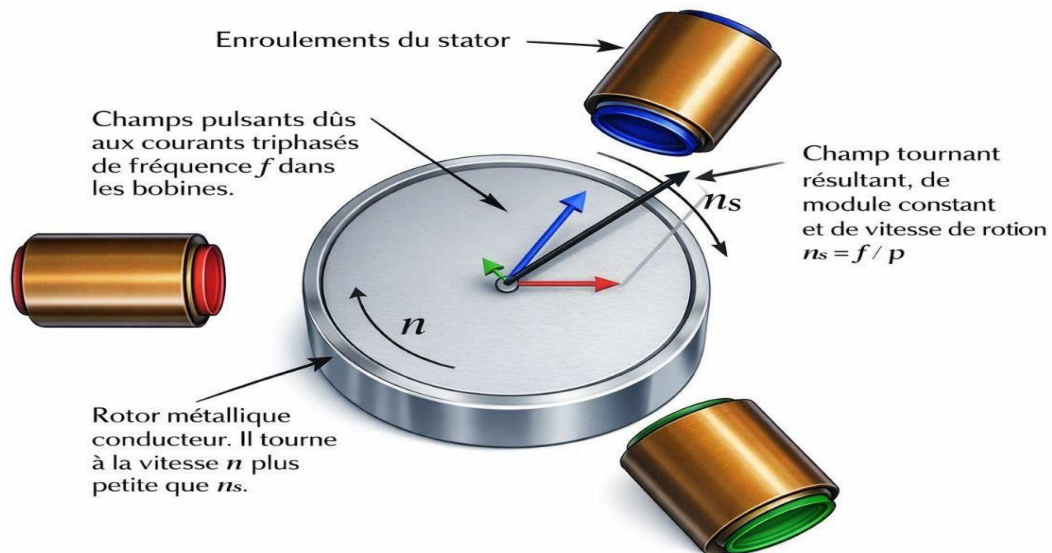


Figure I.5: interactions rotor stator.

I.3 Schéma équivalent de la MAS :

La disposition du moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné est analogue à celle du transformateur triphasé. Il est composé de trois enroulements statoriques semblables disposés sur le stator, ainsi que de trois enroulements rotoriques, chacun correspondant à une phase.

En raison de cette symétrie, l'étude du fonctionnement du moteur peut se faire, comme pour un transformateur, en considérant uniquement une phase, c'est-à-dire un enroulement primaire (statorique) et un enroulement secondaire (rotorique).

Si le rotor est immobile, le moteur fonctionne de manière analogue à un transformateur classique. Pour simplifier l'étude et les calculs, on considère généralement que les enroulements statoriques sont connectés en étoile. Figure [13]

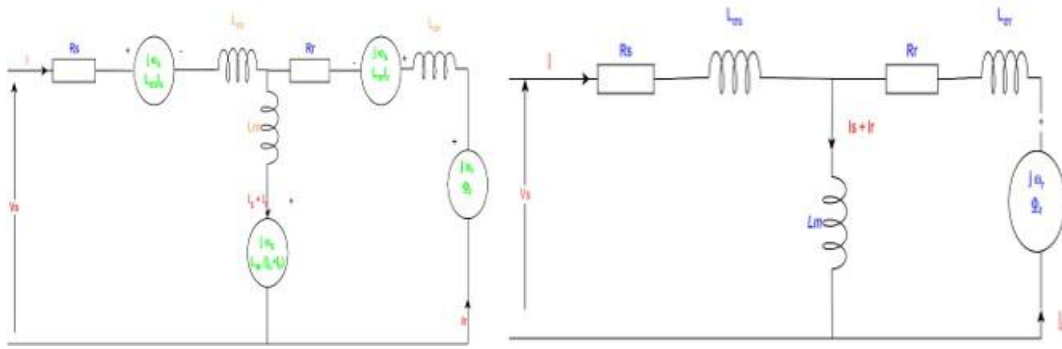


Figure I.6 : Circuit équivalent monophasé de la MAS

I.4. Avantages et inconvénients d'un moteur asynchrone :

Le moteur asynchrone présente plusieurs avantages qui expliquent son utilisation très répandue dans le domaine industriel :

I.4.1. Avantages :

- Un système de mise en œuvre simple.
- Une grande robustesse mécanique avec un faible coût de maintenance.
- Une bonne standardisation entre les différents fabricants.
- Un bon rendement, proche de 99 % en fonction de la puissance de la machine.

Cependant, il comporte également certains inconvénients :

I.4.2. Inconvénients :

- Dans les moteurs de moyenne ou de grande puissance, le temps de démarrage peut être relativement long.
- En outre, si le couple résistant est supérieur à une certaine limite, le moteur peut décrocher et s'arrêter.
- Nécessité de puissance réactive pour l'excitation (consommation de courant de magnétisation).
- Courant de démarrage important ; couple de démarrage parfois insuffisant en fonction du type de rotor.

I.5. Domaine d'applications de la MAS :

La machine asynchrone (MAS) est largement utilisée dans divers domaines d'application industriels en raison de ses qualités robustes, de son installation relativement simple, et de son faible coût d'achat. Elle est actuellement l'un des moteurs électriques les plus utilisés dans le monde.

Parmi ses principaux domaines d'application, on trouve :

- * Systèmes de pompage et de ventilation.
- * Compresseurs et réfrigération.
- * Convoyeurs industriels et chaînes de production.
- * Ascenseurs et levage.
- * Machines-outils et transformation industrielle.
- * Traction électrique et véhicules électriques (avec commande adaptée).

Grâce aux avancées de la commande moderne, et plus précisément avec l'apparition de la commande vectorielle et des variateurs de vitesse, la machine asynchrone est utilisée pour des applications nécessitant des performances dynamiques élevées et un bon contrôle de la vitesse et du couple.

I.6 Modèle de la machine asynchrone :

Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Tout d'abord, nous présenterons de manière précise le modèle mathématique de la machine asynchrone (équations électriques et mécaniques) dans son référentiel en trois phases. Ensuite, nous réduirons l'ordre du système à l'aide d'une transformation appelée PARK. Cette conversion représente la MAS dans un référentiel différent, cette fois biphasé. Pour conclure, nous présenterons la simulation numérique des diverses grandeurs de la MAS. Dans les nations industrialisées, plus de 60% de l'énergie électrique utilisée est convertie en énergie mécanique par le biais de systèmes d'entraînement exploitant des moteurs électriques. L'étude du modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) est grandement facilitée, ce qui permet sa commande dans divers modes de fonctionnement, qu'ils soient transitoires ou permanents. La machine asynchrone est modélisée par des équations qui varient selon le système triphasé, donnant ainsi un modèle avec des coefficients changeants en fonction du temps. Pour simplifier leur résolution, on utilise une modélisation connue sous le nom de « transformation de Park », qui a pour vocation de convertir le système triphasé en un système aux deux axes orthogonaux .

I. 6. 1 Modèle linéaire simplifié a b c :

Pour élaborer le modèle électrique équivalent de la machine asynchrone à cage dans un cadre triphasé (a,b,c) il est indispensable d'introduire les suppositions simplificatrices traditionnelles suivantes: : Le circuit magnétique est linéaire et non saturé, ce qui autorise l'expression des flux en tant que fonctions linéaires des courants. Le circuit magnétique et les courants de Foucault sont négligés dans le cadre de l'hystérésis. Le positionnement des bobinages et l'espace dégagé entraîne que les inductances propres demeurent invariables, peu importe la position du rotor en

relation avec le stator. De plus, les inductances mutuelles entre deux bobinages oscillent de manière sinusoïdale selon l'angle entre les axes magnétiques. Les harmoniques de creux et d'espace ne sont pas considérées. Les effets de surface et les impacts thermiques sont insignifiants.

La machine asynchrone triphasée est constituée d'un stator fixe et d'un rotor qui tourne autour de l'axe de symétrie de l'appareil. Trois axes, statoriques et rotoriques, a_s, b_s, c_s pour le stator et a_r, b_r, c_r pour le rotor sont utilisés pour illustrer le stator et le rotor. Respectivement Les axes représentent les trois bobinages. Statiques et rotatives. Les phases du stator sont alimentées soit par un courant triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude fixes, soit par un convertisseur de tension ou de courant à fréquence variable. Le rotor peut avoir une structure électrique qui est soit un système d'enroulement triphasé (rotor bobiné), soit une cage conductrice (barres d'aluminium) intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage).

Les figures (I-7) représentent une modélisation symbolique de la machine, où les enroulements statoriques sont espacés dans l'espace d'un angle de $\frac{2\pi}{3}$. De même, la cage du rotor peut être modélisée par trois enroulements également déphasés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$.

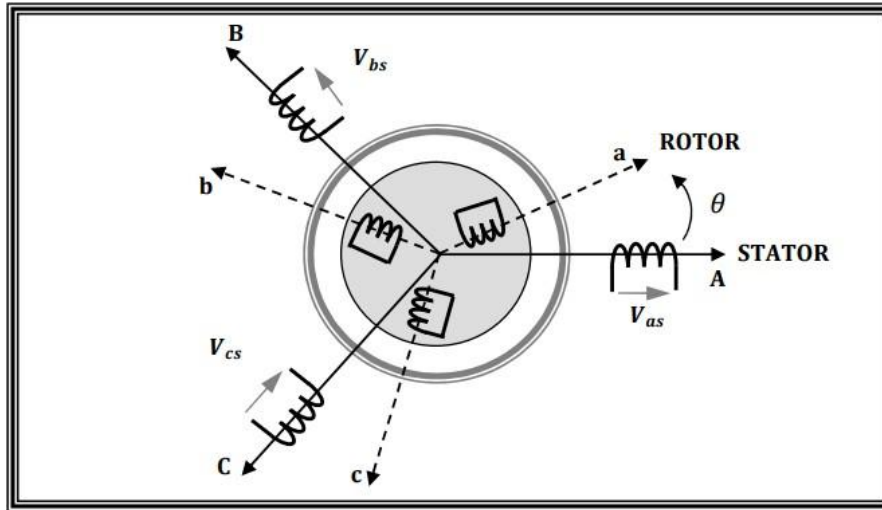


Figure I-7: Représentation schématique d'une MAS triphasée.

Dans une représentation triphasée, les trois vecteurs **AS, BS et CS** sont orientés suivant les axes des trois enroulements de la machine. Le rotor est représenté par trois vecteurs **ar, br et cr**.

La position du rotor par rapport au stator est définie par l'angle θ , et l'axe **AS** est généralement considéré comme axe de référence.

La loi de Faraday s'applique à toutes les phases:

I.6.1- Au stator :

$$[V_s] = [R_s I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sA} \\ \Phi_{sB} \\ \Phi_{sC} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

I.6.2- pour le rotor :

$$[V_r] = [R_r I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I.3)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Où

$[R_s]$, $[R_r]$: désignent les résistances du stator et du rotor.

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_{sA} \quad V_{sB} \quad V_{sC}]^T && \text{:Vecteur des tensions statoriques.} \\ [V_r] &= [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^T && \text{:Vecteur des tensions rotoriques.} \\ [I_s] &= [I_{sA} \quad I_{sB} \quad I_{sC}]^T && \text{:Vecteur des courants statoriques.} \\ [I_r] &= [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^T && \text{:Vecteur des courants rotoriques.} \\ [\Phi_s] &= [\Phi_{sA} \quad \Phi_{sB} \quad \Phi_{sC}]^T && \text{:Vecteur des flux statoriques.} \\ [\Phi_r] &= [\Phi_{ra} \quad \Phi_{rb} \quad \Phi_{rc}]^T && \text{:Vecteur des flux rotoriques.} \end{aligned}$$

I.6.3.Les équations du flux :

Totalisés s'expriment sous la forme :

➤ *pour le stator:*

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (I.5)$$

➤ *pour le rotor:*

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}][I_s] \quad (I.6)$$

Où :

$[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$: représentent respectivement les matrices d'inductances statorique et rotorique.
 $[M_{sr}]$: correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

L_s : Inductance propre des phases statoriques.

L_r : Inductance propre des phases rotoriques.

M_s : Inductance mutuelle entre les phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre les phases rotoriques.

θ : Écart angulaire entre le stator et le rotor.

M : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

En remplaçant les systèmes d'équations (I.1) et (I.2) dans (I.3), on obtient le système suivant :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[L_s][I_s] + \frac{d}{dt}[M_{sr}][I_r] \quad (I.10)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[L_r][I_r] + \frac{d}{dt}[M_{rs}][I_s] \quad (I.11)$$

Équation mécanique est :

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p[I_s]^t \frac{d}{d\theta}[M_{sr}][I_r] \quad (I.12)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_v \quad (I.13)$$

Tel que :

- J : Momet d'inertie du moteur asynchrone.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- f_v : Coefficient de frottement visqueux.
- C_r : Couple résistant.
- p : Nombre de pôles.

I.7 Transformation de Clarke:

Dans le but de simplifier le modèle mathématique et de faciliter la manipulation des équations, nous utilisons la **transformation de Clarke dans le référentiel statorique**. Cette transformation permet de convertir le système triphasé réel « A, B, C » en un système biphasé orthogonal « α , β ».

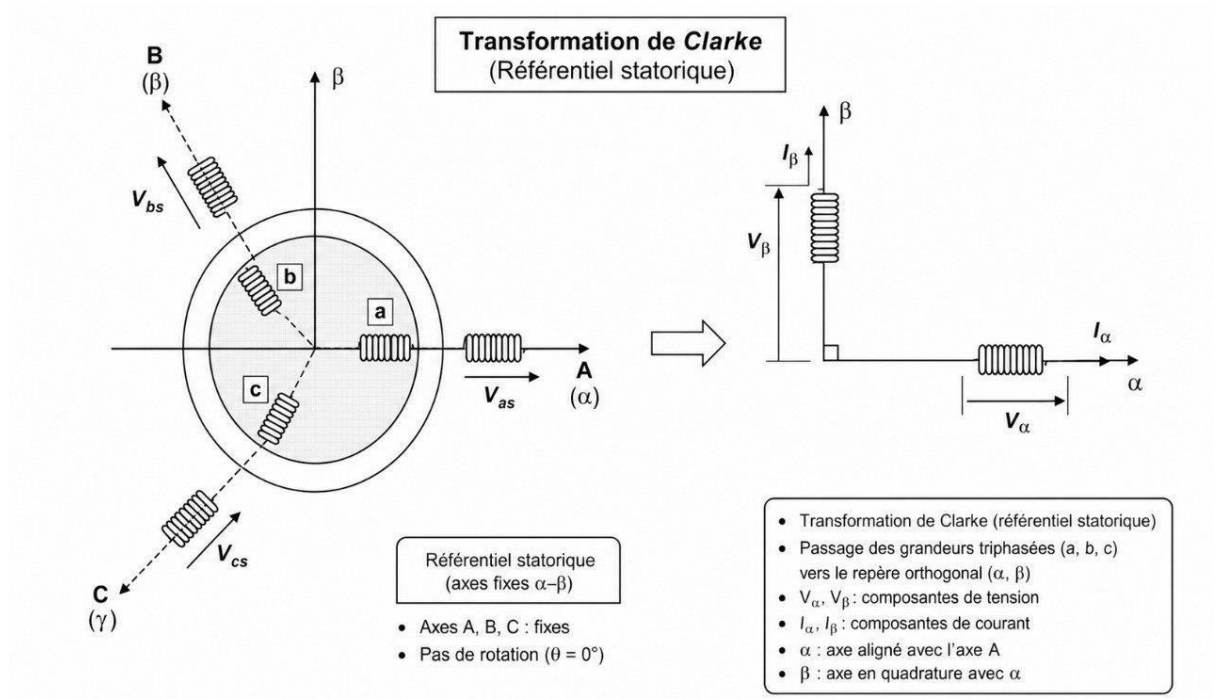


Figure I.8 : transformation de Clarke

Cette transformation est définie par sa matrice [P] telle que :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

La matrice inverse de Clarke écrite sous cette forme :

avec :

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

L'application de la transformation de Clarke dans la machine asynchrone s'effectue de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

où X peut représenter la tension, le courant ou le flux, qu'il soit statorique ou rotorique

On peut alors écrire :

$$\begin{cases} [I_{\alpha\beta}] = [C][I] \\ [V_{\alpha\beta}] = [C][V] \\ [\Phi_{\alpha\beta}] = [C][\Phi] \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

I-7 .1 Équations de la machine dans le modèle de Clarke :

Les trois phases statoriques as,bs,cs ainsi que les trois phases rotoriques ar,br,cr sont représentées dans la figure I.7.

Afin de simplifier l'étude, ces grandeurs triphasées sont transformées en un système biphasé orthogonal (α,β) à l'aide de la transformation de Clarke.

Cette transformation permet de projeter les grandeurs électriques sur deux axes fixes du référentiel statorique, facilitant ainsi l'établissement des équations du modèle dynamique de la machine.

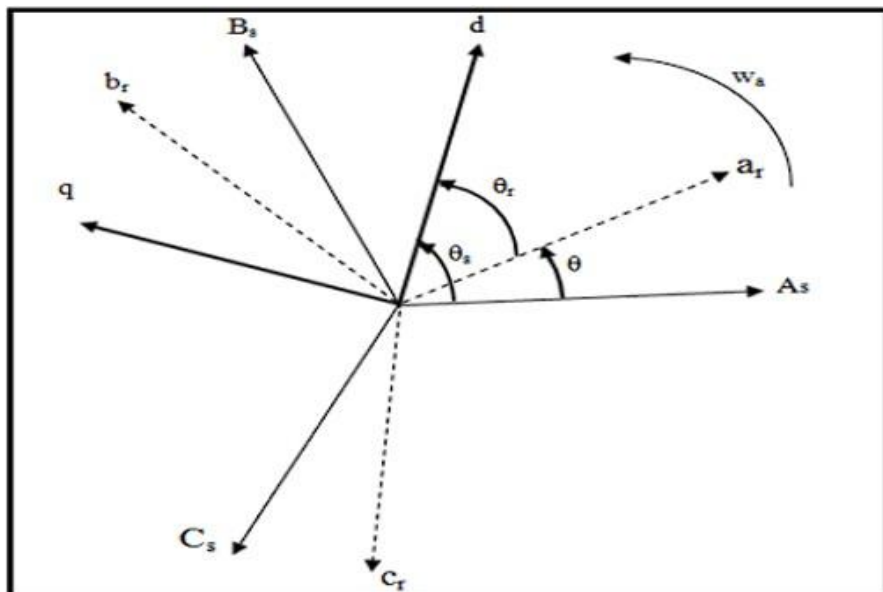


Figure I.9 : représentation des axes de la machine.

I.7.1.1. Équations des tensions:

En appliquant la transformation de Clarke, on obtient le système d'équations suivant dans le repère ($\alpha\beta$) :

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\Phi_{\alpha s}}{dt} \quad (I.18)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\Phi_{\beta s}}{dt} \quad (I.19)$$

$$0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \Phi_{\beta r} \quad (I.20)$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \Phi_{\alpha r} \quad (I.21)$$

I.7.1.2. Équations de flux:

Les équations des flux sont données par :

$$\Phi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \quad (I.22)$$

$$\Phi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \quad (I.23)$$

$$\Phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \quad (I.24)$$

$$\Phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \quad (I.25)$$

- (L_s) : Inductance propre du stator.
- (L_r) : Inductance propre du rotor.
- (L_m) : Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
- ($i_{\{\alpha s\}}$), ($i_{\{\beta s\}}$) : Composantes du courant statorique dans le repère ((α, β)).
- ($i_{\{\alpha r\}}$), ($i_{\{\beta r\}}$) : Composantes du courant rotorique dans le repère ((α, β)).
- ($\Phi_{\{\alpha s\}}$), ($\Phi_{\{\beta s\}}$) : Composantes du flux statorique.
- ($\Phi_{\{\alpha r\}}$), ($\Phi_{\{\beta r\}}$) : Composantes du flux rotorique.

