



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE AKLI MOHAND OULHADJ-BOUIRA

Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées Département
Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude

Présenté par :

FARES Abde-rrahmane et CHELBAB ilyes

En vue de l'obtention du diplôme de **Master 02** en :

Filière : Electrotechnique

Option : Electrotechnique industriel

Thème :

**Comparaison entre une commande classique et l'autre intelligente
pour l'entraînement d'un moteur Asynchrone sans capteur
mécanique**

Devant le jury composé de :

Mr. S.Mouassa

Président

Mr. I.Griche

Examineur

Mr. S.Ameziane

Encadrant

Remerciement

Nous remercions Dieu Tout-Puissant pour son aide, sa miséricorde et pour nous avoir accordé la force, la patience et la santé tout au long de notre parcours universitaire, jusqu'à l'achèvement de ce travail.

*Nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadrant Monsieur **Ameziane Sadek**, enseignant à l'Université Akli Mohand Oulhadj de Bouira, pour avoir proposé le sujet de ce travail, ainsi que pour son encadrement précieux, ses orientations pertinentes, son suivi rigoureux et la confiance qu'il nous a accordée tout au long de la réalisation de ce projet. Son implication et ses conseils ont été d'une grande valeur pour nous.*

Nous remercions sincèrement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'évaluer ce travail.

Nos remerciements vont également à toutes les personnes qui nous ont apporté leur aide, de près ou de loin, tout au long de la préparation de ce mémoire, que ce soit sur le plan moral, technique ou académique.

Nous remercions aussi l'ensemble des enseignants du département de génie électrique pour la qualité de l'enseignement dispensé durant notre formation.

Enfin, nous exprimons notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour leur soutien constant et leur camaraderie tout au long de ce parcours

Dédicaces

*À mon père et à ma mère, pour leur amour, leurs sacrifices et leur soutien
inconditionnel.*

*À mon frère, pour sa présence rassurante et ses encouragements constants.
Je vous remercie du fond du cœur.*

*Ce travail vous est dédié avec tout mon respect et mon affection.
Que Dieu vous protège et vous garde à mes côtés*

Fares Abde-rrahmane

Dédicaces

*Louange à Allah par qui les bienfaits s'accomplissent,
et par Sa grâce, nous avons atteint ce stade.*

*À ceux dont Allah a fait de leur piété envers eux l'une des plus grandes
adorations :*

À mes chers parents, vos prières sont ma lumière, et votre patience est ma force.

À ma mère, source d'amour et de bénédictions,

À mon père, pilier de la maison et modèle de persévérance.

À mes frères et sœurs, qui ont été mon soutien après Dieu,

À mes amis fidèles, qui ont allégé le poids du chemin,

*À ma famille bien-aimée, en particulier les enfants de mon oncle maternel –
qu'Allah lui fasse miséricorde,*

*À tous ceux qui ont cru en moi, ne serait-ce qu'en silence ou par une simple
prière,*

Je dédie ce modeste travail,

*en implorant Allah, le Tout-Puissant, de l'accepter sincèrement pour Sa face,
et qu'il soit un pas béni sur le chemin du savoir et du bien.*

Chelbab Ilyes

Summary

Currently, squirrel-cage asynchronous motors are among the most in-demand machines, reinforced by their expansion into the field of electric vehicles. Consequently, the development of robust and sophisticated control strategies for this machine is of significant interest. Artificial intelligence-based control techniques, such as fuzzy logic, are at the forefront of recent research. However, their design becomes much more complicated for a motor fed by a multilevel inverter. The main objective of this work is to compare the classical vector control technique with the intelligent fuzzy logic control technique for a squirrel-cage asynchronous motor powered through a conventional two-level inverter. It uses an information observer of the parameter "rotational speed" based on the MRAS technique

Résumé

Actuellement, les moteurs asynchrones à cage font partie des machines les plus demandées, accentuées par leurs extensions au domaine des véhicules électriques. Par conséquent, le développement de commandes robustes et sophistiquées pour cette machine présente un intérêt considérable. Les techniques de contrôle par intelligence artificielle, telles que la logique floue, sont à la pointe des recherches récentes. Cependant, leur conception devient beaucoup plus compliquée pour un moteur via un onduleur multi-niveau. Le principal objectif de ce travail est de comparer la technique de commande vectoriel classique avec la technique de commande logique floue intelligente d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil alimenté via l'onduleur à deux niveaux habituels. Il utilise un observateur d'informations du paramètre "vitesse de rotation" à base de la technique MRAS.

ملخص

حالياً، تُعد المحركات غير المتزامنة ذات القفص من بين الآلات الأكثر طلباً، ويزداد ذلك مع توسع استخدامها في مجال المركبات الكهربائية. وبالتالي، فإن تطوير أوامر (تقنيات تحكم) قوية ومتطورة لهذا النوع من الآلات يثير اهتماماً كبيراً. تُعتبر تقنيات التحكم بالذكاء الاصطناعي، مثل المنطق الضبابي، في طليعة الأبحاث الحديثة. ومع ذلك، يصبح تصميمها أكثر تعقيداً بكثير عندما يتعلق الأمر بمحرك يتم تغذيته عبر عاكس متعدد المستويات. الهدف الرئيسي من هذا العمل هو مقارنة تقنية التحكم الشعاعي الكلاسيكية مع تقنية التحكم الذكي بالمنطق الضبابي لمحرك غير متزامن بقفص سنجابي يُغذى نظام التقدير عبر عاكس ثنائي المستويات اعتيادي. ويستخدم مرصداً (مراقباً) لمعلومة "سرعة الدوران" مبنياً على تقنية التكيفي ذو النموذج المرجعي

Sommaire :

Chapitre I : Modélisation d'une MAS

Introduction Générale.....	1
I.1. Introduction	3
I.2. Présentation générale de la machine asynchrone	3
I.2.1. Définition d'une machine asynchrone	3
I.2.2. La constitution	4
I.2.2.1. Le stator	4
I.2.2.2. Le rotor.....	5
I.2.3. Principe de fonctionnement	6
I.3. Modélisation de la machine asynchrone	6
I.3.1. Hypothèses simplificatrices	6
I.3.2. Développement du modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé d'origine	7
I.3.2.1. Développement des expressions mathématiques des tensions appliquées à la machine	7
I.3.2.2. Formulation des équations magnétique de la machine	8
I.3.2.3. Formulation des équations mécaniques de la machine	9
I.3.2. Élaboration du modèle de la machine électrique dans le système biphasée	9
I.3.3. Les différents choix du référentiel	12
I.3.3.1. Référentiel lié au stator.....	12
I.3.3.2. Référentiel (X, Y) associé au rotor.....	12
I.3.3.2. Référentiel (d, q) associé au champ tournant	12
I.3.4. Passage du système triphasé au plan orthogonal via les transformations de Clarke et de Concordia.....	13
I.3.4.1. Passage du système triphasé au plan (α , β) via la transformation de Concordia	13
I.3.4.2. Passage du système triphasé au plan (α , β) via la transformation de Clarke.....	14

I.3.4.3. Transformation de clark /concordia appliquée à la MAS	14
I.3.5. Passage au référentiel tournant (d, q) par la transformation de Park	15
I.3.5.1. Passage au repère tournant (d, q) via la transformation de Park pour la MAS	17
I.4. Modélisation du circuit d'alimentation associé à la MAS	18
I.4.1. Descriptions de l'onduleur	19
I.4.2. Représentation mathématique du redresseur triphasé.....	19
I.4.3. Modélisation de filtre.....	20
I.4.4. Représentation et modélisation du fonctionnement de l'onduleur.....	21
I.4.5. Commande de l'onduleur par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	23
I.5. Simulation numérique et analyse des résultats	26
I.5.1. Analyse et interprétation des résultats obtenus sans utilisation d'un onduleur de tension	27
I.5.2. Analyse et interprétation des résultats en présence d'un onduleur de tension	29
I.5.3. comparaison entre les référentielle (α ,) et (d, q)	29
I.6. Conclusion	30

Chapitre II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1. Introduction	31
II.2. Fondements de stratégie de commande orientée selon le flux	31
II.2.1. Commande vectorielle orientée selon le flux rotorique	32
II.2.1.1. Découplage entrée-sortie	34
a. Découplage basé sur la Compensation	35
b. Problématiques associées à la stratégie de découplage	37
II.2.1.2. Schéma du principe de la commande vectorielle	37
II.2.1.3. évaluation des grandeurs internes de la machine φ_r et ω_s et θ_s	38

II.2.1.4. Bloc de défluxage	39
II.3. Les principales variantes de la commande vectorielle	39
II.3.1. Commande Vectoriel Directe	39
II.3.2. Commande vectorielle indirecte	40
II.4. La Régulation.....	41
II.4. 1.Conception et réglage des régulateurs PI	41
II.4.2. Caractéristiques des Régulateurs	42
a. La Stabilité	42
b. b. La Rapidité.....	42
c. La Précision	42
II.5. Synthèse des boucles des régulations	42
II.5.1. Boucle de régulation de la vitesse	42
II.5.2. Boucle de régulation du flux	43
II.5.3. Boucle de régulation du courant isd	44
II.5.4. régulation du courant isq en boucle fermé	45
II.6. Commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse (Sans Sensorles)	46
II.6.1. Technique MRAS	46
II.6.2. Description de l'estimateur MRAS :	46
II.6.2.1. Modèle de référence	46
II.6.2.2. Modèle ajustable	47
II.6.2.3. Mécanisme d'adaptation	48
II.6.2.4. Synthèse du correcteur	49
II.7. Résultats de simulation et analyse.....	50
II.7.1. Interprétation pour la commande directe et indirecte sans onduleur de tension	51
I.7.2. Interprétation pour la commande direct et indirect avec onduleur de tension :	53
II.7.3. Interprétation pour la commande direct et indirect sans Correcteur de courant :	54
II.7.4. Interprétation pour la variation de 50% de Rs et Rr	57
II.7.5. La comparaison entre la commande vectorielle directe et indirecte	59

II.7.6. Interprétation pour la commande vectorielle sans correcteur de vitesse basée sur la technique (MRAS)	61
II.8. Conclusion	61

Chapitre III : Commande par Logique Floue de Machine Asynchrone Sans Capteur

III.1. Introduction	62
III.2. Conception d'un Régulateur :	62
III.2.1. Les sous-ensembles flous	64
III.2.2. Formes des sous-ensembles flous :	64
III.2.3. Operateur De la logique Floue	65
III.2.4. Objectifs et intérêt du Le Contrôleur Floue	67
III.2.5. Organisation fonctionnelle d'un régulateur floue:	67
III . 2.5.1. La Fuzzification	68
III .2.5.2. L'Inférence floue :	68
III .2.5.3 La Defuzzification	71
III .2.6. Régulation floue appliquée à la commande vectorielle directe et indirecte	72
III .2.6.1. Le régulateur de la vitesse	72
III.2.6.2. Le Régulateur du flux Rotorique	75
III.2.6.3. Procédure de la régulation floue de la machine asynchrone	76
III . 2.6.3.1. Fuzzification	76
III.2.6.3.2. L'inférence floue	76
III.2.6.3.3. La défuzzification :	77
III.3. Analyse des résultats issus de la simulation	77

III.3.1. Interprétation pour la commande vectorielle directe et indirecte sans capteur mécanique:.....	78
III.3 .2. Interprétation pour la commande vectorielle directe et indirecte sans capteur mécanique et sans correcteur de courant avec et sans onduleur	82
III.3.3. Interprétation pour la commandes vectorielles direct et indirect sans capteur — robustesse face à une variation de 50 % de R_r et R_s	85
III.3.4. Interprétation de la commande vectorielle direct et indirect sans capteur mécanique avec la technique MRAS	87
III.4. Comparaison entre la commande vectorielle classique et la commande intelligente	88
III.5. Conclusion	89
Conclusion générale.....	90
Annexe	93

Liste Des Symboles :

a_s, b_s, c_s : trois phases du stator ;

a_r, b_r, c_r : trois phases du rotor ;

d, q : Les axes du référentiel de Park ;

ω_s : vitesse angulaire électrique statorique ;

ω_r : vitesse angulaire électrique rotorique ;

f_s : fréquence du réseau ;

g : glissement ;

f_v : Le coefficient de frottement visqueux ;

ω_r : vitesse de repère de coordonnées ;

$[V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur de Tension alternative équilibrée ;

$[V_{ao} \ V_{bo} \ V_{co}]^T$: Vecteur de Tension continue ;

V (mref) : amplitude de la tension de référence ;

$V(m)$: valeur de crête de l'onde de modulation ;

C_e : Couple électromagnétique ;

ϕ_{rd} : Flux Rotorique axe d ;

ϕ_{rq} : Flux Rotorique axe q ;

ϕ_{sd} : Flux Rotorique axe d ;

ϕ_{sq} : Flux Statorique axe q ;

K_t : constant du couple ;

I_f : courant d'excitation responsable du flux ;

I_a : courant d'induit responsable du couple ;

L_r : Inductance de Rotor ;

L_s : Inductance de stator ;

V_{rd} : Tension axe d cote rotor;

V_{rq} : Tension axe q cote rotor;

ω_r : Vitesse angulaire du rotor ;

δ : Coefficient de la dispersion de Blondel ;

T_r : Constante de temps Rotorique ;

L_m : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor ;

Ω : Vitesse de rotation mécanique ;

θ_s : Angle rotorique ;

J : Moment d'inertie de La machine ;

C_r : Couple Résistant ;

e : erreur ;

ϕ_r : Flux Rotorique par phase ;

K_p : Gain Proportionnel du Régulateur PI ;

k_i : Gain intégral du Régulateur ;

ω_n : Vitesse Naturel ;

ξ : Amortissement ;

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion ;

Liste des Figures

Figure.I-1: Moteur asynchrone à cage d'écureuil	3
Figure.I-2 : Constitution d'un moteur triphasé	4
Figure.I-3: Stator d'un moteur asynchrone triphasé	5
Figure.I-4: rotor a cage	5
Figure.I-5 : rotor bobiné	5
Figure I-6 : Représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé naturel.....	7
Figure I-7 : Schéma illustratif d'une machine électrique biphasée dans le plan naturel	10
Figure I-8 : Représentation du modèle biphasé dans le repère (U, V)	11
Figure.I-9 : schéma de convertisseur statique	19
Figure I-10 : Représentation structurelle d'un redresseur triphasé utilisant un pont à diodes	20
Figure I-11 : Schéma d'un filtre passe-bas	21
Figure.I-12 : Schéma de l'onduleur de tension	22
Figure.I-13 : Technique sinus-triangle	24
Figure.I-14: technique MLI	24
Figure.I-15: Principe de la commande MLI triangulo-sinusoidal	24
Figure.I-16: Machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré. Démarrage à vide dans le référentielle (α ,) et insertion du couple nominal à partir de la deuxième seconde ..	26
Figure.I-17: Machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré. Démarrage à vide dans le Référentielle (d, q) et insertion du couple nominal à partir de la deuxième seconde ..	27
Figure.I-18: Machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension. Démarrage à vide dans le référentielle (α ,) et insertion du couple nominal à partir de la deuxième seconde.....	28
Figure.I-19: Machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré. Démarrage à vide dans le Référentielle (d, q) et insertion du couple nominal à partir de la deuxième seconde...	28

Figure II-1 : Analogie du découplage entre le couple et le flux dans une machine à courant continu (MCC) et une machine asynchrone (MAS)	32
Figure II-2 : Orientation du flux rotorique selon la direction souhaitée de l'axe direct d.....	33
Figure II-3 : Description du couplage.....	34
Figure II-4 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} à partir des composantes de référence.....	36
Figure II-5 : Stratégie de découplage par ajout des termes de compensation esd et esq	37
Figure II-6 : Boucle de régulation $isqd$ après découplage.....	37
Figure II-7 : Schéma de principe d'une commande vectorielle.....	38
Figure II-8 : bloc de défluxage.....	39
Figure II-9 : Commande vectorielle directe de flux d'une machine asynchrone alimentée en Tension.....	40
Figure II-10 : Commande Vectoriel indirect.....	41
Figure II-11 : Schéma de principe de la régulation par correcteur PI.....	41
Figure II-12 : Schéma bloc de la régulation de vitesse.....	42
Figure II-13 : Schéma de bloc de régulation du flux.....	43
Figure II-14 : Schéma bloc de régulation du courant isd	44
Figure II-15 : Schéma bloc de la régulation de la composante isq du courant statorique.....	45
Figure II-16: Structure de l'estimateur MRAS.....	46
Figure II-17. : Synthèse du correcteur de vitesse.....	49
Figure II-18 : commande vectoriel direct appliquer à la MAS.....	50
Figure II-19 : commande vectoriel indirect appliquer à la MAS.....	51
Figure II-20 : commande vectoriel direct avec onduleur appliquer à la MAS.....	52
Figure II-21: commande vectorielle indirect avec onduleur appliqué à la MAS.....	52
Figure II-22 : commande vectoriel direct sans correcteur de courant avec onduleur appliquer à la MAS	53
Figure II-23 : commande vectorielle indirect sans correcteur de courant avec onduleur appliquer à la MAS.....	54

Figure II-24 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle direct.....	55
Figure II-25 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle indirect.....	55
Figure II-26 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle direct.....	56
Figure II-27 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle indirect.....	56
Figure II-28 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle direct avec onduleur.....	57
Figure II-29 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle indirect avec onduleur.....	58
Figure II-30 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle direct avec onduleur.....	58
Figure II-31 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle indirect avec onduleur.....	59
Figure II.32 : commande vectorielle direct sans capteur de vitesse basée sur la technique (MRAS).....	60
Figure II.33 : commande vectorielle direct sans capteur de vitesse basée sur la technique (MRAS) avec onduleur.....	61
Figure III-1 : Classification des personnes selon l'âge en logique booléenne.....	63
Figure III-2 : Classification des personnes selon l'âge en logique floue. Degré d'appartenance de la personne de 30 ans.....	64
Figure III-3 : Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	65
Figure III-4 : Intersection des sous-ensembles flous « petite » et « moyenne ».....	66
Figure III-5 : Union des ensembles flous « petit » et « moyen ».....	66
Figure III-6 : Complémentation du sous-ensemble flou « petite ».....	67
Figure III-7 : Architecture fondamentale d'un système de commande par logique floue.....	67
Figure III-8 : Représentation des ensembles flous.....	69
Figure III-9 : Matrice d'inférence.....	70
Figure III-10 : Inférence par la méthode Max-Min de la règle 2.....	71
Figure III-11 : Défuzzification de la sortie par la méthode du centre de gravité.....	72
Figure III-12 : Schéma fonctionnel d'un régulateur flou de vitesse	72
Figure III-13 : Régulateur flou de type proportionnel-dérivatif (PD).....	73
Figure III-14 : Régulateur flou de type proportionnel-intégral (PI).....	73
Figure III-15 : Régulateur flou intégrant les actions P, I et D.....	74

Figure III-16 : Algorithme pour limitation de $T_e(k)$	74
Figure III-17 : Structure du Régulateur de Vitesse a la logique floue.....	75
Figure III-18 : Structure interne d'un contrôleur flou.....	76
Figure III-19 : Matrice d'inférence de 5 ensembles des deux entrées et 5 ensembles pour la sortie.....	76
Figure III-20 : commande vectoriel direct sans capteur mécanique appliqué à la MAS.....	77
Figure III-21 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique appliqué à la MAS...	78
Figure III-22 : commande vectorielle direct sans capteur mécanique avec onduleur appliqué à la MAS.....	79
Figure III-23 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique avec onduleur appliqué à la MAS.....	79
Figure III-24 : commande vectorielle direct sans capteur mécanique et sans correcteur de courant appliqué à la MAS.....	80
Figure III-25 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique et sans correcteur de courant appliqué à la MAS	81
Figure III-26 : commande vectorielle direct sans capteur mécanique et sans correcteur de courant avec onduleur appliqué à la MAS.....	81
Figure III-27 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique et sans correcteur de courant avec onduleur appliqué à la MAS.....	82
Figure III-28 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle direct sans capteur mécanique.....	83
Figure III-29 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle indirect sans capteur mécanique.....	83
Figure III-30 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle direct sans capteur mécanique.....	84
Figure III-31 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle indirect sans capteur mécanique.....	84
Figure III-32 : commande vectorielle direct sans capteur mécanique avec la technique MRAS.....	85
Figure III-33 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique avec la technique MRAS.....	86

Figure III-34 : commande vectorielle direct sans capteur mécanique avec la technique MRAS et avec onduleur.....	86
Figure III-35 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique avec la technique MRAS et onduleur.....	87
Figure III.36 : commande classique et leur intelligente.....	88

Introduction générale :

La commande des machines asynchrones a longtemps été dominée par des techniques classiques, telles que la commande vectorielle, qui assurent un découplage efficace entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Toutefois, l'utilisation de capteurs mécaniques dans ces systèmes engendre des inconvénients liés au coût, à la maintenance et à la fiabilité. Pour surmonter ces limitations, des approches intelligentes sans capteur ont été développées, notamment celles basées sur la logique floue, permettant une estimation fiable de la vitesse et une adaptation dynamique aux variations des conditions de fonctionnement.

En alignant le flux magnétique sur l'axe du rotor et en ayant recours à la transformation de Park, on parvient à reformuler les équations de la machine asynchrone de manière à obtenir une représentation analogue à celle d'un moteur à courant continu, ce qui facilite considérablement son analyse et sa commande. Cette approche offre l'avantage d'un découplage explicite entre la commande du flux et celle du couple électromagnétique, facilitant ainsi la mise en œuvre de stratégies de commande performantes, ce qui constitue un avantage majeur en termes de contrôle. Le développement des technologies de conversion statique de l'énergie électrique, associé aux méthodes modernes de commande, a permis de tirer parti de cette simplification en générant des signaux d'entrée à fréquence et amplitude variables, parfaitement adaptés aux besoins de pilotage des machines asynchrones.. tout en réduisant le contenu harmonique.[1]

Les recherches menées dans ce domaine ont abouti à plusieurs stratégies de commande. Parmi celles-ci, la commande scalaire (V/f) offre une solution simple permettant d'obtenir un couple maximal sur une large plage de vitesses. Toutefois, ses performances demeurent limitées à basse vitesse, avec un temps de réponse peu satisfaisant.

À l'inverse, la commande vectorielle, aujourd'hui largement répandue dans les systèmes industriels, présente une dynamique plus rapide et de meilleures performances globales. Elle permet notamment de maintenir un couple efficace même à basse vitesse, ce qui en fait une solution privilégiée pour les applications exigeantes.

Cependant, l'implémentation de cette stratégie n'est pas exempte de contraintes. La présence de capteurs mécaniques, la sensibilité aux variations paramétriques et les exigences de modélisation posent encore des défis techniques. De nombreux travaux de recherche s'orientent ainsi vers l'optimisation de la commande vectorielle afin de concilier performance, fiabilité et simplicité de mise en œuvre, En particulier, elle contribue à diminuer la dépendance vis-à-vis des capteurs tout en renforçant la robustesse globale du système.

Afin de répondre aux exigences croissantes en matière de performance dynamique et de précision du contrôle, la stratégie de commande vectorielle s'appuie fréquemment sur l'intégration de capteurs mécaniques. Ces dispositifs, tels que les codeurs incrémentaux, permettent d'obtenir des mesures directes de la vitesse ou de la position du rotor.. Bien que ces dispositifs offrent une bonne qualité d'asservissement, ils présentent plusieurs inconvénients : coût élevé, fragilité, encombrement, et sensibilité aux conditions environnementales.[2]

Afin de pallier ces limitations, de nombreuses recherches se sont orientées vers des stratégies de commande sans capteur mécanique (la vitesse et/ou Le flux rotorique est reconstruit à

partir de mesures accessibles, notamment les courants et les tensions au niveau du stator, via des algorithmes d'estimation dédiés. Parmi ces techniques, les structures basées sur le Modèle de Référence Adaptatif (MRAS) ont démontré une capacité intéressante à reproduire les performances des systèmes avec capteur, tout en réduisant les coûts et en améliorant la fiabilité globale de l'installation.

Dans la continuité de cette logique d'optimisation, des approches dites intelligentes ont été explorées, notamment l'utilisation de méthodes inspirées du raisonnement humain. À cet effet, des approches alternatives ont été proposées, telles que la logique floue, qui repose sur un ensemble de règles linguistiques permettant de modéliser un comportement complexe sans recourir à une modélisation mathématique rigoureuse., permet de mieux s'adapter aux variations non linéaires du système sans exiger une modélisation mathématique rigoureuse. Bien que son implantation reste plus complexe, elle offre une alternative efficace face aux limitations des méthodes conventionnelles, en particulier dans les environnements dynamiques ou incertains

La structure de ce mémoire repose sur trois chapitres complémentaires. Le premier chapitre traite de la modélisation de la machine asynchrone, en s'appuyant sur l'utilisation des transformations de Clarke et de Park, qui offrent un cadre mathématique permettant de simplifier le traitement du système triphasé en le ramenant à des référentiels plus adaptés à la commande. Une comparaison critique entre ces deux approches y est présentée. Le chapitre aborde également la modélisation de la chaîne de conversion statique, en insistant particulièrement sur l'onduleur, élément fondamental dans la génération de tensions adaptées aux exigences de pilotage de la machine.[2]

Le second chapitre est dédié à l'étude détaillée de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone, en explorant ses principes théoriques, son architecture de mise en œuvre, ainsi que ses avantages en matière de performance dynamique et de précision de contrôle, en mettant en évidence ses principes fondamentaux ainsi que les différentes variantes de mise en œuvre, notamment les approches directe et indirecte, directe et indirecte, avec l'implémentation des régulateurs classiques de type PI, en présence ou non de l'onduleur, suivie d'une comparaison entre les deux stratégies. Avec la commande sans capteur, en se basant sur la structure MRAS, avec une étude analytique complète, l'élaboration des équations, et la validation par simulation.

Enfin, le troisième chapitre est dédié à la commande floue, où une régulation basée sur la logique floue est développée, implémentée sous MATLAB, puis comparée à la commande classique afin d'évaluer sa pertinence et son efficacité

CHAPITRE I

Modélisation d'une machine asynchrone

I.1. Introduction

La machine asynchrone, ou à induction, est largement utilisée dans les applications industrielles en raison de ses performances robustes. Convertisseur électromécanique fonctionnant en courant alternatif. Caractérisée par l'absence de liaison électrique directe entre le stator et le rotor. Lorsqu'elle est équipée d'un rotor en court-circuit formé de barres conductrices reliées par des anneaux, on parle alors de machine à cage ou à cage d'écureuil. Le qualificatif « asynchrone » indique que le rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ magnétique créé par le stator, ces deux grandeurs n'étant pas synchrones. Grâce à leur simplicité de conception, leur coût réduit, et leur grande robustesse, ces machines sont largement déployées dans une variété d'applications, allant de quelques watts à plusieurs mégawatts, notamment dans les domaines industriels et les systèmes de transport.

Pour appréhender le fonctionnement de la machine asynchrone, il est nécessaire d'adopter un modèle mathématique simplifié mais fidèle. Les transformations de Clarke, Concordia et Park permettent de réduire la complexité du modèle classique en facilitant son passage vers des repères adaptés à la commande vectorielle. [3]

Ce chapitre vise à établir une modélisation mathématique rigoureuse de la machine asynchrone. Il met en lumière deux approches de modélisation fondées sur la transformation de Park, suivies d'une analyse comparative issue des résultats de simulation.

I.2. Présentation générale de la machine asynchrone

I.2.1. Définition d'une machine asynchrone

Dénommée « machine à induction » dans la littérature anglo-saxonne, la machine asynchrone est l'un des types les plus répandus de machines électriques. Est un dispositif électromécanique fonctionnant en courant alternatif, caractérisé par l'absence de liaison électrique directe entre le stator et le rotor. La machine asynchrone est largement utilisée dans l'industrie et les transports grâce à sa robustesse, son faible coût et sa maintenance aisée, malgré une vitesse de rotation non synchronisée avec la fréquence d'alimentation.



Figure.I-1 : Moteur asynchrone à cage d'écureuil.[4]

I.2.2. La constitution

L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est illustrée à la figure (I.2). Elle se compose de deux parties principales :

- Une partie fixe, appelée stator, constituée de bobinages répartis dans des encoches. Le stator comprend généralement p paires de pôles, soit p enroulements par phase.
- Une partie mobile, appelée rotor, qui tourne sous l'effet du champ magnétique. Ce rotor peut être de deux types : à cage d'écureuil, constitué de barres conductrices insérées dans le noyau, ou bobiné, comportant des enroulements reliés à des bagues collectrices.

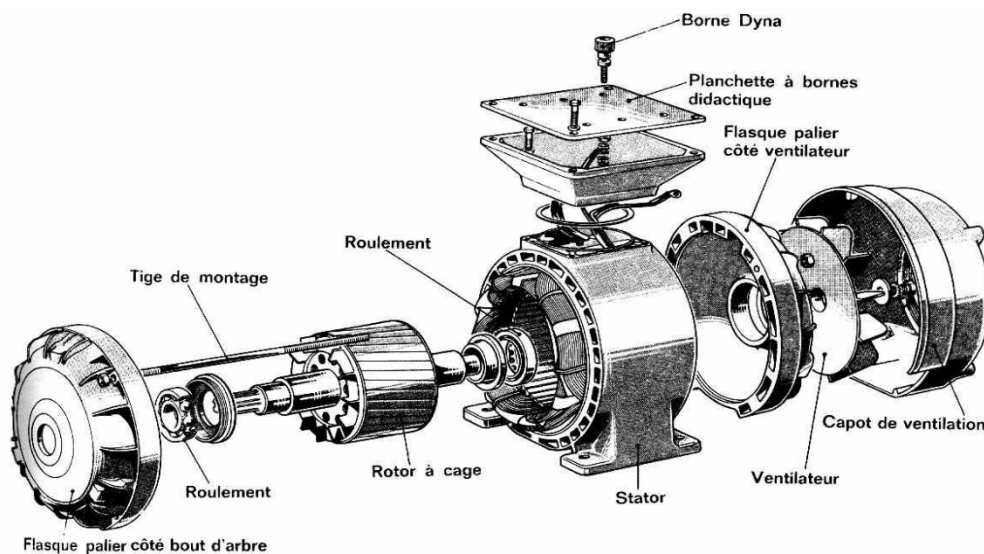


Figure.I-2 : Constitution d'un moteur triphasé.

I.2.2.1. Le stator

Le stator est la partie fixe d'un moteur électrique, Il est le responsable de la génération du champ magnétique tournant, indispensable au fonctionnement de la machine asynchrone. L'alimentation des enroulements statoriques par un système triphasé de courant induit la formation d'un champ magnétique en rotation. Le champ magnétique tournant, généré par les courants triphasés dans les enroulements statoriques, se propage à une vitesse appelée vitesse synchrone. Ce champ induit des courants dans les conducteurs du rotor, lesquels produisent à leur tour un champ magnétique secondaire. Ce dernier tourne à une vitesse légèrement inférieure à celle du champ statorique. Le glissement ainsi créé entre les deux champs engendre un couple électromagnétique qui assure la rotation du rotor et, par conséquent, le mouvement mécanique de l'arbre du moteur.



Figure.I-3 : Stator d'un moteur asynchrone triphasé.[4]

I.2.2.2. Le rotor

Le rotor, composant mobile du moteur électrique, peut être conçu selon deux principales configurations.

- a) **Rotor à cage** : Ce type de rotor, connu sous le nom de « cage d'écureuil », est formé par un réseau de barres conductrices disposées parallèlement les unes aux autres., généralement en cuivre ou en aluminium, disposées parallèlement à l'axe de rotation, et court-circuitées à leurs extrémités par deux anneaux conducteurs. Intégré dans le stator, ce rotor fonctionne sans alimentation directe : le champ magnétique tournant produit par les courants triphasés du stator induit, par effet électromagnétique, des courants dans les barres rotoriques. Ces courants génèrent à leur tour un champ magnétique qui interagit avec celui du stator, créant ainsi un couple électromagnétique entraînant le rotor en rotation.
- b) **Rotor bobiné** : Le rotor bobiné, utilisé dans certains moteurs asynchrones, se compose de bobines de cuivre isolées fixées autour de l'arbre du rotor. Contrairement à la cage d'écureuil, ses enroulements sont connectés à des bagues collectrices, elles-mêmes en contact avec des balais, permettant d'accéder électriquement aux circuits rotoriques pour le contrôle ou le démarrage. Le fonctionnement du rotor bobiné est similaire à celui de la cage d'écureuil. [6]



Figure.I-4: rotor a cage [4]



Figure.I-5 : rotor bobiné [4]

I.2.3. Principe de fonctionnement

La machine asynchrone, ou machine à induction, Elle se caractérise par une différence entre la vitesse de rotation du rotor et celle du champ magnétique tournant présent dans l'entrefer. Lorsque le stator est alimenté par une tension de pulsation ω_s , un champ magnétique tournant est généré. Ce dernier induit à son tour un champ dans le rotor, lequel se met en rotation à une vitesse mécanique ω_r . La relation caractéristique de la machine lie ces deux vitesses à la pulsation statorique selon l'équation interne $\omega_s = \omega + \omega_r$, mettant en évidence le glissement inhérent à ce type de machine. $\omega + \omega_r = \omega_s$ avec : $\omega_s = 2\pi \cdot f_s / p$ (rad/s), $\omega_r = g \omega_s$

L'interaction électromagnétique entre le stator et le rotor d'une machine asynchrone ne peut se produire que si une différence existe entre la vitesse angulaire du champ tournant statorique ω_s et celle du rotor ω_r . Cette condition, traduite par l'existence d'un glissement, est indispensable à l'induction de courants dans les enroulements rotorique. De ce fait, le fonctionnement de la machine asynchrone peut être assimilé à celui d'un transformateur, dont le secondaire serait en rotation, générant ainsi un couplage variable et dynamique entre les deux circuits [5]

ω_s : vitesse angulaire électrique statorique.

ω : vitesse angulaire.

ω_r : vitesse angulaire électrique rotorique.

p : nombre de paires de pôles.

f_s : fréquence du réseau.

g : glissement.

I.3. Modélisation de la machine asynchrone

I.3.1. Hypothèses simplificatrices

Résultant de l'intégration du stator et du rotor, la machine asynchrone constitue un système électromagnétique complet. entre lesquels l'entrefer assure la transmission du flux magnétique.

Elle est basée sur de nombreuses hypothèses, parmi ces dernières nous citons :

- On considère que les circuits magnétiques de la machine sont symétriques, ce qui simplifie l'analyse et la modélisation du comportement électromagnétique.
- On suppose que l'entrefer est constant et que la distribution de l'induction magnétique y est sinusoïdale, ce qui facilite l'étude analytique du comportement électromagnétique de la machine.
- Les effets de saturation sont négligés, Cela autorise une représentation du flux magnétique sous forme d'une relation linéaire vis-à-vis des courants électriques

- L'effet de l'encoche est généralement supposé négligeable dans le cadre de la modélisation.
- Les phénomènes liés à l'effet de peau ainsi qu'à l'échauffement sont écartés dans l'analyse des performances de la machine.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- * Le flux magnétique total est supposé être la somme des flux partiels, ce qui simplifie l'étude du couplage magnétique.
- * On suppose les inductances propres constantes pour simplifier l'analyse et négliger les effets de saturation.
- * Les inductances mutuelles varient de manière sinusoïdale selon l'angle électrique entre les axes magnétiques des enroulements statoriques. [6]

I.3.2. Développement du modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé d'origine

La représentation graphique met en évidence les enroulements statoriques (A, B, C) ainsi que leurs homologues rotoriques (a, b, c). Dépendant du temps, l'angle électrique θ représente la différence de position instantanée entre les axes magnétiques des enroulements statorique (A) et rotorique (a). Ces axes sont considérés comme les repères de référence pour la formulation du modèle mathématique de la machine.

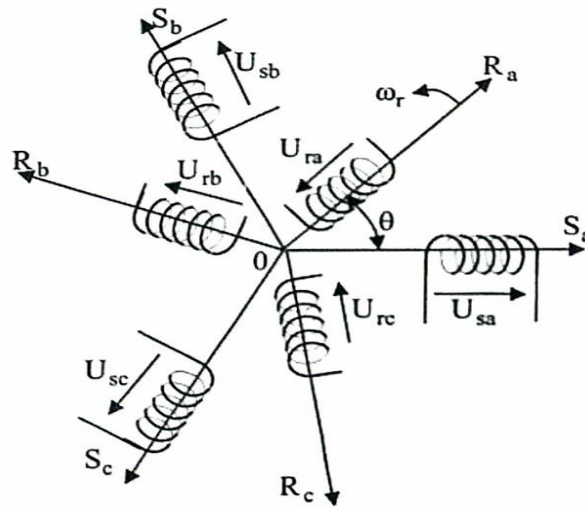


Figure I-6 : Représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé naturel

I.3.2.1. Développement des expressions mathématiques des tensions appliquées à la machine

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad \text{I.1}$$

Ou bien :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}$$

$[R_s]$: matrice regroupant les résistances des phases statoriques.

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad \text{I.2}$$

Ou bien :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

Le rotor est en court-circuit, donc les tensions rotoriques sont nulles et on peut écrire

$$[0] = [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r]$$

I.3.2.2. Formulation des équations magnétique de la machine

Pour le stator :

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + M_{sr}[I_r] \quad \text{I.3}$$

Ou bien :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad \text{I.4}$$

Pour le rotor :

$$[\varphi_r] = [L_r] \cdot [I_r] + M_{rs}[I_s]$$

Ou bien :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + M_{rs} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}$$

Telque :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$$

$[L_s]$: matrice représentant les inductances propres du stator.

$[L_r]$: matrice représentant les inductances propres du rotor.

$[M_{sr}]$: matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$[M_{rs}]$: matrice des inductances mutuelles entre le rotor et le stator.

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_o \begin{bmatrix} \cos\emptyset & \cos\left(\emptyset - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\emptyset + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\emptyset + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\emptyset & \cos\left(\emptyset - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\emptyset - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\emptyset + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\emptyset \end{bmatrix} \quad \text{I.5}$$

Avec :

\emptyset : L'angle électrique permet de déterminer à chaque instant la position relative entre les axes magnétiques du stator et ceux du rotor, servant de base pour l'établissement des équations de référence.

M_0 : valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et sa phase rotorique correspondante.

L_s : inductance propre associée à un enroulement statorique.

L_r : inductance propre associée à un enroulement rotorique.

I.3.2.3. Formulation des équations mécaniques de la machine

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} = j \frac{d\Omega}{dt} + Cr + f\Omega \quad \text{I.6}$$

Avec :

C_{em} : Le couple électromagnétique.

j : Le moment d'inertie.

Ω : La vitesse mécanique de l'arbre moteur.

f : Le coefficient de frottement visqueux.

Cr : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine

I.3.2. Élaboration du modèle de la machine électrique dans le système biphasé

Ce modèle est largement adopté pour représenter une machine symétrique. La machine électrique biphasée y est considérée comme une structure idéale, dotée de deux enroulements au stator et de deux au rotor. Ce cadre simplifié permet d'établir les équations de tension de manière claire, tout en conservant les caractéristiques fondamentales du comportement électromagnétique de la machine. [7]

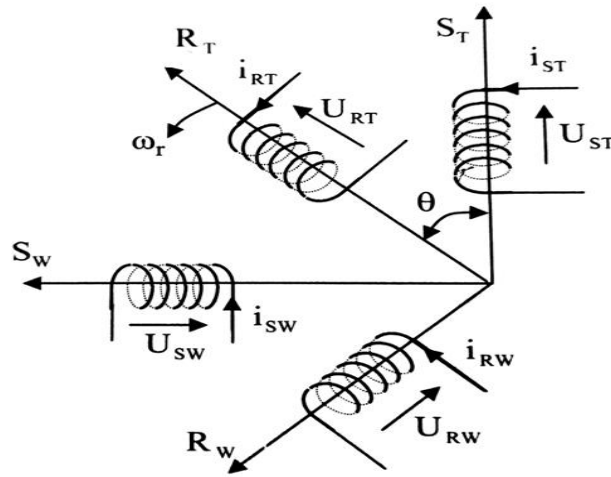


Figure I-7 : Schéma illustratif d'une machine électrique biphasée dans le plan naturel

Les équations de tensions :

$$\begin{cases} U_{st} = R_s \cdot i_{st} + \frac{d\varphi_{st}}{dt} & , & U_{sw} = R_s \cdot i_{sw} + \frac{d\varphi_{sw}}{dt} \\ U_{rt} = R_r \cdot i_{rt} + \frac{d\varphi_{rt}}{dt} & , & U_{rw} = R_s \cdot i_{rw} + \frac{d\varphi_{rw}}{dt} \end{cases} \quad I.7$$

Les équations de flux :

$$\begin{cases} \varphi_{st} = L_{st} \cdot i_{st} + M(st - rt) \cdot i_{rt} + M(rt - rw) \cdot i_{rw} \\ \varphi_{sw} = L_{sw} \cdot i_{sw} + M(sw - rt) \cdot i_{rt} + M(st - rw) \cdot i_{rw} \\ \varphi_{rt} = L_{rt} \cdot i_{rt} + M(rt - st) \cdot i_{st} + M(rt - sw) \cdot i_{sw} \\ \varphi_{rw} = L_{rw} \cdot i_{rw} + M(rw - st) \cdot i_{st} + M(rw - sw) \cdot i_{sw} \end{cases} \quad I.8$$

R_s, R_r : les résistances des enroulements du stator et du rotor

$L_{st}, L_{sw}, L_{rt}, L_{rw}$: les inductances propres du stator et du rotor

$M(st-rt), M(sw-rw), M(st-rw), M(rt-sw)$: les inductance mutuelles entre phase statorique et rotorique

$$L_{st} = L_{sw} = L_s \quad , \quad L_{rt} = L_{rw} = L_r$$

Lorsque l'angle électrique θ est nul ($\theta = 0$), l'inductance mutuelle MMM entre les enroulements statoriques et rotoriques peut être exprimée selon la relation suivante :

$$\begin{cases} M(st - rt) = M(sw - rw) = M \cos \theta \\ M(st - rw) = M(rw - st) = M \cos \theta \\ M(rt - sw) = M(sw - rt) = M \cos \theta \end{cases}$$

Alors pour les flux en peut écrire

$$\begin{cases} \varphi_{st} = L_{st}.I_{st} + M\cos\theta.I_{rt} + M\cos\theta.I_{rw} \\ \varphi_{sw} = L_{sw}.I_{sw} + M\cos\theta.I_{rt} + M\cos\theta.I_{rw} \\ \varphi_{rt} = L_{rt}.I_{rt} + M\cos\theta.I_{st} + M\cos\theta.I_{sw} \\ \varphi_{rw} = L_{rw}.I_{rw} + M\cos\theta.I_{st} + M\cos\theta.I_{sw} \end{cases} \quad \text{I.9}$$

Les repères du stator et du rotor sont en rotation relative selon une vitesse angulaire ω_r , ce qui induit un angle θ variable dans le temps.

Pour rendre l'étude des équations différentielles gouvernant la machine asynchrone plus accessible, on applique des transformations vers des référentiels mieux adaptés, permettant le passage du repère naturel statorique/rotorique à un repère tournant unifié. Cette approche aboutit à un système d'équations différentielles à coefficients constants, ce qui en facilite à la fois la modélisation et la mise en œuvre des stratégies de commande.

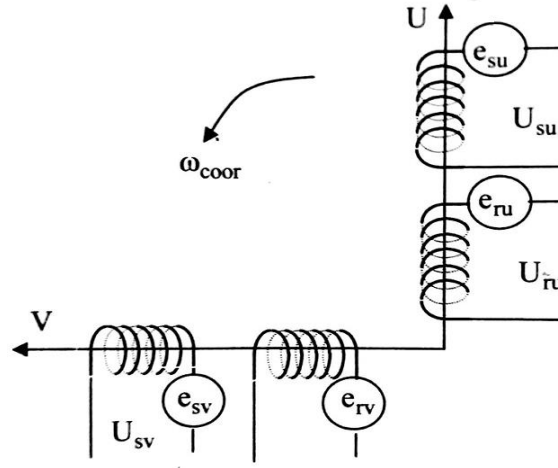


Figure I-8 : Représentation du modèle biphasé dans le repère (U, V)

Dans un repère tournant à la vitesse ω_{coor} , une force électromotrice e apparaît dans les enroulements statoriques et rotoriques. Lorsque le rotor est immobile par rapport au stator, l'inductance mutuelle ainsi que les coefficients des dérivées des courants demeurent constantes. La vitesse relative entre le repère et le rotor est $\omega_{coor} - \omega_r$.

$$\text{Les équations de tensions : } \begin{cases} U_{su} = R_s.I_{su} + \frac{d\varphi_{su}}{dt} - \varphi_{sv}.\omega_{coor} \\ U_{sv} = R_s.I_{sv} + \frac{d\varphi_{sv}}{dt} + \varphi_{su}.\omega_{coor} \\ U_{ru} = R_r.I_{ru} + \frac{d\varphi_{ru}}{dt} - \varphi_{rv}.\omega_{coor} \\ U_{rv} = R_r.I_{rv} + \frac{d\varphi_{rv}}{dt} + \varphi_{ru}.\omega_{coor} \end{cases} \quad \text{I.10}$$

$$\text{Les équations de flux : } \begin{cases} \varphi_{su} = l_s.I_{su} + M.I_{ru} \\ \varphi_{sv} = l_s.I_{sv} + M.I_{rv} \\ \varphi_{ru} = l_r.I_{ru} + M.I_{su} \\ \varphi_{rv} = l_r.I_{rv} + M.I_{sv} \end{cases} \quad \text{I.11}$$

Avec :

$$\begin{cases} L_s = L_s + M_s: \text{l'inductance cyclique du stator} \\ L_r = L_r + M_r: \text{l'inductance cyclique du rotor} \end{cases}$$

I.3.3. Les différents choix du référentiel

Les principaux référentiels biphasés utilisés sont :

I.3.3.1. Référentiel lié au stator : Ce système d'axes est fixe par rapport au stator, ce qui implique une vitesse angulaire de rotation du repère nulle ($\omega_{coord}=0$). Dans ce cadre, les indices U et V sont remplacés respectivement par α et β , permettant ainsi de représenter les grandeurs électriques dans un repère orthogonal statique.

$$\begin{cases} U_s \alpha = R_s . I_s \alpha + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ U_s \beta = R_s . I_s \beta + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ U_r \alpha = 0 = R_r . I_r \alpha + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \varphi_{r\beta} . \omega_r \\ U_r \beta = 0 = R_r . I_r \beta + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \varphi_{r\alpha} . \omega_r \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} \varphi_{s\alpha} = l_s . I_s \alpha + M . I_r \alpha \\ \varphi_{s\beta} = l_s . I_s \beta + M . I_r \beta \\ \varphi_{r\alpha} = l_r . I_r \alpha + M . I_s \alpha \\ \varphi_{r\beta} = l_r . I_r \beta + M . I_s \beta \end{cases} \quad \text{I.12}$$

I.3.3.2. Référentiel (X, Y) associé au rotor: Le système d'axes considéré est attaché au rotor, avec lequel il forme un ensemble solidaire, ce qui implique qu'il tourne à la vitesse angulaire $\omega_r = \omega_{coord}$. Dans ce cadre de référence, les axes initialement désignés par U et V sont renommés X et Y, correspondant respectivement aux directions longitudinale et transversale propres au rotor.

$$\begin{cases} U_s x = R_s . I_s x + \frac{d\varphi_{sx}}{dt} - \varphi_{sy} . \omega_r \\ U_s y = R_s . I_s y + \frac{d\varphi_{sy}}{dt} + \varphi_{sx} . \omega_r \\ U_r x = 0 = R_r . I_r x + \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ U_r y = 0 = R_r . I_r y + \frac{d\varphi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} \varphi_{sx} = l_s . I_s x + M . I_r x \\ \varphi_{sy} = l_s . I_s y + M . I_r y \\ \varphi_{rx} = l_r . I_r x + M . I_s x \\ \varphi_{ry} = l_r . I_r y + M . I_s y \end{cases} \quad \text{I.13}$$

I.3.3.2. Référentiel (d, q) associé au champ tournant : Ce repère tournant suit la vitesse angulaire du champ magnétique produit par les enroulements statoriques, En posant $\omega_{coord}=\omega$ c'est-à-dire en adoptant un repère tournant à la vitesse synchrone, les indices U et V sont remplacés respectivement par d et q, correspondant aux axes direct (d) et en quadrature (q) du référentiel

$$\begin{cases} U_s d = R_s . I_s d + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \varphi_{sq} . \omega_s \\ U_s q = R_s . I_s q + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \varphi_{sd} . \omega_s \\ U_r d = 0 = R_r . I_r d + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \varphi_{rq} . (\omega_s - \omega) \\ U_r q = 0 = R_r . I_r q + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \varphi_{rd} . (\omega_s - \omega) \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} \varphi_{sd} = l_s . I_s d + M . I_r d \\ \varphi_{sq} = l_s . I_s q + M . I_r q \\ \varphi_{rd} = l_r . I_r d + M . I_s d \\ \varphi_{rq} = l_r . I_r q + M . I_s q \end{cases} \quad \text{I.14}$$

Dans le cadre de notre étude, deux référentiels ont été retenus pour la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil : le référentiel statorique (α , β), fixé au stator, et le référentiel tournant (d , q), associé au champ magnétique tournant. Cette double approche permet une analyse plus complète du comportement dynamique de la machine. [8]

I.3.4. Passage du système triphasé au plan orthogonal via les transformations de Clarke et de Concordia

L'objectif de ces transformations est de projeter le système triphasé (A,B,C) dans un repère biphasé (α,β) facilitant l'analyse et le contrôle., plus adapté aux exigences des techniques de commande vectorielle. Parmi les approches les plus couramment employées figurent les transformations de Clarke et de Concordia, qui permettent une représentation simplifiée mais fidèle des grandeurs électriques.

I.3.4.1. Passage du système triphasé au plan (α , β) via la transformation de Concordia

La transformation de Concordia permet de projeter les grandeurs triphasées du moteur dans un espace orthogonal bidimensionnel, en offrant une précision supérieure à celle de la transformation de Clarke. Elle permet de séparer plus clairement la composante du courant ou de la tension responsable du couple électromagnétique de celle associée aux pertes ou à l'énergie réactive. Cela facilite l'analyse du comportement du moteur, en particulier pour étudier les pertes et optimiser l'efficacité du moteur.[9]

$$\begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \\ X0 \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix}, \quad [C_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.15}$$

Inversement, le retour au système triphasé s'opère par application de la matrice inverse de transformation [C23]

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = [C_{23}]^{-1} \begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \\ X0 \end{bmatrix}, \quad [C_{23}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.16}$$

Il convient de noter que la relation entre ces deux matrices s'écrit: $[C^{23}] = [C^{32}]$

I.3.4.2. Passage du système triphasé au plan (α, β) via la transformation de Clarke

La transformation de Clarke permet de maintenir l'amplitude des grandeurs électriques, tout en ne préservant ni la puissance instantanée ni le couple électromagnétique, sauf si elle est corrigée par un facteur multiplicatif $3/2$. En revanche, la transformation de Concordia, normalisée par construction, permet de conserver la puissance, bien qu'elle ne garantisse pas la conservation des amplitudes.

$$\begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \\ X0 \end{bmatrix} = [T_{32}] \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix}, \quad [T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.17}$$

Le passage invers :

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = [T_{23}]^{-1} \begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \\ X0 \end{bmatrix}, \quad [T_{23}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.18}$$

$$[T][V\alpha\beta 0] = [R]([T][I\alpha\beta 0]) + \frac{d}{dt}([T][\varphi\alpha\beta 0]), \quad [V\alpha\beta] = [R][I\alpha\beta] + \frac{d}{dt}[\varphi\alpha\beta]$$

Il convient de noter que la relation entre ces deux matrices s'écrit : $[T^{23}] = [T^{32}]$

I.3.4.3. Transformation de clark /concordia appliquée à la MAS

Après le choix de Référentiel lié au stator (α, β) nous avons les équations électriques et magnétiques (I.12) :

$$\begin{cases} Us\alpha = Rs.Is\alpha + \frac{d\varphi s\alpha}{dt} \\ Us\beta = Rs.Is\beta + \frac{d\varphi s\beta}{dt} \\ Ur\alpha = 0 = Rr.Ir\alpha + \frac{d\varphi r\alpha}{dt} + \varphi r\beta.\omega r \\ Ur\beta = 0 = Rr.Ir\beta + \frac{d\varphi r\beta}{dt} - \varphi r\alpha.\omega r \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} \varphi s\alpha = ls.Is\alpha + M.Ir\alpha \\ \varphi s\beta = ls.Is\beta + M.Ir\beta \\ \varphi r\alpha = lr.Ir\alpha + M.Is\alpha \\ \varphi r\beta = lr.Ir\beta + M.Is\beta \end{cases}$$

L'expression des flux magnétiques en fonction des courants électriques conduit à l'établissement des équations électriques caractérisant le comportement de la machine.

$$\begin{cases} V_s\alpha = R_s.I_s\alpha + L_s \frac{dis\alpha}{dt} + M \frac{dir\alpha}{dt} \\ V_s\beta = R_s.I_s\beta + L_s \frac{dis\beta}{dt} + M \frac{dir\beta}{dt} \\ V_r\alpha = 0 = R_r.I_r\alpha + L_r \frac{dir\alpha}{dt} + M \frac{dis\alpha}{dt} + \omega r(L_r.I_r\beta + M.I_s\beta) \\ V_r\beta = 0 = R_r.I_r\beta + L_r \frac{dir\beta}{dt} + M \frac{dis\beta}{dt} - \omega r(L_r.I_r\alpha + M.I_s\alpha) \end{cases} \quad \text{I.19}$$

À partir du modèle d'état de la machine asynchrone établi dans un référentiel fixe lié au stator, il est possible de déduire les équations dynamiques qui en décrivent le comportement. $\omega_s = 0$ et $(\omega_s - \omega) = \omega_r$

Il s'agit de la formulation équivalente du modèle d'état obtenu précédemment. :

$$[\dot{x}] = [A][x] + [B][u] \quad \text{I.20}$$

$$\begin{cases} [V] = [R1].[I] + \omega_r[R2].[I] + [L].[I *] \\ [L].[I *] = [V] - [R].[I] \\ [\dot{I}] = \frac{dI}{dt} = \frac{1}{[L]} \cdot ([V] - [R].[I]) \\ [I] = \int ([L]^{-1}) \cdot ([V] - [R].[I]) \end{cases}$$

Avec : $[V] = [V_s\alpha, V_s\beta, 0, 0]^T$ et $[R] = [R1] + \omega_r [R2]$

$$\begin{bmatrix} V_s\alpha \\ V_s\beta \\ V_r\alpha \\ V_r\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s\alpha \\ I_s\beta \\ I_r\alpha \\ I_r\beta \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s\alpha \\ I_s\beta \\ I_r\alpha \\ I_r\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_s\alpha \\ I'_s\beta \\ I'_r\alpha \\ I'_r\beta \end{bmatrix} \quad \text{I.21}$$

$$\text{L'équation mécanique : } Ce - Cr = j \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r \quad \text{I.22}$$

$$\text{Le couple : } Ce = \frac{3}{2} PM(I_r\alpha.I_s\beta - I_r\beta.I_s\alpha) \quad \text{I.23}$$

I.3.5. Passage au référentiel tournant (d, q) par la transformation de Park

La transformation de Park unifie la modélisation des machines électriques en repère tournant. Elle repose sur une conversion d'axes, qui consiste à associer aux enroulements physiques de la machine des enroulements équivalents, électriquement et magnétiquement, dans un référentiel tournant. Cette transformation permet, entre autres, de rendre les inductances mutuelles indépendantes de la position angulaire du rotor, simplifiant ainsi l'analyse dynamique du système. [9]

$$X_{odq} = [P\emptyset]X_{abc} \quad \text{I.24}$$

Tel que :

X : peut-être la tension, le courant ou le flux, dans ce cas c'est la tension :

$$\begin{cases} Va = Vmax. \sin(2. \pi. f) \\ Vb = Vmax. \sin(2. \pi. f + \frac{2\pi}{3}) \\ Vc = Vmax. \sin(2. \pi. f - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{I.25}$$

[P(θ)] Cette matrice définit le passage du système triphasé au référentiel tournant (d, q), conformément à la transformation de Park :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.26}$$

$$[Vodq] = [p(\theta)] * [Vabc] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} \quad \text{I.27}$$

$$\begin{cases} Vd = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(Va * \cos(\theta) + Vb * \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + Vc * \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ Vq = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(Va * \sin(\theta) + Vb * \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + Vc * \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{cases} \quad \text{I.28}$$

[P(θ)]⁻¹ : désigne la matrice permettant le passage du repère (d, q) au système triphasé initial. :

$$Xabc = [P(\theta)]^{-1} Xodq \quad \text{I.29}$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.30}$$

$$[Vabc] = [p(\theta)]^{-1} * [Vodq] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Vd \\ Vq \\ Vo \end{bmatrix} \quad \text{I.31}$$

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_d * \cos(\varnothing) - V_q * \sin(\varnothing)) \\ V_b = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(V_d * \cos\left(\varnothing - \frac{2\pi}{3}\right) - V_q * \sin\left(\varnothing - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ V_c = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(V_d * \cos\left(\varnothing + \frac{2\pi}{3}\right) - V_q * \sin\left(\varnothing + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad \text{I.32}$$

Avec :

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

* $\theta = \theta_s$ pour le stator.