I.7.1.3. Équation du couple:

Dans le modèle de Clarke, l'expression du couple s'écrit de la manière suivante :

$$C_e = p L_m (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) \quad (I.26)$$

P : Nombre de paires de pôles de la machine.

Cem : Couple électromagnétique.

I-7.2. Choix du référentiel

Le choix du référentiel dépend directement des objectifs de l'application et de la stratégie de commande adoptée. En fonction de la vitesse de rotation des axes ω_a , on distingue principalement trois types de référentiels :

I.7.2.1. Référentiel lié au stator (référentiel stationnaire)

- Axes : (α, β)
- Vitesse $\omega_a = 0$

Ce référentiel est généralement utilisé dans la Commande Directe du Couple (DTC). Dans ce cas, les grandeurs électriques restent alternatives et conservent leur forme sinusoïdale.

I.7.2.2. Référentiel lié au champ tournant (référentiel synchrone)

- Axes : (d, q)
- Vitesse : $\omega_a = \omega_s$ (vitesse de synchronisme)

Il s'agit du référentiel le plus utilisé en Commande Vectorielle (FOC). Il permet de transformer les grandeurs alternatives en grandeurs continues, facilitant ainsi leur commande et leur régulation à l'aide de correcteurs PI.

I.7.2.3. Référentiel lié au rotor

- Axes : (d, q)
- Vitesse : $\omega_a = \omega_r$ (vitesse électrique du rotor)

Ce référentiel est particulièrement adapté à l'analyse des machines synchrones ainsi qu'à l'étude des défauts internes du rotor, tels que les ruptures de barres dans une cage d'écureuil

I-7.3 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone:

Dans le cadre des hypothèses susmentionnées, le modèle mathématique du moteur à induction, alimenté en tension et représenté par les variables d'état, dans un référentiel lié au stator, est décrit par le système d'équations suivant :

I.7.3.1 Équations électriques:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{K_r}{K_l} i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_l} (L_m i_{m s\alpha} + L_r i_{r\alpha}) + \frac{P L_m}{2 L_r K_l} \omega_r (L_m i_{m s\beta} + L_r i_{r\beta}) + \frac{1}{K_l} V_{s\alpha} \quad (I.27)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{K_r}{K_l} i_{s\beta} - \frac{P}{2} \omega_r i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_l} (L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}) - \frac{P L_m}{2 L_r K_l} \omega_r (L_m i_{m s\alpha} + L_r i_{r\alpha}) + \frac{1}{K_l} V_{s\beta} \quad (I.28)$$

$$\frac{di_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_r} \left[\frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r} (L_m i_{m s\alpha} + L_r i_{r\alpha}) + \frac{P}{2} \omega_r (L_m i_{m s\beta} + L_r i_{r\beta}) - L_m \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right] \quad (I.29)$$

$$\frac{di_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{L_r} \left[\frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} - \frac{1}{\tau_r} (L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}) - \frac{P}{2} \omega_r (L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha}) - L_m \frac{di_{s\beta}}{dt} \right] \quad (I.30)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (C_{em} - C_r - f_v \frac{\omega}{P}) \quad (I.31)$$

I.7.3.2. Couple électromagnétique en fonction des courants:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} [(L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha}) i_{s\beta} - (L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}) i_{s\alpha}] \quad (I.32)$$

Nous cherchons à obtenir un modèle du système, présenté sous forme d'une représentation en équations d'état.

Autrement dit, l'ensemble des équations sera formulé sous forme d'équations d'état:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.33)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{K_r}{K_l} + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2 K_l} & \frac{PL_m^2}{2L_r K_l} \omega_r & \frac{L_m R_r}{L_r K_l} & \frac{PL_m}{2K_l} \omega_r \\ -\frac{P}{2} \omega_r - \frac{PL_m^2}{2L_r K_l} \omega_r & -\frac{K_r}{K_l} + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2 K_l} & -\frac{PL_m}{2K_l} \omega_r & \frac{L_m R_r}{L_r K_l} \\ \frac{L_m}{\tau_r L_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \frac{P}{2} \omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r L_r} & -\frac{P}{2} \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{K_l} & 0 \\ 0 & \frac{1}{K_l} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

I.7.3.3. Définition des constantes:

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad K_l = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}, \quad K_r = R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r$$

I.8. Simulation :

La machine est simulée en Simulink sous environnement MATLAB dans un repère (α, β) . Les paramètres du moteur objet de cette simulation sont présentés en annexe:

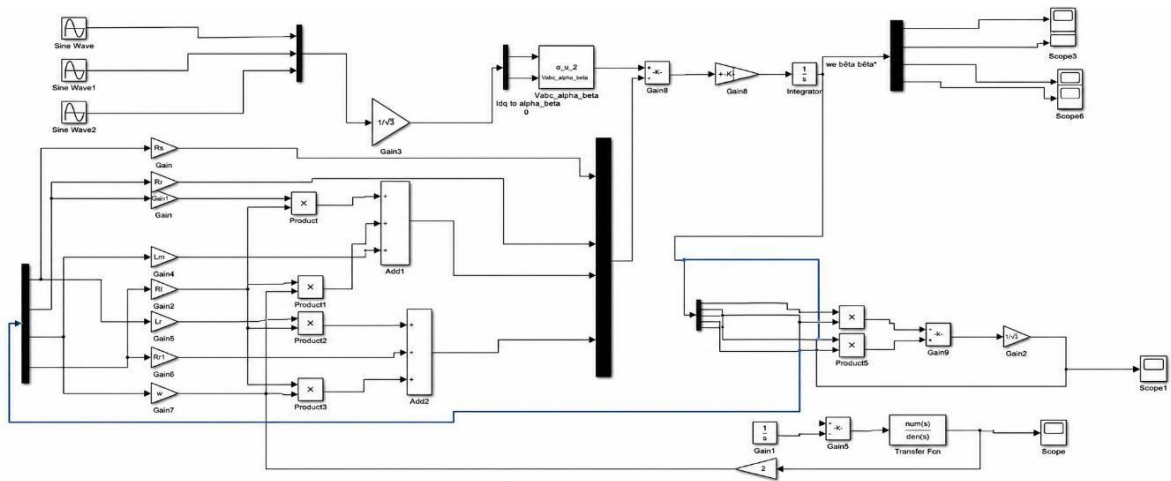


Figure I.10: Schéma de simulation de la MAS dans le repère (α, β)

I.8.1. Résultats de simulation de la MAS :

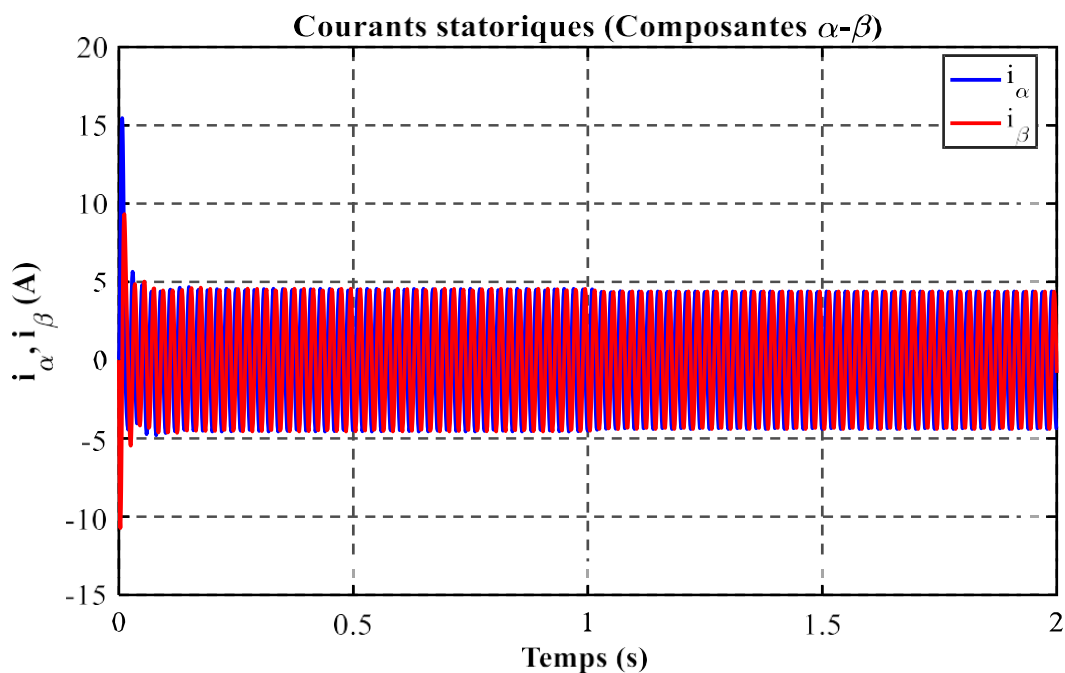
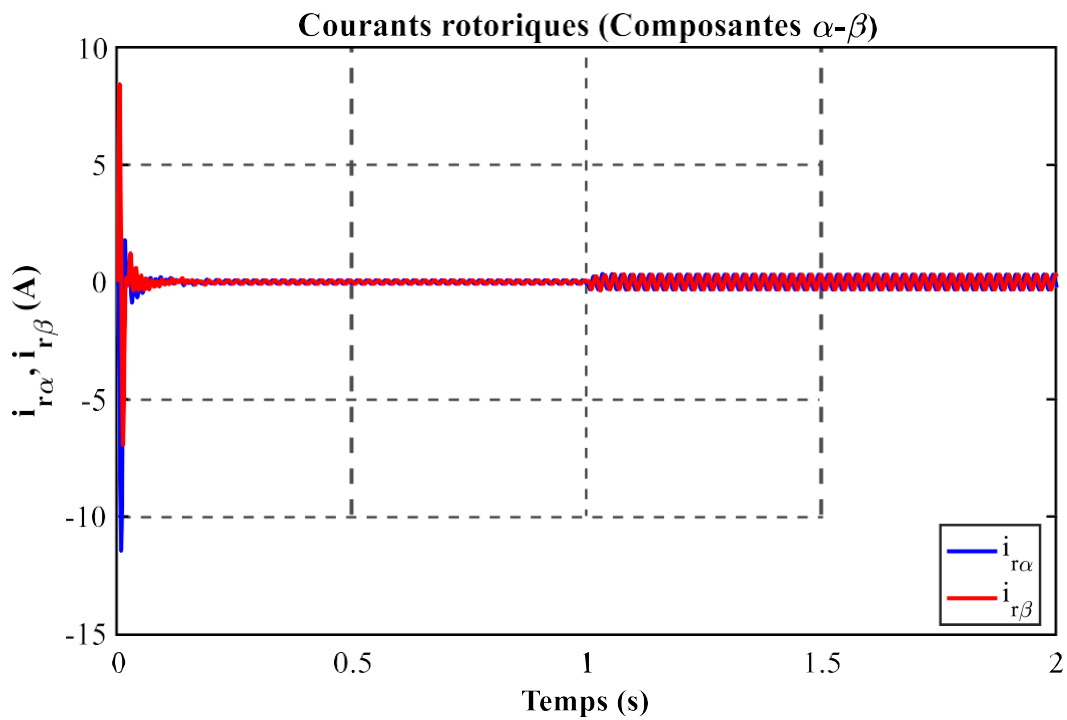
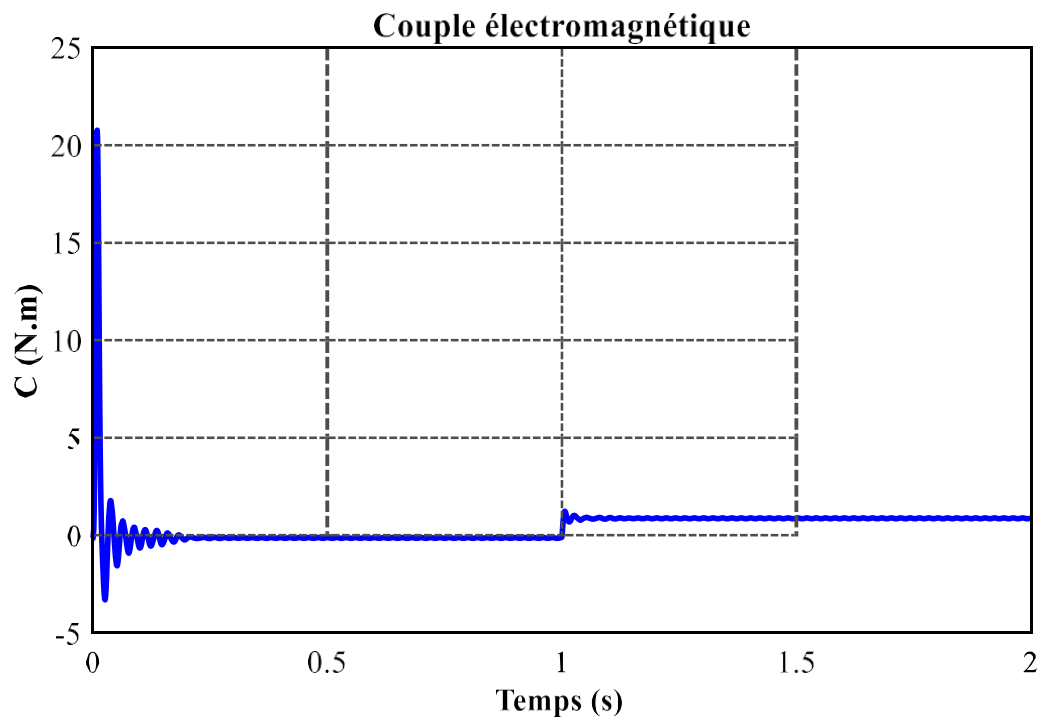


Figure I.11: Évolution des courants statoriques dans le repère (α, β) **Figure I.12:** Évolution des courants rotorique dans le repère (α, β) **Figure I.13:** Évolution de couple électromagnétique

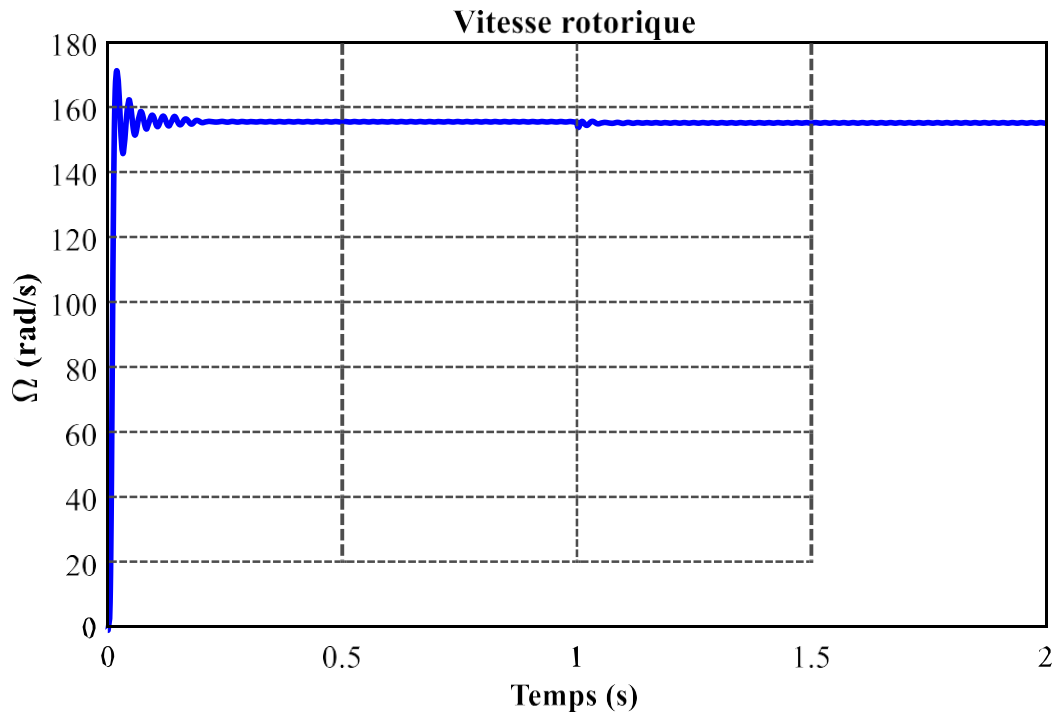


Figure I.14: Évolution de vitesse

I.8.2. Interprétation des résultats:

Les résultats de simulation de la machine asynchrone (MAS) dans le repère (α, β) montrent une réponse dynamique fidèle au comportement réel du moteur. Les courants statoriques évoluent d'un régime transitoire vers un régime sinusoïdal stable, confirmant l'efficacité des transformations de Park et de Clarke. La vitesse suit correctement la consigne avec quelques oscillations et un léger dépassement, tandis que le couple présente un pic au démarrage avant de se stabiliser. Ces résultats valident le modèle dynamique de la MAS.

Conclusion:

Ce chapitre a porté sur la modélisation de la machine asynchrone (MAS), en mettant en évidence les difficultés liées à son caractère non linéaire et couplé. L'utilisation des transformations de Park et de Clarke a permis de simplifier le modèle et de faciliter sa représentation. Les résultats de simulation sous Simulink ont confirmé la validité du modèle, avec des réponses dynamiques stables. Ce modèle constitue ainsi une base essentielle pour l'application ultérieure de la commande FOC.

Chapitre II : Commande vectorielle d'une machine asynchrone

II.1 Introduction:

Dans ce chapitre, nous présenterons en détail la commande vectorielle appliquée à un moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (PWM). Nous commencerons par exposer le principe général de la commande à flux orienté, puis nous procéderons à la modélisation du système dans le repère (d,q). Ensuite, nous aborderons la conception des régulateurs de courant et de vitesse, en mettant l'accent sur l'utilisation d'un régulateur de type PI. Enfin, nous présenterons les résultats de simulation et analyserons les performances du système sous différentes conditions de fonctionnement.

II.2 . Principe de la commande vectorielle:[18]

2.1 Généralités et principe:

La commande vectorielle, appelée également **commande par orientation de flux**, permet d'assurer un **découplage entre les variables de commande**, à savoir le couple et le flux.

Le principe de cette technique a été introduit par **Blaschke en 1971**, sous l'appellation de « commande vectorielle ».

On distingue deux types principaux de commande vectorielle :

- La **méthode directe** (développée par F. Blaschke)
- La **méthode indirecte** (développée par K. Hasse)

2.1.1 Commande vectorielle directe:

Dans cette méthode, la position et l'amplitude du flux sont mesurées directement à l'aide de capteurs à effet Hall, placés au niveau des dents du stator (cas de moteurs spécifiques).

Cependant, cette approche présente certains inconvénients, notamment :

- Une fragilité mécanique accrue de la machine asynchrone (MAS)
- Une sensibilité élevée aux vibrations
- Une faible résistance aux échauffements importants

Ces contraintes limitent son utilisation dans les environnements industriels sévères.

2.1.2 Commande vectorielle indirecte:

Contrairement à la méthode directe, cette technique n'utilise pas de capteurs de flux rotorique. Elle repose plutôt sur :

- Un capteur de vitesse
- Un estimateur de la position du rotor

Le principal inconvénient de cette méthode réside dans sa sensibilité aux variations des paramètres de la machine, en particulier :

- La constante de temps rotorique
- Les effets de saturation magnétique
- Les variations de température

Dans cette approche, le vecteur du flux rotorique est déterminé indirectement, à partir des courants et tensions statoriques mesurés.

II. 3 Principe de l'orientation du flux rotorique

Cette commande est réalisée en orientant le flux rotorique suivant l'axe direct "d" du repère tournant, tels que $\varphi_{rd} = \varphi_r$ (constante) et $\varphi_{rq} = 0$ figure (II.15)

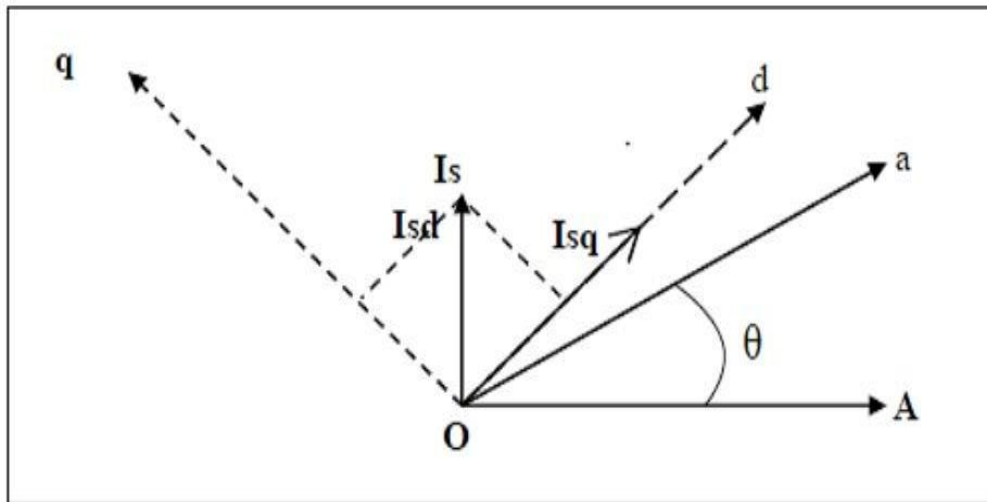


Figure II. 15: Orientation du flux rotorique

Dans un régime quelconque, le couple électromagnétique peut s'exprimer dans le repère dq sous forme d'un produit croisé entre les courants et les flux.

Lorsque le flux rotorique est orienté selon l'axe d d'un repère lié au champ tournant, l'expression du couple devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq}) \quad (\text{II.38})$$

Analyse de l'expression L'examen de cette relation permet de mettre en évidence les points suivants :

- La composante i_{sd} joue le rôle de courant d'excitation ; elle assure la génération et le contrôle du flux rotorique φ_r .
- La composante i_{sq} joue le rôle de courant de couple ; pour un flux donné, elle permet de contrôler directement le couple électromagnétique.

II.3.1. Interprétation physique:

À partir de l'expression (II.37), on observe une analogie directe avec le fonctionnement des machines à courant continu, où le contrôle du flux et celui du couple sont découplés.

Cette propriété constitue le fondement de la commande par orientation du flux rotorique (FOC).

II.3.2. Méthodes de mise en œuvre:

Les travaux de recherche dans ce domaine s'appuient principalement sur deux approches :

- La méthode directe, développée par F. Blaschke
- La méthode indirecte, développée par K. Hasse

II. 4 Principe de Orientation du flux statorique

- Dans n'importe quel régime, le couple électromagnétique s'exprime dans la base dq par un produit croisé entre courants et flux.
- Lorsque le flux statorique est dirigé selon l'axe d d'une base liée au champ tournant, on impose :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s ; \Phi_{qs} = 0$$

Cela signifie que :

- le flux statorique est entièrement porté par l'axe d
- la composante selon l'axe q est nulle

Donc, l'axe d est aligné avec le vecteur du flux statorique

Dans ce cas, le couple s'écrit :

II.4.1 Analyse de l'expression:

L'analyse de cette relation fait apparaître que :

i_{sd} est le courant d'excitation il génère et régule le flux statorique Φ_s

i_{sq} est le courant de couple pour un flux donné, il permet de régler directement le couple électromagnétique

II.4.2 Interprétation physique:

À partir de cette relation, on voit que :

- la base d_q est liée au flux statorique
- l'axe d porte le flux
- l'axe q est associé au couple

Cependant :

- il demeure un couplage entre flux et couple
- le découplage n'est pas parfait, contrairement à l'orientation du flux rotorique

II.4.3 Conséquence pratique:

- le contrôle du flux et du couple est partiellement indépendant

- les performances sont moins bonnes que pour le cas du flux rotorique

II.4.3 Méthodes de mise en œuvre

Comme pour les autres stratégies de commande vectorielle, on distingue :

- **Méthode directe:**
basée sur la mesure ou l'estimation du flux statorique
- **Méthode indirecte:**
fondée sur le calcul du flux à partir des tensions et des courants

II.5 Commande orientée champ (FOC)

II.5.1 Structures de la commande:

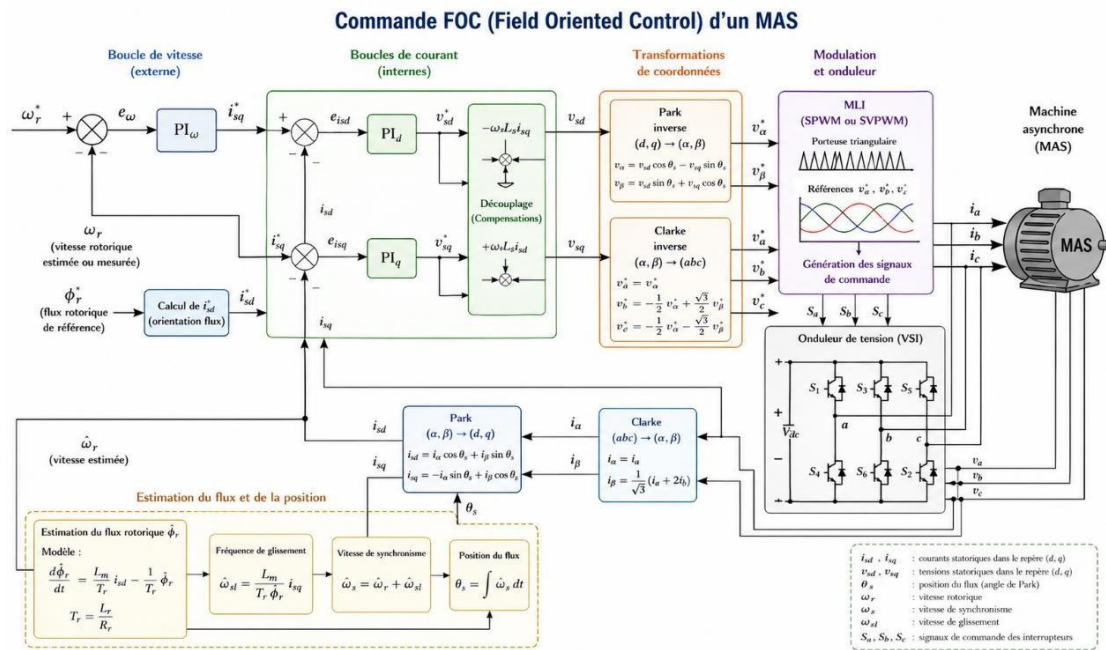


Figure II.16: Structure de commande FOC de la MAS

II.5.2. Principe de la FOC:

Il convient d'expliquer que l'idée principale consiste à orienter l'axe du repère tournant d – q dans la direction du flux choisi.

- flux rotorique
- flux statorique
- ou flux d'entrefer

En général, on adopte l'orientation du flux rotorique:

$$\phi_{qr} = 0, \quad \phi_{dr} = \phi_r$$

Ainsi, le courant i_{sd} contrôle le flux, et le courant i_{sq} le couple.

II.5.3. Expression du couple:

Introduire la relation du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (II.39)$$

Puis expliquer :

Cette expression montre que le couple électromagnétique devient proportionnel au courant i_{sq} , tandis que le flux rotorique est contrôlé par le courant i_{sd} . On obtient donc un découplage similaire à celui d'une machine à courant continu.

II.5.4. Modèle de la MAS sous orientation du flux rotorique

$$i_{r\alpha} = \frac{\Phi_r}{L_r}, \quad i_{r\beta} = 0$$

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{K_r}{K_l} i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_l} (L_m i_{m\alpha} + \Phi_r) + \frac{P L_m}{2 L_r K_l} \omega_r (L_m i_{m\beta}) + \frac{1}{K_l} V_{s\alpha} \quad (II.40)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{K_r}{K_l} i_{s\beta} - \frac{P}{2} \omega_r i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 K_l} (L_m i_{m\beta}) - \frac{P L_m}{2 L_r K_l} \omega_r (L_m i_{m\alpha} + \Phi_r) + \frac{1}{K_l} V_{s\beta} \quad (II.41)$$

$$\frac{di_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_r} \left[\frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} (L_m i_{m\alpha} + \Phi_r) + \frac{P}{2} \omega_r (L_m i_{m\beta}) - L_m \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right] \quad (II.42)$$

$$\frac{di_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{L_r} \left[\frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} (L_m i_{m\beta}) - \frac{P}{2} \omega_r (L_m i_{m\alpha} + \Phi_r) - L_m \frac{di_{s\beta}}{dt} \right] \quad (II.43)$$

II.5.6. Découplage par compensation:

Il faut d'abord réaliser le découplage des axes (d) et (q) (en ne tenant compte que des termes propres à chaque axe), ce qui facilite le calcul des régulateurs. Par la suite, il devient plus simple de compenser les termes de couplage négligés.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \quad (II.44)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \quad (II.45)$$

En introduisant l'opérateur de Laplace $\frac{d}{dt} \equiv s$ dans les équations des tensions statoriques, et en supposant une dynamique lente du flux $\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = 0$:

$$v_{sd} = (R_s + \sigma L_s s) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \quad (I.46)$$

$$v_{sq} = (R_s + \sigma L_s s) i_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \quad (I.47)$$

Les nouvelles variables de commande v_{sd}^* et v_{sq}^* sont alors :

$$v_{sd}^* = (R_s + \sigma L_s s) i_{sd} = v_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} = v_{sd} + e_{sd} \quad (I.48)$$

$$v_{sq}^* = (R_s + s \sigma L_s) i_{sq} = v_{sq} - \left(\omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \right) = v_{sq} - e_{sq} \quad (I.49)$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées comme illustrés par la figure II.14 suivante:

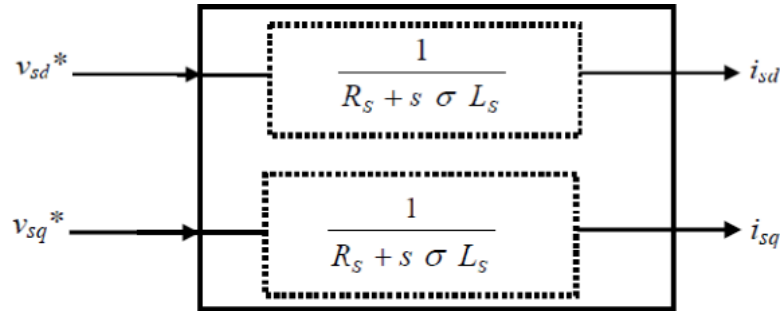


Figure II.17: Les nouvelles commandes obtenues

La reconstruction des tensions v_{sd} , v_{sq} à partir des tensions v_{sd}^* , v_{sq}^* est donnée par le schéma de la figure II.15 suivante :

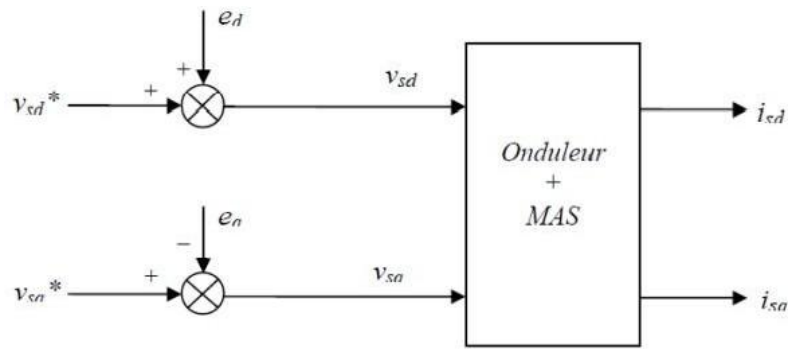


Figure II. 18 : Reconstitution des tensions v_{sd} , v_{sq}

II.5.7. Onduleur de tension (VSI):

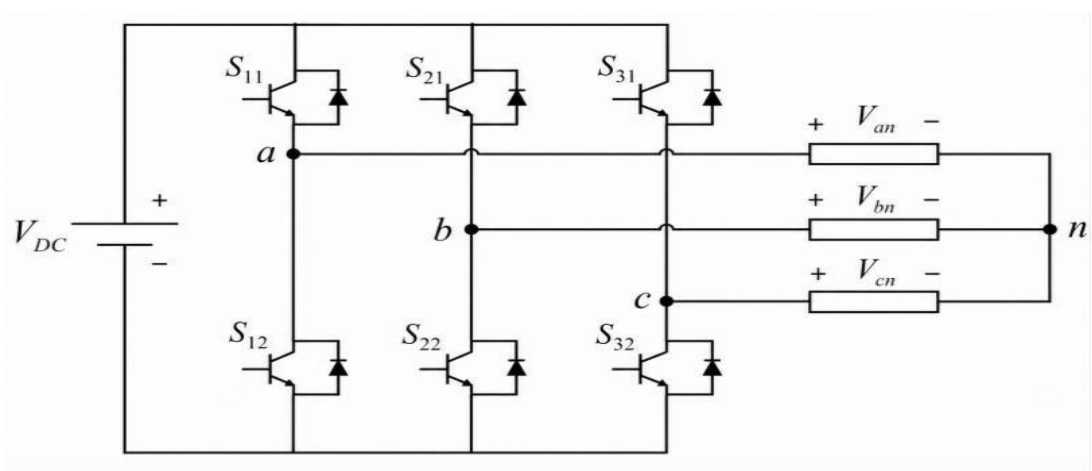


Figure II. 19: Onduleur de tension (VSI)

- L'onduleur de tension (VSI) convertit la tension continue du bus Vdc en tensions triphasées v_a, v_b, v_c . Il est constitué de 3 bras et 6 interrupteurs (IGBT/MOSFET) commandés en PWM.
- Tension moyenne d'un bras :

$$v_{aN} = (2S_a - 1) \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.50})$$

$$v_{bN} = (2S_b - 1) \frac{V_{dc}}{2}, \quad (\text{II.51})$$

$$v_{cN} = (2S_c - 1) \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.52})$$

$$S_a, S_b, S_c \in \{0,1\}$$

II.5.8. MLI sinusoïdale (SPWM):

La MLI sinusoïdale (SPWM) génère les signaux de commande des interrupteurs en comparant :

- une référence sinusoïdale v_a^*, v_b^*, v_c^*
- une porteuse triangulaire de fréquence élevée.

Règle :

$$v_{ref} > v_{tri} \Rightarrow S = 1, \quad \text{sinon } S = 0$$

Indices de modulation :

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}}, \quad (\text{II.53})$$

$$m_f = \frac{f_{ref}}{f_{tri}} \quad (\text{II.54})$$

Amplitude fondamentale (approx.) :

$$V_{phase} = \frac{m_a}{2} V_{dc} \quad (\text{II.55})$$

$$V_{ligne} = \sqrt{3} V_{phase} \quad (\text{II.56})$$

II.5.8.1. Intégration dans la commande FOC

La FOC fournit les tensions de référence dans le repère tournant :

v_{sd}, v_{sq}

II.5.8.1.1. Park inverse ($dq \rightarrow \alpha\beta$):

$$v_{s\alpha}^* = v_{sd}^* \cos \theta_s - v_{sq}^* \sin \theta_s \quad (\text{II.57})$$

$$v_{s\beta}^* = v_{sd}^* \sin \theta_s + v_{sq}^* \cos \theta_s \quad (\text{II.58})$$

II.5.8.1.2 Clarke inverse ($\alpha\beta \rightarrow abc$) :

$$v_a^* = v_{s\alpha}^* \quad (\text{II.59})$$

$$v_b^* = -\frac{1}{2} v_{s\alpha}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{s\beta}^* \quad (\text{II.60})$$

$$v_c^* = -\frac{1}{2} v_{s\alpha}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{s\beta}^* \quad (\text{II.61})$$

II.5.9. Calcul des régulateurs de flux, du couple et vitesse

II.5.9.1. Régulateur de vitesse :

Comme indiqué précédemment, l'équation mécanique décrit la dynamique de la machine du point de vue de la vitesse.

Par conséquent, le schéma fonctionnel suivant permet d'illustrer la régulation de la Vitesse:

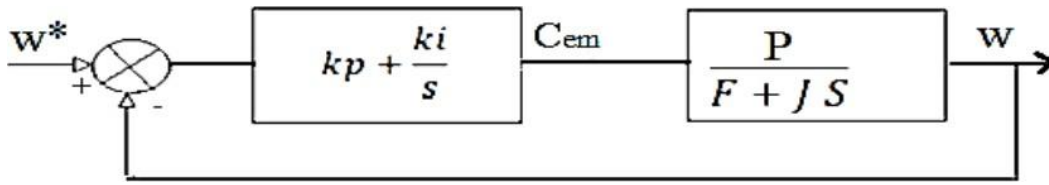


Figure II. 20: Boucle de régulation de la Vitesse

En utilisant la méthode de placement de pôles toujours, la fonction de transfert de système en boucle ouverte :

$$FTBO_w = \frac{w}{w^*} = \frac{K_p s + K_i}{s} \cdot \frac{P}{F + Js} \quad (\text{II.62})$$

Donc en boucle fermée, la fonction de transfert sera :

$$FTBF_w = \frac{w}{w^*} = \frac{\frac{K_p s + K_i}{Js}}{s^2 + \frac{K_p P + F}{J} s + \frac{K_i P}{J}} \quad (\text{II.63})$$

Les paramètres du régulateur de la vitesse seront calculés par :

$$K_p = \frac{2\rho J - F}{\frac{P}{2\rho^2 J}} \quad (\text{II.64})$$

$$K_i = \frac{P}{\rho} \quad (\text{II.65})$$

II.5.9.2. Régulateur de courant :

En utilisant la méthode de placement de pôles, le découplage proposé permet d'écrire:

$$I_{sd} = \frac{1}{R_s + L_s \sigma S} V_{sd1}^* \quad (\text{II.66})$$

$$V_{sd1}^* = \frac{I_{sd}^*}{\frac{1}{R_s + L_s \sigma S}} \quad (\text{II.67})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type deuxième ordre.

Soit un régulateur proportionnel-intégral classique de type :

$$PI(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (\text{II.68})$$

Le système en boucle fermée peut être représenté par la figure :

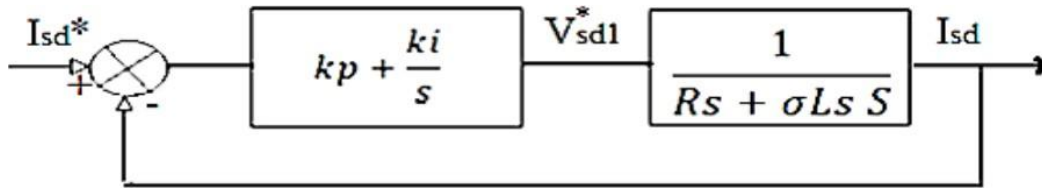


Figure II. 21: Boucle de régulation des courants

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$I = \frac{I_{sdFTBF}}{I_{sd}^*} = \frac{\frac{K_p S + K_i}{L_s \sigma}}{s^2 + \frac{K_p + R_s}{L_s \sigma} s + \frac{K_i}{L_s \sigma}} \quad (\text{II.69})$$

Pour que la réponse du système soit optimale, les deux pôles de la fonction de transfert en boucle fermée s'expriment par :

$$Is_{1,2} = -\rho \pm j \quad (\text{II.70})$$

Le polynôme de second ordre est :

$$s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{II.71})$$

En comparant le dénominateur de (II.68) avec (II.70), nous aurons :

$$K_p = 2\rho L_s \sigma - R_s \quad (\text{II.72})$$

$$K_i = 2\rho^2 L_s \quad (\text{II.73})$$

Remarque : Les deux régulateurs de courant sont identiques.