* $\theta = \theta_r$ pour le rotor

I.3.5.1. Passage au repère tournant (d, q) via la transformation de Park pour la MAS

Suite à l'adoption du référentiel tournant (d, q) associé au champ magnétique, les équations électriques et magnétiques de la machine peuvent être établies comme indiqué dans l'équation (I.14). :

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s.I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \varphi_{sq}.\omega_s \\ U_{sq} = R_s.I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \varphi_{sd}.\omega_s \\ U_{rd} = 0 = R_r.I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \varphi_{rq}(\omega_s - \omega) \\ U_{rq} = 0 = R_r.I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \varphi_{rd}(\omega_s - \omega) \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} \varphi_{sd} = l_s.I_{sd} + M.I_{rd} \\ \varphi_{sq} = l_s.I_{sq} + M.I_{rq} \\ \varphi_{rd} = l_r.I_{rd} + M.I_{sd} \\ \varphi_{rq} = l_r.I_{rq} + M.I_{sq} \end{cases}$$

Les équations électriques de la machine sont obtenues en reliant les flux aux courants :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s.I_{sd} + L_s \frac{disd}{dt} + M \frac{dir d}{dt} - \omega_s (l_s.I_{sq} + M.I_{rq}) \\ V_{sq} = R_s.I_{sq} + L_s \frac{disq}{dt} + M \frac{dir q}{dt} + \omega_s (l_s.I_{sd} + M.I_{rd}) \\ V_{rd} = 0 = R_r.I_{rd} + L_r \frac{dir d}{dt} + M \frac{disd}{dt} - (\omega_s - \omega)(L_r.I_{rq} + M.I_{sq}) \\ V_{rq} = 0 = R_r.I_{rq} + L_r \frac{dir q}{dt} + M \frac{disq}{dt} + (\omega_s - \omega)(L_r.I_{rd} + M.I_{sd}) \end{cases} \quad \text{I.33}$$

À partir du modèle d'état précédemment établi de la machine asynchrone dans un référentiel associé au champ tournant, on peut en déduire les équations dynamiques qui régissent son comportement,

$$\omega_{coor} = \omega_s$$

Il s'agit ici de la formulation équivalente de l'équation d'état précédemment établie :

$$[\dot{x}] = [A][x] + [B][u] \quad \text{I.34}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} [V] = [R1]. [I] + \omega_s [R2]. [I] + [(\omega_s - \omega)]. [R3]. [I] + [L]. [I *] \\ [L]. [I *] = [V] - [R]. [I] \\ [\dot{I}] = \frac{dI}{dt} = \frac{1}{[L]}. ([V] - [R]. [I]) \\ [I] = \int ([L^{-1}]. ([V] - [R]. [I])) \end{array} \right.$$

Avec : $[V] = [Vsd, Vsq, Vrd, Vrq]^T$ et $[R] = [R1] + \omega_s [R2] + [(\omega_s - \omega)]. [R3]$

$$\begin{bmatrix} Vsd \\ Vsq \\ Vrd \\ Vrq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} RS & 0 & 0 & 0 \\ 0 & RS & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Isd \\ Isq \\ Ird \\ Irq \end{bmatrix} \omega_s + \begin{bmatrix} 0 & -Ls & 0 & -M \\ Ls & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + (\omega_s - \omega) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & Lr \\ -M & 0 & -Lr & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Isd \\ Isq \\ Ird \\ Irq \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} Ls & 0 & M & 0 \\ 0 & Ls & 0 & M \\ M & 0 & Lr & 0 \\ 0 & M & 0 & Lr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'sd \\ I'sq \\ I'rd \\ I'rq \end{bmatrix} \quad \text{I.35}$$

L'équation mécanique : $Ce - Cr = j \frac{d\Omega r}{dt} + f\Omega r \quad \text{I.36}$

Le couple : $Ce = P \frac{M}{Lr} (\varphi r d. Isq - \varphi r q. Isd) \quad \text{I.37}$

I.4. Modélisation du circuit d'alimentation associé à la MAS

Le contrôle de la vitesse d'une machine asynchrone s'appuie sur l'utilisation d'un convertisseur statique, apte à générer une tension de fréquence et d'amplitude modulables. Cette capacité est rendue possible grâce aux avancées en électronique de puissance, La MLI permet un contrôle fin des signaux de commande appliqués à la machine, Il est possible de piloter avec précision les signaux de commande des interrupteurs électroniques. Cette technique permet aux convertisseurs de réguler efficacement les grandeurs électriques imposées aux bornes du moteur, à savoir la tension et le courant.

Selon la stratégie adoptée, les signaux de commande peuvent être modulés en tension, comme c'est le cas avec la méthode de modulation sinusoïdale à porteuse triangulaire, ou en courant, à travers des techniques telles que la commande par hystérésis.

Dans le cadre de notre étude, l'analyse porte sur l'ensemble constitué de la machine asynchrone et de son convertisseur, où l'onduleur est piloté par une commande MLI de type triangulo-sinusoïda [10]

I.4.1. Descriptions de l'onduleur

Le convertisseur statique, illustré à la figure (I-10), se compose des différents éléments suivants :

- Un redresseur à diodes, considéré comme idéal dans le cadre de cette étude
- Un filtre passe-bas, utilisé pour lisser la tension continue en sortie du redresseur
- Un onduleur de tension assurant la conversion de la tension continue en une tension alternative modulée, dont les caractéristiques, notamment l'amplitude et la fréquence, sont ajustables en fonction des besoins spécifiques du système de commande.

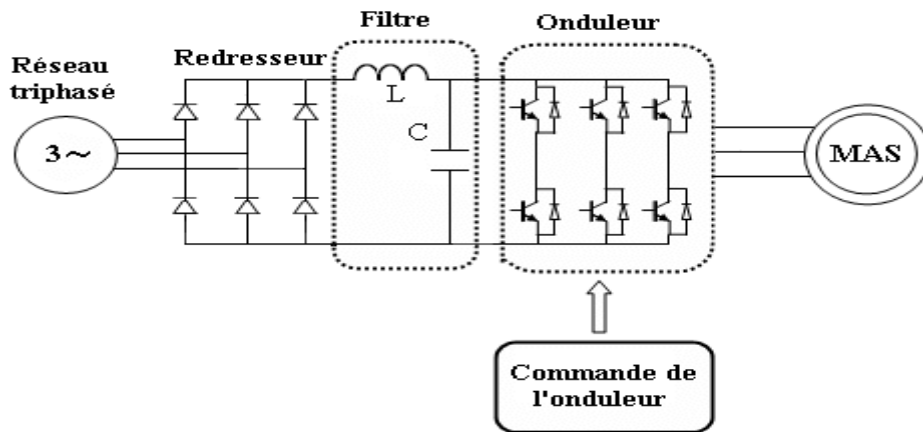


Figure.I-9 : schéma de convertisseur statique

Les spécifications requises du convertisseur statique sont étroitement liées aux propriétés de la machine, au type d'alimentation utilisée, ainsi qu'aux exigences de la stratégie de commande adoptée. Parmi ces caractéristiques, on distingue notamment :

- La capacité à générer un couple stable, faiblement pulsé et aisément contrôlable à partir d'un nombre limité de variables de commande constitue un atout majeur, aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent.
- Une variation étendue de la vitesse assurant une grande souplesse d'utilisation.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faibles, assurant une dynamique rapide du système.
- Une alimentation triphasée supposée parfaitement symétrique, délivrant une tension à fréquence et amplitude constantes, afin de garantir la stabilité des conditions de fonctionnement.

I.4.2. Représentation mathématique du redresseur triphasé

Le redresseur, servant de convertisseur alternatif/continu, est généralement constitué de six diodes disposées en pont de Graetz. Il convertit la tension alternative en une tension continue pour alimenter les étages subséquents du système de commande.

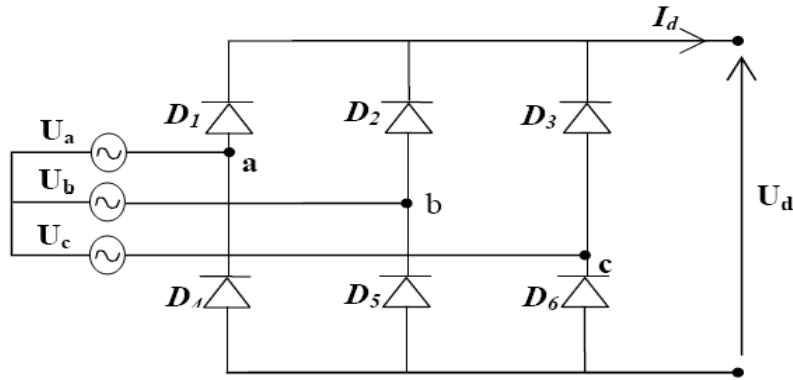


Figure I-10 : Représentation structurelle d'un redresseur triphasé utilisant un pont à diodes.

Ce redresseur est constitué de deux groupes de trois diodes chacun : les diodes D1, D2 et D3, ayant une cathode commune, assurent le passage du courant direct (I_d) dans le sens aller, Les diodes D4, D5 et D6, disposées avec une anode commune, permettent le retour du courant. Ce montage opère sous l'hypothèse d'une alimentation issue d'un réseau triphasé équilibré en tension.

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \cdot \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \cdot \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = V_m \cdot \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{I.38}$$

Dans le cas d'un pont de Graetz triphasé alimenté par un réseau de tensions sinusoïdales équilibrées, et en supposant que l'effet de recouvrement (ou d'empiètement) est négligeable, la tension de sortie continue du redresseur peut être exprimée par la relation suivante :

$$U_d(t) = [\max(U_{abc})(t) - \min(U_{abc})(t)]$$

$$U_d(t) = \max[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \min[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad \text{I.39}$$

I.4.3. Modélisation de filtre

Le filtre se compose essentiellement d'une inductance de lissage L_f , placée en série, destinée à atténuer les ondulations du courant alternatif et à limiter la vitesse de variation de ce dernier, protégeant ainsi l'onduleur contre les transitoires rapides. Par ailleurs, un condensateur C_f connecter en parallèle, Elle permet de compenser l'écart entre le courant continu unidirectionnel I_d et le courant alternatif. Cette configuration contribue également à atténuer les variations brutales de la tension U_{dc} au moment des commutations, comme illustré à la figure. [5]

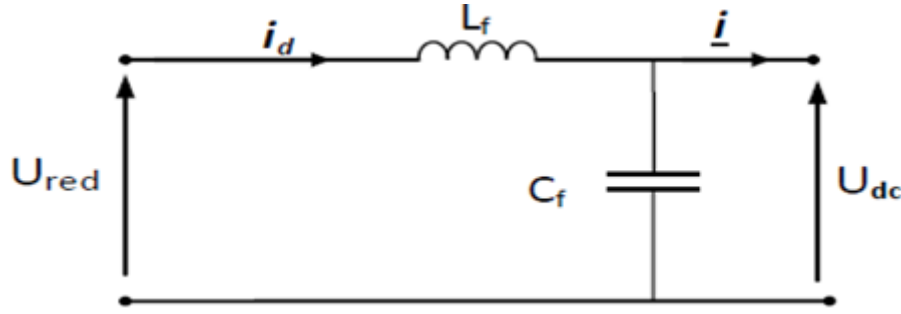


Figure I-11 : Schéma d'un filtre passe-bas.

Le comportement dynamique du filtre est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} Id = \frac{1}{L_f} (U_{red} - U_{dc}) \\ \frac{d}{dt} U_{dc} = \frac{1}{C_f} Ic = \frac{1}{C_f} (Id - Io) \end{cases} \quad I.40$$

La fonction de transfert associée au filtre s'exprime selon la relation suivante :

$$FS = \frac{U_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f \cdot C_f} \cdot s)^2} \quad I.41$$

Il s'agit d'un filtre passe-bas d'ordre deux, dont la fréquence de coupure est donnée par l'expression suivante :

$$Fc = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad I.42$$

I.4.4. Représentation et modélisation du fonctionnement de l'onduleur

L'onduleur de tension constitue un convertisseur statique formé de cellules de commutation, utilisant généralement des transistors pour les applications classiques, ou des thyristors de type GTO lorsqu'il s'agit de puissances élevées. Il permet de générer, à partir d'une source classique de 220/380 V à 50 Hz, des tensions modulées en amplitude et en fréquence, adaptées aux besoins de la machine. Après l'étape de redressement et de filtrage, la tension continue U_{dc} alimente l'onduleur, lequel peut être assimilé à un amplificateur de puissance contrôlé. [11]

La **Figure I-12** est présenté le schéma structurel d'un onduleur triphasé à base de transistors de puissance. Chaque bras de l'onduleur est constitué d'un ensemble transistor-diode monté en parallèle, permettant le renvoi du courant inverse vers le condensateur de filtrage placé à l'entrée de l'onduleur. L'usage de transistors de puissance se justifie principalement par leurs performances en matière de commutation, assurant un fonctionnement rapide et efficace du système.

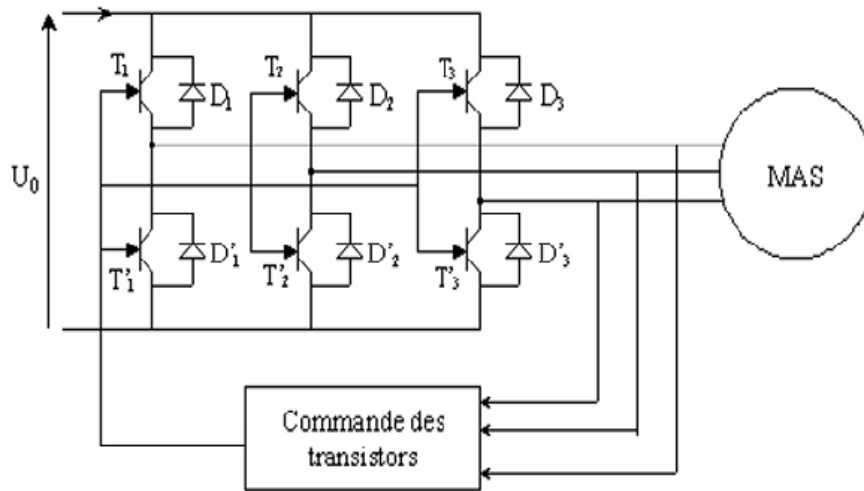


Figure.I-12 : Schéma de l'onduleur de tension.

Afin de simplifier l'analyse du fonctionnement de l'onduleur, les hypothèses suivantes sont retenues :

- La commutation des interrupteurs est considérée comme immédiate, sans intervalle de transition.
- Les interrupteurs sont supposés idéaux, avec une chute de tension négligeable à leurs bornes.
- La charge triphasée est équilibrée et connectée en étoile, avec un point neutre isolé.

Il en résulte l'équation suivante :

Si $I_{kci} = 0$, $V_{kci} \neq 0$, **intercepteur ouvert**,

Si $I_{kci} \neq 0$, $V_{kci} = 0$, **intercepteur fermé**

Les tensions composées (ou tensions entre phases) sont déterminées à partir des tensions de sortie délivrées par l'onduleur.

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad \text{I.43}$$

Les grandeurs V_{ao} , V_{bo} et V_{co} représentent les tensions d'entrée de l'onduleur sont définies par rapport à un point neutre fictif. « o » considéré comme masse virtuelle du système. Ces tensions continues peuvent être exprimées à l'aide des relations de Clarcles suivantes :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad \text{I.44}$$

V_{an} , V_{bn} , V_{cn} : Il s'agit des tensions de phase appliquées à la charge, exprimées en valeurs alternatives (AC).

V_{no} : Ce sont les tensions du point neutre de la charge, référencées au point fictif « o ».

Étant donné que les tensions de phase V_{an} , V_{bn} et V_{cn} forment un système équilibré, il en découle que :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{I.45}$$

$$(I.45) \text{ dans } (I.44) \text{ il en résulte : } V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{I.46}$$

En remplace l'équation (I.46) dans (I.44) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{2}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad \text{I.47}$$

Par conséquent, le fonctionnement de l'onduleur de tension peut être représenté par une matrice de transformation $[T]$, permettant la conversion du signal continu en un signal alternatif triphasé.

$$[V_{ac}] = [T] \cdot [V_{dc}] \quad \text{I.48:}$$

$[V_{AC}] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Tension alternative équilibrée

$[V_{DC}] = [V_{ao} \ V_{bo} \ V_{co}]^T$: Tension continue.

Ainsi, chaque bras de l'onduleur peut adopter deux états de conduction distincts, représentés sous forme de variables booléennes. En supposant un fonctionnement en commutation idéale (pour $i=1,2,3$), la matrice de transfert associée au comportement de l'onduleur s'écrit comme suit :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad \text{I.49}$$

I.4.5. Commande de l'onduleur par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

Le fonctionnement de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) est basé sur la comparaison entre un signal porteur périodique et une onde de référence (souvent triangulaire) et une onde de référence sinusoïdale, appelée modulatrice, afin de générer les signaux de commande. Figure (I-14)

À chaque croisement entre les signaux modulant et porteur, un ordre de commutation (mise en conduction ou blocage) est envoyé aux transistors d'une phase de l'onduleur, générant ainsi le signal MLI. Figure (I-16)

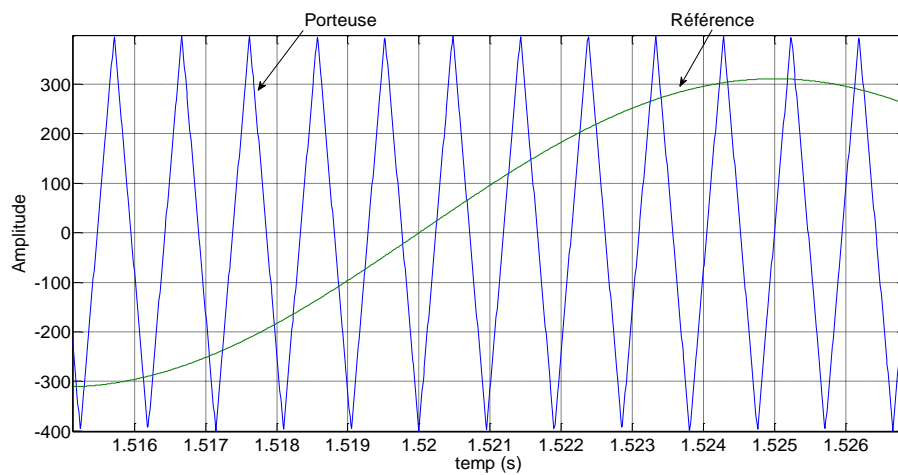


Figure.I-13 : Technique sinus-triangle

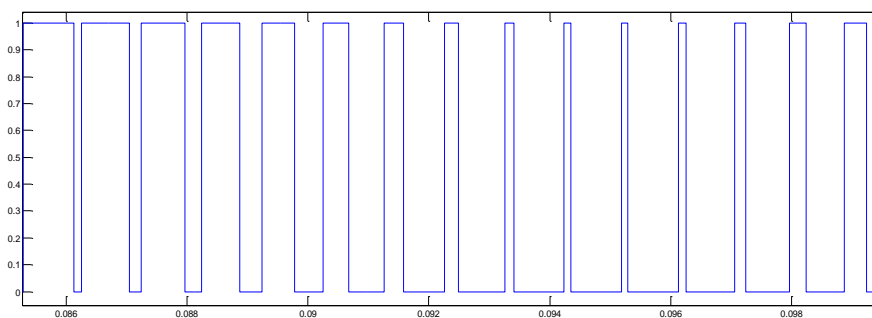


Figure.I-14 : technique MLI

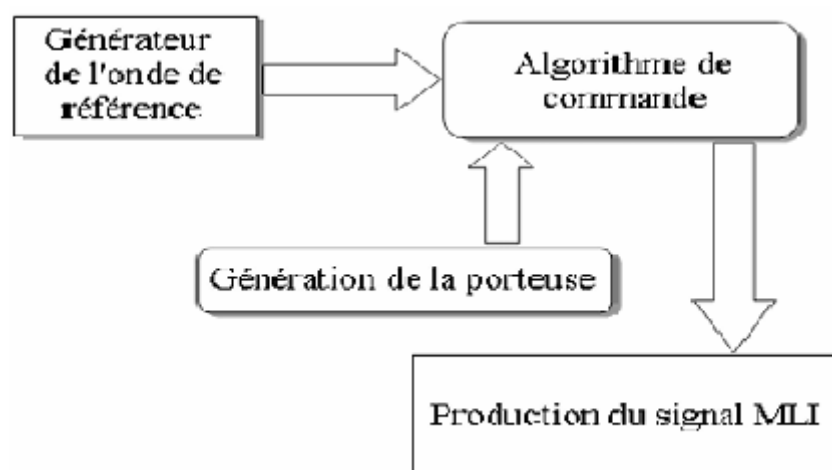


Figure.I-15 : Principe de la commande MLI triangulo-sinusoïdal

Cette stratégie de commande est caractérisée par deux paramètres fondamentaux :

- Le coefficient de modulation d'amplitude m correspond au quotient de l'amplitude du signal de commande sinusoïdal par celle de la porteuse triangulaire utilisée dans la MLI
- On définit le rapport de modulation fréquentielle R comme le rapport entre la fréquence de la porteuse triangulaire et celle du signal de commande

Ces grandeurs sont définies mathématiquement comme suit :

$$m = \frac{F(p)}{F(ref)}, R = \frac{V(mref)}{V(m)} \quad I.50$$

$F(p)$: fréquences de modulation

$F(ref)$: fréquences de référence

$V(mref)$: amplitude de la tension de référence

$V(m)$: valeur de crête de l'onde de modulation.

La forme du signal porteur (triangulaire) est définie par l'expression suivante :

$$V_{pm} = -\frac{1}{2}Vm + 2Vm\frac{t}{T}, \text{ Partie montante}$$

$$V_{pm} = -\frac{3}{2}Vm + 2Vm\frac{t}{T}, \text{ Partie descendante}$$

Les signaux de référence constituent un système triphasé équilibré, défini comme suit :

$$\begin{cases} V(ref1) = V(mref). \sin(\omega(ref).t) \\ V(ref2) = V(mref). \sin(\omega(ref).t - \frac{2\pi}{3}) \\ V(ref3) = V(mref). \sin(\omega(ref).t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad I.51$$

Les signaux de référence constituent un système triphasé équilibré, défini comme suit :

$$\begin{bmatrix} V1 \\ V2 \\ V3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V10 \\ V20 \\ V30 \end{bmatrix} \quad I.52$$

$V1, V2, V3$ désignent les tensions de phase à la sortie de l'onduleur

$V10, 20, 30$: désignent les tensions simples aux bornes de chaque bras de l'onduleur. [11]

I.5. Simulation numérique et analyse des résultats

Dans cette section, nous avons procédé à la simulation du démarrage d'une machine asynchrone alimentée, dans un premier temps, par un réseau triphasé équilibré de tension 220/380 V et de fréquence $f=50$ Hz. Chaque phase reçoit une tension de 220 V dans les référentiels (α , β) et (d , q). Par la suite, Dans un second temps, une simulation a été conduite en alimentant la machine par l'intermédiaire d'un onduleur de tension. L'ensemble des paramètres électromécaniques relatifs à la machine étudiée est répertorié en annexe A. et les simulations ont été implémentées à l'aide du logiciel MATLAB.

Les résultats obtenus sont illustrés dans les **figures (I-16 a I-19)** :

- Les **figures (I-16) et (I-17)** présentent la réponse dynamique lors du démarrage sous-alimentation réseau triphasé.
- Les **figures (I-18 et I-19)** montrent la réponse de la machine lorsqu'elle est alimentée par l'onduleur.

Pour évaluer la robustesse du système, un couple résistant nominal de **5 N.m** est appliqué après **2 secondes** de fonctionnement.

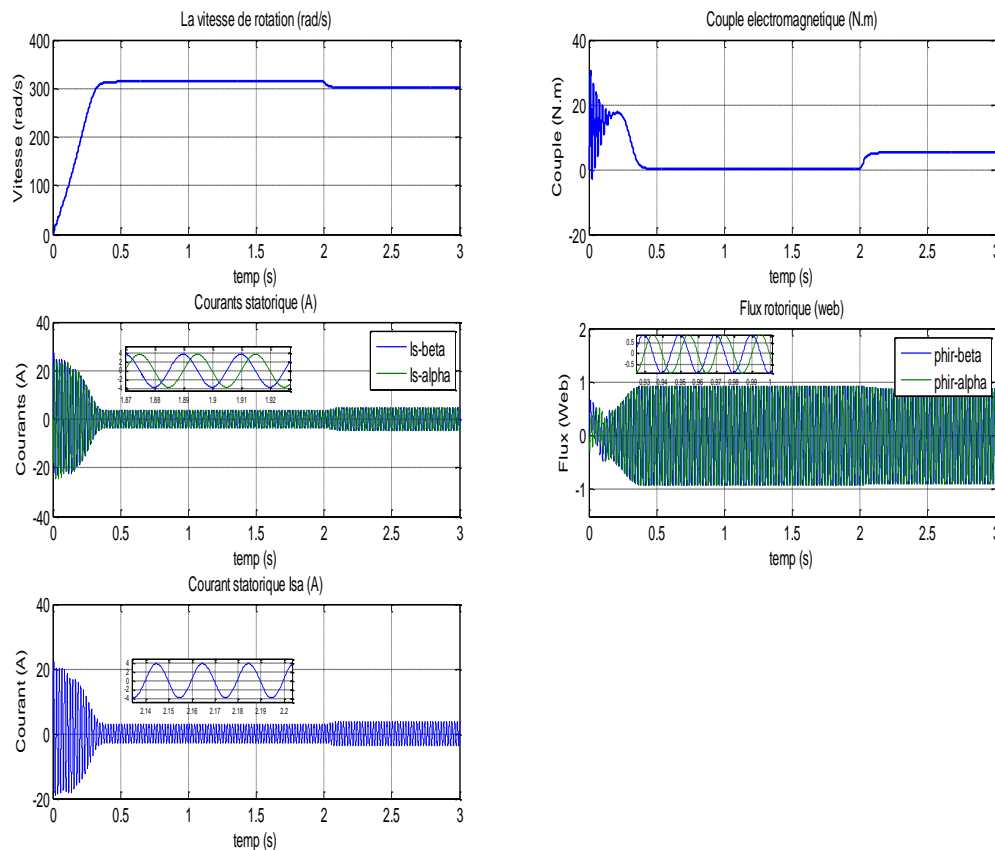


Figure.I-16: Machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré. Démarrage à vide dans le référentielle (α , β) et insertion du couple nominal à partir de la deuxième seconde

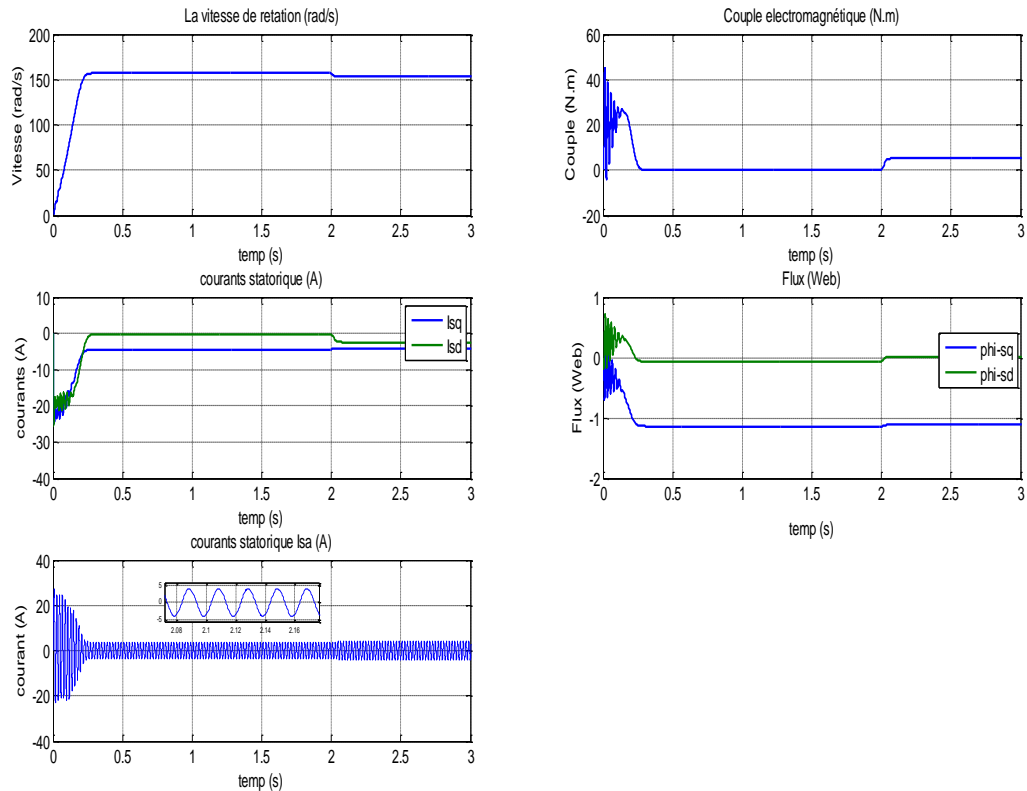


Figure.I-17: Machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré. Démarrage à vide dans le Référentielle (d, q) et insertion du couple nominal à partir de la deuxième seconde

I.5.1. Analyse et interprétation des résultats obtenus sans utilisation d'un onduleur de tension

Les courbes résultantes traduisent le comportement simulé de la machine asynchrone lors de sa mise en marche, tant en régime à vide qu'en charge. Sous-alimentation par un réseau triphasé, avec l'application d'un couple résistant nominal $C_r=5 \text{ N.m}$, les courbes de simulation révèlent que la durée du régime transitoire est d'environ 0,4 s dans le référentiel (α, β) , contre 0,25 s dans le référentiel (d, q).

Durant la phase transitoire, l'alimentation directe par le réseau triphasé engendre un appel de courant important, atteignant environ 27 A, soit près de sept fois le courant nominal de la machine. Cette surtension s'accompagne d'un couple électromagnétique élevé au démarrage, qui tend à s'annuler progressivement à mesure que le système atteint le régime permanent. Par ailleurs, la vitesse angulaire évolue rapidement pour se stabiliser autour de 157 rad/s dans les deux référentiels (α, β) et (d, q), traduisant une convergence cohérente et stable du système.

Le flux dans le référentiel (α, β) , qui est fixe par rapport au stator alors le flux tourne à une certaine fréquence (celle du rotor ou stator) et ses composantes $(\varphi_\alpha, \varphi_\beta)$ sont sinusoïdalement variables dans le temps.

Pour le flux dans le référentielle (d, q) puisque qui tourne à la même vitesse que le champ tournant magnétique, le flux devient constant ou presque en régime établi.

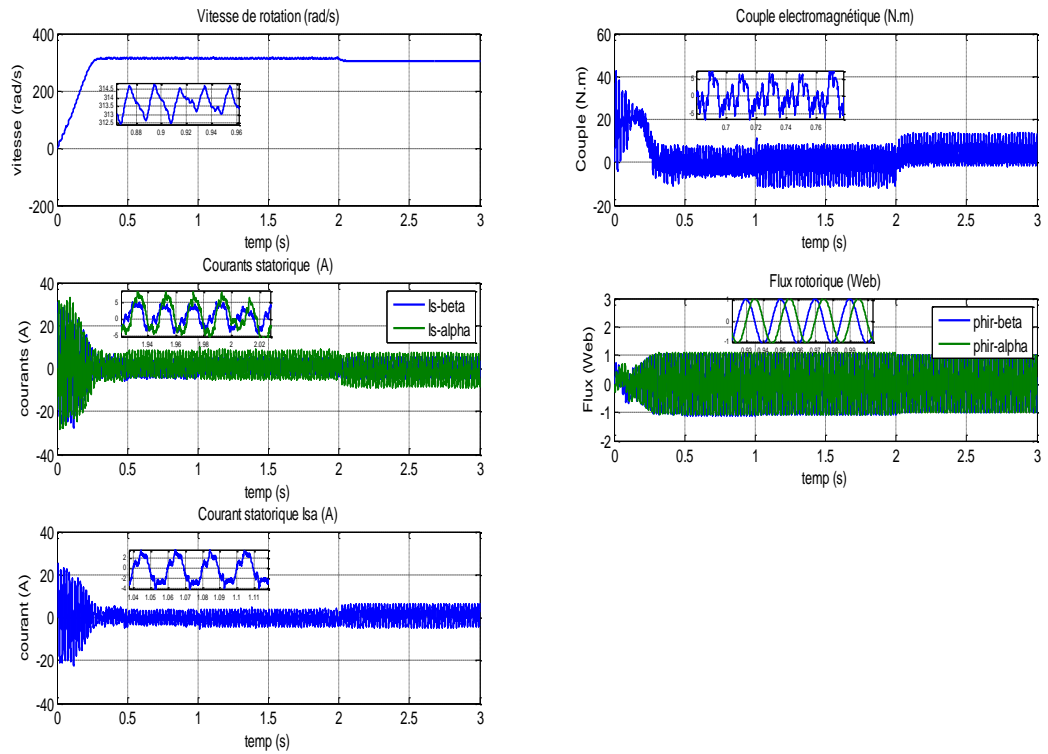


Figure.I-18: Machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension. Démarrage à vide dans le référentielle (α, β) et insertion du couple nominal à partir de la deuxième seconde

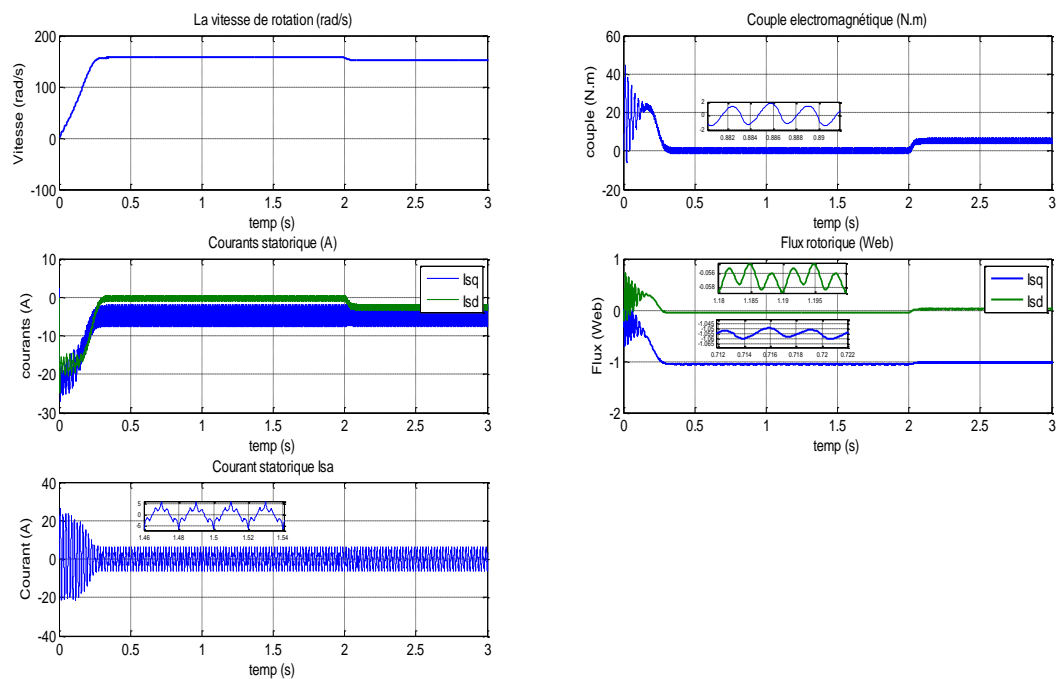


Figure.I-19: Machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré. Démarrage à vide dans le Référentielle (d, q) et insertion du couple nominal à partir de la deuxième seconde

I.5.2. Analyse et interprétation des résultats en présence d'un onduleur de tension

Dans le cas où la machine asynchrone est commandée via un onduleur de tension, les résultats obtenus présentent des similitudes notables avec ceux observés sous-alimentation directe par un réseau triphasé équilibré. En effet, un appel de courant important est enregistré au démarrage, atteignant près de sept fois la valeur nominale. De même, le couple électromagnétique initial est significatif, ce qui témoigne d'un comportement dynamique comparable dans les deux configurations d'alimentation, C'est à cause de présence de l'onduleur de tension.

À l'instant $t=2$ s, l'application d'un couple résistant nominal entraîne une augmentation du courant statorique jusqu'à atteindre sa valeur nominale. Parallèlement, la vitesse de rotation diminue légèrement afin d'établir le glissement nominal requis. En réponse, le couple électromagnétique s'ajuste progressivement pour atteindre la valeur imposée de 5 N·m, assurant ainsi l'équilibre mécanique du système.

On observe également l'apparition d'un régime transitoire de courte durée immédiatement après l'application du couple résistant, particulièrement marqué dans le cas de l'alimentation via onduleur. Ce régime est accompagné de légères ondulations autour des valeurs de fonctionnement, affectant le couple électromagnétique, la vitesse de rotation ainsi que le flux. Ces perturbations sont principalement dues à la nature de l'alimentation par onduleur, qui introduit des harmoniques d'ordre supérieur dans la tension appliquée, ce qui influe directement sur le comportement dynamique de la machine.

I.5.3. comparaison entre les référentielle (α, β) et (d, q)

A travers l'analyse des courbes représentées dans le référentiel (α, β) , on remarque que les signaux des courants et du flux conservent une nature alternative (AC) même en régime permanent, ce qui rend le processus de commande et de régulation plus complexe en raison des oscillations persistantes. En revanche, le référentiel (d, q) présente un comportement plus stable, où les signaux se transforment en formes quasi constantes (DC) après la phase de démarrage, ce qui facilite grandement la régulation des courants et du flux à l'aide d'un correcteur simple et fixe.

C'est pour ces raisons que nous avons opté pour le référentiel (d, q) , car il permet de convertir les signaux alternatifs en signaux constants (DC). Cela se traduit par une réduction substantielle de la complexité associée au pilotage et à la stabilisation du système.

I.6. Conclusion

Ce chapitre a porté sur l'élaboration du modèle de la machine asynchrone à partir de ses équations électromagnétiques fondamentales. Dans cette optique, les transformations de Park et de Concordia ont été mises en œuvre afin de transposer le système triphasé initial vers des référentiels tournants ou orthogonaux, offrant ainsi un cadre d'analyse plus adapté aux exigences de la commande vectorielle et à la simplification du comportement dynamique de la machine. Notamment les repères (α, β) et (d, q) , ce qui facilite considérablement l'analyse dynamique ainsi que la mise en œuvre des stratégies de commande vectorielle.

La modélisation de la machine asynchrone a par la suite été formalisée dans un repère de référence judicieusement choisi, permettant une représentation cohérente et simplifiée de ses équations dynamiques, aussi appelé référentiel non ondulateur (l'ondulateur), qui offre une représentation plus intuitive du comportement statorique sans recours à une rotation de repère.

Enfin, une série de simulations a été réalisée afin de comparer le comportement dynamique de la machine dans les deux repères et. Les résultats obtenus ont mis en évidence les avantages et les limites de chaque approche, soulignant notamment la simplicité d'analyse dans le repère et la précision du suivi dans le repère.

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE

ASYNCHRONE

II.1. Introduction

À la différence du modèle de la machine à courant continu, celui de la machine asynchrone met en évidence une interaction complexe entre les grandeurs électriques et magnétique entre le courant impliqué dans la génération du couple électromagnétique et celui qui produit le flux magnétique, ce qui rend le processus de commande plus complexe.

Diverses stratégies de commande ont été développées pour gérer cette complexité, notamment la commande scalaire, aussi désignée par la technique à rapport tension/fréquence constant (V/f). Cette approche repose sur le maintien d'un rapport constant entre la tension appliquée et la fréquence de l'alimentation, le principal inconvénient de cette méthode est qu'il devient impossible de maintenir un couple constant lorsque la vitesse est faible. Bien qu'il existe d'autres méthodes, elles restent toutes limitées. [1]

En 1972, Blaschke a introduit une méthode innovante pour le contrôle des machines à courant alternatif, désignée sous le nom de commande vectorielle (Vector Control - VC), Cette technique vise à reproduire le comportement dynamique de la machine asynchrone en le rapprochant de celui d'une machine à courant continu, en assurant une séparation nette entre la génération du flux magnétique et la production du couple électromagnétique. [12]

Le principal défi dans toute commande réside dans la gestion de l'évolution des courants, qui reflètent le couple, particulièrement durant les régimes transitoires, qui sont la principale Les défaillances des machines électriques résultent souvent d'une mauvaise gestion de leur commande. Une fois cette dernière assurée à l'aide de boucles internes de régulation (généralement pour le flux et le couple), une boucle de régulation externe est introduite pour contrôler la vitesse, voire la position dans certaines applications telles que la robotique. Cela conduit à une architecture de commande en cascade, adaptée au pilotage précis de la machine. [12]

II.2. Fondements de la stratégie de commande orientée selon le flux

Cette stratégie de commande vise à reformuler l'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone de manière à la rendre analogue à celle observée dans le modèle de la machine à courant continu, ce qui permet de simplifier son contrôle vectoriel. L'objectif est de simplifier le modèle dynamique pour faciliter la commande indépendante du couple et du flux.

On peut identifier trois principales variantes de la commande vectorielle orientée flux, en fonction du type de flux choisi comme référence :

1. Commande vectorielle orientée selon le flux rotorique
2. Commande vectorielle orientée selon le flux statorique
3. Commande vectorielle orientée selon le flux de magnétisation

Parmi ces approches, la méthode la plus couramment utilisée reste celle orientée selon le flux rotorique, en raison de sa capacité à assurer un découplage efficace entre le couple et le flux. Cette caractéristique facilite la commande et améliore les performances dynamiques de la machine, notamment lors de variations rapides de la charge ou des consignes de vitesse, dans le cas d'une machine asynchrone non saturée, les équations du couple et du flux deviennent complètement découplées, ce qui facilite un contrôle précis du couple électromagnétique. [16]

II.2.1. Commande vectorielle orientée selon le flux rotorique

Dans le cas de la machine à courant continu (MCC), le découplage entre le flux et le couple s'effectue de manière naturelle, comme l'illustre la relation suivante :

$$C_e -_{mcc} = k_t I_a I_f \quad \text{II.1}$$

K_t : représente la constante de couple.

I_f : désigne le courant d'excitation, responsable de la génération du flux.

I_a : correspond au courant d'induit, à l'origine du couple électromagnétique.

En s'inspirant de la séparation fonctionnelle caractéristique de la machine à courant continu, il est possible de formuler le couple électromagnétique de la machine asynchrone (MAS) sous une forme scalaire, en le reliant au flux rotorique et au courant statorique, selon l'expression suivante :

$$C_{em-MAS} = p \left(\frac{M}{L_r} \right) (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad \text{II.2}$$

Il apparaît clairement que lorsque la composante quadrature du flux rotorique est annulée, c'est-à-dire $\varphi_{rq}=0$ la structure du couple électromagnétique devient analogue à celle observée dans une machine à courant continu. Cette similitude permet de reproduire un découplage fonctionnel entre le flux et le couple dans la MAS, comme le montre la Figure (II-1), en supposant une orientation du flux parfaitement alignée avec l'axe direct, ce qui facilite considérablement la commande :

$$C_{em-MAS} = p \left(\frac{M}{L_r} \right) \varphi_{rd} i_{sq} ; \quad k_t = p \left(\frac{M}{L_r} \right) \quad \text{II.3}$$

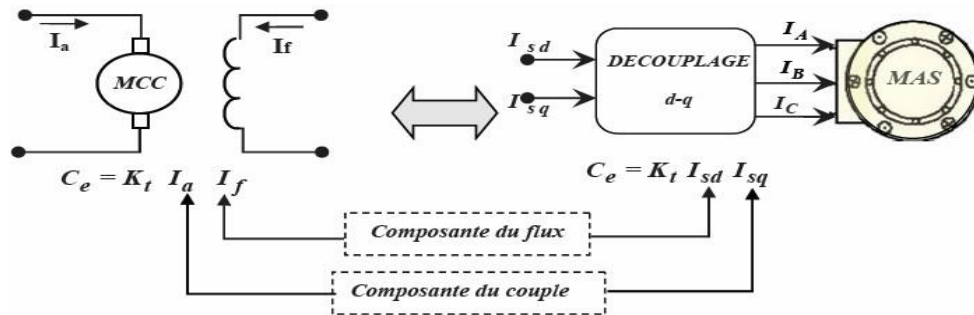


Figure II-1 : Comparaison du découplage couple-flux entre la machine à courant continu (MCC) et la machine asynchrone (MAS) [13]

Sous l'hypothèse repose sur le principe de commande FOC pour la MAS, qui consiste à Aligner l'axe direct d avec la direction du flux rotorique total, comme illustré dans la Figure

$$(II-2) : \quad \begin{cases} \varphi_{rq} = 0 \\ \varphi_{rd} = \varphi_r \end{cases} \quad \text{II.4}$$

$$C_{em-MAS} = p \left(\frac{M}{L_r} \right) \varphi_{rd} i_{sq} \quad ; \quad k_t = p \left(\frac{M}{L_r} \right)$$

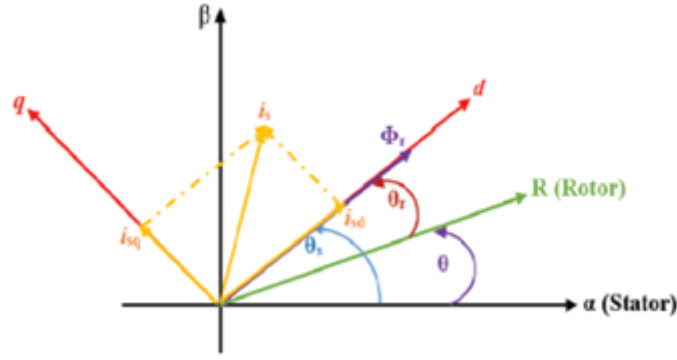


Figure II-2 : Orientation du flux rotorique selon la direction souhaitée de l'axe direct d

Les équations de tension au niveau du rotor, données précédemment par les expressions (I.14) , se transforment suite à l'application du principe de la commande vectorielle comme suit :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_r + \varphi_{rd} \end{cases} \quad \text{II.5}$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad \text{II.6}$$

En prenant les courants statoriques, qui peuvent être mesurés, ainsi que les flux rotoriques, susceptibles d'être estimés, comme variables d'état du système. Les expressions des flux statoriques peuvent être obtenues à partir des équations de couplage suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = 6 L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = 6 L_s i_{sq} \end{cases} \quad \text{II.7}$$

Le flux rotorique peut alors être estimé à partir de la dynamique suivante :

$$T_r \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \varphi_{rd} = M i_{sd}$$

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: représente le coefficient de dispersion de Blondel, qui traduit le degré de couplage magnétique entre le stator et le rotor

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps rotorique, caractérisant la réponse dynamique du circuit rotorique.

La pulsation de glissement peut ainsi être formulée par l'expression suivante :

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}}$$

La pulsation statorique s'exprime comme suit :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}}$$

Enfin, la position statorique θ_s , qui définit l'orientation de l'axe d , est obtenue par l'intégration de la pulsation statorique :

$$\theta_s = \int \omega_s(t) dt$$

En adoptant le principe de la commande vectorielle, et sous les conditions ($\omega_{rq} = 0$, $\omega_{rd} = \omega_r$) Le modèle dynamique de la machine asynchrone (MAS) peut être exprimé sous une forme simplifiée comme suit

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_r \quad \text{II.8}$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq} + \frac{M}{L_r^2} \omega \varphi_r \quad \text{II.9}$$

$$T_r \frac{d}{dt} \varphi_r + \varphi_r = M i_{sd} \quad \text{II.10}$$

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_r} \quad \text{II.11}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f(\Omega) = C_e - C_r \quad \text{II.12}$$

Ces équations peuvent être exploitées telles quels pour mettre en œuvre la commande vectorielle orientée flux dans les machines asynchrones alimentées en tension.

Cependant, les tensions V_{sd} et V_{sq} influencent simultanément les courants i_{sd} et i_{sq} , ce qui affecte à la fois le flux magnétique et le couple électromagnétique

Ainsi, comme le montre la Figure (II-3), il devient nécessaire d'introduire un mécanisme de découplage, afin de permettre une régulation indépendante et stable des deux grandeurs. [12]

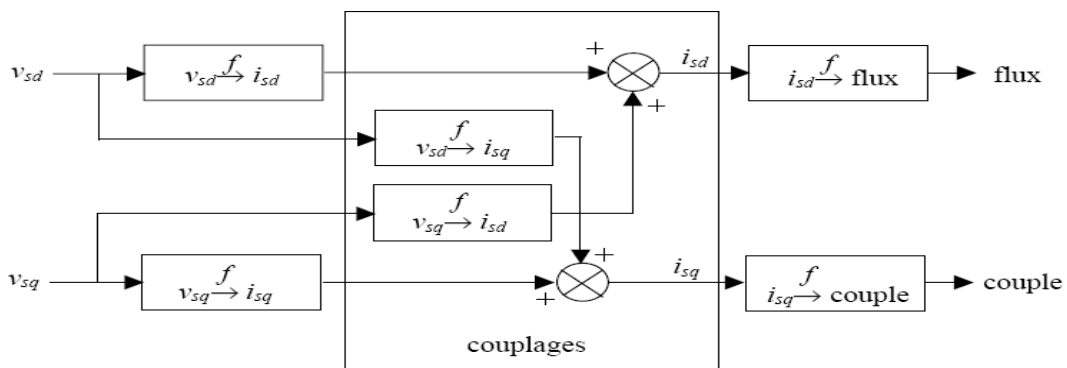


Figure II-3 : Description du couplage.

II.2.1.1. Découplage entrée-sortie

Ce découplage vise principalement à limiter l'influence d'une variable d'entrée à une seule variable de sortie. Cela permet de modéliser le système global comme un ensemble de sous-systèmes monovariabiles fonctionnant en parallèle, rendant ainsi les actions de commande

indépendantes les unes des autres. Plusieurs approches de découplage utilisant des régulateurs ont été développées, notamment la méthode de découplage par compensation [15]

a. Découplage basé sur la compensation

Dans le but d'éliminer l'effet de couplage entre les équations de tension V_{sd} et V_{sq} , une stratégie de compensation est mise en œuvre. Celle-ci repose sur une régulation simplifiée où les termes de couplage sont initialement négligés, puis réintégrés de manière précise à la sortie des régulateurs de courant afin de produire les tensions de référence. Ces termes de compensation sont formulés de manière à assurer une dynamique de premier ordre entre les tensions résultantes et les composantes du courant statorique, garantissant ainsi un contrôle précis et découplé de chaque axe. [12]

Nous définissons deux nouvelles variables de courant V_{sd}^r et V_{sq}^r , telles que :

$$V_{sd} = V_{sd}^r - e_{sd} \text{ et } V_{sq} = V_{sq}^r - e_{sq} \quad \text{II.13}$$

$$\text{Et :} \quad i_{sd} = \frac{1}{L_m} T_r \frac{d}{dt} \varphi_r + \varphi_r \quad \text{II.14}$$

En Remplace L'équation II.14) dans II.8) :

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + R_s i_{sd} + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \left(\frac{1}{L_m} T_r \frac{d}{dt} \varphi_r + \varphi_r \right) - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_r$$

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + R_s i_{sd} + R_r \frac{M}{L_r^2} \left(T_r \frac{d}{dt} \varphi_r + \varphi_r \right) - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_r$$

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + R_s i_{sd} + R_r \frac{M}{L_r^2} T_r \frac{d}{dt} \varphi_r + R_r \frac{M}{L_r^2} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_r$$

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + R_s i_{sd} + R_r \frac{M}{L_r^2} T_r \frac{d}{dt} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq}$$

$$\text{On a : } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Donc :

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + R_s i_{sd} + R_r \frac{M}{L_r^2} \frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq}$$

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + R_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \quad \text{II.15}$$

$$\begin{cases} e_{sd} = \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ e_{sq} = \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad \text{II.16}$$

Et

$$\begin{cases} V_{sd}^r = R_s i_{sd} + 6 L_s \frac{d}{dt} i_{sd} \\ V_{sq}^r = R_s i_{sq} + 6 L_s \frac{d}{dt} i_{sq} \end{cases} \quad \text{II.17}$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont reconstruites à partir des références V_{sd}^r et V_{sq}^r , comme présenté dans la Figure (II-4)

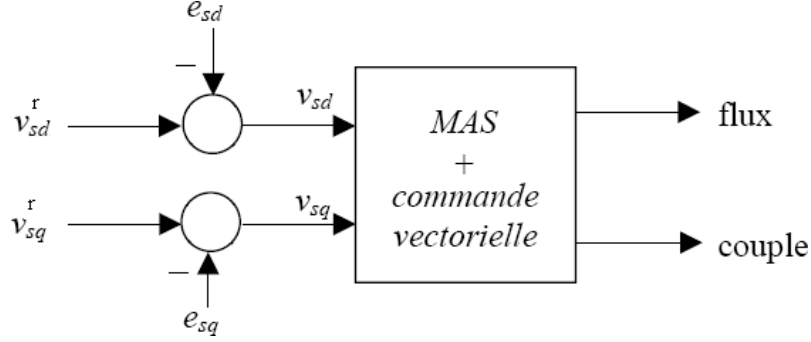


Figure II-4 : Synthèse des tensions V_{sd} et V_{sq} à partir des composantes de référence

De cette manière, un nouveau système est défini, pour lequel :

$$\begin{cases} v_{sd} = 6 L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + R_s i_{sd} \\ v_{sq} = 6 L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + R_s i_{sq} \end{cases} \quad \text{II.18}$$

$$\begin{cases} V_{sd}^r = R_s i_{sd} + 6 L_s s i_{sd} \\ V_{sq}^r = R_s i_{sq} + 6 L_s s i_{sq} \end{cases} \quad \text{II.19}$$

Les actions sur les axes d et q sont ainsi rendues indépendantes grâce au découplage.

La Figure (II-5) présente une stratégie de découplage reposant sur l'injection de tensions symétriques, mais de signes contraires, à la sortie des régulateurs de courant. Cette approche a pour objectif de dissocier les boucles de régulation liées aux axes direct (d) et quadrature (q), permettant ainsi une commande indépendante et plus efficace de chaque composante.

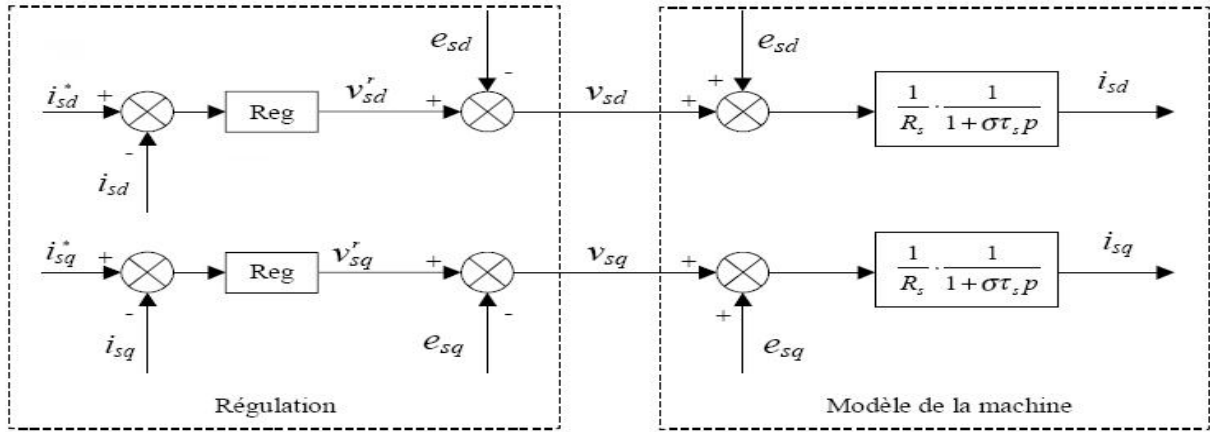


Figure II-5 : Stratégie de découplage par ajout des termes de compensation e_{sd} et e_{sq}

On obtient ainsi un schéma bloc unifié et identique pour les deux axes, comme illustré dans la Figure (II-6)

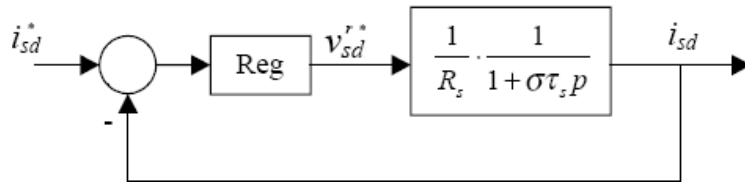


Figure II-6 : Boucle de régulation i_{sq} d'après découplage

b. Problématiques associées à la stratégie de découplage

Le découplage peut introduire un risque d'instabilité en présence de variations des paramètres du modèle, compromettant ainsi la robustesse de la stratégie de commande. Dans le contexte de notre étude, si la stratégie de commande est correctement mise en œuvre, ce risque peut être atténué, toute modification d'une entrée n'affecte pas l'autre sortie. Cependant, une compensation incorrecte pourrait entraîner une variation de cette sortie dans une direction qui renforcerait l'action, provoquant ainsi une divergence du système. Une solution possible consiste à réduire ce risque par un choix préalable de gains faibles dans les compensations. [15]

II.2.1.2. Schéma du principe de la commande vectorielle

Le schéma est issu à la fois du modèle de la machine et des équations utilisées pour le découplage. La position θ_s représentant l'orientation de l'axe d par rapport au stator, est déterminée par l'intégration de la pulsation statorique ω_s Figure (II-7)

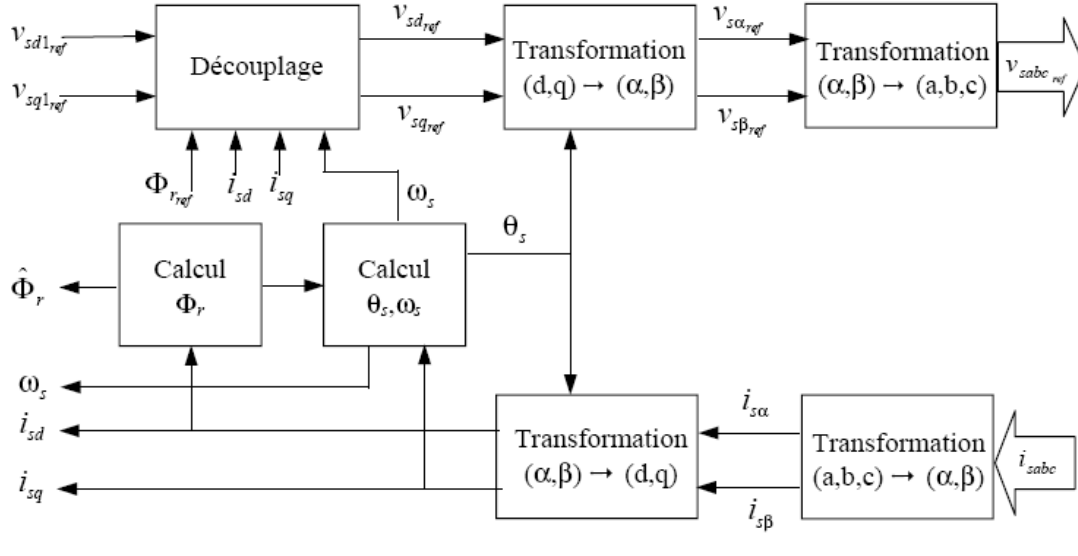


Figure II-7 : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle

II.2.1.3. Évaluation des grandeurs internes de la machine ϕ_r et ω_s et θ_s

Les variables d'état, notamment le flux rotorique, la pulsation statorique ainsi que la position de l'axe de référence, occupent une place essentielle dans le processus de commande, car elles déterminent directement la précision et la stabilité de la régulation requise pour une commande vectorielle efficace. Cependant, leur mesure directe s'avère souvent complexe, voire impraticable, en raison de contraintes techniques ou économiques.