II.5.9.3. Régulateur de flux:

Afin d'assurer un fonctionnement optimal de la machine, le flux doit être maintenu à sa valeur nominale lors des variations de vitesse ou lors de l'application de perturbations [22].

Par conséquent, le schéma bloc de la régulation peut être représenté comme suit :

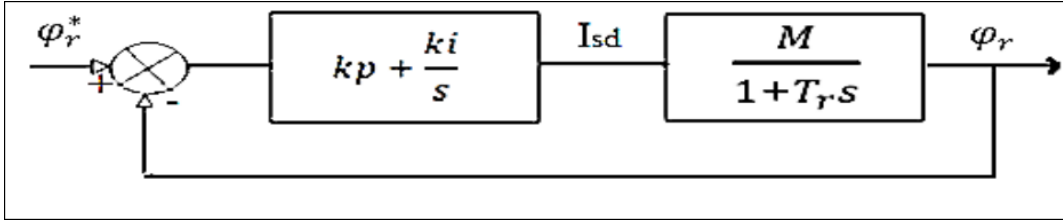


Figure II. 22: schéma bloc de régulation du flux

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_{\varphi} = \frac{\varphi_r}{\varphi_r^*} = \frac{\frac{MK_p s + K_i}{T_r}}{s^2 + \frac{MK_p + 1}{T_r} s + \frac{MK_i}{T_r}} \quad (\text{II.74})$$

En identifiant cette dernière avec le polynôme caractéristique (II.73). Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants:

$$K_p = \frac{1}{M} \left(\frac{2L_r \rho}{R_r} - 1 \right) \quad (\text{II.75})$$

$$K_i = \frac{2L_r \rho^2}{R_r M} \quad (\text{II.76})$$

Remarque : le flux est maintenu à sa valeur nominale φ_{rn} pour un fonctionnement à une vitesse inférieure ou égale à la vitesse de base, correspondant généralement au point de fonctionnement nominal [22]. Pour des vitesses supérieures à la valeur nominale le flux ne peut plus être maintenu constant, il doit être diminué afin de limiter la tension aux bornes de la

machine. Pour cela nous définissons le flux de référence par :

$$\varphi_r^* = \varphi_{rn} \quad \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n$$

$$\varphi_r^* = \frac{\varphi_{rn}}{|\Omega|} \Omega_n \quad \text{si } |\Omega| \geq \Omega_n$$

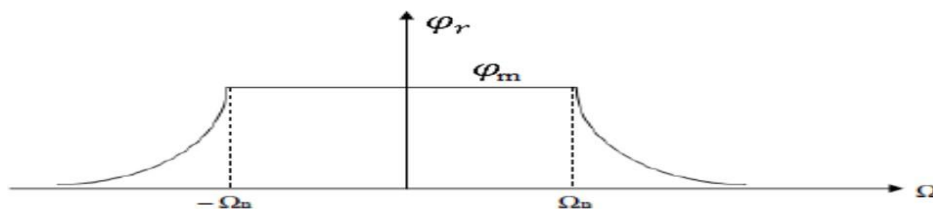


Figure II. 23: φ_r en fonction de Ω

II.5.10. Estimation du flux statorique et de la position:

Le vecteur flux statorique dans le repère (α, β) est donné par :

$$\boldsymbol{\Phi} \xrightarrow{s} \boldsymbol{\Phi} = \boldsymbol{\Phi}_{s\alpha} + j\boldsymbol{\Phi}_{s\beta} \quad (\text{II.77})$$

Les composantes du flux statorique peuvent être estimées par intégration des tensions statoriques :

$$\Phi_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (11.78)$$

$$\Phi_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (\text{II.79})$$

ou plus précisément :

$$\theta_s = atan2(\phi_{s\beta}, \phi_{s\alpha}) \quad (\text{II.80})$$

La vitesse angulaire du flux statorique est :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (\text{II.81})$$

II.6. Simulation :

II.6 .1.Résultats de simulation de la commande FOC:

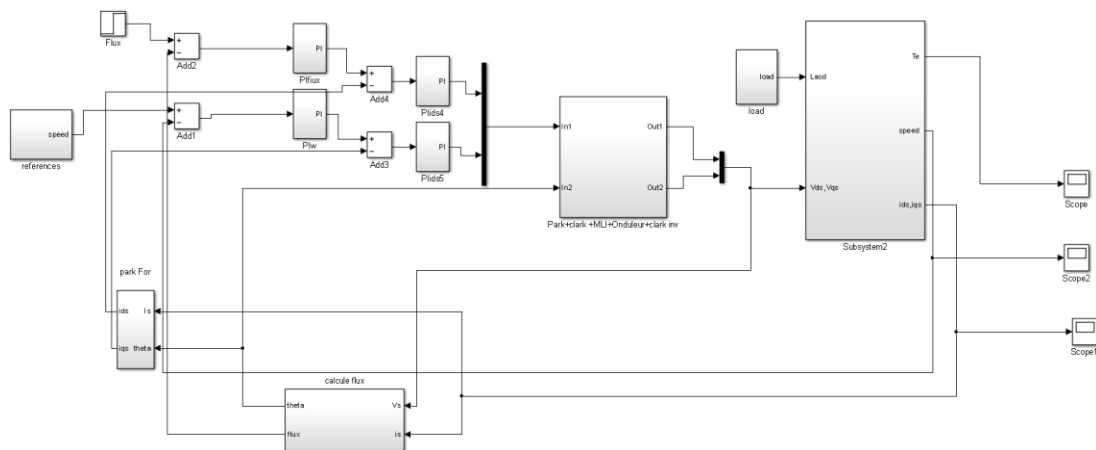


Figure II.24: Schéma de simulation de la commande FOC dans la MAS

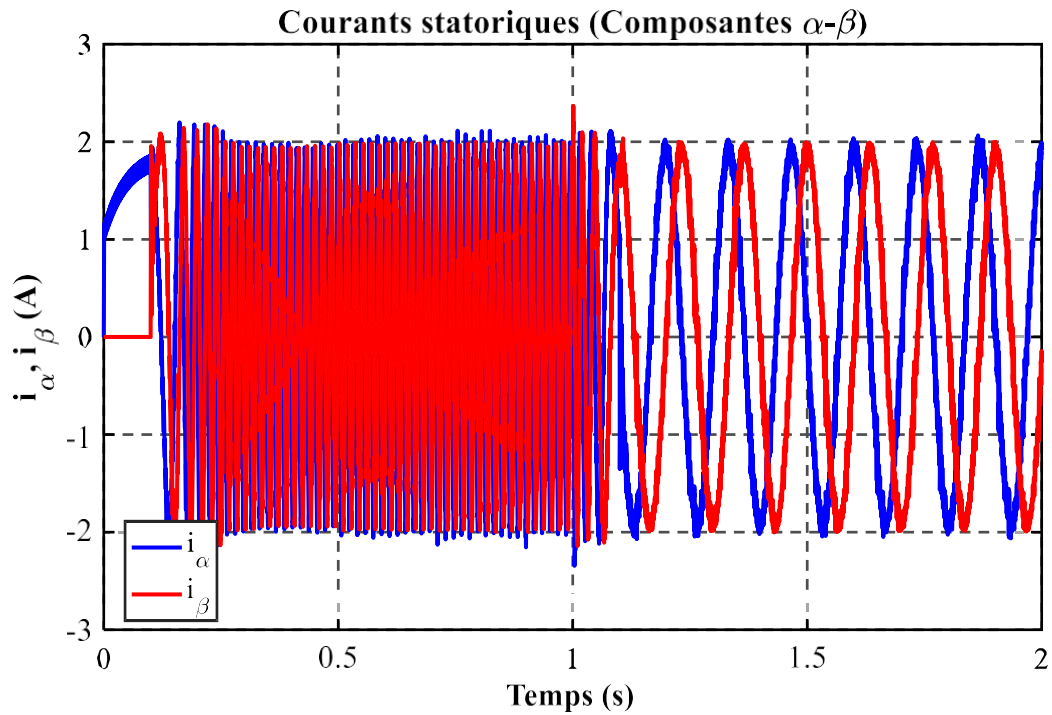


Figure II.25 :Évolution des courants statoriques (i_α, i_β) sous commande FOC

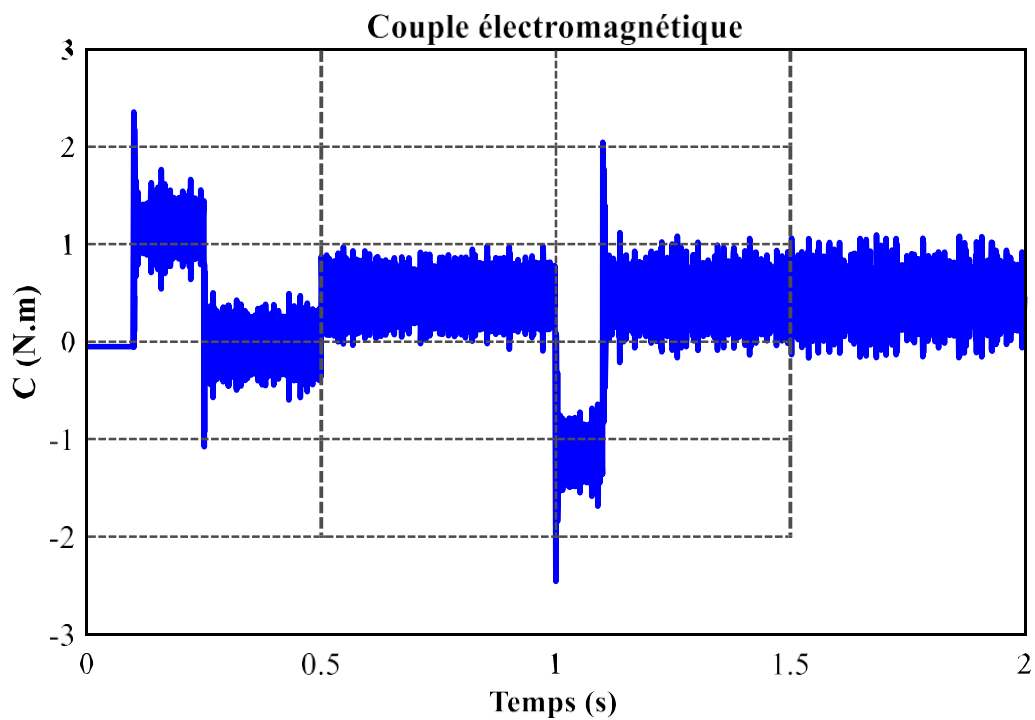


Figure II.26 :Évolution du couple électromagnétique

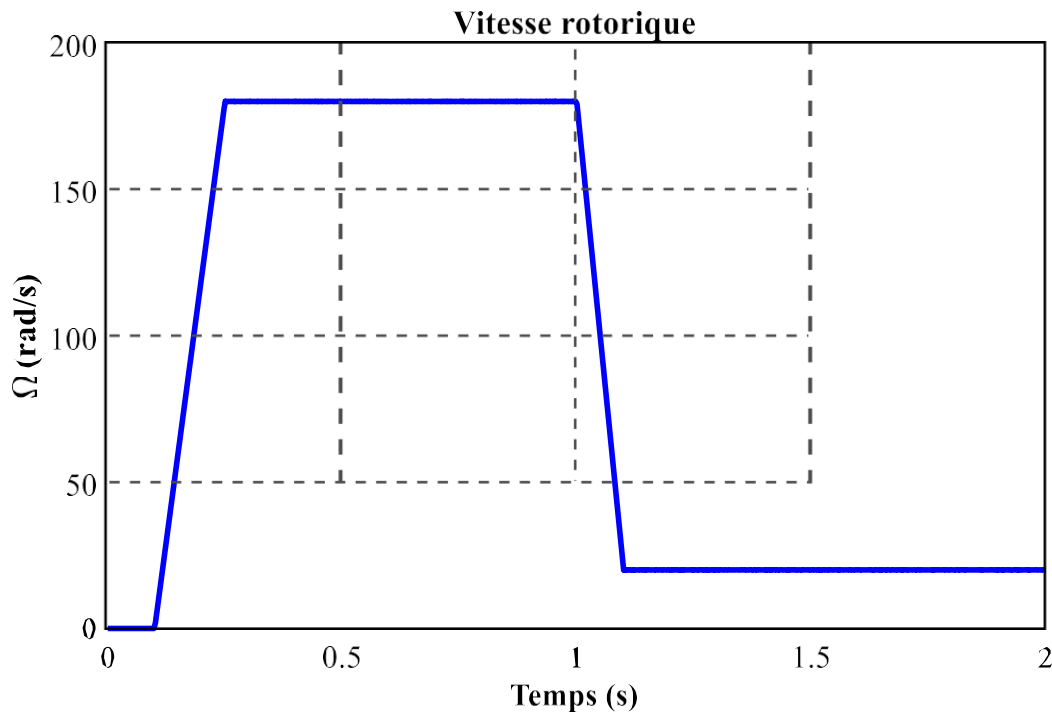


Figure II.27: Évolution de la vitesse sous commande FOC

II.6.2. Interprétation des résultats Commande FOC:

Les résultats de simulation obtenus avec la commande orientée champ (FOC) montrent des performances dynamiques satisfaisantes du système. Les courants statoriques (i_a , i_b) présentent une phase transitoire au démarrage suivie d'un régime sinusoïdal stable, ce qui traduit un bon découplage entre le flux et le couple. La vitesse de rotation suit la consigne avec précision, avec une montée progressive vers la valeur nominale et une réponse rapide aux variations du régime, sans dépassement significatif. Quant au couple électromagnétique, il présente des oscillations transitoires lors des changements de consigne, notamment autour de $t \approx 2s$, avant de se stabiliser en régime permanent. Ces résultats confirment l'efficacité de la commande FOC en termes de stabilité, de précision et de rapidité de réponse.

II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, la commande orientée champ (FOC) appliquée à la machine asynchrone a été étudiée. Cette technique permet un découplage efficace entre le flux et le couple électromagnétique, assurant ainsi une commande précise et performante. L'analyse a montré que l'orientation du flux rotorique offre de meilleures performances dynamiques que l'orientation du flux statorique. Les résultats de simulation ont confirmé la rapidité de réponse, la stabilité du système et la bonne régulation de la vitesse et des courants statoriques sous différentes conditions de fonctionnement.

Chapitre III : Estimation de la vitesse par filtre de Kalman étendu (EKF)

III.1 Introduction:

La mesure de la vitesse du rotor est d'une importance cruciale dans les systèmes de contrôle des machines asynchrones, bien qu'elle soit difficile en raison des contraintes mécaniques. Les dernières augmentent le coût, réduisent la fiabilité et sont sensibles aux environnements industriels difficiles [19]. Pour surmonter ces limitations, des algorithmes sans capteurs ont été développés, basés sur l'estimation des états à partir des grandeurs électriques mesurées. Parmi les techniques, les filtres de Kalman étendus (EKF) se distinguent par leur flexibilité et leur capacité à traiter des systèmes non linéaires, tels que la machine asynchrone [20].

III.2 Principe du filtre de Kalman

Le filtre de Kalman constitue un estimateur d'état récursif optimal, largement utilisé pour l'analyse et la commande des systèmes dynamiques linéaires soumis à des perturbations aléatoires. Il permet d'estimer les variables internes d'un système à partir de mesures entachées de bruit, tout en minimisant l'erreur d'estimation au sens de la variance quadratique moyenne [21].

Le modèle discret d'un système dynamique peut être exprimé sous forme d'état comme suit :

$$x_{k+1} = Ax_k + Bu_k + w_k \quad (\text{III.82})$$

$$y_k = Cx_k + v_k \quad (\text{III.83})$$

où :

- (x_k) : vecteur d'état à l'instant (k).
- (u_k) : vecteur de commande.
- (y_k) : vecteur de sortie mesurée.
- (w_k) : bruit du processus (incertitudes du modèle).
- (v_k) : bruit de mesure (erreurs des capteurs).

Ces bruits sont généralement supposés gaussiens, de moyenne nulle et non corrélés, caractérisés par leurs matrices de covariance (Q) et (R).

III.2.1 Principe de fonctionnement:

Le filtre de Kalman repose sur une démarche récursive combinant les informations du modèle et celles issues des mesures. Cette démarche se décompose en deux étapes principales :

III.2.1.1. Étape de prediction:

Dans cette phase, l'état futur est estimé à partir de l'état précédent :

$$\hat{x}_{k+1|k} = A\hat{x}_k + Bu_k \quad (\text{III.84})$$

La covariance de l'erreur est également propagée :

$$P_{k+1|k} = AP_kA^T + Q \quad (\text{III.85})$$

Cette étape repose uniquement sur le modèle du système.

II.2.1.2. Étape de correction:

Une fois la mesure (y_k) disponible, l'estimation est ajustée afin de réduire l'écart entre la mesure réelle et la sortie estimée.

Le gain de Kalman est calculé comme suit :

$$K_k = P_{k|k-1} C^T (C P_{k|k-1} C^T + R)^{-1} \quad (\text{III.86})$$

L'état estimé est ensuite corrigé :

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - C \hat{x}_{k|k-1}) \quad (\text{III.87})$$

Enfin, la matrice de covariance est mise à jour :

$$P_k = (I - K_k C) P_{k|k-1} \quad (\text{III.88})$$

III.2.2 Rôle du gain de Kalman

Le gain de Kalman (K_k) joue un rôle essentiel dans le processus d'estimation. Il ajuste l'importance relative accordée au modèle et aux mesures.

Lorsque le bruit du processus est important (Q élevé), le filtre accorde davantage de poids aux mesures plutôt qu'au modèle.

Ainsi, le filtre de Kalman réalise un compromis optimal entre la précision du modèle et la fiabilité des mesures, permettant d'obtenir une estimation optimale au sens de l'erreur quadratique moyenne [19].

III.2.3 Propriétés du filtre de Kalman

Le filtre de Kalman présente plusieurs caractéristiques importantes :

- Il est optimal pour les systèmes linéaires à bruit gaussien.
- Il fonctionne de manière récursive, ce qui le rend adapté aux applications en temps réel.
- Il permet une réduction efficace du bruit de mesure.
- Il assure une convergence progressive de l'estimation sous certaines conditions.

III.2.4 Limites du filtre de Kalman

Malgré ses performances, le filtre de Kalman classique est limité aux systèmes linéaires. Or, de nombreux systèmes réels, notamment la machine asynchrone, présentent un comportement non linéaire.