Pour pallier cette limitation, ces grandeurs sont reconstruites à l'aide d'estimateurs ou d'observateurs adaptés :

- **Les estimateurs en boucle ouverte :** basés sur une modélisation statique ou dynamique de la machine (telle que la représentation de Park)
- **Les observateurs en boucle fermée :** qui améliorent la précision en corrigeant les variables estimées à partir des écarts observés

Le Flux Rotorique $\hat{\phi}_r$ peut ainsi être estimé par l'expression suivante :

$$\hat{\phi}_r = \frac{M}{1+T_r S} i_{sd}$$

Concernant la pulsation statorique ω_s , celle-ci est déterminée à l'aide de la relation suivante

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M i_{sq}}{T_r \hat{\phi}_r}$$

Enfin, la position de l'axe statorique θ_s est obtenue par l'intégration de ω_s , selon :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s$$

Cette approche d'estimation permet d'alimenter le système de commande vectorielle avec des variables précises et dynamiques, assurant ainsi une régulation optimale du comportement de la machine asynchrone, aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire.

II.2.1.4. Bloc de défluxage

Le rendement optimal de la machine asynchrone, quelle que soit la vitesse de fonctionnement, repose principalement sur l'action d'un bloc de défluxage, comme illustré dans la Figure (II-8). Ce bloc est caractérisé par la fonction non linéaire suivante [16] :

$$\begin{cases} \phi_r = \phi_{rnom} & \text{Si } \Omega < \Omega_{nom} \\ \phi_r = \frac{\phi_{rnom}}{\Omega} & \text{Si } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases}$$

Avec : Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale

ϕ_{rnom} : Flux rotorique nominal.

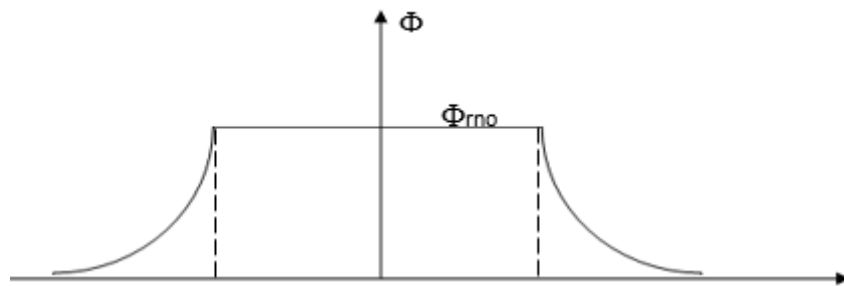


Figure II-8 : bloc de défluxage

II.3. Les principales variantes de la commande vectorielle

Deux approches principales sont couramment utilisées dans les travaux de recherche : la première, appelée méthode directe, a été introduite par F. Blaschke, tandis que la seconde, désignée sous le nom de méthode indirecte, a été développée par K. Hasse.

II.3.1. Commande Vectoriel Directe

La commande vectorielle directe représente une méthode avancée de régulation appliquée aux machines asynchrones, permettant un contrôle précis du flux et du couple, reposant sur une maîtrise rigoureuse du flux rotorique, aussi bien en module qu'en position, et ce, quel que soit le régime de fonctionnement (permanent ou transitoire). Cette méthode impose une reconstruction précise de l'état du flux à partir de grandeurs aisément mesurables telles que les courants statoriques, les tensions et la vitesse de rotation.

Pour atteindre cet objectif, des estimateurs de flux sophistiqués sont employés, permettant une estimation en temps réel, indispensable au découplage efficace entre le contrôle du couple et celui du flux. L'architecture de commande repose ainsi sur une

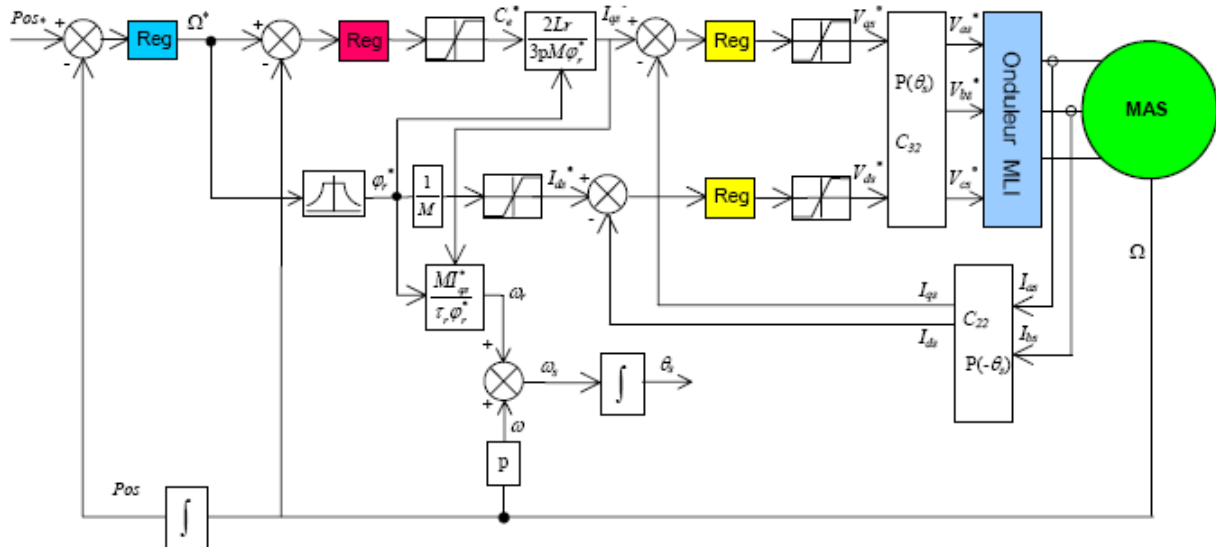


Figure II-10 : Commande Vectorielle indirect

II.4. La Régulation

Dans le cadre de cette étude, des régulateurs à action proportionnelle-intégrale (PI) seront utilisés.

Couramment employés dans la commande des machines électriques, ces régulateurs combinent deux effets complémentaires : [15]

L'action proportionnelle (P) assure une réponse rapide du système.

L'action intégrale (I) élimine l'erreur statique en régime permanent, garantissant ainsi une précision accrue de la régulation.

II.4. 1. Conception et réglage des régulateurs PI

Soit le signal de référence Y_t^* à suivre Y_t , et la sortie du système à réguler. Figure(II-11)

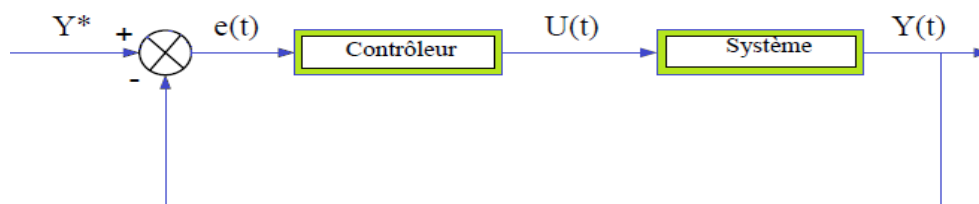


Figure II-11 : Schéma fonctionnel de la régulation à l'aide d'un correcteur PI

La loi de commande associée s'écrit comme suit :

$$U(t) = K_p e(t) + k_i \int e(t)$$

II.4.2. Caractéristiques des Régulateurs

a. La Stabilité : Un système en boucle fermée doit impérativement garantir la stabilité de l'ensemble. Pour cela, la réponse du régulateur doit être suffisamment énergique pour corriger l'erreur, mais sans excès. Une correction trop agressive ou trop lente peut compromettre l'équilibre dynamique du système, entraînant des oscillations ou une instabilité.

b. La Rapidité : Un bon système de régulation doit pouvoir réagir promptement aux variations de consigne (mode poursuite), tout en compensant efficacement les perturbations extérieures (mode régulation). Le temps de réponse dépend fortement de l'inertie du processus contrôlé, et doit être minimisé sans compromettre la stabilité

c. La Précision : L'exactitude de la régulation repose essentiellement sur l'action intégrale du régulateur. L'ajout d'un intégrateur dans la boucle permet d'annuler l'erreur statique en régime permanent, garantissant ainsi un suivi fidèle de la consigne.[13]

II.5. Synthèse des boucles des régulations

Les correcteurs mis en œuvre sont de type proportionnel-intégral (PI). Leur représentation en fonction de transfert s'exprime selon la forme suivante [8] :

$$W(p) = \frac{K}{\tau s} (1 + \tau s)$$

II.5.1. Boucle de régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de vitesse est présenté dans la Figure (II-12) :

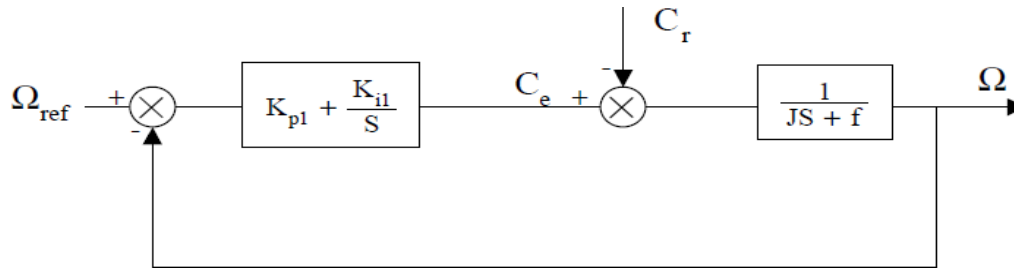


Figure II-12 : Représentation bloc du système de régulation de la vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF), dans le cas où le couple résistant $C_r = 0$, s'écrit comme suit :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\frac{K_p}{k_i} + 1}{\frac{1}{k_i} S^2 + \frac{K_p + f}{k_i} S + 1} \quad \text{II.20}$$

Sous forme d'un système d'ordre 2 :

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega n^2} S^2 + \frac{2\xi}{\omega n} S + 1} \quad \text{II.21}$$

À comparer avec la forme canonique d'un système du second ordre, dont la réponse indicielle est bien connue :

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad \text{II.22}$$

$$\frac{K_p + f}{k_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad \text{II.23}$$

En considérant un amortissement critique $\xi=1$ et une pulsation naturelle ω_n donnée, l'expression devient alors :

$$K_i = J \omega_n^2 \quad \text{II.24}$$

$$k_p = k_i * \frac{2\xi}{\omega_n} - f \quad \text{II.25}$$

II.5.2. Boucle de régulation du flux

La régulation du flux est assurée par le pilotage de la composante directe i_{sd} du courant statorique. Le schéma bloc illustrant ce principe est présenté à Figure (II-13)

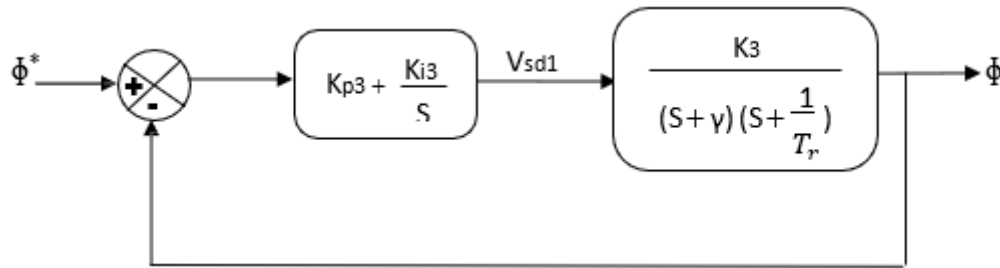


Figure II-13 : Représentation bloc de la régulation du flux

La compensation des pôles conduit à l'expression suivante :

$$\frac{K_i}{K_{p3}} = \frac{1}{T_r} \quad \text{II.26}$$

La fonction de transfert à boucle ouverte (FTBO) du système peut être formulée de la manière suivante :

$$\text{FTBO}(S) = \frac{K_{p3} * K3}{S(S + \gamma)} \quad \text{II.27}$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée (FTBF) s'écrit comme suit :

$$\text{FTBF}(S) = \frac{1}{k_{p3} * K3} s^2 + \frac{\gamma}{k_{p3} * K3} s + 1 \quad \text{II.28}$$

Que l'on cherche à identifier avec la forme canonique d'un système du second ordre. Pour cela, il convient de résoudre le système suivant :

$$\frac{1}{k_{p3} * K3} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad \text{II.29}$$

$$\frac{y}{k_{p3} * K3} = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad \text{II.30}$$

Ainsi, les paramètres du régulateur de flux sont déterminés comme suit :

$$Kp3 = \frac{y^2}{K3(2\xi)^2} \quad \text{II.31}$$

$$Ki3 = \frac{Kp3}{T_r} \quad \text{II.32}$$

II.5.3. Boucle de régulation du courant i_{sd}

Le schéma de cette boucle est présenté dans la Figure (II-14) :

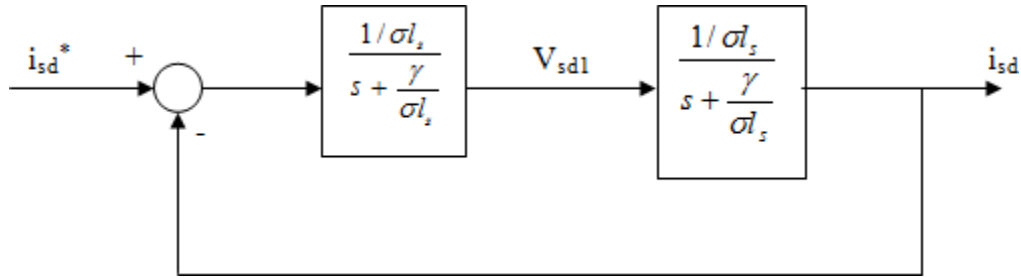


Figure II-14 : Représentation fonctionnelle du régulateur de i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) se présente comme suit :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}} \frac{1}{\sigma L_s}}{s + \frac{\gamma}{\sigma L_s}} \quad \text{II.33}$$

Compensons-le pole $s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}} \frac{1}{\sigma L_s}$ par $s + \frac{\gamma}{\sigma L_s}$, Ce qui conduit à la condition suivante :

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{\gamma}{\sigma L_s} \quad \text{II.34}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) prend alors la forme suivante :

$$F_{isd} = \frac{K_{p1}}{\sigma L_s} \quad \text{II.35}$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) s'exprime alors comme suit :

$$G_{isd} = \frac{F i_{sd}}{1 + F i_{sd}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{k_{p1}} + 1} \quad \text{II.36}$$

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad \text{II.37}$$

Il en résulte une réponse de premier ordre, définie par une constante de temps $\tau = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}}$.
Pour un temps de réponse à 5 % désigné par t_{rep1} ,

$$3\tau = t_{rep1} (5\%) \quad \text{II.38}$$

$$3 \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} = t_{rep1}(5\%) \quad \text{II.39}$$

$$K_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep}(5\%)} \quad \text{II.40}$$

Et, d'après l'équation (II.34)

$$\text{Avec :} \quad y = R_s + \frac{M^2}{t_r L_r} \quad \text{II.41}$$

II.5.4. Régulation du courant i_{sq} en boucle fermée

illustre le schéma bloc associé à la régulation de la composante en quadrature du courant statorique :

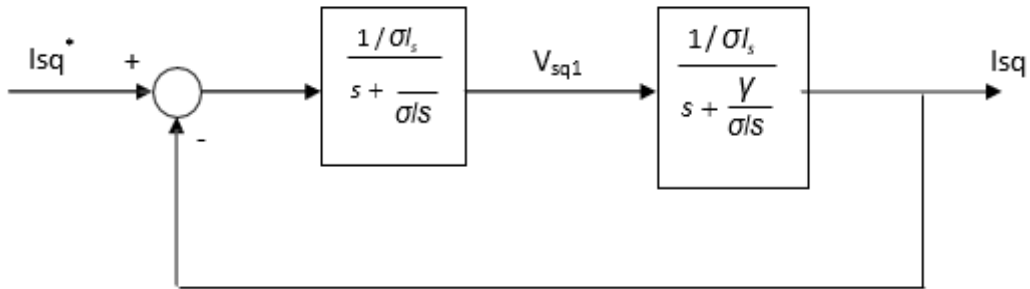


Figure II-15 : Régulation en boucle de i_{sq} par schéma bloc

On remarque que le courant i_{sq} présente la même dynamique que i_{sd} , ce qui conduit à l'utilisation des mêmes paramètres de régulation que précédemment

$$k_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep}(5\%)} \quad \text{II.42}$$

$$k_{I2} = \frac{3\gamma}{t_{rep2}(5\%)} \quad \text{II.43}$$

II.6. Commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse (Sans Sensorles)

Le pilotage autonome d'une machine asynchrone nécessite la détermination de la position électrique du rotor, généralement obtenue par un capteur mécanique (Hall, codeur, résolveur). Cependant, ces capteurs augmentent le coût, l'encombrement et réduisent la fiabilité du système, surtout pour les machines compactes. La position électrique du rotor est nécessaire, à cause des contraintes de montage et de calage.

L'usage de capteurs mécaniques réduit la fiabilité du système, en raison de la maintenance requise et de la complexité ajoutée. De plus, elle engendre un surcoût. Ces limitations ont conduit au développement de techniques de commande sans capteur mécanique.[17]

II.6.1. Technique MRAS

La technique MRAS (système adaptatif à modèle de référence) vise à estimer une grandeur. Cela se fait en comparant Deux modèles sont considérés : un modèle de référence, indépendant de la grandeur à estimer, et un modèle ajustable, qui en dépend. L'erreur entre leurs sorties permet d'adapter l'estimation.

Pour la machine asynchrone, la première application de la technique MRAS, proposée par Schauder En 1992, une approche a été proposée utilisant le modèle de tension du stator comme modèle de référence, et celui du courant rotorique comme modèle ajustable.[12]

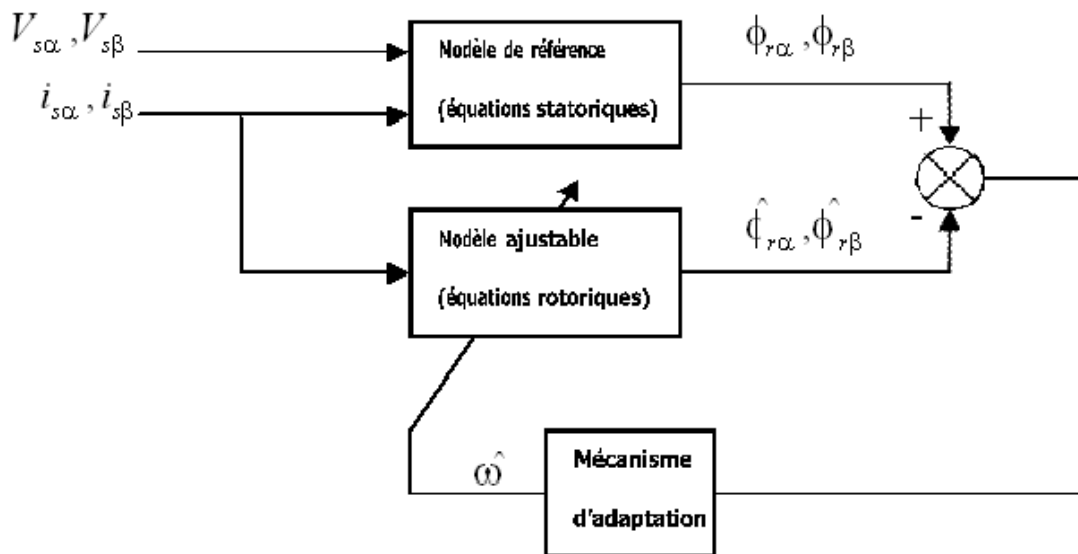


Figure II-16 : Structure de l'estimateur MRAS

II.6.2. Description de l'estimateur MRAS

II.6.2.1. Modèle de référence : L'objectif de ce modèle est d'estimer les composantes du flux rotorique à partir des mesures des courants et des tensions statoriques. Cette estimation s'appuie sur les équations de courant de la machine asynchrone (MAS), formulées uniquement en fonction de grandeurs mesurables, sans dépendance directe vis-à-

vis de la vitesse. Ainsi, cette approche repose essentiellement sur les équations rotoriques de la machine.[12]

A partir les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \\ \varphi_s = L_s \cdot I_s + M \cdot I_r \\ \varphi_r = L_r \cdot I_r + M \cdot I_s \end{cases} \quad \text{I.44}$$

Le courant rotorique i_r est déduit à partir de l'équation du flux rotorique φ_r

$$I_r = \frac{\varphi_r - M \cdot I_s}{L_r} \quad \text{I.45}$$

En introduisant l'équation (I.50) dans celle du flux statorique φ_s , on obtient :

$$\varphi_s = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) I_s + \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_r \quad \text{I.46}$$

En dérive l'équation de (φ_s)

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{dI_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} \quad \text{I.47}$$

Introduisons l'équation I.53 dans l'équation de tension statorique (V_s) nous obtenons une expression reliant les grandeurs recherchées :

$$\begin{cases} V_s = R_s \cdot I_s + L_s \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{dI_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} \\ V_s = R_s \cdot I_s + \sigma L_s \cdot \frac{dI_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} \end{cases} \quad \text{I.48}$$

De là, nous déduisons l'équation de flux référence (φ_{ref}).

$$\frac{d\varphi_{ref}}{dt} = \frac{L_r}{M} \cdot (V_s - R_s \cdot I_s - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_s}{dt}) \quad \text{I.49}$$

On peut ainsi établir le modèle de référence suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_r \alpha}{dt} = \frac{L_r}{M} \cdot (V_s - R_s \cdot I_s \alpha - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_s \alpha}{dt}) \\ \frac{d\varphi_r \beta}{dt} = \frac{L_r}{M} \cdot (V_s - R_s \cdot I_s \beta - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_s \beta}{dt}) \end{cases} \quad \text{I.50}$$

II.6.2.2. Modèle ajustable : Ce modèle présente une dépendance explicite à la vitesse de la machine et s'appuie sur les équations rotoriques caractérisant le comportement de la machine asynchrone.

À partir des équations suivantes, le modèle ajustable peut être formulé :

$$\begin{cases} 0 = Vr = Rr.Ir + \frac{d\varphi r}{dt} - \omega.\varphi r \\ \varphi r = Lr.Ir + M.Is \end{cases} \quad \text{I.51}$$

Nous déduisons le courant Ir de l'équation de flux rotorique (φr).

$$Ir = \frac{\varphi r - M.Is}{Lr} \quad \text{I.52}$$

Introduisons l'équation I.57 dans l'équation de vitesse rotorique (Vr) nous obtenons une expression reliant les grandeurs recherchées :

$$\begin{cases} 0 = Vr = Rr \left(\frac{\varphi r - M.Is}{Lr} \right) + \frac{d\varphi r}{dt} - \omega.\varphi r \\ \frac{d\varphi r}{dt} = \frac{Rr}{Lr} . M.Is - \frac{Rr}{Lr} . \varphi r + \omega.\varphi r \end{cases} \quad \text{I.53}$$

On en déduit ainsi le modèle ajustable suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi r\alpha}{dt} = -\frac{1}{Tr} \varphi^{\wedge} r\alpha - \omega \varphi^{\wedge} r\beta + \frac{M}{Tr} Is\alpha \\ \frac{d\varphi r\beta}{dt} = -\frac{1}{Tr} \varphi^{\wedge} r\beta + \omega \varphi^{\wedge} r\alpha + \frac{M}{Tr} Is\beta \end{cases} \quad \text{I.54}$$

II.6.2.3. Mécanisme d'adaptation : L'activation de ce mécanisme repose sur l'introduction de l'erreur entre φ_r^{ref} et φ_r^{\wedge} , En soustrayant les expressions issues du modèle de référence et du modèle ajustable, on obtient ainsi la relation suivante :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{ref} - \frac{d}{dt} \varphi^{\wedge} r = \frac{d}{dt} e = \left(-\frac{Rr}{Lr} + J\omega \right) \varphi_{ref} - \left(-\frac{Rr}{Lr} + j\omega^{\wedge} \right) \varphi_{-r}^{\wedge} \\ = \left(-\frac{Rr}{Lr} + j\omega \right) (\varphi_{ref} - \varphi_{-r}^{\wedge}) + J(\omega - \omega^{\wedge}) \varphi_{ref}^{\wedge} \\ \frac{d}{dt} e = \left(-\frac{1}{Tr} + J\omega \right) e + J(\omega - \omega^{\wedge}) \varphi_{-r}^{\wedge} \end{cases} \quad \text{I.55}$$

L'équation précédente peut être reformulée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_{\alpha} \\ \frac{d}{dt} e_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Tr} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} + (\omega - \omega^{\wedge}) \begin{bmatrix} -\varphi_{r\alpha}^{\wedge} \\ \varphi_{r\beta}^{\wedge} \end{bmatrix} \quad \text{I.56}$$

$$\text{Où :} \quad \frac{d}{dt} e = [A]. [e]. [w] \quad \text{I.57}$$

$$\text{Avec :} \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Tr} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix} \text{ et } [w] = \begin{bmatrix} \varphi_{ref} \\ \varphi^{\wedge} r \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad \text{I.58}$$

La matrice $[A]$ est considérée comme un pôle complexe de l'évolution de l'erreur dans le système linéaire. Si ce pôle a une partie réelle négative, alors le système est stable. Par ailleurs, la matrice $[W]$ doit tendre vers zéro, ou du moins vers une valeur associée à

une énergie minimale. La loi d'adaptation adoptée permet d'assurer la convergence de $\hat{\omega}$ vers ω , et s'écrit comme suit :

$$\hat{\omega} = k_p \cdot \delta e + k_i \int_0^t \delta e \cdot dx \quad \text{I.69}$$

Cette loi d'adaptation, visant la convergence de $\hat{\omega}$ vers ω , s'apparente à un correcteur proportionnel-intégral (PI) appliqué à l'erreur δe . Étant donné la complexité de la synthèse directe du correcteur à partir du modèle non linéaire, Une linéarisation est réalisée autour d'un point de fonctionnement spécifique, dans le repère lié au champ tournant, où les grandeurs sont supposées connues. Afin de simplifier sa conception. L'erreur prise en compte par le correcteur est formulée conformément au critère d'hyperstabilité de Popov. Les développements mathématiques associés sont présentés en détail dans les travaux de Peter-Contesse. On aboutit alors à l'expression suivant :

$$e = \hat{\varphi}_{r\alpha} \cdot \varphi_{r\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} \cdot \varphi_{r\alpha} \quad \text{I.60}$$

II.6.2.4. Synthèse du correcteur

L'équation (I.63) garantit la convergence des grandeurs estimées vers les valeurs réelles, ce qui permet d'assumer leur égalité en régime statique. Sa transformée de Laplace s'écrit comme suit [17] :

$$\frac{\Delta \hat{\omega}(s)}{\Delta e(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad \text{I.61}$$

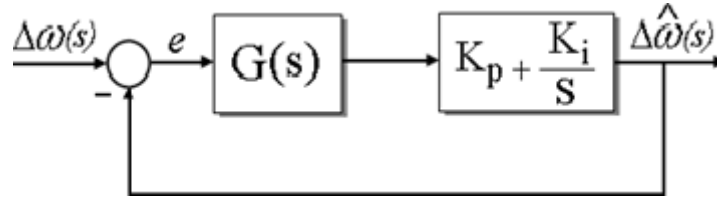


Figure II-17 : Synthèse du correcteur de vitesse

$$GS = \frac{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) |\varphi_{r0}|^2}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}} \quad \text{I.62}$$

Avec : $|\varphi_{r0}|$ le module du flux

$\omega_{r0} = (\omega_{s0} - \omega_o) = g\omega_{s0}$: Ce terme représente l'écart entre la pulsation des signaux statoriques et la pulsation mécanique. Il devient négligeable lorsque le glissement (g) est proche de zéro, ce qui correspond à un fonctionnement à vide, avec un couple de charge faible. Toutefois, cette approximation montre ses limites à faible vitesse.

La fonction de transfert de la chaîne directe s'écrit :

$$F = \frac{|\varphi_{r0}|^2 (k_p s + k_i)}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) s} \quad \text{I.63}$$

La fonction de transfert en boucle fermée $H(s)$ s'écrit alors comme suit :

$$H(s) = \frac{|\varphi_{r0}|^2(k_p s + k_i)}{s^2 + \left(|\varphi_{r0}|^2 k_p + \frac{1}{T_r}\right)s + k_i |\varphi_{r0}|^2} \quad \text{I.64}$$

L'écriture standard du dénominateur du second ordre s'écrit $s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2$ de sorte que, par identification, nous trouvons :

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\xi\omega_n - \frac{1}{T_r}}{|\varphi_{r0}|} \\ k_i = \frac{\omega_n^2}{|\varphi_{r0}|^2} \end{cases} \quad \text{I.65}$$

II.7. Résultats de simulation et analyse

Cette section est consacrée à la simulation de la commande vectorielle, qu'elle soit directe ou indirecte, appliquée à une machine asynchrone (MAS), en présence ou non d'un onduleur de tension. Les conditions de simulation adoptées sont les suivantes : le flux de référence est fixé à 1,2 Wb, tandis que la vitesse de référence est maintenue à 100 rad/s. Une variation de vitesse est introduite à l'instant $t=2,5s$, moment auquel la consigne est inversée pour atteindre -100 rad/s. Par ailleurs, un couple de charge constant de 5 N.m est appliqué au système.

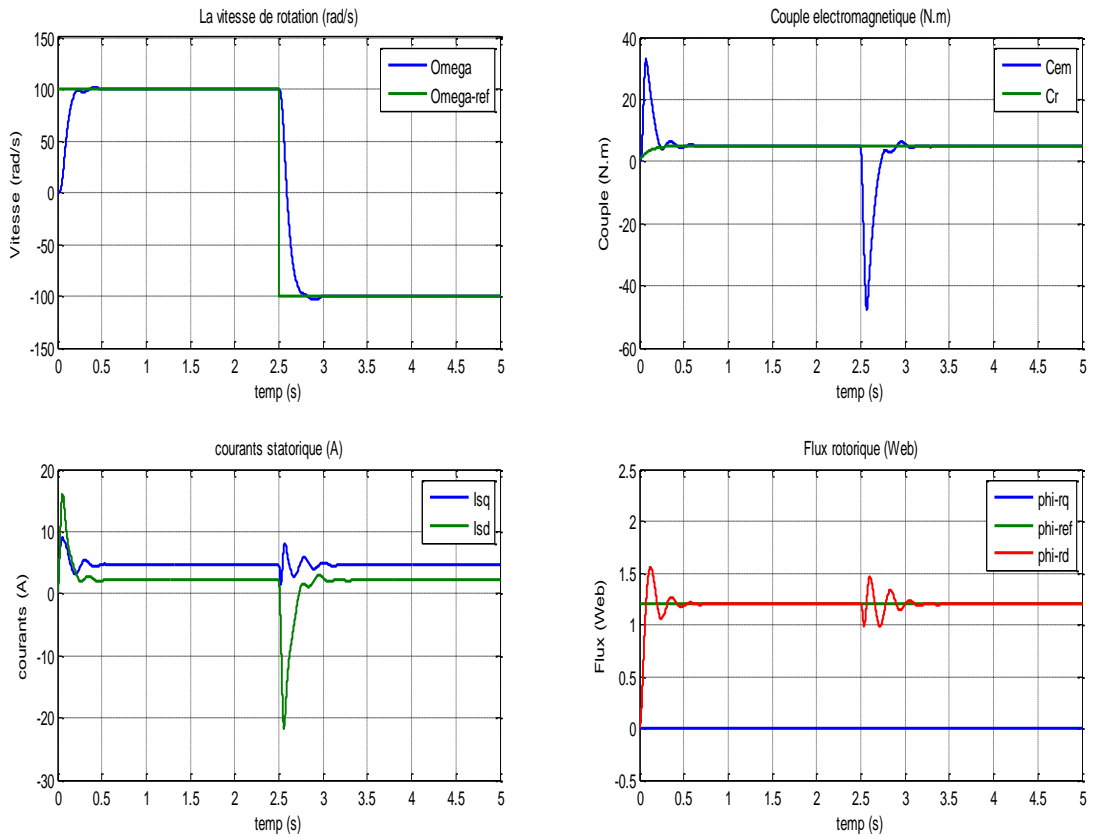


Figure II-18 : commande vectorielle direct appliqué à la MAS

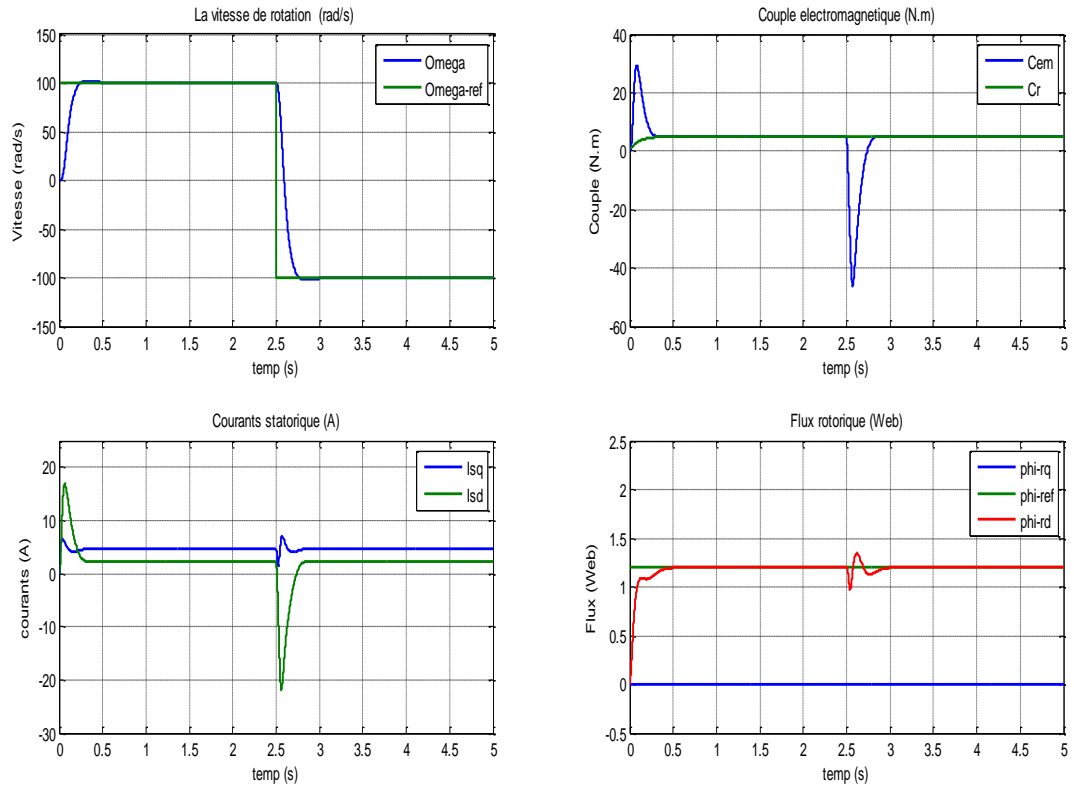


Figure II-19 : commande vectorielle indirect appliqué à la MAS

II.7.1. Interprétation pour la commande direct et indirect sans onduleur de tension

À la lumière des résultats obtenus, on constate que, pour les deux stratégies de commande, la vitesse réelle du moteur suit fidèlement la consigne de référence (Ω_{ref}). De plus, l'efficacité de la commande vectorielle se traduit par l'annulation de la composante en quadrature du flux rotorique ($\phi_{\text{rq}}=0$), comme nous le remarquons dans les deux commandes, la poursuite par (ϕ_{rd}) La consigne de flux rotorique, fixée à 1,2 (Wb), est bien respectée pour une vitesse de référence de 100 (rad/s), ce qui témoigne d'un découplage efficace entre la commande du flux et celle du couple.

Dans les deux scénarios simulés, l'évolution du courant i_{sq} reste proportionnelle à celle du couple électromagnétique C_{em} , et l'on observe également que ce dernier suit fidèlement les variations du couple résistant.

À l'instant $t=2,5$ s, les résultats obtenus montrent que la machine parvient à inverser son sens de rotation tout en suivant fidèlement la trajectoire de référence, et ce, sans présenter de dépassement. La vitesse chute rapidement cette évolution s'explique par l'inversion de la vitesse jusqu'à (-100 rad/s), ce qui démontre une réactivité convenable des commandes et suit fidèlement la consigne de référence (Ω_{ref}), lorsque le sens de rotation est inversé, le couple électromagnétique et la composant (i_{sd}, i_{sq}) et le flux, on remarque un petit oscillation, puis le système se stabilise et cela est plus prononcé dans la commande vectoriel direct ce comportement s'explique par le nombre de régulateur présents dans la (CVD), ce qui la rend plus sensible au variation brusque Le flux et le couple sont découplés, mais cette séparation est maintenue, ce qui nous permet de contrôler ces deux grandeurs indépendamment

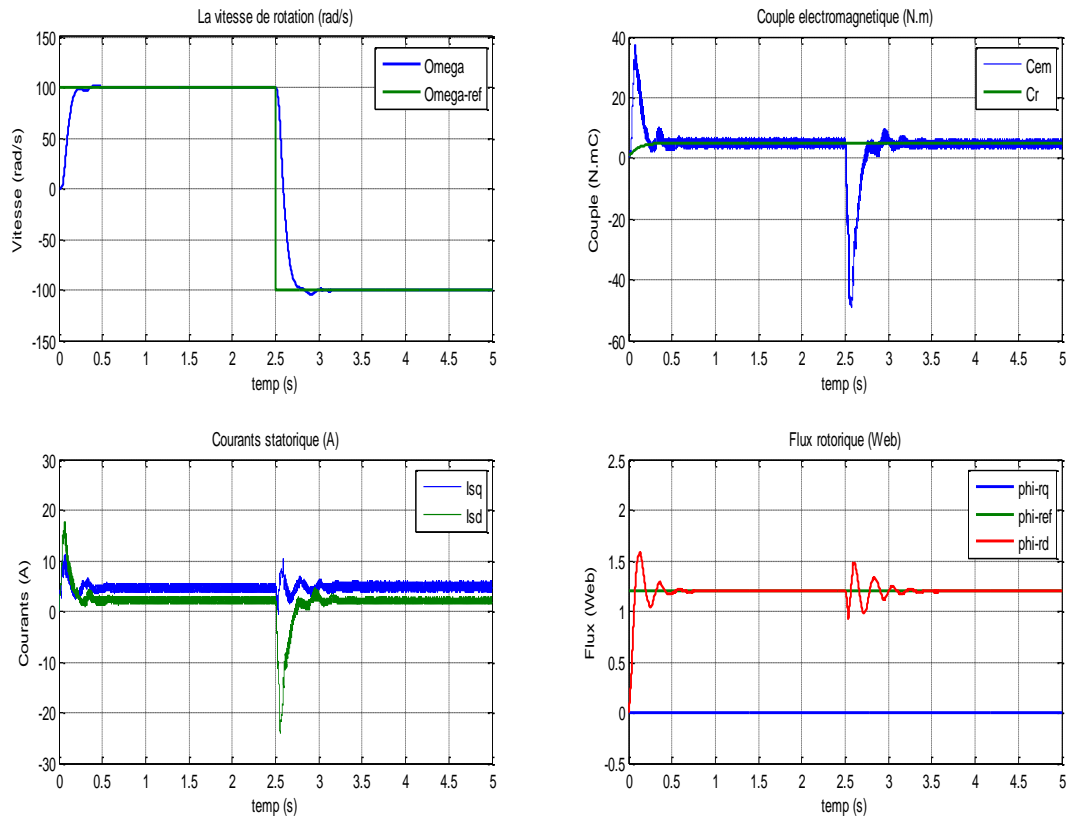


Figure II-20 : commande vectoriel direct avec onduleur appliquer à la MAS

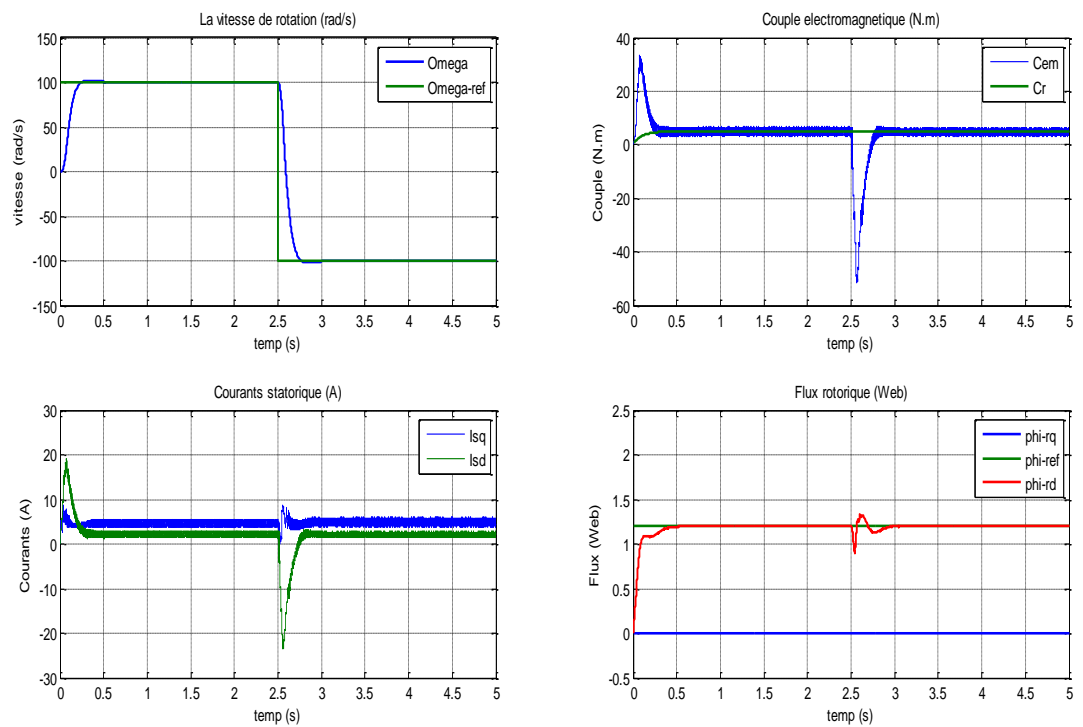


Figure II-21 : commande vectorielle indirect avec onduleur appliqué à la MAS

II.7.2. Interprétation pour la commande direct et indirect avec onduleur de tension

Sous-alimentation par onduleur, des performances similaires à celles observées avec une alimentation par réseau triphasé équilibré sont obtenues. Il est observé que la vitesse Le couple électromagnétique ainsi que le flux suivent respectivement la consigne de vitesse Omega-ref, le couple de charge et le flux de référence, tout en maintenant de faibles ondulations, principalement dues à l'influence de l'onduleur.

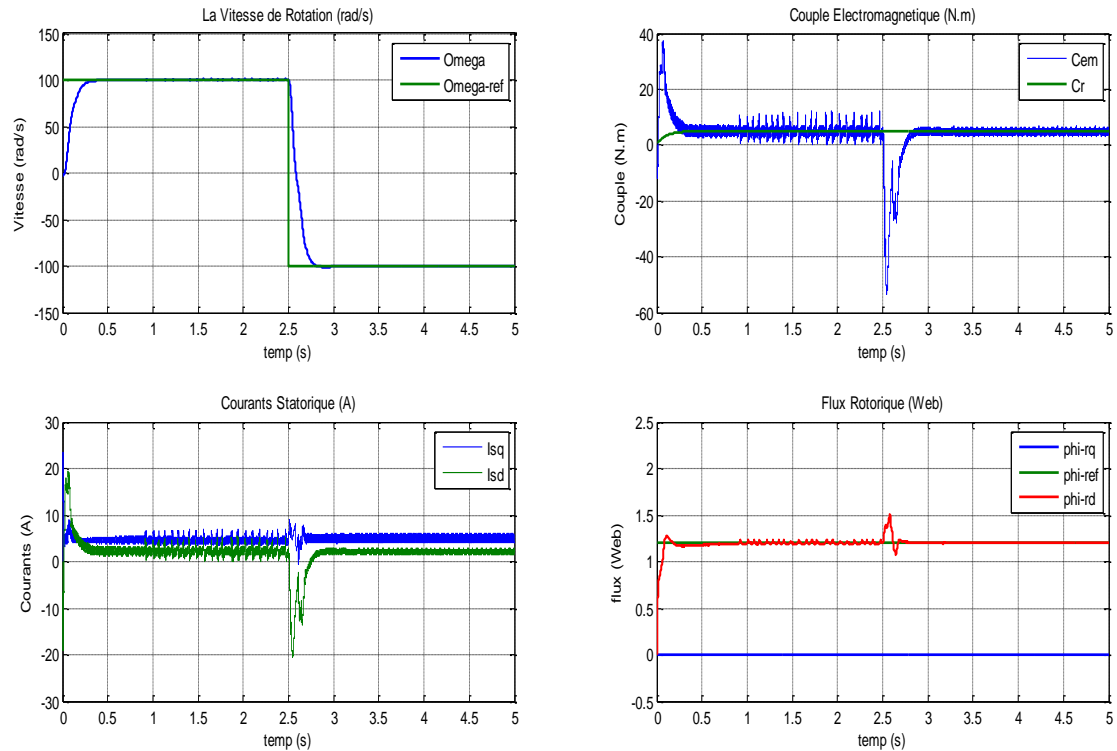


Figure II-22 : commande vectorielle direct sans correcteur de courant avec onduleur appliquer à la MAS

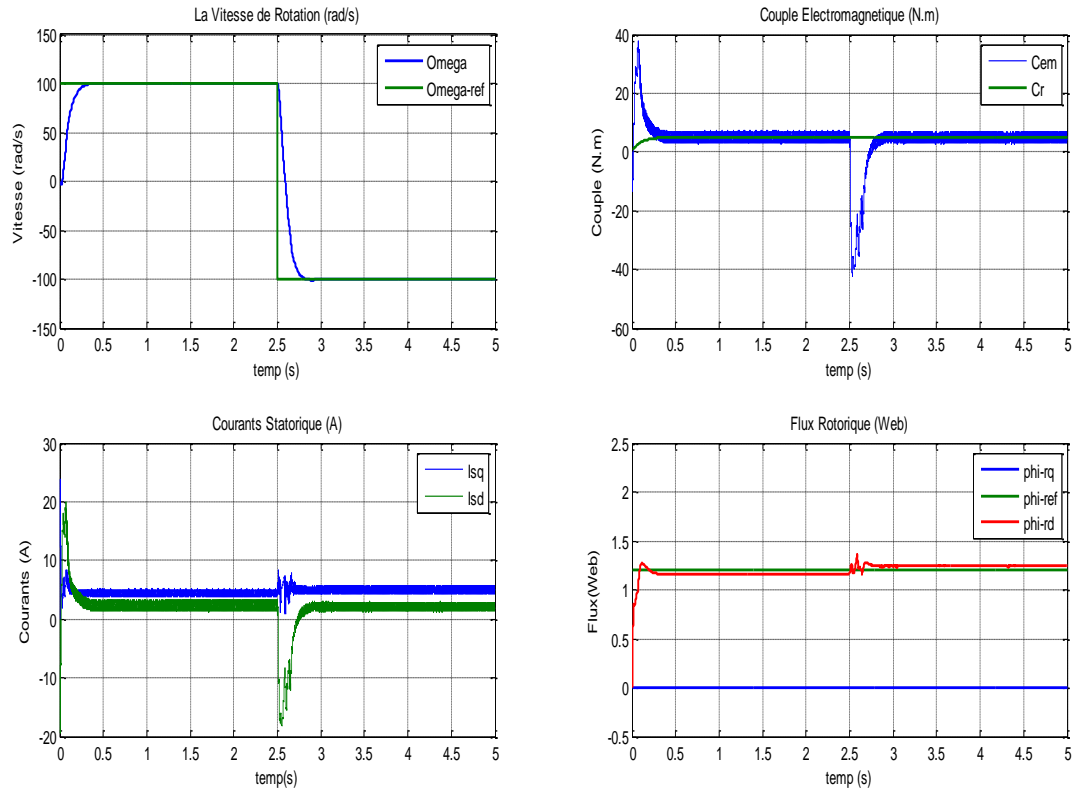


Figure II-23 : commande vectorielle indirect sans correcteur de courant avec onduleur appliquer à la MAS

II.7.3. Interprétation pour la commande direct et indirect sans correcteur de courant

Les figures (II.21) et (II.22) qui représente la commande vectorielle direct et indirect sans correcteur de courant, Comme le confirment les résultats obtenus, les performances du système sont comparables à celles observées avec la commande vectorielle directe et indirecte, L'intégration d'un correcteur de courant permet d'assurer une évolution harmonieuse et cohérente des grandeurs telles que la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le flux et le courant. Toutefois, de légères oscillations persistent au niveau du couple, du flux ainsi que du courant ce qui s'explique principalement par l'absence de mesure directe des courants statoriques. Le système repose en effet sur des estimations issues de modèles mathématiques basés sur le retour d'état, ce qui peut introduire certaines imprécisions

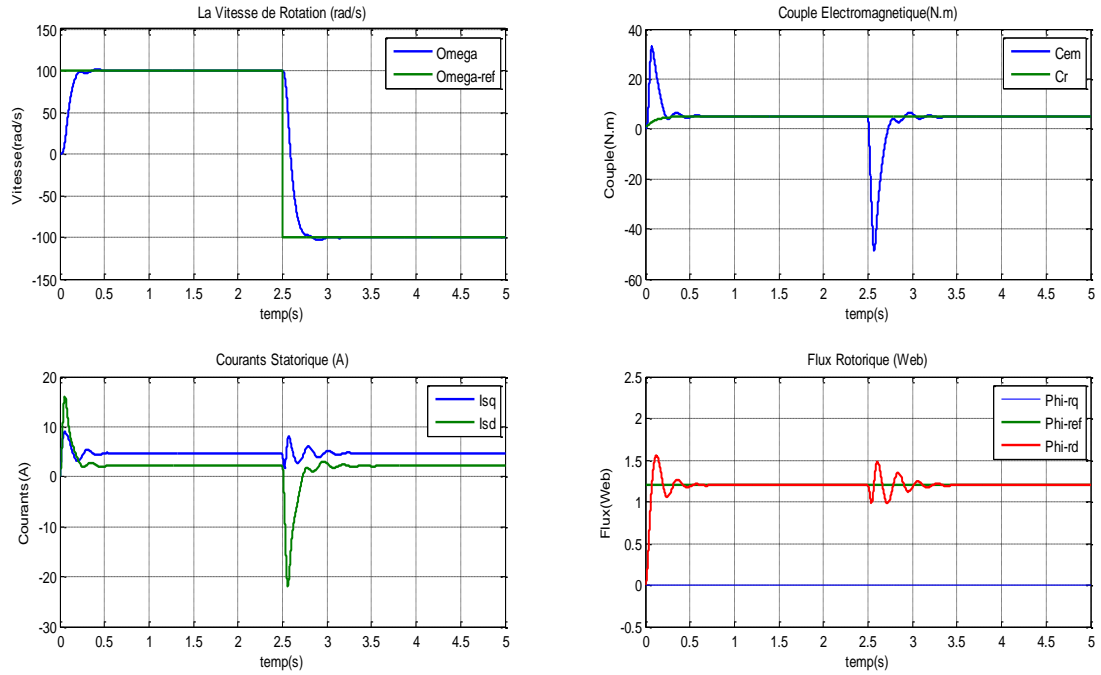


Figure II-24 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle direct

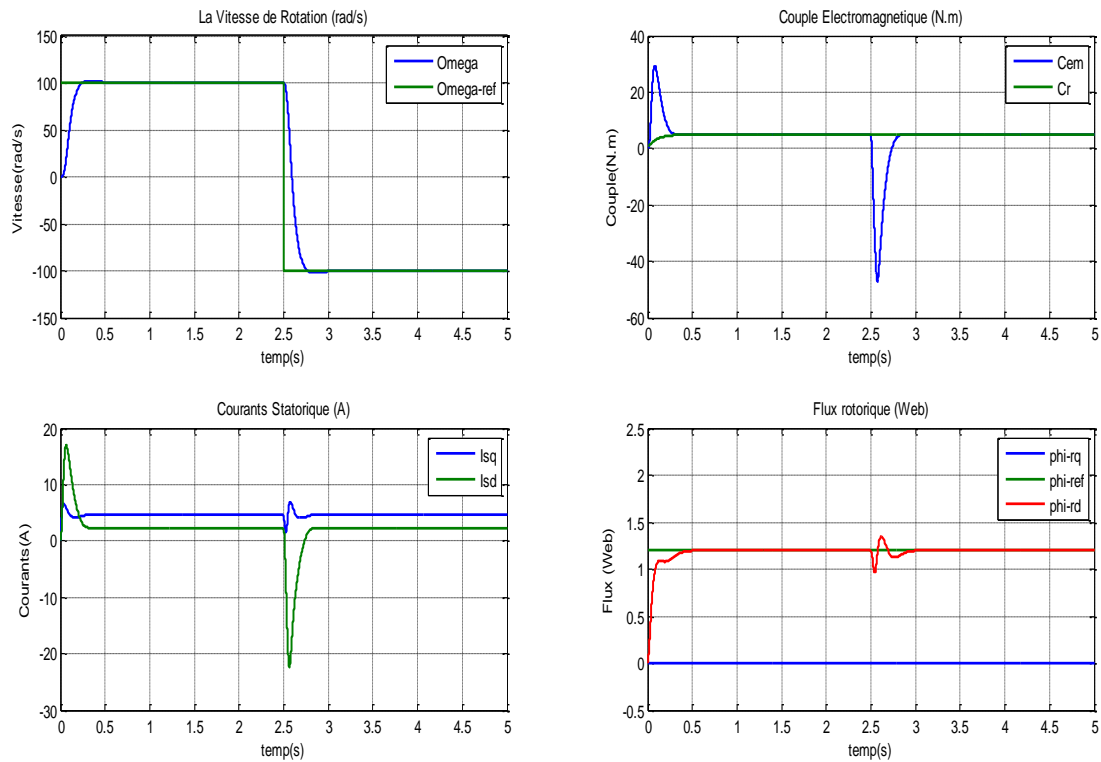


Figure II-25 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle indirect

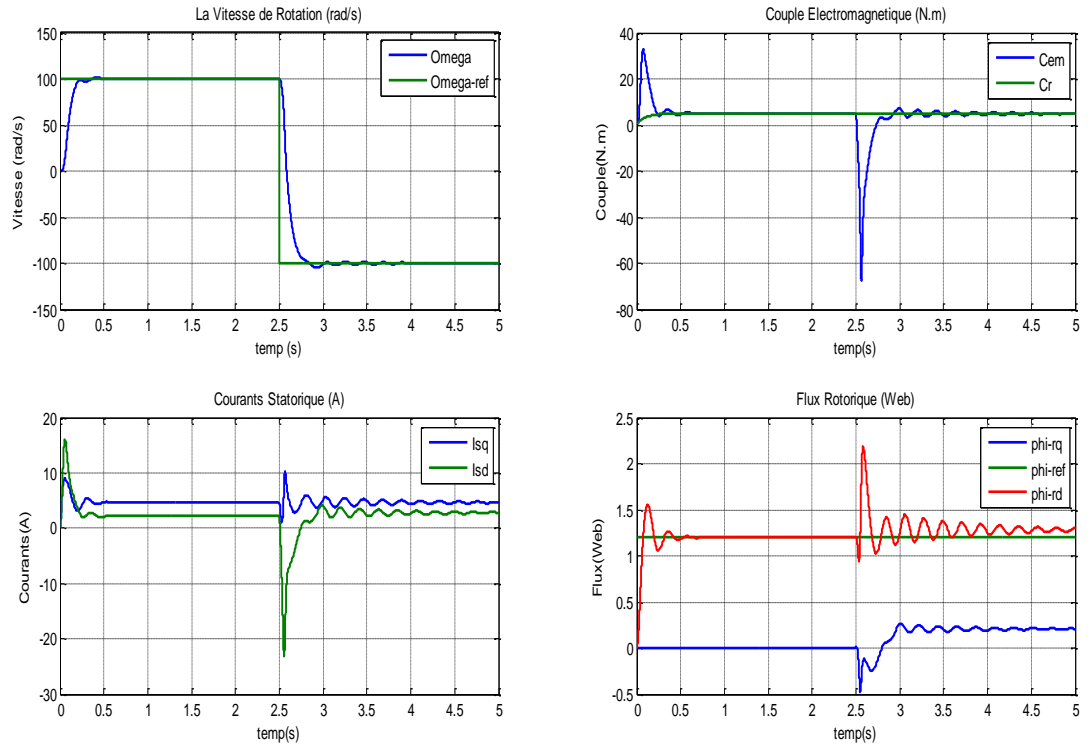


Figure II-26 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle direct

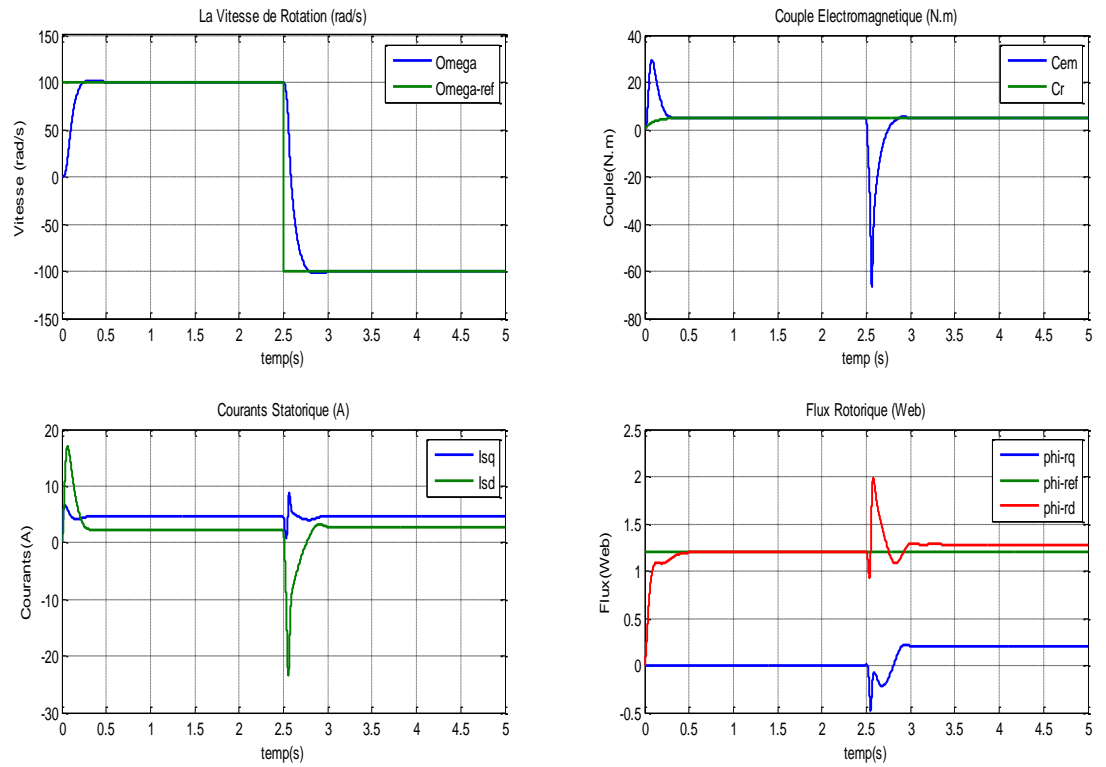


Figure II-27 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle indirect

II.7.4. Interprétation pour la variation de 50% de R_s et R_r

Afin d'évaluer la robustesse des stratégies de commande vectorielle, qu'elles soient directes ou indirectes, un essai a été réalisé, l'effet des variations paramétriques a été étudié en augmentant la R_r et R_s de 50%, par rapport à la valeur nominale. Concernant R_r , des légères oscillations ont été observées au niveau de couple électromagnétique et de courant et de flux, bien que les courbes restent globalement proches de celle de cas de la référence. Ce comportement s'explique par l'impact direct de R_r sur le calcul de l'angle du flux magnétique. Malgré cela, le système a conservé une stabilité satisfaisante, démontrant ainsi la capacité de l'algorithme à s'adapter aux variations de cette grandeur critique.