Dans ces cas, il est nécessaire d'utiliser une extension du filtre, appelée filtre de Kalman étendu (EKF), qui repose sur une linéarisation locale du modèle afin de traiter les non-linéarités

III.3 .Filtre de Kalman étendu (EKF):

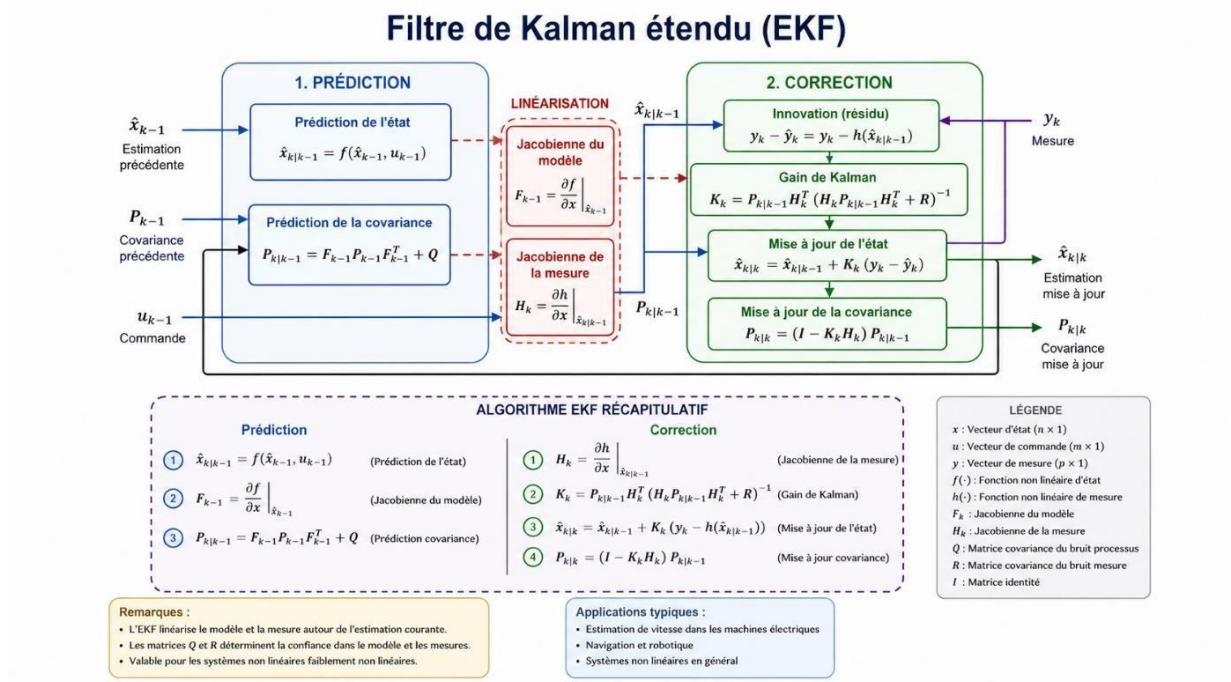


Figure III.28: Filtre de Kalman étendu (EKF)

III.3.1. Principe de base:

Le filtre de Kalman classique étant limité aux systèmes linéaires, son extension aux systèmes non linéaires a conduit à l'élaboration du filtre de Kalman étendu (Extended Kalman Filter – EKF). Cette méthode permet de traiter des systèmes dont le comportement est régi par des équations non linéaires, comme c'est le cas de la machine asynchrone [21].

Le modèle discret non linéaire s'exprime comme suit :

$$x_{k+1} = f(x_k, u_k) + w_k \quad (III.89)$$

$$y_k = h(x_k) + v_k \quad (III.90)$$

où :

Contrairement au filtre de Kalman standard, l'EKF ne peut pas être appliqué directement à ce modèle non linéaire. Il repose donc sur une linéarisation locale du système autour du point de fonctionnement courant, à l'aide des matrices jacobiniennes :

$$A_k = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_k}, \quad C_k = \frac{\partial h}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_k} \quad (III.91)$$

Ces matrices permettent d'obtenir une approximation linéaire du système, rendant possible l'application des équations du filtre de Kalman [21].

III.3.2 Mécanisme de fonctionnement:

Le fonctionnement du filtre de Kalman étendu repose sur une approche récursive similaire à celle du filtre linéaire, articulée autour de deux étapes principales : la prédiction et la correction.

III.3.2.1. Étape de prediction:

Dans cette phase, l'état futur est estimé à partir du modèle non linéaire :

$$x_{k+1|k} = f(\hat{x}_k, u_k) \quad (\text{III.92})$$

La matrice de covariance de l'erreur est propagée à l'aide de la jacobienne :

$$P_{k+1|k} = A_k P_k A_k^T + Q \quad (\text{III.93})$$

Cette étape permet de prévoir l'évolution du système en se basant sur sa dynamique interne et en tenant compte des incertitudes.

III.3.2.2. Étape de correction:

Lorsque la mesure (y_k) est disponible, l'erreur d'innovation est calculée :

$$e_k = y_k - h(\hat{x}_{k|k-1}) \quad (\text{III.94})$$

Le gain de Kalman est ensuite déterminé :

$$K_k = P_{k|k-1} C_k^T (C_k P_{k|k-1} C_k^T + R)^{-1} \quad (\text{III.95})$$

L'état estimé est mis à jour :

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k|k-1} + K_k e_k \quad (\text{III.96})$$

Enfin, la matrice de covariance est corrigée :

$$P_k = (I - K_k C_k) P_{k|k-1} \quad (\text{III.97})$$

III.3.3 Analyse du fonctionnement:

Le filtre de Kalman étendu réalise une mise à jour continue en combinant les prédictions issues du modèle non linéaire avec les informations fournies par les mesures réelles.

Cette méthode permet :

- de compenser les erreurs de modélisation,
- de réduire efficacement le bruit de mesure,
- d'améliorer progressivement la précision de l'estimation.

Ainsi, même en présence de perturbations et d'incertitudes, l'EKF offre une estimation robuste et fiable des états internes du système, notamment la vitesse du rotor dans le cas des machines asynchrones [19].

III.4 Modélisation de la machine asynchrone pour l'EKF

La modélisation de la machine asynchrone constitue une étape fondamentale dans la mise en œuvre du filtre de Kalman étendu. En effet, la précision de l'estimation dépend directement de la qualité du modèle adopté.

Dans ce cadre, la machine asynchrone est généralement décrite dans le repère stationnaire (α, β), obtenu grâce à la transformation de Clarke. Ce choix permet de simplifier les équations tout en conservant les phénomènes physiques essentiels, et facilite ainsi leur exploitation dans les algorithmes d'estimation [20].

III.4.1 Vecteur d'état

Pour l'application de l'EKF, il est nécessaire de définir un vecteur d'état regroupant les grandeurs internes à estimer. Un choix classique consiste à adopter le vecteur d'état étendu suivant :

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.98})$$

où :

$(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$: composantes des courants statoriques,

$(\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta})$: composantes du flux rotorique,

ω_r : vitesse angulaire du rotor.

Ce choix permet d'inclure directement la vitesse rotorique dans le vecteur d'état, rendant possible son estimation en temps réel sans capteur mécanique [20].

III.4.2 Modèle dynamique

Le comportement dynamique de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires dépendant de la vitesse rotorique. Sous forme d'état, le modèle s'écrit :

$$\dot{x} = f(x, u)$$

où $(f(x, u))$ est une fonction non linéaire du vecteur d'état et des entrées.

III.4.2.1. Équations des courants statoriques:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -ai_{s\alpha} + b\phi_{r\alpha} + \omega_r c\phi_{r\beta} + dv_{s\alpha} \quad (\text{III.99})$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -ai_{s\beta} + b\phi_{r\beta} - \omega_r c\phi_{r\alpha} + dv_{s\beta} \quad (\text{III.100})$$

III.4.2.2. Équations des flux rotoriques:

$$\frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r}\phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r}i_{s\alpha} + \omega_r\phi_{r\beta} \quad (\text{III.101})$$

$$\frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r}\phi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r}i_{s\beta} - \omega_r\phi_{r\alpha} \quad (\text{III.102})$$

Équation mécanique (vitesse):

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f\omega_r) \quad (\text{III.103})$$

$$\frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r}\Phi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r}i_{s\beta} - \omega_r\Phi_{r\alpha} \quad (\text{III.104})$$

avec :

$$C_{em} = k(\Phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \Phi_{r\beta}i_{s\alpha}) \quad (\text{III.105})$$

III.4.3 Nature non linéaire du modèle

On constate que la vitesse rotorique (ω_r) intervient dans des termes multiplicatifs avec les flux, ce qui introduit une non-linéarité dans le modèle. Cette caractéristique empêche l'application directe du filtre de Kalman classique et justifie l'utilisation du filtre de Kalman étendu [20].

III.4.4 Modèle entrée-sortie

Dans le cadre de l'estimation, les variables d'entrée et de sortie sont définies comme suit :

$$u = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.106})$$

$$y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.107})$$

Ces grandeurs sont facilement mesurables, ce qui rend ce modèle particulièrement adapté aux applications industrielles [20].

III.4.5 Importance du modèle pour l'EKF

Le modèle dynamique constitue la base du fonctionnement de l'EKF. En effet :

- il permet de prédire l'évolution des états,
- il est utilisé dans le calcul des matrices jacobiniennes,
- il influence directement la précision de l'estimation.

Ainsi, une modélisation rigoureuse et adaptée est indispensable pour garantir les performances du filtre de Kalman étendu.

III.5 Algorithme du filtre de Kalman étendu appliqué à la machine asynchrone

Le filtre de Kalman étendu (EKF) est utilisé de manière récursive afin d'estimer les états internes de la machine asynchrone à partir des tensions et des courants mesurés. Son fonctionnement repose principalement sur deux étapes essentielles : la phase de prédiction et la phase de correction.

Au début de chaque période d'échantillonnage, le filtre prédit l'évolution future des états du système à l'aide d'un modèle dynamique non linéaire de la machine asynchrone. Cette étape permet d'obtenir une estimation a priori des variables d'état ainsi que de la matrice de covariance de l'erreur.

III.5.1. Phase de prédiction

L'estimation prédite des états est donnée par :

$$\hat{x}_{k+1|k} = f(\hat{x}_{k|k}, u_k) \quad (\text{III.108})$$

La mise à jour de la matrice de covariance s'écrit :

$$P_{k+1|k} = F_k P_{k|k} F_k^T + Q \quad (\text{III.109})$$

où :

- (F_k) représente la matrice Jacobienne du modèle ;
- (Q) est la matrice de covariance du bruit du processus.

Après l'acquisition des mesures réelles, le filtre calcule l'erreur d'innovation entre les valeurs mesurées et les valeurs estimées.

III.5.2. Calcul de l'erreur d'innovation

$$e_k = y_k - h(\hat{x}_{k|k-1}) \quad (\text{III.110})$$

Le gain de Kalman est ensuite déterminé par :

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^T (H_k P_{k|k-1} H_k^T + R)^{-1} \quad (\text{III.111})$$

où :

- (H_k) est la matrice Jacobienne de sortie
- (R) représente la matrice de covariance du bruit de mesure.

III.5.3. Phase de correction

L'estimation corrigée des états devient alors :

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k e_k \quad (\text{III.112})$$

Enfin, la matrice de covariance est mise à jour selon :

$$P_{k|k} = (I - K_k H_k) P_{k|k-1} \quad (\text{III.113})$$

Ainsi, le filtre de Kalman étendu permet de combiner les informations fournies par le modèle mathématique avec les mesures réelles afin d'obtenir une estimation précise et robuste des états internes de la machine asynchrone, notamment la vitesse de rotation, même en présence de bruit et de perturbations.

III.6 Estimation de la vitesse rotorique par EKF:

Dans le cadre du filtre de Kalman étendu (EKF), la vitesse de rotation du rotor est considérée comme une variable d'état interne du système. Elle est intégrée directement dans le vecteur d'état, ce qui permet son estimation en temps réel à partir des seules mesures électriques, sans recourir à un capteur mécanique [20].

Le vecteur d'état peut être défini comme suit :

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta} \quad \omega_r]^T \quad (\text{III.114})$$

où ω_r représente la vitesse rotorique à estimer. Cette formulation permet à l'EKF d'estimer simultanément les courants statoriques, les flux rotoriques ainsi que la vitesse du rotor.

III.6.1 Méthode d'estimation de la Vitesse:

L'estimation de la vitesse repose sur les relations dynamiques entre les courants statoriques et les flux rotoriques. Dans le modèle de la machine asynchrone, la vitesse intervient dans des termes couplés tels que :

$$\omega_r \Phi_{r\beta} \quad \text{et} \quad \omega_r \Phi_{r\alpha}$$

Ces termes influencent directement l'évolution des flux, ce qui permet au filtre EKF de reconstruire indirectement la vitesse à partir des mesures de courants et de tensions.

À chaque instant d'échantillonnage, l'EKF fournit une estimation actualisée de la vitesse :

$$\omega_{r(k)} = \{x\}_{5(k)} \quad (\text{III.115})$$

Cette estimation est ajustée en fonction de l'erreur d'innovation définie par :

$$y(k) - h(\{x\}_{5(k)} - 1) \quad (\text{III.116})$$

III.6.2 Avantages de l'estimation sans capteur

L'utilisation de l'EKF pour l'estimation de la vitesse présente plusieurs avantages :

- Élimination du capteur mécanique, ce qui réduit le coût du système
- Amélioration de la fiabilité grâce à la suppression des composants mécaniques sensibles
- Réduction des besoins de maintenance
- Meilleure résistance aux perturbations environnementales

Cette approche est particulièrement adaptée aux environnements industriels rigoureux où l'installation de capteurs peut poser des difficultés [22].

III.6.3 Performances de l'EKF

Les résultats expérimentaux et les analyses de simulation montrent que le filtre de Kalman étendu permet d'obtenir une estimation précise et robuste de la vitesse du rotor, malgré la présence de bruit et d'incertitudes dans le modèle [20].

Les principales caractéristiques de l'EKF sont :

- Haute précision en régime permanent
- Réponse rapide en régime transitoire
- Capacité efficace de filtrage du bruit

Cependant, la précision de l'estimation dépend de plusieurs facteurs :

- le choix des matrices de covariance (Q) et (R),
- la précision du modèle de la machine,
- les conditions de fonctionnement, notamment à basse vitesse

Malgré ses performances, certaines limitations subsistent :

- difficulté d'estimation à basse vitesse en raison d'une faible observabilité
- sensibilité aux variations des paramètres, notamment la résistance rotorique
- complexité de calcul nécessitant une implémentation adaptée pour le temps réel.

III.7 Réglage des matrices de covariance:

Les matrices de covariance (Q) et (R) constituent des éléments essentiels dans le fonctionnement du filtre de Kalman. Elles représentent respectivement les incertitudes associées au modèle du système et aux mesures. Le choix de ces matrices influence directement la précision et la qualité de l'estimation. Un mauvais réglage peut entraîner une dégradation significative des performances, se traduisant par des estimations instables, lentes ou erronées [20].

III.7.1 Analyse des matrices (Q) et (R):

La matrice (Q) représente la covariance du bruit du processus. Elle traduit les incertitudes liées :

- aux approximations du modèle mathématique,
- aux variations des paramètres physiques de la machine (résistance rotorique, inductances),
- aux perturbations externes non mesurées.

La matrice (R), quant à elle, représente la covariance du bruit de mesure. Elle est liée :

- à la précision des capteurs,

- aux perturbations électroniques,
- aux erreurs d'acquisition des données.

III.7.2 Influence des matrices sur le comportement du filtre:

Les matrices (Q) et (R) déterminent la manière dont le filtre combine les informations issues du modèle et celles provenant des mesures.

- Une faible valeur de (Q) traduit une forte confiance dans le modèle, ce qui conduit à une estimation plus stable mais moins réactive aux variations réelles du système.
- Une valeur élevée de (Q) favorise une adaptation rapide aux changements, au prix d'une estimation plus sensible au bruit.
- Une faible valeur de (R) indique des mesures fiables, ce qui augmente l'influence des observations dans la correction de l'estimation.
- Une valeur élevée de (R) conduit à une estimation plus stable, mais moins sensible aux variations des mesures.

Ainsi, le réglage de (Q) et (R) permet d'établir un compromis entre les informations issues du modèle et celles issues des mesures, via le gain de Kalman, afin de minimiser l'erreur d'estimation.

III.7.3 Méthodes de détermination des matrices:

En pratique, la détermination des matrices (Q) et (R) ne repose généralement pas sur une approche analytique. Elle s'effectue souvent à partir :

- de méthodes expérimentales basées sur des essais,
- d'un ajustement progressif (tuning empirique),
- de techniques d'identification utilisant des données réelles,
- de méthodes adaptatives permettant d'ajuster dynamiquement ces matrices en fonction des conditions de fonctionnement.

Ces approches visent à améliorer les performances du filtre en tenant compte des caractéristiques réelles du système [20].

III.7.4 Compromis entre précision et rapidité:

Le réglage des matrices (Q) et (R) implique un compromis entre plusieurs critères :

- précision de l'estimation,
- rapidité de convergence,

- robustesse face au bruit.

Un réglage approprié permet d'obtenir une estimation stable, précise et capable de suivre correctement les variations du système dans différentes conditions de fonctionnement.

III.8 Avantages et limites du filtre de Kalman étendu (EKF)

III.8.1 Avantages:

Le filtre de Kalman étendu présente plusieurs avantages dans l'estimation des systèmes dynamiques :

- Estimation précise même en présence de bruit de mesure
- Adaptation aux systèmes non linéaires
- Possibilité de fonctionnement sans capteur (commande sensorless)
- Bonne robustesse face aux perturbations [22].

III.8.2 Limites:

Malgré ses performances, l'EKF présente certaines limitations :

- Complexité de calcul élevée
- Sensibilité aux erreurs de modélisation
- Nécessité d'un réglage précis des paramètres
- Dépendance aux matrices de covariance (Q) et (R) [20].

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le filtre de Kalman étendu comme une méthode efficace pour l'estimation de la vitesse de rotation des machines asynchrones. Grâce à sa capacité à traiter les systèmes non linéaires et à atténuer l'effet du bruit, l'EKF constitue un outil performant pour les systèmes de commande sans capteur.

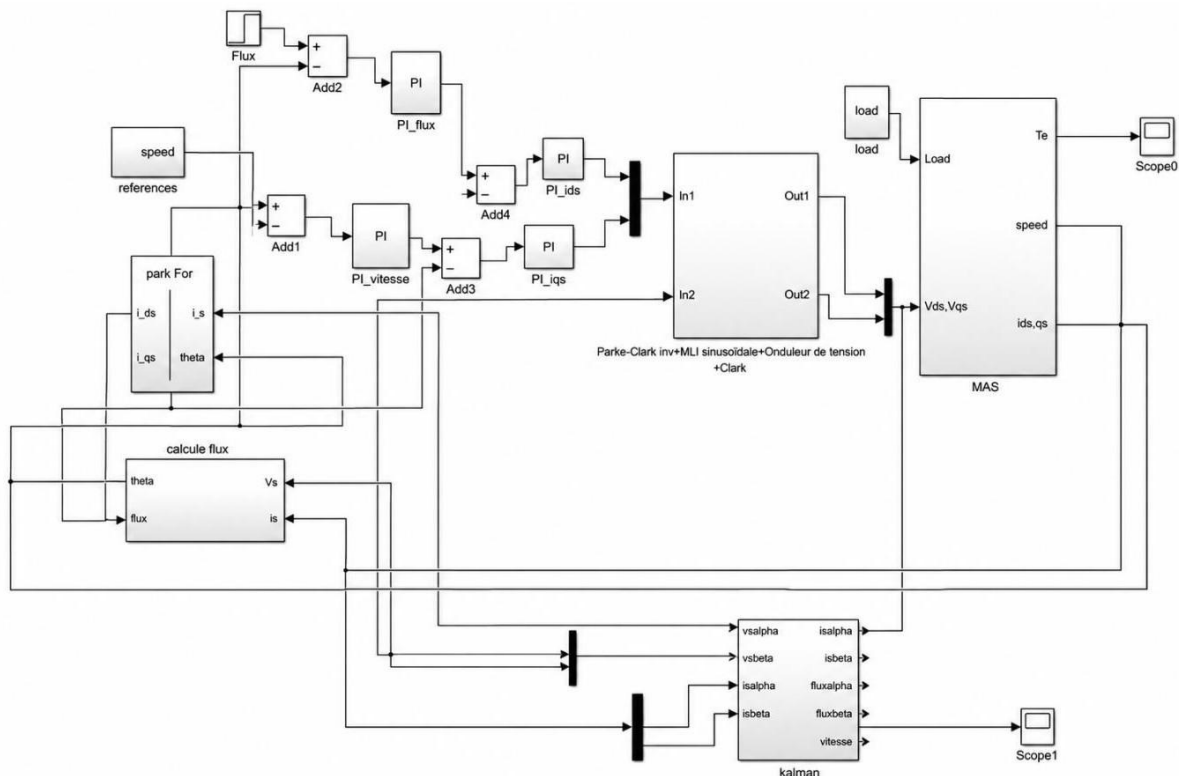
Son association avec la commande orientée champ permet d'améliorer les performances globales du système, en assurant une estimation précise et robuste de la vitesse rotorique. Toutefois, la mise en œuvre de cette méthode nécessite une modélisation rigoureuse du système ainsi qu'un réglage approprié des paramètres afin de garantir des résultats fiables.

Chapitre IV : Implémentation et simulation de la commande FOC avec estimation de la vitesse par EKF

IV.1 Introduction

Ce chapitre présente l'implémentation et la simulation d'une commande sans capteur de la machine asynchrone basée sur l'association de la commande orientée champ (FOC) et du filtre de Kalman étendu (EKF). Les simulations réalisées sous MATLAB/Simulink permettent d'évaluer les performances du système en termes de précision, de rapidité de réponse et de robustesse. Une étude comparative entre le fonctionnement avec capteur et sans capteur est également effectuée afin de valider l'efficacité de l'estimation de vitesse par l'EKF.

IV.2 Structure globale du système étudié:



FigureIV.29: la commande FOC avec estimation de la vitesse par EKF

IV.3 Modélisation du système sous MATLAB/Simulink

IV.3.1 Modèle de la MAS:

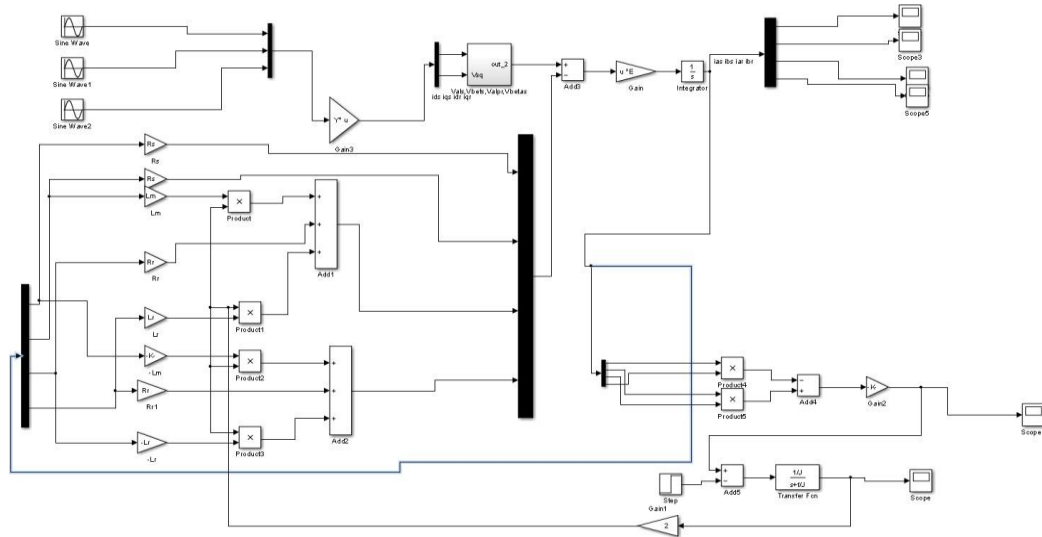


Figure IV.30: Schéma de MATLAB/Simulink de la MAS dans le repère (α, β)

IV.3.2 Modèle de l'onduleur (VSI):

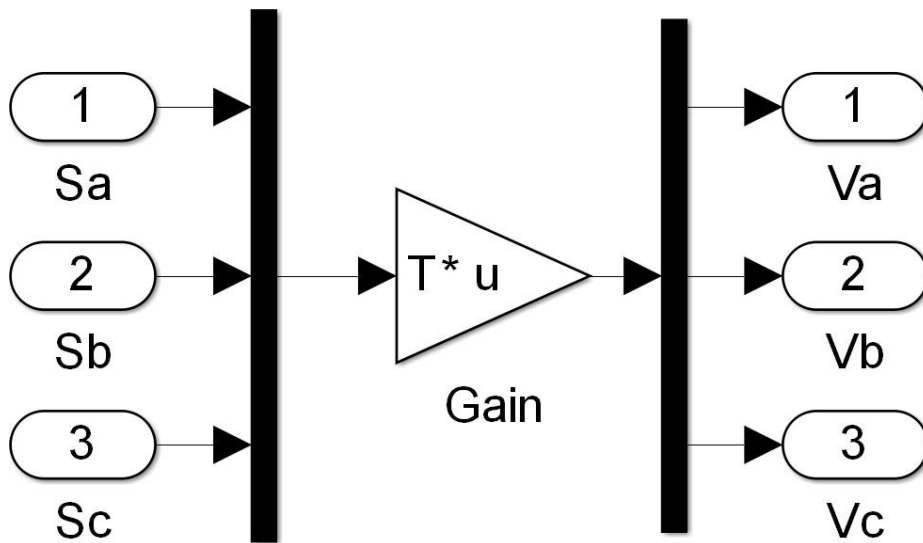


Figure IV.31: Schéma de MATLAB/Simulink de la Onduleur de tension

IV.3.3 Modulation MLI :

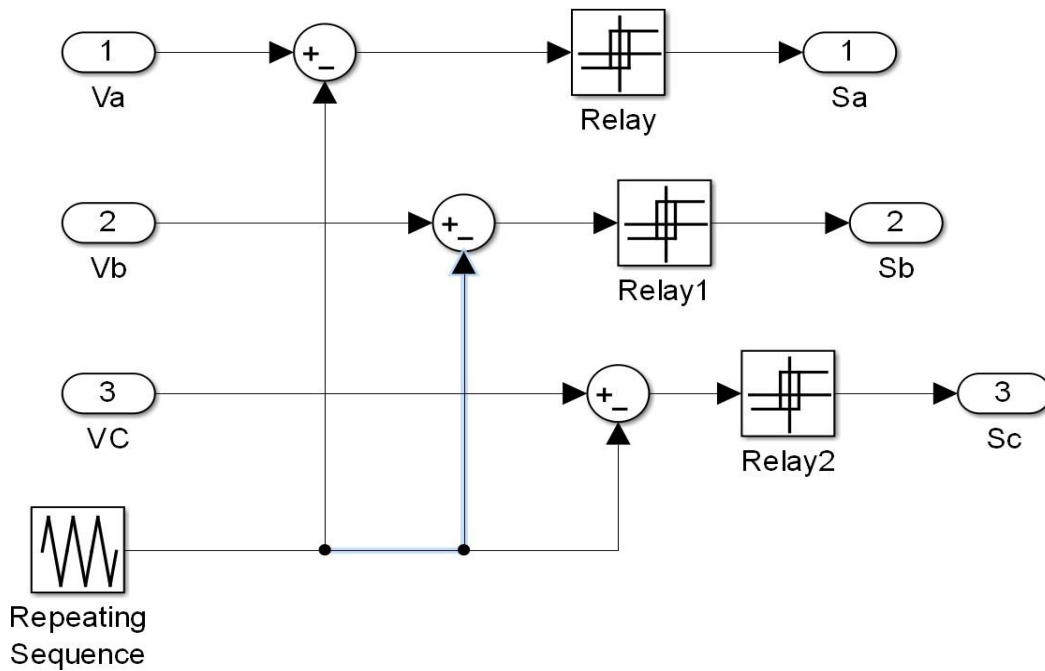


Figure IV.32: Schéma de MATLAB/Simulink de la MLI sinusoïdale

IV.4 Implémentation de la commande FOC

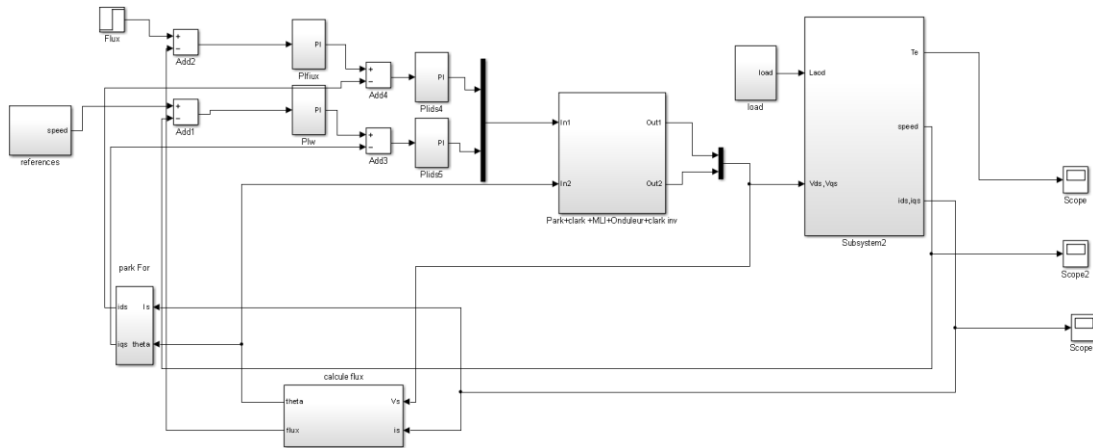


Figure IV.33: Structure de la commande orientée champ (FOC)

La commande de la machine asynchrone est assurée par la **commande vectorielle orientée champ (FOC)**, qui permet de découpler le contrôle du flux et du couple électromagnétique. Cette stratégie garantit une synchronisation efficace en séparant clairement ces deux grandeurs.

Les grandeurs triphasées sont transformées dans le repère tournant (d,q) à l'aide des transformations de Clarke et de Park. Ainsi, les courants statoriques sont convertis en composantes (i_d) et (i_q), facilitant leur contrôle indépendant.

Ces courants sont ensuite régulés par des régulateurs de type PI. La composante (i_d^*) est généralement associée à la régulation du flux, tandis que la composante (i_q^*) est issue de la boucle de vitesse et permet de contrôler le couple électromagnétique.

Les tensions de commande (v_d^* et v_q^*) sont ensuite générées à partir de ces régulations. Elles sont reconverties en grandeurs triphasées, puis appliquées à l'onduleur via une modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Cette structure en boucle fermée assure un contrôle précis, rapide et découplé de la machine asynchrone. En mode sans capteur, la vitesse utilisée dans la boucle de commande est fournie par une estimation basée sur le filtre de Kalman étendu (EKF).

IV.5 Implémentation du filtre de Kalman étendu:

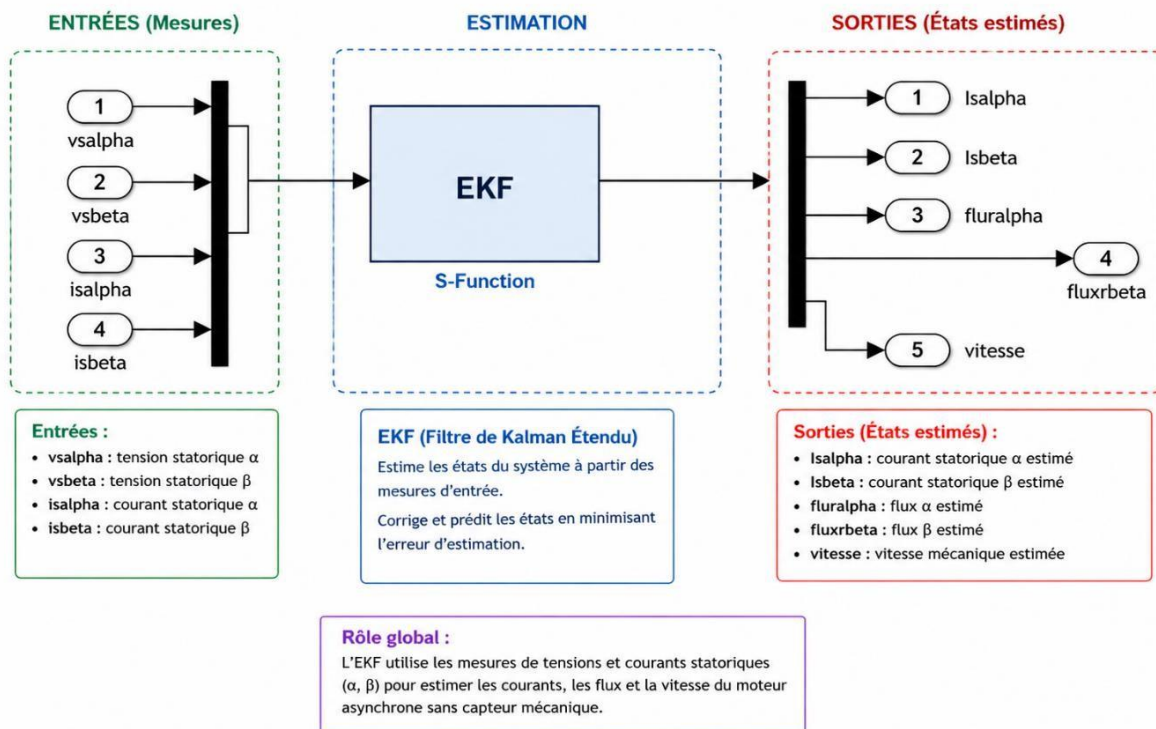


Figure IV.34: filtre de Kalman étendu

Une fonction MATLAB a été développée pour la mise en œuvre du filtre de Kalman étendu (EKF), permettant d'estimer les états internes de la machine asynchrone à partir des mesures électriques.

Dans cette application, l'EKF utilise comme entrées les tensions statoriques et les courants mesurés dans le repère stationnaire (α, β) fournit en sortie les courants estimés, les flux rotoriques estimés ainsi que la vitesse mécanique estimée du rotor.

Le vecteur d'entrée est défini par :

$$U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.117)$$

Le vecteur de mesure est donné par :

$$Y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.118)$$

Vecteur d'état estimé:

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (IV.119)$$

IV.5.1. Modèle discret:

Le modèle est discrétisé avec la période d'échantillonnage T_s , ce qui donne :

$$F = I + T_s A \quad (IV.120)$$

où A est la matrice d'état non linéaire dépendant de la vitesse ω_r , ce qui justifie l'utilisation de l'EKF.

IV.5.2. Phase de prediction:

$$x_{k+1|k} = F x_k + G U_k \quad (IV.121)$$

$$P_{k+1|k} = F P_k F^T + Q \quad (IV.122)$$

avec :

$$Q = \text{diag}(10^{-3}, 10^{-3}, 10^{-3}, 10^{-3}, 10^3) \quad (IV.123)$$

La valeur élevée associée à la vitesse traduit une incertitude plus importante sur cet état

IV.5.3. Gain de Kalman:

$$K = P_{k+1|k} C^T (C P_{k+1|k} C^T + R)^{-1} \quad (IV.124)$$

Dans MATLAB :



MATLAB </>

```
K = (P_1 * C') / (C * P_1 * C' + R);
```

IV.5.4. Phase de correction:

$$\hat{x}_{k+1} = x_{k+1|k+K}(\hat{Y} - Cx_{k+1|k}) \quad (\text{IV.125})$$

$$P_{k+1} = P_{k+1|k-KCP} \quad (\text{IV.126})$$

IV.5.5. Sorties du filtre:

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} \quad (\text{IV.127})$$

IV.6 Simulation avec capteur de Vitesse:

IV.6.1. Objectif:

L'objectif de cette simulation est d'établir une référence de performance (benchmark) pour la commande orientée champ (FOC) en utilisant un capteur de vitesse. Cette configuration permet d'obtenir des mesures réelles sans recourir à une méthode d'estimation telle que le filtre de Kalman étendu (EKF).

IV.6.2. Résultats de simulation:

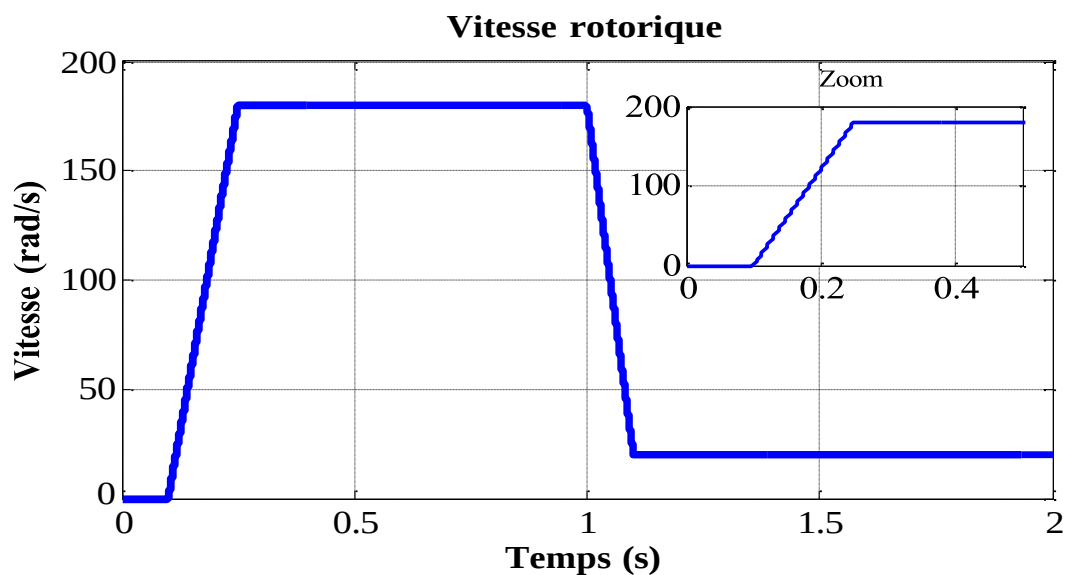


Figure IV.35: Évolution de la vitesse rotorique

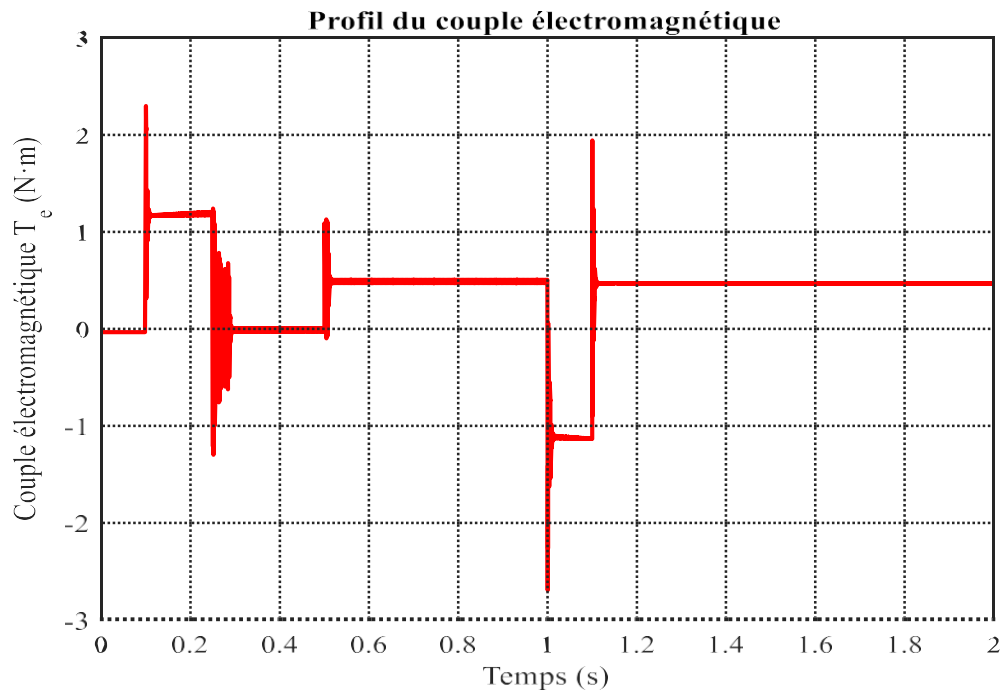


Figure IV.36 : Évolution du couple électromagnétique

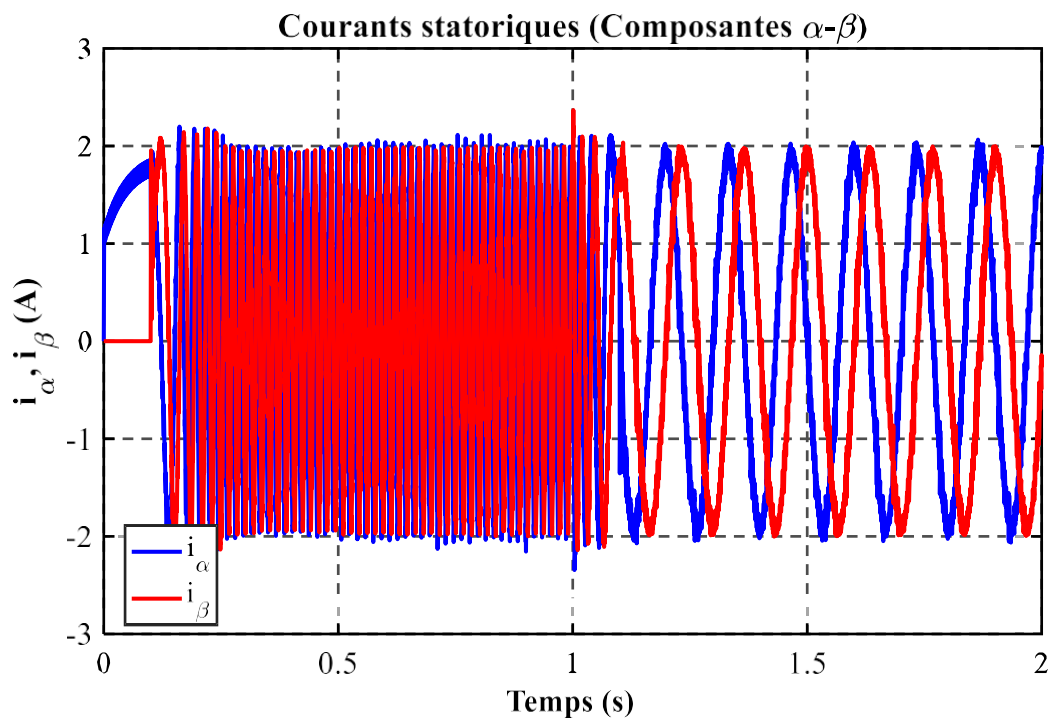


Figure IV.37: Évolution du coutrant statorique

IV.6.3. Analyse des résultats

IV.6.3.1. Vitesse du rotor

On observe que la vitesse suit correctement la consigne :