Au d'autre coté, la variation de R_s n'a entraîné aucun effet significatif sur la réponse dynamique du système, cette insensibilité relative est due au fait que R_s n'intervient pas directement dans l'orientation de flux, ce qui rend la commande moins sensible à ses fluctuations. Ainsi, On peut conclure que la stratégie de commande implémentée fait preuve d'une bonne robustesse face aux variations des paramètres électriques de la machine.

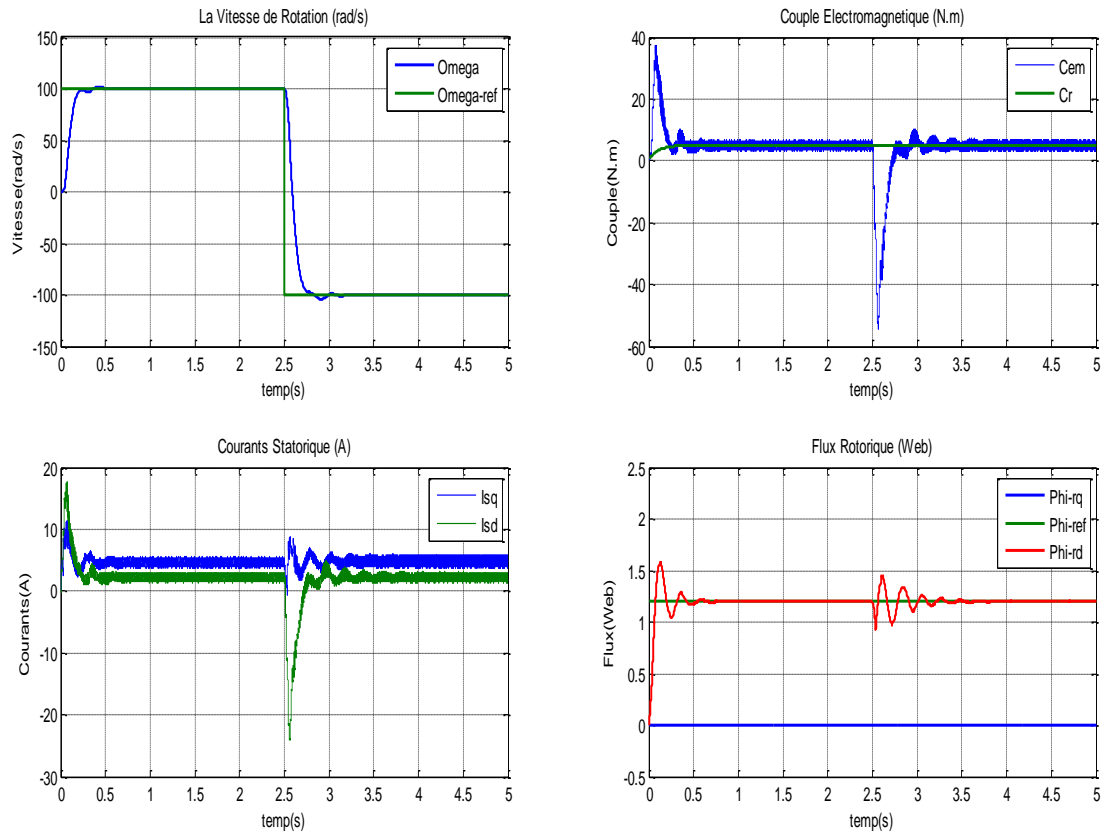


Figure II-28 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle direct avec onduleur

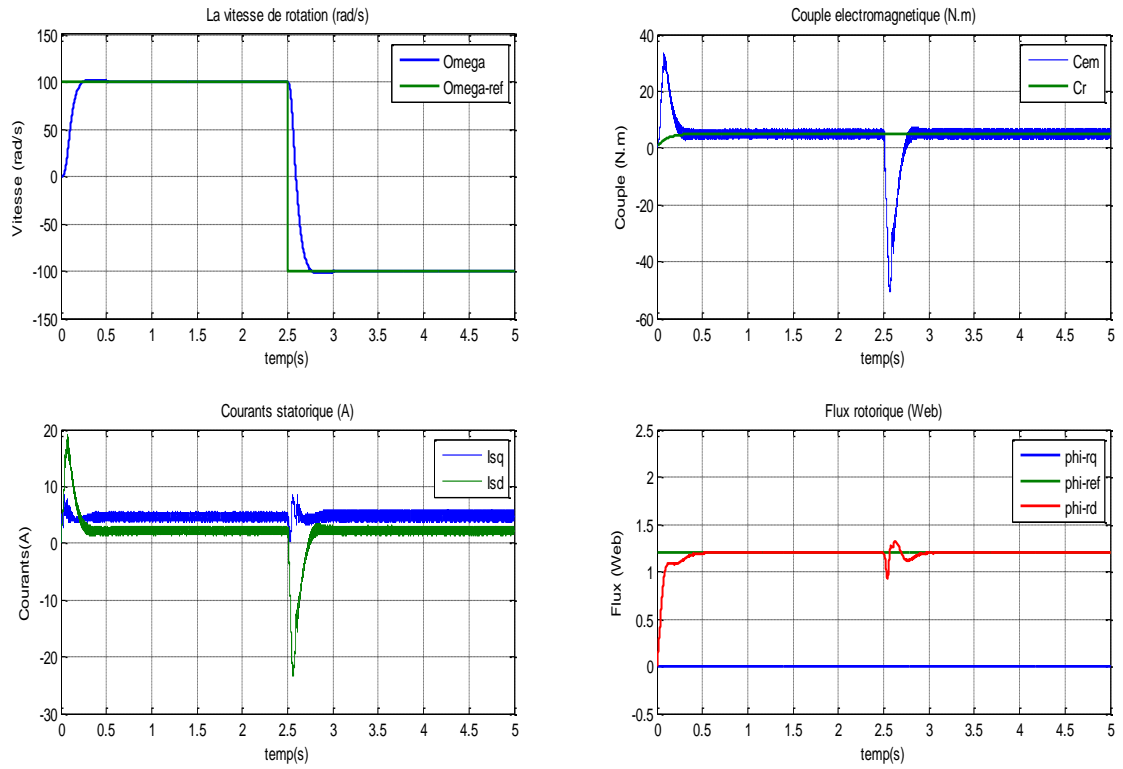


Figure II-29 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle indirect avec ondulateur

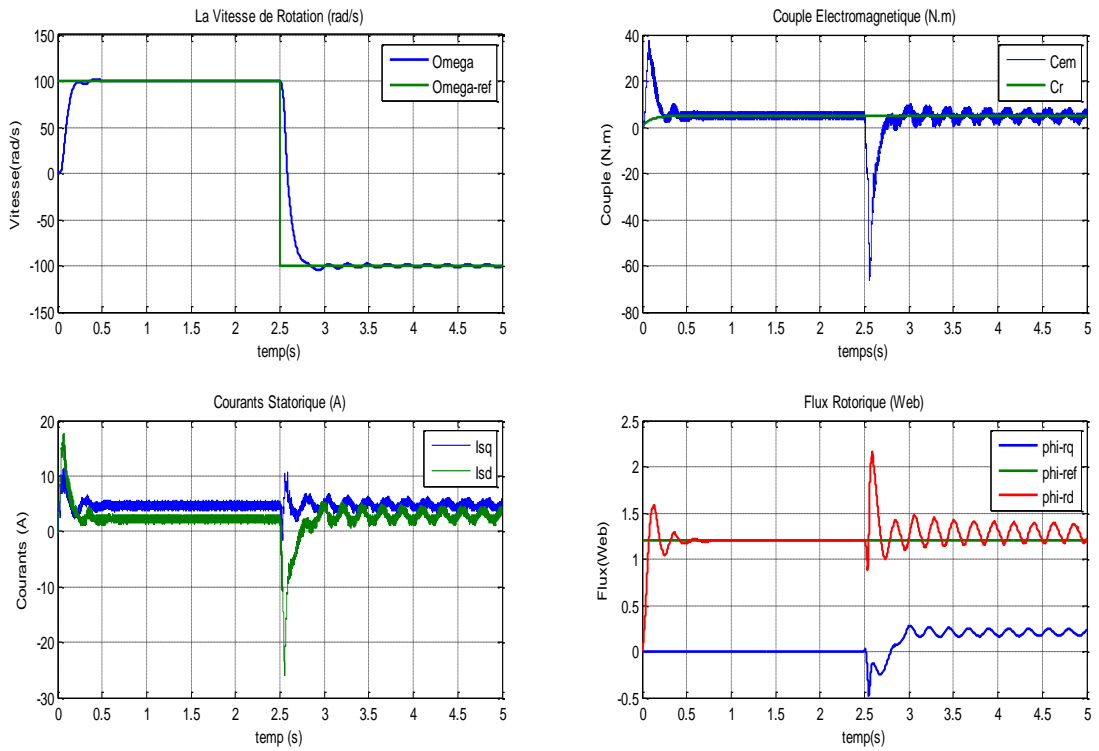


Figure II-30 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle direct avec ondulateur

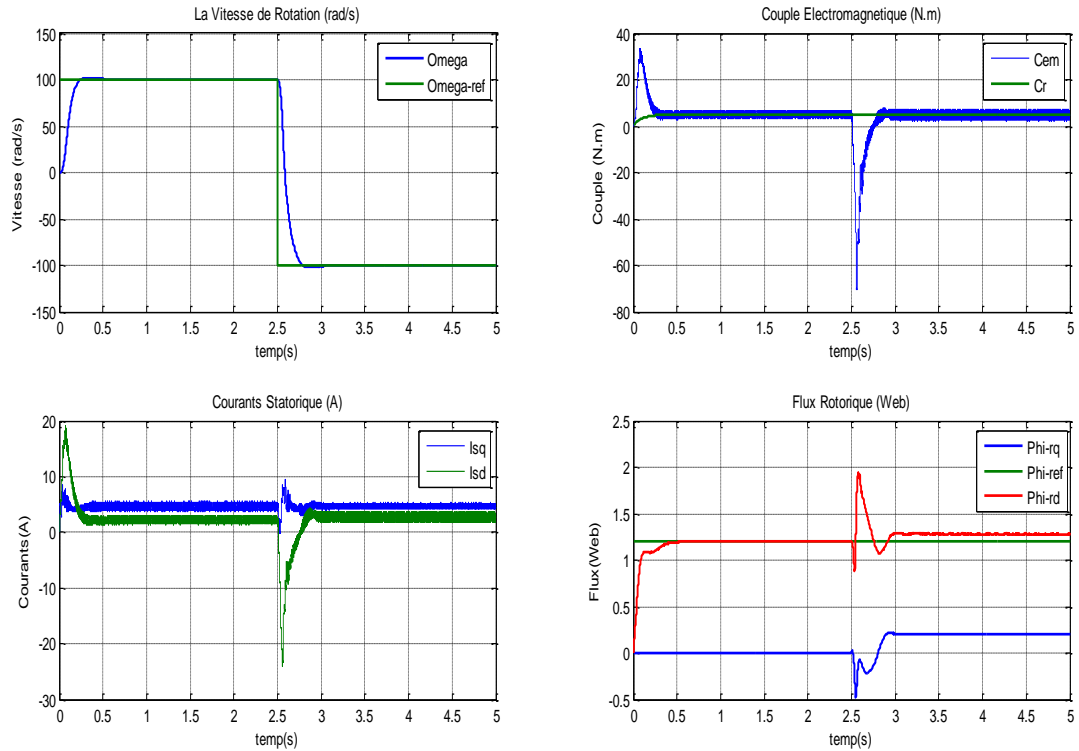


Figure II-31 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle indirect avec onduleur

En alimentation par onduleur, on trouve des résultats similaires que la machine alimentée par le réseau triphasé équilibré.

II.7.5. La comparaison entre la commande vectorielle direct et indirect

L'analyse des courbes expérimentales comparant les deux stratégies de commande met en évidence que la commande vectorielle indirecte assure une meilleure stabilité, avec une vitesse de rotation constante et un couple bien maîtrisé. En revanche, la commande vectorielle directe se distingue par sa rapidité de réponse, notamment lors des variations soudaines de consigne, grâce à sa capacité à produire des couples élevés en un temps réduit. Cette réactivité s'accompagne toutefois d'ondulations marquées dans le couple et les courants statoriques. Les transitoires de la commande directe révèlent également des pics de courant plus prononcés, contrairement à l'approche indirecte, plus équilibrée. Par ailleurs, la commande directe permet un réglage plus précis via des correcteurs dédiés (flux, couple, courant), offrant ainsi une grande flexibilité d'adaptation aux contraintes de l'application, contrairement à la commande indirecte, fondée sur un modèle mathématique fixe. En conclusion, la commande directe s'avère mieux adaptée aux applications exigeant une dynamique rapide et un contrôle fin, tandis que la commande indirecte reste à privilégier pour les systèmes où la stabilité et la régularité priment.

C'est pour ces raisons que nous avons opté pour la stratégie de commande vectorielle directe, en raison de ses performances dynamiques supérieures, de sa grande précision dans la régulation des variables fondamentales de fonctionnement, notamment le couple et le flux, ainsi que de sa capacité à réagir rapidement aux perturbations, tout en offrant une flexibilité

considérable dans le réglage des correcteurs (K_p , K_i) pour chaque grandeur, et cela sans recourir à des transformations de référence complexes, ce qui en fait le choix le plus adapté pour les applications nécessitant une réponse instantanée et une régulation de haute précision. Son efficacité est encore renforcée lorsqu'elle est combinée à des techniques de commande avancées telles que la logique floue (logique floue), ce qui en fait une solution performante et privilégiée dans les environnements nécessitant une réactivité élevée et une régulation fine des variables de commande.

Les figures (II.31) et (II.32) suivantes présentent le comportement de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse, reposant sur la méthode MRAS, en présence et en absence d'un onduleur de tension.

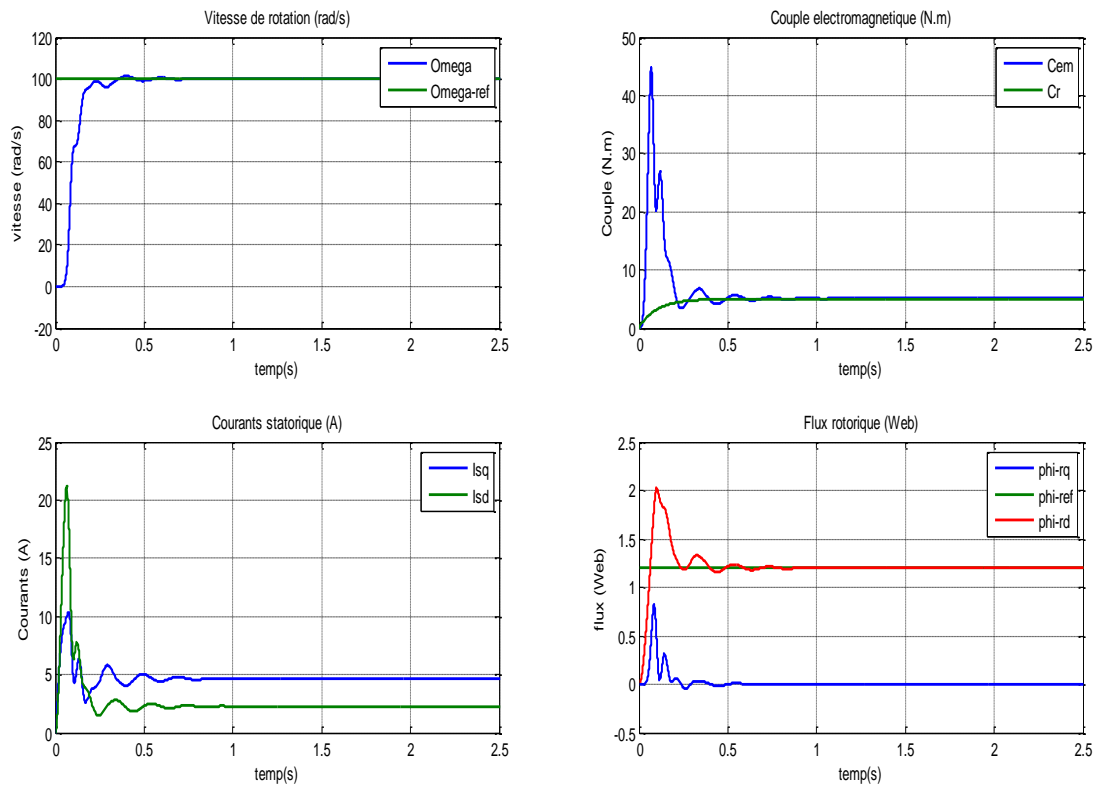


Figure II.32 : commande vectorielle direct sans capteur de vitesse basée sur la technique (MRAS)

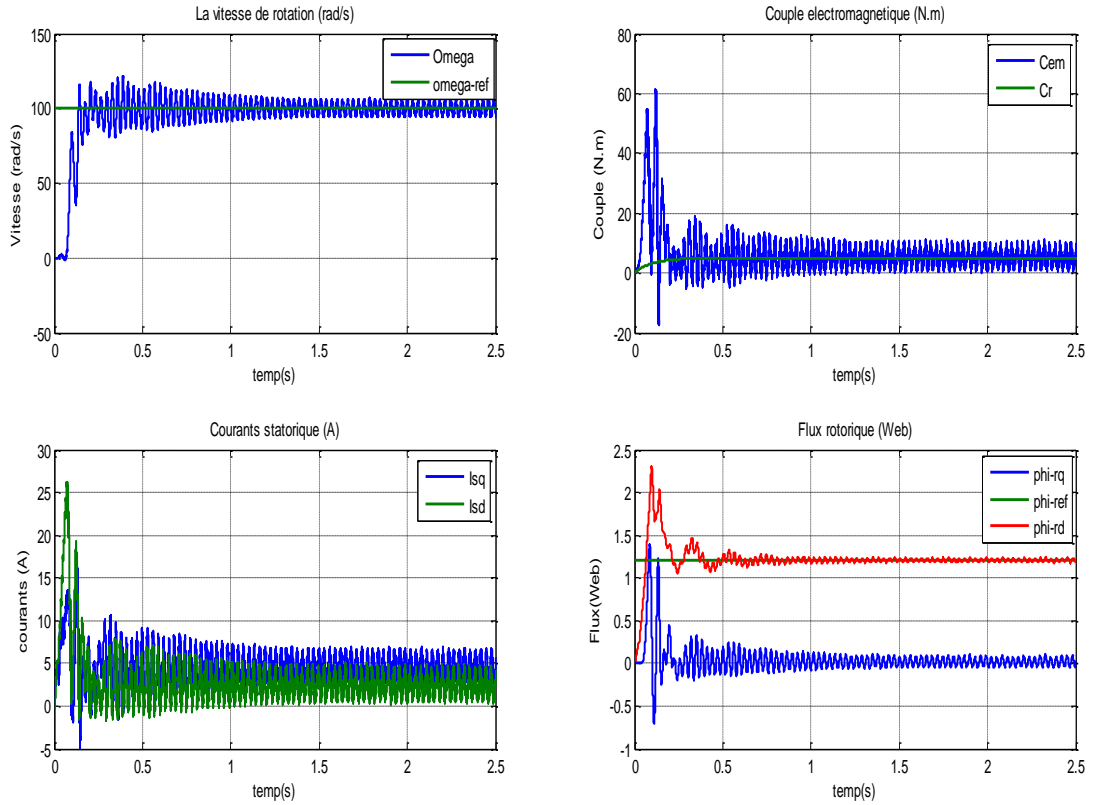


Figure II.33 : commande vectorielle direct sans capteur de vitesse basée sur la technique (MRAS) avec onduleur

II.7.6. Interprétation pour la commande vectorielle sans correcteur de vitesse basée sur la technique (MRAS)

Illustrent le comportement de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse, basée sur la méthode MRAS (Model Reference Adaptive System). Il ressort de ces résultats que les grandeurs dynamiques, telles que la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le flux, présentent une évolution stable et conforme aux références imposées, suivent avec précision leurs références respectives (Ω_{ref} , C_r , Φ_{ref}), démontrant ainsi une performance satisfaisante du système. Quelques petites oscillations observées, principalement dues aux erreurs d'estimation résultant des limitations du modèle observateur (MRAS). Cependant, le système reste globalement stable et précis, ce qui confirme l'efficacité de la commande sans capteur mécanique.

II.8. Conclusion

Ce chapitre a traité la commande vectorielle des machines asynchrones, en mettant l'accent sur l'orientation selon le flux rotorique. Les méthodes directe (FOC) et indirecte (IFOC) ont été présentées, ainsi que les principes de découplage et les boucles de régulation. L'étude s'est également intéressée à la commande sans capteur de vitesse, notamment à travers la méthode MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique.

CHAPITRE III

Commande par Logique Floue de Machine

Asynchrone Sans Capteur

III.1. Introduction

Logique floue est l'un des outils modernes les plus puissants pour le traitement des systèmes complexes et non linéaires, notamment lorsque la modélisation précise de leur comportement s'avère difficile par les méthodes classiques.

Développée dans les années 1965 par le professeur Lotfi Zadeh à l'Université de Berkeley, Elle constitue un outil efficace pour représenter l'incertitude et l'imprécision dans les systèmes complexes, incertaines ou subjectives, telles que : « la température est légèrement élevée » ou « la vitesse est assez grande ». Cette approche s'inspire directement du raisonnement humain, souvent exprimé en langage naturel. [1]

Mamdani fut le premier à appliquer concrètement la commande floue dans un contexte industriel, en 1974, à travers le contrôle d'une chaudière. Depuis, la logique floue a trouvé de nombreuses applications dans divers domaines de l'ingénierie, notamment dans le contrôle des systèmes complexes, où elle s'est imposée comme une alternative robuste aux méthodes de commande conventionnelles. [19]

En génie électrique, par exemple, La commande floue a trouvé de nombreuses applications, notamment dans la régulation des convertisseurs statiques, le pilotage des machines électriques, ainsi que la navigation des robots mobiles. Ces applications ont démontré que les régulateurs flous peuvent offrir une robustesse et une adaptabilité accrues face aux incertitudes, aux non-linéarités et aux variations dynamiques des systèmes.

Contrairement aux méthodes classiques, la commande floue ne nécessite pas la connaissance exacte du modèle mathématique du système à contrôler. Elle repose plutôt sur un ensemble de règles simples, basées sur l'expérience d'un opérateur qualifié, ce qui facilite son implémentation dans des environnements où les données sont incomplètes, bruitées ou imprécises.

Dans ce cadre, le présent travail porte sur l'étude de la logique floue et son application à la commande des machines électriques, aussi bien en vitesse qu'en position., ainsi que dans la navigation autonome de robots mobiles évoluant dans des environnements incertains. L'objectif est de présenter les bases de cette méthode, en se concentrant sur ses propriétés essentielles, tout en évitant les détails mathématiques trop complexes.

III.2. Conception d'un Régulateur

À la différence des ensembles booléens, où la fonction d'appartenance ne peut prendre que deux valeurs distinctes (0 ou 1), la logique floue introduit une approche plus flexible. Elle permet de représenter des objets ou des phénomènes dont les frontières ne sont pas nettement définies, à travers une fonction d'appartenance pouvant varier continuellement entre 0 et 1

Cette approche floue offre l'avantage de fournir un cadre mathématique adapté à la modélisation de notions linguistiques. Ces dernières sont couramment utilisées dans l'élaboration de connaissances expertes, souvent qualitatives, et interviennent dans des raisonnements approximatifs. Ainsi, la logique floue permet de manipuler efficacement ces connaissances de manière souple et intuitive. Elle constitue alors un outil de liaison entre les

données numériques (quantitatives) et les informations symboliques (linguistiques et qualitatives) [1]

En logique booléenne, le degré d'appartenance μ est binaire et ne peut adopter que deux valeurs : (0 ou 1). Figure(III-1), ainsi, une personne est dite jeune, en moyenne âge ou âgée, donc on peut résumer le degré d'appartenance par :

- Personne jeune, alors : $u_{jeune}(\hat{age})=1, u_{moyen\ \hat{age}}(\hat{age})=0, u_{\hat{ag}\acute{e}e}(\hat{age})=0$
- Elle est en Moyen âge, alors : $u_{jeune}(\hat{age})=0, u_{moyen\ \hat{age}}(\hat{age})=1, u_{\hat{ag}\acute{e}e}(\hat{age})=0$
- Ou encore, elle est âgée, alors : $u_{jeune}(\hat{age})=0, u_{moyen\ \hat{age}}(\hat{age})=0, u_{\hat{ag}\acute{e}e}(\hat{age})=1$

Dans une telle logique, la variable est décrite de manière catégorique, sans prendre en compte la nature floue de certaines notions comme l'âge. Or, dans la réalité, la transition d'un état à un autre – par exemple, de jeune à âgé – ne se fait pas de manière brutale. Il s'agit plutôt d'un processus graduel, où les frontières entre les catégories sont floues et évolutives.