- Une montée progressive jusqu'à environ 180 rad/s
- Un régime stable entre 0.2 s et 1s
- Une chute rapide vers une faible vitesse après 1 s

Cela montre une bonne dynamique et un suivi précis de la consigne.

IV.6.3.2. Courant statorique

Le courant présente deux régimes :

- Phase transitoire ($0 \rightarrow 0.2$ s) : forte variation lors du démarrage
- Régime établi : signal périodique stable
- Après 1 s : changement de fréquence dû à la variation de vitesse

Le courant reste bien contrôlé, conforme à la commande FOC.

IV.6.3.3. Couple électromagnétique

Le couple montre :

- Un pic initial au démarrage
- Une stabilisation autour d'une valeur moyenne
- Une perturbation notable vers 1 s suivie d'un retour à la stabilité

Cela indique une bonne réponse dynamique avec adaptation aux changements de charge.

IV.6.3.4. Conclusion

Les résultats obtenus montrent que la commande FOC avec capteur de vitesse assure :

- Un suivi précis de la vitesse
- Une bonne stabilité du courant
- Une réponse rapide du couple

Cette configuration représente un cas de référence (benchmark) permettant de comparer les performances du système sans capteur basé sur l'EKF.

IV.7 Simulation sans capteur avec EKF

IV.7.1 Objectif:

Cette simulation vise à examiner l'efficacité du filtre de Kalman étendu (EKF) pour déterminer la vitesse du rotor de la machine asynchrone. Dans ce paramétrage, le capteur de vitesse mécanique a été éliminé. La vitesse est désormais déterminée à partir des valeurs électriques relevées, notamment les tensions et les courants du stator.

IV.7.2 Résultats de simulation:

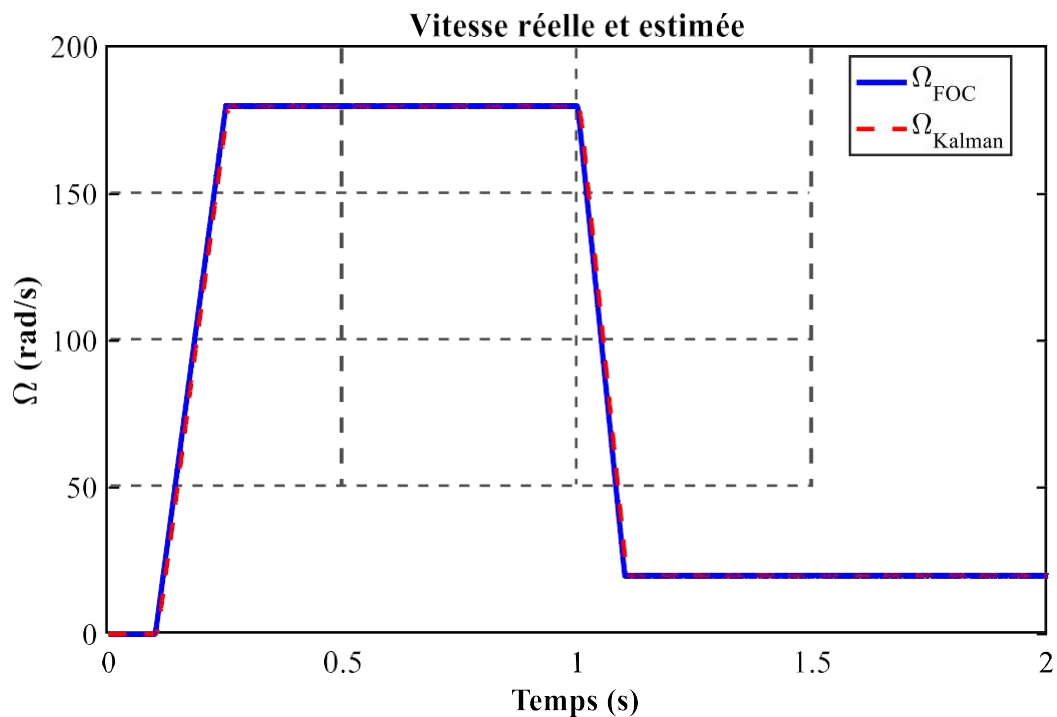


Figure IV.38: Comparaison entre la vitesse réelle et la vitesse estimée par EKF.

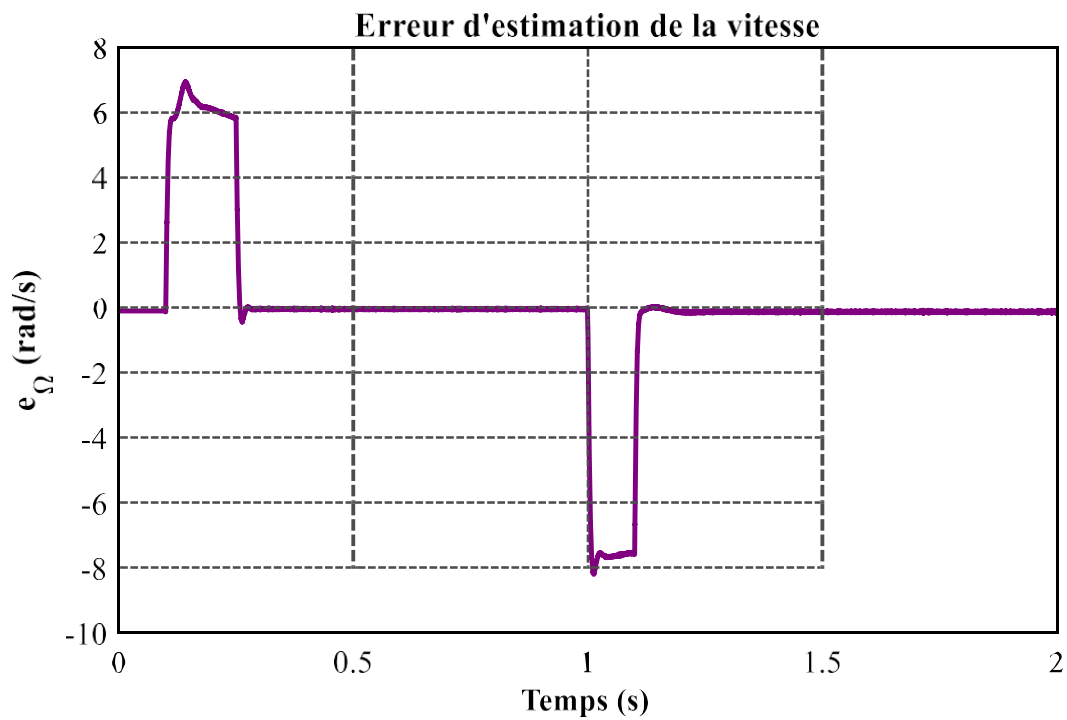


Figure IV.39: Erreur d'estimation de la vitesse.

IV.7.3 Analyse des résultats :

Les résultats obtenus montrent que la vitesse estimée par l'EKF suit fidèlement la vitesse réelle tout au long de la simulation.

Au démarrage, l'EKF parvient à reproduire correctement l'évolution de la vitesse avec une erreur transitoire faible. En régime permanent, les deux courbes se superposent presque parfaitement, ce qui confirme la précision de l'estimation.

Lors de la variation brusque à ($t = 1, s$), un léger écart apparaît entre la vitesse réelle et la vitesse estimée. Ce comportement est normal, car l'EKF nécessite un court temps d'adaptation pour corriger ses estimations. Après cette phase transitoire, l'erreur diminue rapidement jusqu'à devenir négligeable.

IV.7.4 Synthèse :

Les résultats démontrent que le filtre de Kalman étendu permet d'estimer efficacement la vitesse du rotor sans utiliser de capteur mécanique.

La vitesse estimée suit de très près la vitesse réelle, avec une erreur faible principalement limitée aux phases transitoires.

Par conséquent, l'EKF constitue une solution performante et fiable pour la commande sans capteur de la machine asynchrone.

IV.8 Analyse comparative des résultats

IV.8.1 Objectif de la comparaison:

Cette analyse a pour objectif de comparer les performances de la commande FOC dans deux configurations distinctes :

✓ Avec capteur de vitesse (cas de référence)

✓ Sans capteur, en utilisant l'EKF

L'évaluation porte sur la précision, la rapidité de réponse et la robustesse du système.

IV.8.2 Comparaison des résultats:

Cette comparaison s'appuie sur les résultats obtenus dans les sections IV.6 et IV.7, sans reproduire les figures.

Observations principales :

- La vitesse estimée par l'EKF suit correctement la vitesse réelle.
- En régime permanent, les deux courbes sont quasiment confondues.
- Un léger écart apparaît uniquement lors des phases transitoires (démarrage et variation vers ($t = 1 s$)).

IV.8.3 Tableau comparatif:

Précision	Très élevée	Très élevée (faible erreur)
Temps de réponse	Rapide	Légèrement plus lent
Erreur	Très faible	Faible (surtout en transitoire)
Stabilité	Excellente	Excellente
Complexité	Faible	Plus élevée (calcul EKF)
Coût	Élevé (capteur)	Faible
Précision	Très élevée	Très élevée (faible erreur)

Tableau IV.1 : Comparaison entre la commande avec capteur et sans capteur (EKF)

IV.8.4 Discussion:

✓ **Précision** : L'EKF fournit une estimation très proche de la vitesse réelle, en particulier en régime permanent.

✓ **Temps de réponse** : Une légère latence apparaît lors des variations brusques, mais elle disparaît rapidement.

✓ **Stabilité** : Le système reste stable dans les deux configurations, confirmant la robustesse de la commande FOC associée à l'EKF.

✓ **Régime transitoire** : L'erreur n'apparaît que durant les phases transitoires, en raison de la linéarisation du modèle dans l'EKF et du temps nécessaire à la convergence de l'estimation.

IV.8.5 Conclusion comparative:

L'analyse comparative montre que :

✓ L'utilisation d'un capteur garantit une précision immédiate.

✓ L'approche EKF offre des performances très proches sans recourir à un capteur.

✓ L'erreur d'estimation reste faible et limitée aux phases transitoires.

Ainsi, l'utilisation de l'EKF constitue une solution efficace pour la commande sans capteur, permettant de réduire les coûts tout en améliorant la fiabilité du système.

IV.9 Influence des paramètres:

Dans cette partie, nous étudions l'effet de différentes perturbations sur les performances du système de commande FOC associé au filtre de Kalman étendu (EKF). L'objectif est d'évaluer la robustesse du système face aux variations de charge, aux incertitudes paramétriques et au bruit de mesure.

IV.9.1 Influence de la variation de charge: ($C_r=1.5\text{N.m}$)

Pour analyser la réponse du système face aux perturbations mécaniques, une variation du couple de charge est appliquée au moteur.

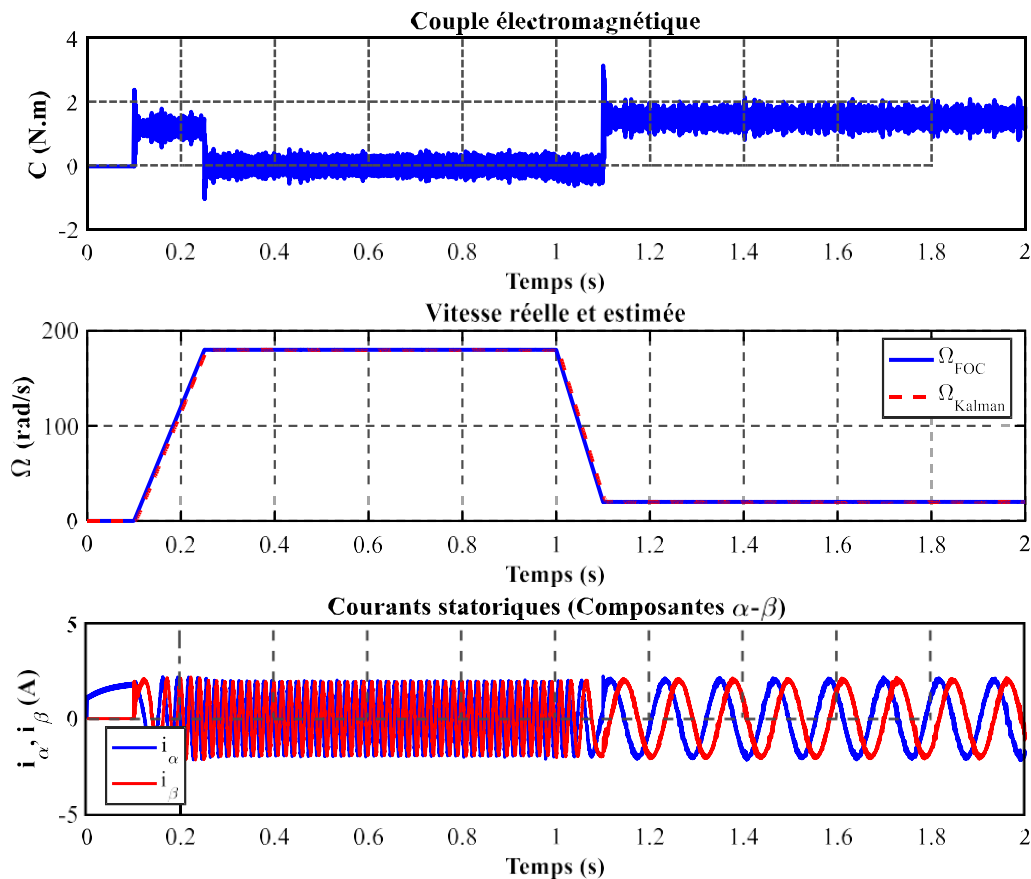


Figure IV.40: Influence de la variation de charge sur les performances du système FOC-EKF (vitesse, couple et courants statoriques)

Les résultats montrent que :

- Une augmentation de la charge provoque une diminution temporaire de la vitesse.
- Le courant statorique augmente afin de fournir le couple nécessaire.
- Le couple électromagnétique s'adapte rapidement à la nouvelle condition de fonctionnement.

Après une courte phase transitoire, la vitesse retrouve sa valeur de consigne.

➡ □ Comme illustré dans la Figure IV.41, le système présente une bonne capacité de rejet des perturbations.

IV.9.2 Influence de la variation des résistances R_s et R_r (dans les deux cas)

Afin d'évaluer la sensibilité du système aux incertitudes du modèle, les résistances statorique et rotorique sont modifiées dans deux conditions : augmentation et diminution des valeurs nominales.

.Cas 1 : Augmentation des résistances

$$.R_s=14.6 \times 1.2 \Omega, R_r=12.77 \times 1.2 \Omega$$

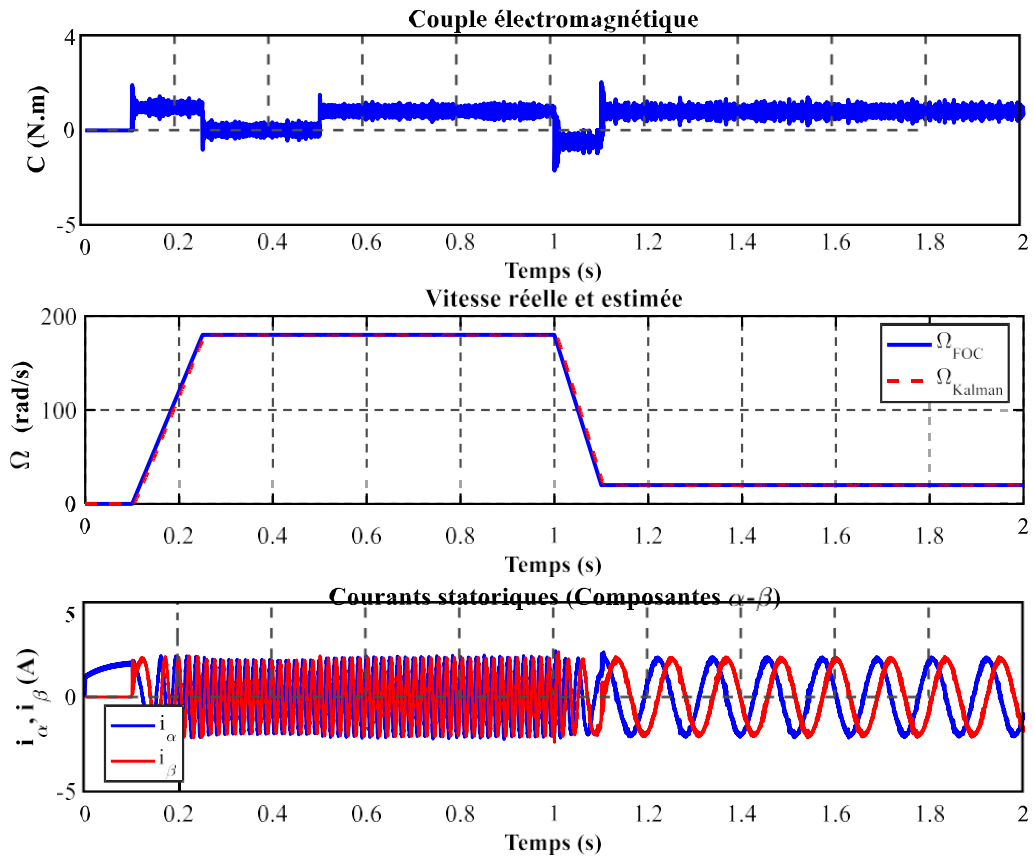


Figure IV.41: Influence des variations des résistances statorique et rotorique sur les performances du système FOC-EKF(augmentation)

Cas 2 : Diminution des résistances

$$.R_s=14.6 \times 0.8 \Omega, R_r=12.77 \times 0.8 \Omega$$

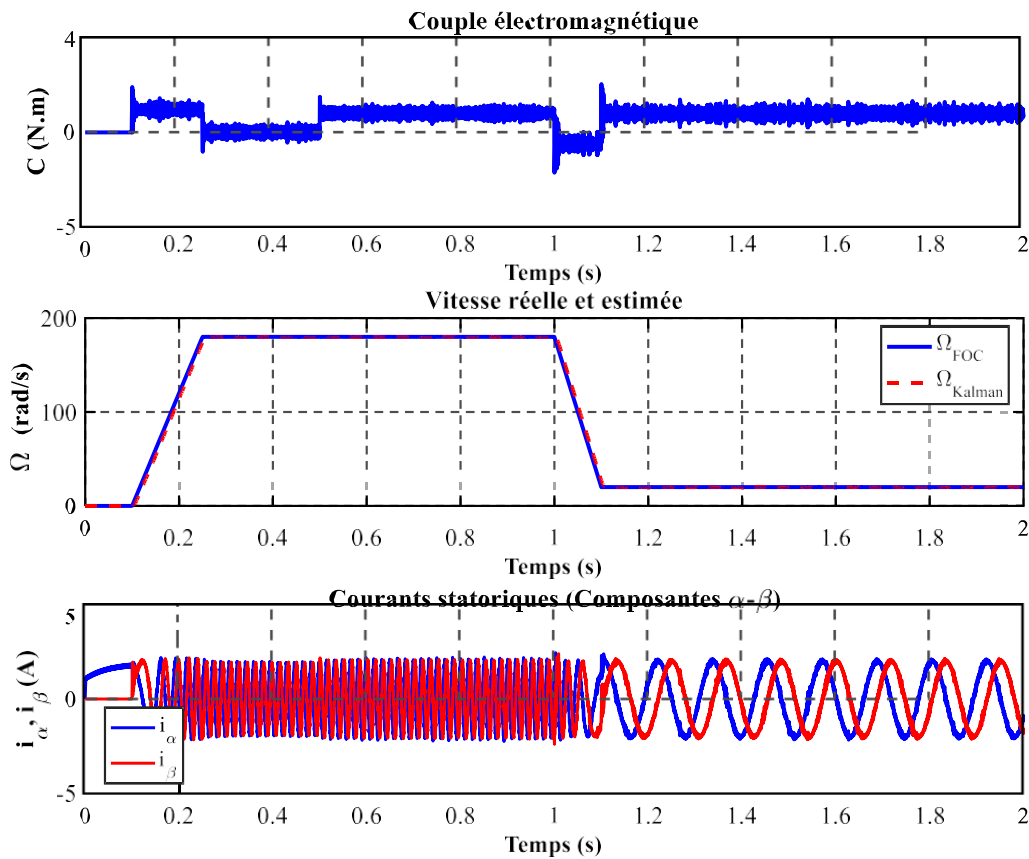


Figure IV.42: Influence des variations des résistances statorique et rotorique sur les performances du système FOC-EKF(diminution)

Les résultats obtenus montrent que :

- Les variations des résistances entraînent une dégradation de la précision de l'estimation, notamment au niveau de la vitesse estimée.
- L'écart entre la vitesse réelle et la vitesse estimée apparaît principalement en régime transitoire.
- L'augmentation des résistances provoque une légère augmentation de l'erreur d'estimation, tandis que leur diminution peut améliorer temporairement la réponse, mais au prix de l'apparition d'oscillations.
- En régime permanent, le système reste peu sensible aux variations des paramètres.

➡ □ Dans les deux cas, l'EKF demeure globalement robuste, mais ses performances dépendent de la précision des paramètres du modèle.

Ces observations montrent que la variation de R_s et R_r influence le comportement du système sans compromettre sa stabilité globale, ce qui confirme la robustesse de la commande FOC associée à l'EKF.

IV.9.3 Influence du bruit de mesure

Un bruit est ajouté aux mesures des courants statoriques afin d'étudier son impact sur les performances du système.

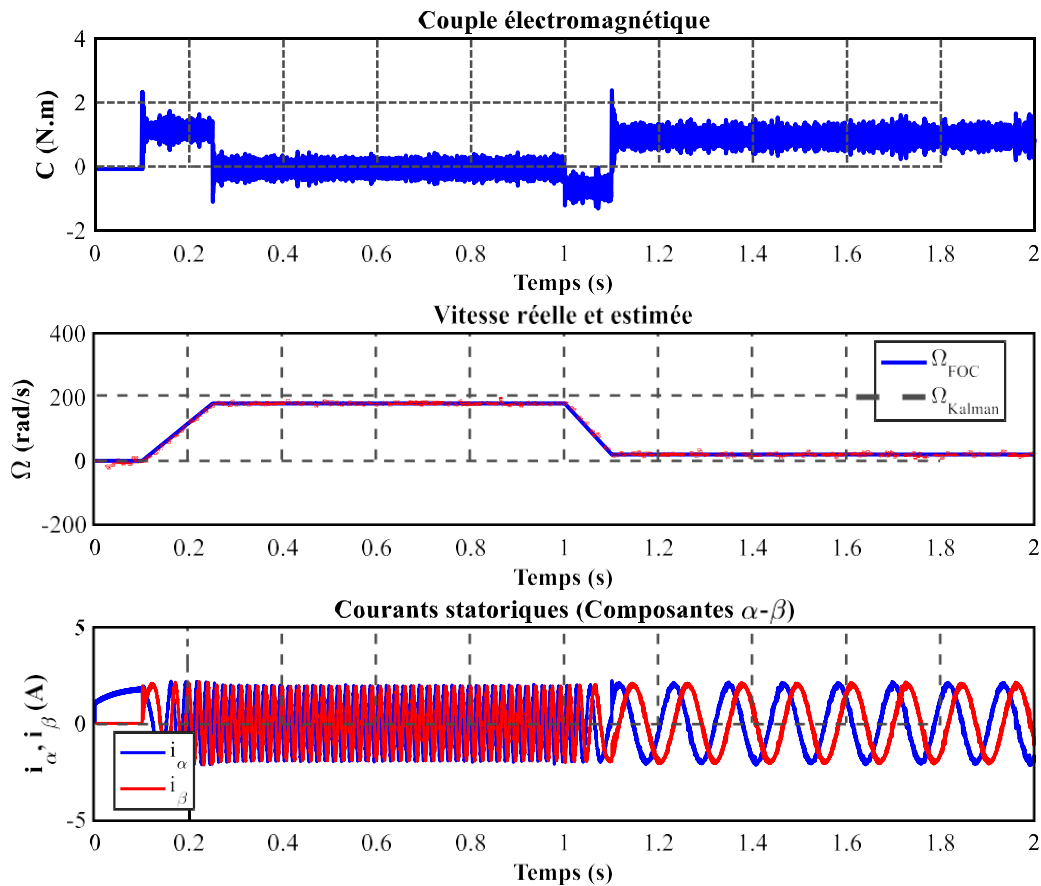


Figure IV.43: Influence du bruit de mesure sur les performances du système FOC-EKF

Les résultats montrent que :

- Les courants et le couple sont affectés par le bruit.
- La vitesse estimée reste relativement lisse et stable.
- L'EKF atténue efficacement l'influence du bruit.

➡ □ Comme illustré dans la Figure IV.9.3, l'effet du bruit sur la vitesse estimée reste faible.

IV.9.4 Conclusion:

L'analyse des Figures IV.9.1 à IV.9.3 permet de tirer les conclusions suivantes :

- Le système compense efficacement les variations de charge.
- Les incertitudes paramétriques introduisent une erreur modérée sans compromettre la stabilité.
- Le bruit de mesure a un impact limité grâce aux capacités de filtrage de l'EKF.

Par conséquent, la commande FOC associée à l'EKF présente une bonne robustesse et constitue une solution efficace pour la commande sans capteur de la machine asynchrone.

IV.10 Discussion

Les résultats obtenus dans ce chapitre mettent en évidence les performances élevées du système de commande orientée champ (FOC) associé au filtre de Kalman étendu (EKF) pour la commande sans capteur de la machine asynchrone.

IV.10.1 Validation de la commande FOC:

L'analyse des résultats obtenus avec capteur permet de valider la structure de la commande FOC. Le système assure un bon découplage entre le flux et le couple, ainsi qu'une réponse rapide, stable et précise de la vitesse. Ces résultats constituent une référence fiable pour l'évaluation des performances du système en mode sans capteur.

IV.10.2 Performances de l'EKF:

Dans le cas sans capteur, les résultats démontrent l'efficacité du filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la vitesse du rotor. En régime permanent, la vitesse estimée est quasiment confondue avec la vitesse réelle, ce qui confirme la précision de l'observateur.

Cependant, durant les phases transitoires, de légers écarts apparaissent lors des variations rapides de charge ou de vitesse. Ce comportement est lié à la nature récursive du filtre ainsi qu'au temps nécessaire pour corriger l'erreur d'estimation.

IV.10.3 Analyse comparative:

L'analyse comparative entre les deux configurations montre que les performances obtenues avec l'EKF sont très proches de celles obtenues avec un capteur mécanique. La principale différence réside dans

IV.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'implémentation et la simulation de la commande orientée champ (FOC) associée au filtre de Kalman étendu (EKF) pour la commande sans capteur de la machine asynchrone dans l'environnement MATLAB/Simulink.

Les résultats de simulation ont montré que l'EKF permet une estimation précise et robuste de la vitesse de rotation uniquement à partir des mesures électriques disponibles. En régime permanent, la vitesse estimée coïncide pratiquement avec la vitesse réelle, tandis que de faibles écarts apparaissent uniquement durant les phases transitoires.

Une étude comparative entre les configurations avec capteur et sans capteur a montré que les performances du système sans capteur restent très proches de celles obtenues avec un capteur mécanique, aussi bien en termes de précision, de stabilité que de rapidité de réponse.

Par ailleurs, l'analyse de l'influence des perturbations et des variations paramétriques a démontré que la commande FOC couplée à l'EKF possède une bonne robustesse face aux variations de charge, aux incertitudes des paramètres de la machine ainsi qu'au bruit de mesure.

Ainsi, l'association de la commande FOC avec le filtre de Kalman étendu constitue une solution efficace pour la commande sans capteur des machines asynchrones, permettant de réduire les coûts, d'améliorer la fiabilité du système et d'augmenter les performances globales de la commande.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Ce travail a porté sur la commande sans capteur d'une machine asynchrone à l'aide de la commande orientée champ (FOC) associée au filtre de Kalman étendu (EKF). Après la modélisation de la machine et l'étude de la stratégie FOC, l'EKF a été utilisé pour estimer la vitesse rotorique sans capteur mécanique. Les simulations réalisées sous MATLAB/Simulink ont montré que la vitesse estimée suit avec précision la vitesse réelle, avec une faible erreur et une bonne robustesse face aux perturbations, aux variations paramétriques et au bruit de mesure. Les résultats obtenus confirment que l'association FOC–EKF constitue une solution performante, fiable et adaptée à la commande sans capteur des machines asynchrones.

Les travaux futurs pourront porter sur l'utilisation de méthodes adaptatives pour le réglage automatique des matrices de covariance, l'intégration d'observateurs avancés et de techniques d'intelligence artificielle, la prise en compte des phénomènes non linéaires tels que la saturation magnétique, ainsi que l'étude du comportement du système à très basse vitesse et dans des conditions de fonctionnement sévères.

Bibliographie

- [1] J. Pierre, P. Hautier et J. Faucher, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Paris, France : Éditions Technip, 1995.
- [2] B. Walid H. Lamnaouar et H. Houari, *Commande de la machine à induction par technique MRAS*, Mémoire d'ingénieur, Université de M'Sila, Algérie, 2007.
- [3] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines," *Siemens Review*, 1972.
- [4] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice Hall, 2001.
- [5] F. Alonge, T. Cangemi, F. D'Ippolito, A. Fagiolini et A. Sferlazza, "Convergence Analysis of Extended Kalman Filter for Sensorless Control of Induction Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, 2015.
- [6] B. Chen, W. Yao, F. Chen et Z. Lu, "Parameter Sensitivity in Sensorless Induction Motor Drives with the Adaptive Full-Order Observer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, 2015.
- [7] W. Sun, J. Gao, Y. Yu, G. Wang et D. Xu, "Robustness Improvement of Speed Estimation in Speed Sensorless Induction Motor Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, 2016.
- [8] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli and L. Malesani, "Survey of Sensorless Methods for Rotor Position Detection of AC Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006.
- [9] R. Labbe, *Kalman and Bayesian Filters in Python*, 1st ed., 2015.
- [10] T. Ahmed, M. E. H. Benbouzid and M. Tazerart, "Machine Asynchrone Pentaphasée : Théorie et Applications," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 14, no. 5, 2019.
- [11] I. Zein, L. Loron et C. Forgez, "An Extended Kalman Filter and Appropriate Model for the Real-Time Estimation of Induction Motor Variables and Parameters," *Electrimacs*, vol. 3, pp. 98–104, 2001.
- [12] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong and S. L. Ho, "Speed Estimation of an Induction Motor Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 123–132, Feb. 2002.
- [13] C. Devaux, *Moteur asynchrone triphasé*, Université Montpellier 2, France, 2008–2009.

Bibliographie

- [14] T. Djellouli, *Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer*, Mémoire de Magister, Université Yahia Farès de Médéa, Algérie, 2010.
- [15] C. Canudas de Wit, *Commande des moteurs asynchrones : modélisation, contrôle vectoriel et DTC*, France : Hermès Science Publications, 2000.
- [16] S. Loutzky, *Calcul pratique des alternateurs et des moteurs asynchrones*, Paris, France : Eyrolles, 1969.
- [17] S. Moulahoum, *Contribution à la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer : application à la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique*, Thèse de doctorat, USTHB, Algérie, 2006.
- [18] 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 en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 1999.
- [19] A. K. Hussen, "Speed Estimation Using Extended Kalman Filter Technique," *Tikrit Journal*.
- [20] I. Miloud et al., "Real-Time Speed Estimation for an Induction Motor Using EKF," *Sensors*, 2024.
- [21] Y. Zahraoui et M. Akherraz, "Kalman Filtering Applied to Induction Motor State Estimation," *IntechOpen*.
- [22] A. H. Obeid Ahmed, "Speed Estimation for IFOC Using EKF," *SUST Journal*.

ANNEXE A

ANNEXE A :

PARAMÈTRES DU MOTEUR ASYNCHRONE ET DE COMMANDE :

Cette annexe regroupe l'ensemble des grandeurs physiques, électriques, mécaniques et les paramètres de réglage utilisés pour la modélisation et la simulation de la machine asynchrone sous l'environnement MATLAB/Simulink.

A.1. Caractéristiques nominales de la machine asynchrone

Il s'agit d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil de moyenne puissance, typiquement utilisé comme machine de référence dans les laboratoires d'électrotechnique. Les données de la plaque signalétique sont les suivantes :

- $P_n = 1.5 \text{ kW}$ (Puissance nominale)
- $U_n = 220 / 380 \text{ V}$ (Tension d'alimentation (triangle / étoile))
- $f = 50 \text{ Hz}$ (Fréquence nominale)
- $P = 2$ (Nombre de paires de pôles)
- $N_n = 1420 \text{ tr/mn}$ (Vitesse nominale)
- $I_n = 6.3 / 3.6 \text{ A}$ (Courant nominal (triangle / étoile))

A.2. Paramètres électriques et mécaniques du modèle

Ces paramètres ont été utilisés pour construire les matrices d'état et calculer la loi de commande par linéarisation entrée-sortie :

Paramètres de base (plaque et mesurés) :

- $R_s = 14.6 \Omega$ (Résistance statorique)
- $R_r = 12.77 \Omega$ (Résistance rotorique)
- $L_s = 0.3185 \text{ H}$ (Inductance statorique)
- $L_r = 0.3481 \text{ H}$ (Inductance rotorique)
- $M = 0.2963 \text{ H}$ (Inductance mutuelle)
- $J = 0.001 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ (Moment d'inertie)
- $f = 1.24 \times 10^{-4} \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$ (Coefficient de frottement visqueux)

Paramètres dérivés (calculés automatiquement) :

- $T_r = L_r / R_r = 0.3481 / 12.77 \approx 0.02726 \text{ s}$ (Constante de temps rotorique)
- $\sigma = 1 - M^2 / (L_s \cdot L_r) = 1 - (0.2963)^2 / (0.3185 \times 0.3481) \approx 0.2096$ (Coefficient de fuite magnétique)
- $a_1 = -[R_s / (\sigma \cdot L_s) + (1 - \sigma) / (\sigma \cdot T_r)]$ (Coefficient dynamique statorique)
- $a_2 = M / (\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r)$ (Coefficient de couplage flux-courant)
- $a_3 = M / (\sigma \cdot L_s \cdot L_r)$ (Coefficient couplage flux-vitesse)
- $a_4 = M / T_r$ (Coefficient d'alimentation flux rotorique)
- $a_5 = -1 / T_r$ (Coefficient d'amortissement rotorique)
- $b_1 = 1 / (\sigma \cdot L_s)$ (Gain d'entrée statorique)

A.3. Vecteur d'état estimé par le filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman étendu (EKF) estime un vecteur d'état de dimension 5 :

- $x(1) = i_{\alpha s}$ (Courant statorique axe α) [A]

ANNEXE A

- $\mathbf{x}(2) = i\beta s$ (Courant statorique axe β) [A]
- $\mathbf{x}(3) = \varphi\alpha r$ (Flux rotorique axe α) [Wb]
- $\mathbf{x}(4) = \varphi\beta r$ (Flux rotorique axe β) [Wb]
- $\mathbf{x}(5) = \omega r$ (Vitesse angulaire rotorique estimée) [rad/s]

A.4. Paramètres du filtre de Kalman étendu

- $T_s = 1 \times 10^{-5} \text{ s}$ (Période d'échantillonnage)
- $\mathbf{P}_0 = \mathbf{I}_5$ (Matrice de covariance initiale — identité 5×5)
- $\mathbf{Q} = \text{diag}(10^{-3}, 10^{-3}, 10^{-3}, 10^{-3}, 10^3)$ (Covariance bruit d'état — forte incertitude sur ωr)
- $\mathbf{R} = \text{diag}(10^5, 10^5)$ (Covariance bruit de mesure des courants)
- $\mathbf{x}_0 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ (Initialisation du vecteur d'état)

A.5. Matrices de transformation de Clarke

Transformations utilisées pour passer du repère triphasé (abc) au repère diphasé stationnaire ($\alpha\beta$) :

- $\mathbf{D} = [1 \ 0 ; -1/2 \ \sqrt{3}/2 ; -1/2 \ -\sqrt{3}/2]$ (Transformation 3→2 phases)
- $\mathbf{Y} = [1 \ -1/2 \ -1/2 ; 0 \ \sqrt{3}/2 \ -\sqrt{3}/2]$ (Transformation 2→3 phases)
- $\mathbf{T} = (540/3) \cdot [2 \ -1 \ -1 ; -1 \ 2 \ -1 ; -1 \ -1 \ 2]$ (Matrice symétrique triphasée)