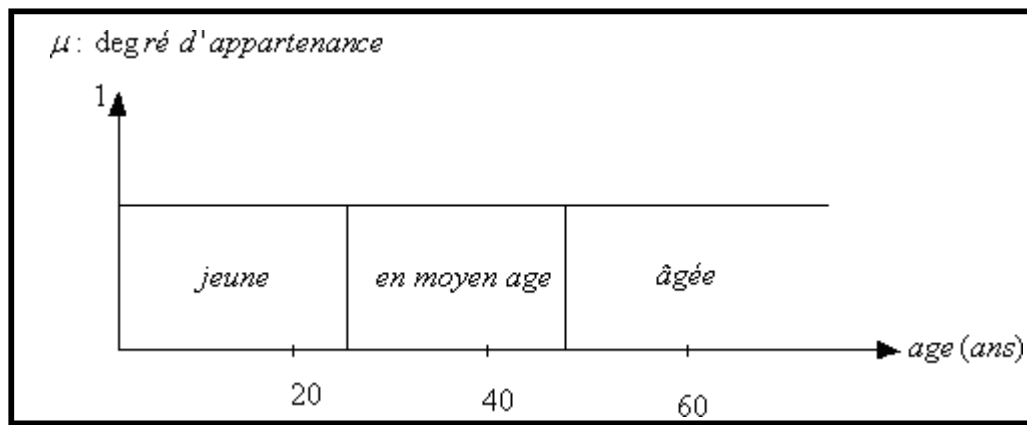


Figure III-1 : Classification des personnes selon l'âge en logique booléenne

Dans le cadre de la logique floue, le degré d'appartenance est représenté par une fonction continue dont la valeur est comprise entre 0 et 1. Par exemple, une personne âgée de 30 ans peut être simultanément considérée comme étant « jeune » et « d'âge moyen », avec des degrés d'appartenance respectifs de 0,2 et 0,8. En revanche, son appartenance à la catégorie des personnes âgées est nulle.

$$\begin{cases} u_{jeune}(age) = 0,8 \\ u_{moyenneage}(age) = 0,2 \\ u_{\hat{ag}\acute{e}e}(age) = 0,0 \end{cases} \quad \text{III.1}$$

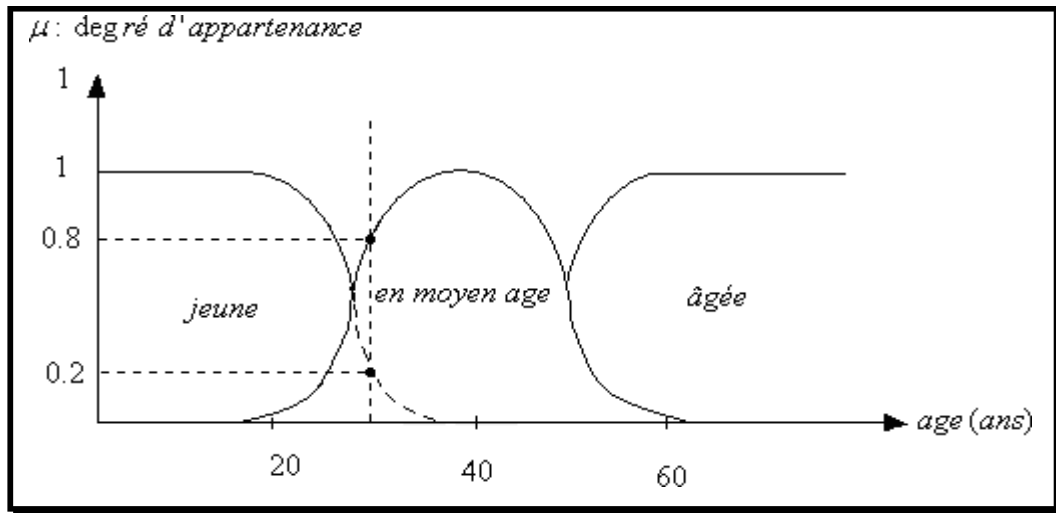


Figure III-2 : Classification des personnes selon l'âge en logique floue. Degré d'appartenance de la personne de 30 ans

III.2.1. Les sous-ensembles flous

Considérant un élément x appartenant à un intervalle X , on définit un sous ensemble A sur X par une fonction degré d'appartenance u tel que :

$$x \in X \Rightarrow u \in [0,1] \quad \text{III.2}$$

L'intervalle considéré définit l'univers du discours, représentant l'ensemble des valeurs possibles que peut adopter la variable floue x . Par exemple, dans le cadre de la classification des individus selon leur âge, la variable floue – représentant l'âge – est définie sur un domaine allant de 0 à 100. À cette variable sont associés trois sous-ensembles flous : « jeune », « d'âge moyen » et « âgé ». $u_{\text{jeune}}(\text{âge})=1$, $u_{\text{moyen âge}}(\text{âge})=0$, $u_{\text{âgée}}(\text{âge})=0$

L'association des trois sous-ensembles flous définit l'ensemble flou de la variable floue x

III.2.2. Formes des sous-ensembles flous

Les types de fonctions d'appartenance peuvent prendre diverses formes :

- a) Représentation triangulaire d'une fonction d'appartenance :

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{III.3}$$

- b) Représentation trapézoïdale d'une fonction d'appartenance :

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{c-x}{c-d} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{III.4}$$

c) Représentation gaussienne d'une fonction d'appartenance :

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[- \left(\frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \text{ Avec } -\infty < x \leq +\infty \quad \text{III.5}$$

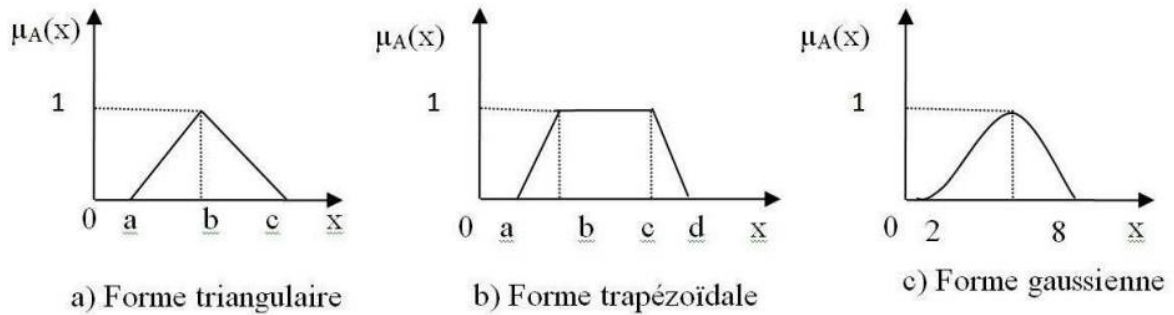


Figure III-3 : Différentes formes des fonctions d'appartenance [22]

III.2.3. Opérateur De la logique Floue

Les opérations d'intersection, d'union et de complément, bien connues dans la théorie des ensembles classiques à travers les opérateurs logiques ET, OU et NON, trouvent également leur équivalent en logique floue. Toutefois, Ces opérateurs sont conçus pour s'adapter aux caractéristiques propres des ensembles flous, ce qui permet de définir des équivalents fonctionnels à ceux utilisés dans la logique booléenne, tout en intégrant les spécificités propres à la logique floue. Et en veillant à respecter certaines propriétés fondamentales. Ces opérateurs permettent de reproduire les opérations de base observées dans la logique classique, mais dans un cadre plus souple et nuancé. [20]

Soient E et F deux sous-ensembles flous définis sur un univers de discours UD , chacun associé à une fonction d'appartenance (μ_E et μ_F). Ces fonctions traduisent le degré avec lequel un élément appartient à chaque ensemble flou.

➤ Opérateur ET (Intersection floue) :

Les éléments x de l'univers de discours (UD), appartenant simultanément aux ensembles flous E et F , forment leur intersection.

Dans un contexte de raisonnement imprécis, l'opérateur logique flou ET est généralement représenté par :

$$\mu_{E \cap F}(x) = \min \{ \mu_E(x), \mu_F(x) \} \quad \forall x \in (UD)$$

Ou bien :

$$\mu_{E \cap F}(x) = \mu_E(x) \cdot \mu_F(x) \quad \forall x \in (UD)$$

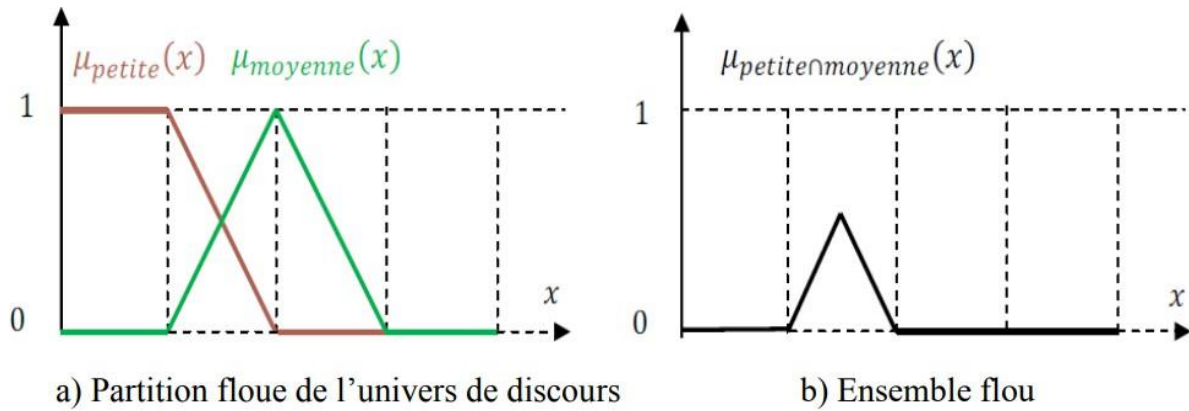


Figure III-4 : Zone de recouvrement entre les ensembles flous « petit » et « moyen »

➤ Opérateur OU (Union floue):

Selon la définition suivante, la fonction d'appartenance $\mu_{E \cup F}$ pour l'ensemble flou $E \cup F$ est

$$\mu_{E \cup F}(x) = \max\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD \quad \text{III.6}$$

$$\mu_{E \cup F}(x) = \mu_E(x) + \mu_F(x) \quad \forall x \in UD \quad \text{III.7}$$

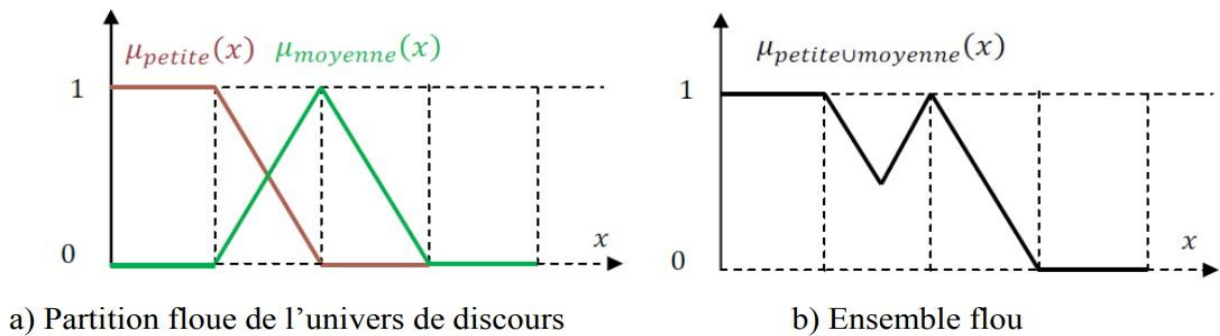


Figure III-5 : Agrégation des ensembles flous « petit » et « moyen »

➤ Opérateur NON (négation floue) :

Comme le montre la Figure (III-6), Le complément d'un ensemble flou E correspond à l'ensemble des éléments x de l'univers de discours (UD) qui ne sont pas membres de E. Autrement dit, leur degré d'appartenance est donné par, il s'agit d'un sous-ensemble flou représentant les degrés de non-appartenance à E.

$$\mu_{\bar{E}}(x) = 1 - \mu_E(x) \quad \forall x \in UD \quad \text{III.8}$$

Le complément flou constitue l'équivalent de l'opérateur logique NON dans le cadre de la logique classique, mais appliqué aux degrés d'appartenance. :

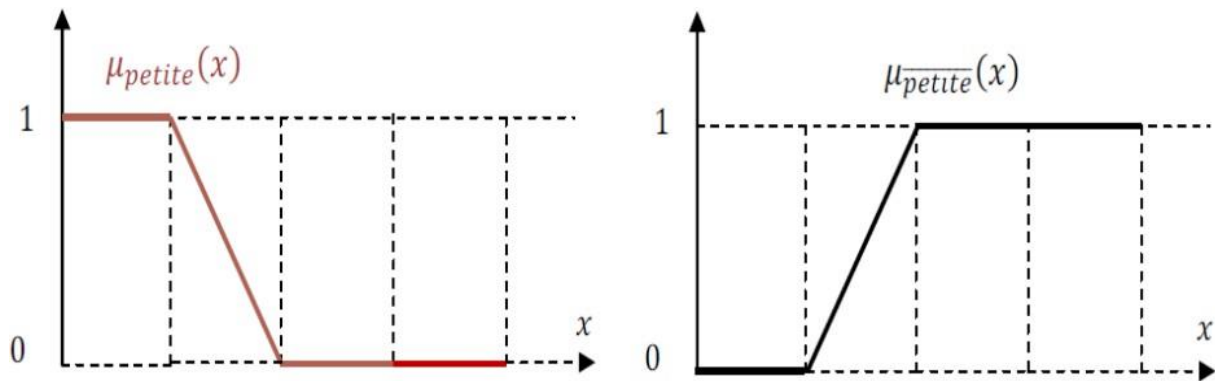


Figure III-6 : Complémentation du sous-ensemble flou « petite ».

III.2.4. Objectifs et intérêt du Le Contrôleur Floue

Le contrôle logique flou vise à concevoir une loi de commande efficace sans nécessiter un modèle mathématique précis du système. Il repose sur une description qualitative basée sur l'expérience d'un expert, formulée à travers des règles symboliques. Cette méthode permet de modéliser le raisonnement humain, ce qui la rend particulièrement adaptée aux systèmes complexes, mal définis ou soumis à des variations. Elle est également appréciée pour sa simplicité, sa capacité à s'adapter aux conditions de fonctionnement, et sa robustesse face aux changements du système. [20]

III.2.5. Organisation fonctionnelle d'un régulateur floue

La structure d'une commande basée sur la logique floue est illustrée à la **Figure (III-7)**

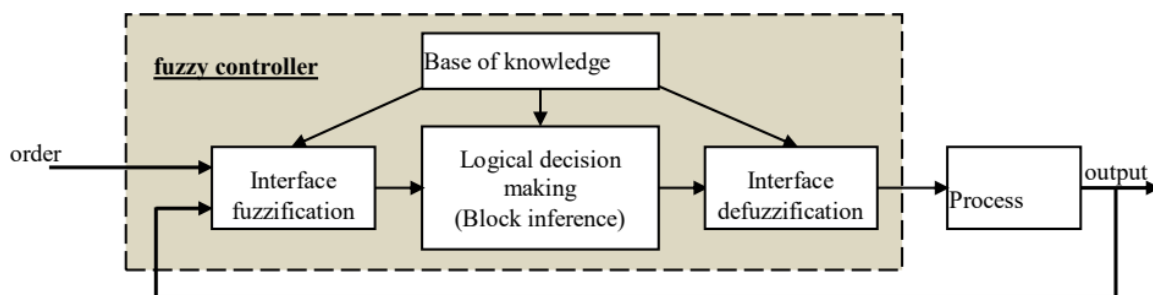


Figure III-7 : Architecture fondamentale d'un système de commande par logique floue

Il se compose de quatre blocs fonctionnels principaux :

- **Fuzzification** : conversion des données en variables linguistiques
- **Une base de connaissances** : règles de décision et fonctions d'appartenance.

- **Moteur d'inférence** : application des règles selon les entrées floues.
- **Une interface de défuzzification à la sortie**, permettant de reconverter le résultat flou en valeur exploitable par le système réel.

III. 2.5.1. La Fuzzification

La fuzzification est l'étape initiale qui transforme les données numériques en valeurs floues dans le processus de commande floue. Elle consiste à convertir les grandeurs physiques mesurables en variables linguistiques, appelées également variables floues. Cette transformation s'effectue en attribuant à chaque valeur d'entrée un ou plusieurs degrés d'appartenance à des ensembles flous définis, selon des fonctions d'appartenance appropriées.

Le choix du nombre de fonctions d'appartenance influence la précision du système flou d'appartenance à utiliser n'est pas fixé de manière rigide ; il varie selon la nature de l'application et le niveau de précision souhaité. En pratique, on opte souvent pour trois, cinq ou sept ensembles flous, ces choix représentant un compromis entre la finesse de représentation et la complexité computationnelle. Il a été démontré qu'au-delà de sept ensembles, l'augmentation de la précision est négligeable, alors que le coût en temps de calcul continue de croître.[23]

III.2.5.2. L'Inférence floue

L'inférence floue vise à établir des règles logiques permettant de déduire les sorties du système à partir des variables floues fournies par la fuzzification.

Ces règles prennent généralement la forme conditionnelle suivante :

Une règle d'inférence floue s'exprime généralement sous la forme :
Si x appartient à A et y appartient à B , alors z appartient à C , où A , B et C représentent des ensembles flous.

Dans les systèmes de commande et de régulation, la logique floue permet de modéliser un comportement adaptatif face à l'imprécision des données, les variables d'entrée peuvent simultanément appartenir à plusieurs ensembles flous, ce qui entraîne l'activation de plusieurs règles à la fois. Par conséquent, le mécanisme d'inférence doit prendre en compte l'interaction entre plusieurs règles afin de déterminer une réponse globale du système. Alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } x \text{ est } A1 \text{ et } y \text{ est } B1 \text{ alors } z \text{ est } C1 \\ \text{Si } x \text{ est } A2 \text{ et } y \text{ est } B2 \text{ alors } z \text{ est } C2 \\ \quad \quad \quad \cdot \\ \quad \quad \quad \cdot \\ \quad \quad \quad \cdot \\ \text{Si } x \text{ est } An \text{ et } y \text{ est } Bn \text{ alors } z \text{ est } Cn \end{array} \right.$$

Les variables d'entrée sont x et y et la variable de sortie est z . Les sous-ensembles flous sont Les A_i , B_i et C_i .

À titre d'exemple, considérons un système de régulation reposant sur neuf règles d'inférence. Le système étudié comporte deux entrées, x et y , et une sortie unique notée z . Pour chacune des entrées, trois ensembles flous sont définis : Négatif (N), Zéro (Z) et Positif (P).

En ce qui concerne la sortie, cinq ensembles flous sont retenus :

Grand Négatif (GN),

Négatif (N)

Zéro (Z)

Positif (P)

Grand Positif (GP)

Représentés à la Figure (III-8). Les fonctions d'appartenance associées à ces ensembles sont de type triangulaire, offrant un compromis entre simplicité de mise en œuvre et efficacité de représentation.

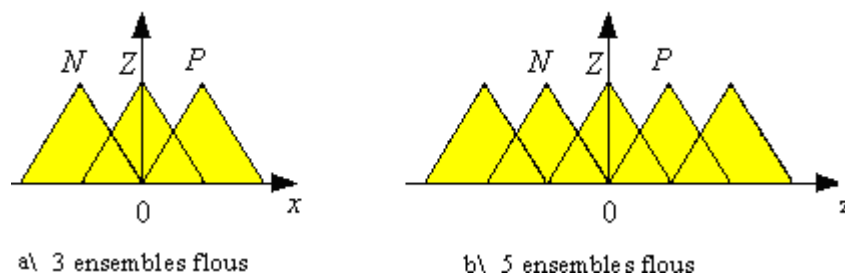


Figure III-8 : Représentation des ensembles flous

Trois formes principales de règles d'inférence peuvent être distinguées :

➤ La Forme Linguistique :

Si (x est négatif) et (y est zéro) alors (z est positif)

➤ La Forme Symbolique :

Il s'agit d'une représentation simplifiée des règles exprimées sous forme linguistique. Chaque ensemble flou défini pour la variable de sortie est associé à une déduction floue correspondante, ce qui permet une formulation plus concise et structurée des règles d'inférence.

- Règle 1 : **Si** $\{(x \text{ est } N) \text{ et } (y \text{ est } N)\}$. **Alors** (z est PG).
- Règle 2 : **Si** $\{(x \text{ est } N) \text{ et } (y \text{ est } Z)\}$ ou $\{(x \text{ est } Z) \text{ et } (y \text{ est } N)\}$ **Alors** (z est Z)
- Règle 3 : **Si** $\{(x \text{ est } Z) \text{ et } (y \text{ est } Z)\}$ ou $\{(x \text{ est } P) \text{ et } (y \text{ est } N)\}$ ou $\{(x \text{ est } N) \text{ et } (y \text{ est } P)\}$. **Alors** (z est P)

- Règle 4 : **Si** $\{(x \text{ est } P) \text{ et } (y \text{ est } Z)\}$ ou $\{(x \text{ est } Z) \text{ et } (y \text{ est } P)\}$ **Alors** $(z \text{ est } N)$
- Règle 5 : **Si** $\{(x \text{ est } P) \text{ et } (y \text{ est } P)\}$. **Alors** $(z \text{ est } NG)$

➤ La matrice d'inférence :

Il s'agit d'une autre forme de simplification des règles linguistiques, reposant cette fois sur une représentation graphique. Ainsi, la forme symbolique précédemment établie peut être transposée sous forme matricielle afin de visualiser. Elles définissent de manière explicite le lien entre les états flous des entrées et les actions à entreprendre.

x / y	N	Z	P
N	PG	P	Z
Z	P	Z	N
P	Z	N	NG

Figure III-9 : Matrice d'inférence

Il peut arriver que la matrice d'inférence ne soit pas entièrement complétée. Cela ne signifie pas pour autant qu'aucune sortie n'est générée ; cela indique simplement que le degré d'appartenance associé à la règle concernée est nul.

Par la suite, il convient de déterminer les degrés d'appartenance correspondant à la variable de sortie. Plusieurs méthodes permettent d'y parvenir, et la distinction entre ces approches repose principalement sur la manière dont les opérateurs logiques flous (ET, OU, NON) sont implémentés.

Parmi les méthodes les plus couramment utilisées, on trouve : Max-Min, Max-Produit et Somme-Produit. Dans le cadre de ce travail, nous avons opté pour la méthode Max-Min, Aussi appelée implication de Mamdani, en raison de sa mise en œuvre simple et de son efficacité dans les systèmes de commande.

La Méthode Max-Min

La méthode Max-Min repose sur une implémentation simple des opérateurs logiques flous : L'opérateur logique ET est représenté par la fonction Min, l'opérateur OU par la fonction Max, tandis que la conclusion ALORS est également modélisée à l'aide de la fonction Min.

Prenons l'exemple de la règle 1, qui ne comporte qu'une seule prémisse. Dans ce cas, l'ensemble flou PG (Positif Grand) associé à la variable de sortie z est obtenu en prenant le minimum des degrés d'appartenance des deux variables d'entrée x et y .

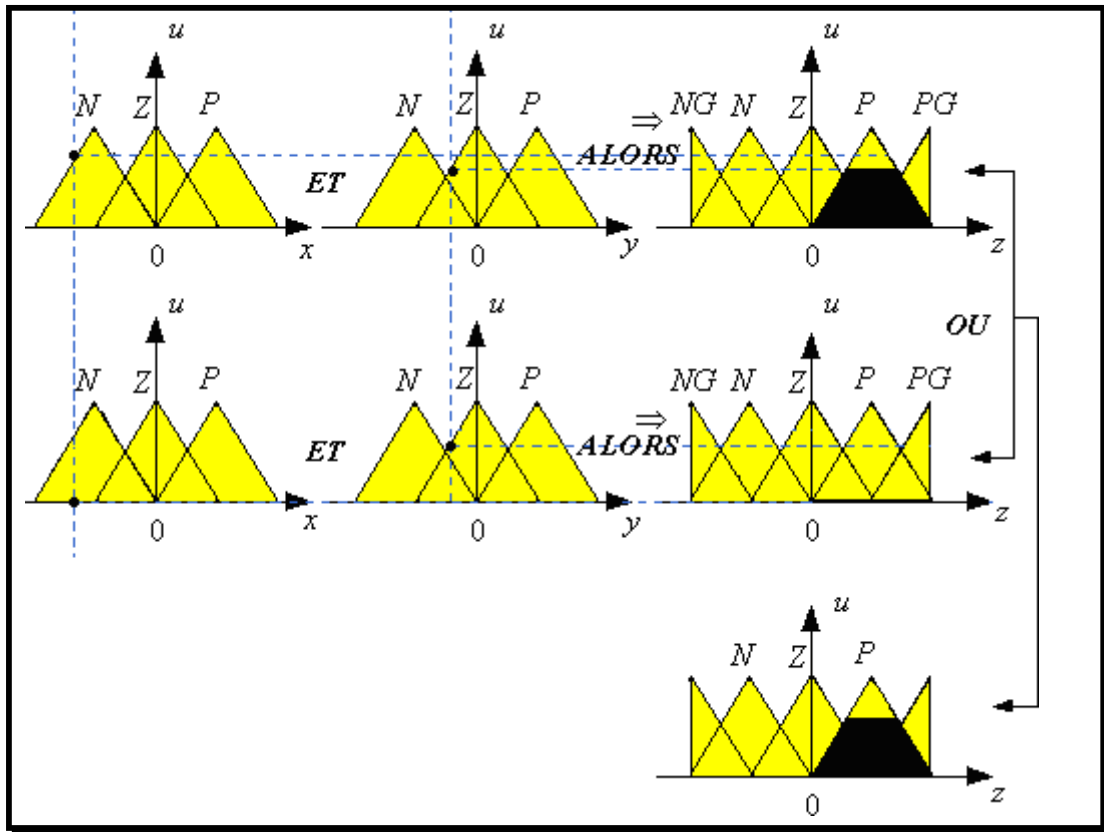


Figure III-10 : Inférence par la méthode Max-Min de la règle 2.

La règle 2, quant à elle, comporte deux prémisses reliées par l'opérateur OU. Pour chaque prémisses, on applique la même opération que précédemment (c'est-à-dire le minimum). La sortie correspondante, ici l'ensemble P de la variable z, est alors déterminée en prenant le maximum des deux surfaces obtenues, comme illustré dans la Figure (III-10)

III.2.5.3 La Défuzzification

La défuzzification constitue l'étape finale du processus de commande floue. Elle vise à convertir les résultats flous issus de l'inférence en une valeur numérique concrète exploitable par le système. Autrement dit, il s'agit d'une opération inverse de la fuzzification. Elle permet d'extraire une grandeur physique à partir de la surface d'agrégation, la méthode du centre de gravité restant la plus utilisée parmi les techniques de défuzzification, comme illustré dans la Figure(III-11). Elle repose sur le calcul du barycentre de la surface de sortie floue, selon la formule suivante :

$$Z^* = \frac{\int_{-1}^1 zu_z(z)dz}{\int_{-1}^1 u_z(z)dz} \quad \text{III.9}$$

Une autre approche, appelée méthode de la valeur maximale, consiste à choisir pour valeur de sortie l'abscisse correspondant à la moyenne des points où la fonction d'appartenance atteint sa valeur maximale.

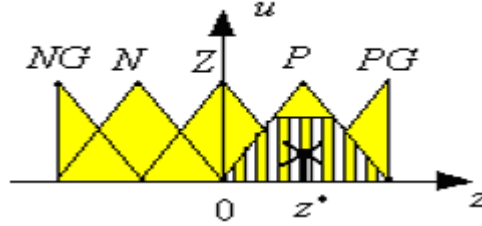


Figure III-11 : Défuzzification de la sortie par la méthode du centre de gravité

III.2.6. Régulation floue appliquée à la commande vectorielle direct et indirecte

III.2.6.1. Le régulateur de la vitesse

Après avoir présenté les concepts fondamentaux ainsi que les termes linguistiques propres à la logique floue, ce paragraphe s'intéresse à la structure d'un régulateur flou. La conception d'un tel régulateur soulève plusieurs défis, notamment en raison de la diversité des méthodes permettant de définir les opérateurs flous et les mécanismes d'implication. Bien que les approches mentionnées ne soient pas exhaustives, elles couvrent déjà un large éventail de possibilités.

L'accent est mis ici sur la commande vectorielle indirecte, dans laquelle la régulation de la vitesse s'effectue à partir d'une consigne émise par un opérateur externe. Le régulateur de vitesse génère en sortie un couple électromagnétique de référence que l'ensemble du système constitué du convertisseur et de la machine est chargé de réaliser.

Sous flux constant, ce couple est proportionnel au courant de référence i_{qs}^* , utilisé comme signal d'entrée dans la boucle de régulation de courant.

La structure de base du régulateur flou adoptée ici est inspirée de celle d'un régulateur classique, mais sous une forme incrémentale. Cette dernière ne fournit pas directement la valeur absolue du couple ou du courant à appliquer, mais plutôt l'incrément correspondant à cette grandeur [21]

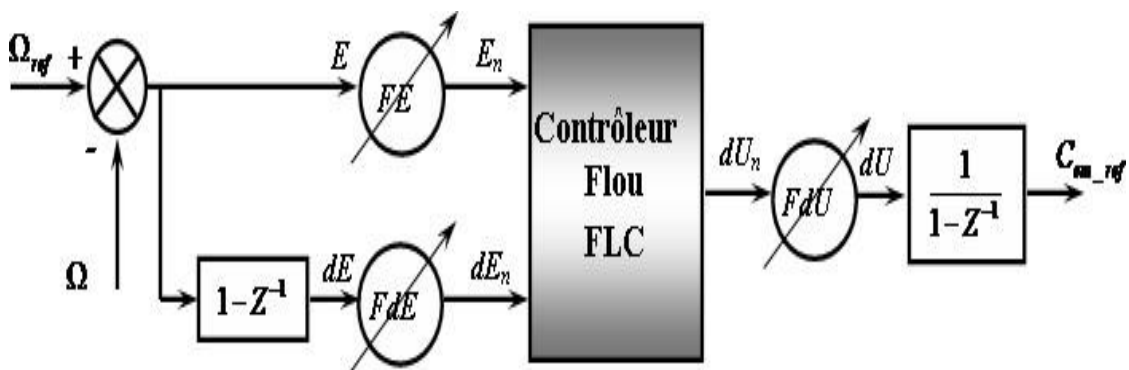


Figure III-12 : Schéma fonctionnel d'un régulateur flou de vitesse [2]

Dans le schéma ci-après, ainsi que dans la suite de cette étude, la notation suivante est utilisée :

E : L'erreur, elle définit par :

$$E(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k)$$

III.10

dE : La Dérivée de L'erreur, approximée par l'expression suivante :

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_1} \quad \text{III.11}$$

T_1 = Étant la période d'échantillonnage.

Dans une commande vectorielle indirecte de machine asynchrone, le régulateur de vitesse délivre en sortie la consigne du couple électromagnétique à générer.

Lorsque cette sortie est appliquée directement au système, le régulateur est alors qualifié de régulateur flou de type PD. Cette relation peut être exprimée sous la forme suivant

$$T_e = F_{\text{uzzy}}(e, de)$$

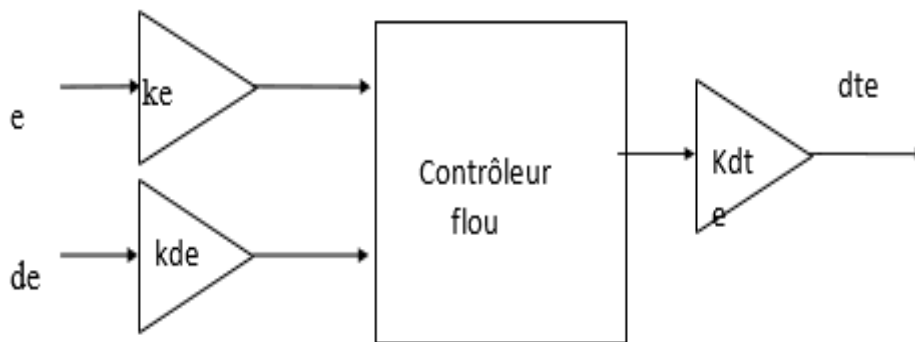


Figure III-13 : Régulateur flou de type proportionnel-dérivatif (PD)

En revanche, lorsque la sortie du contrôleur flou est interprétée comme un incrément de la commande, le système est qualifié de régulateur flou de type PI. Dans ce cas, la commande est déterminée selon la relation suivante :

$$dte = F_{\text{uzzy}}(e, de) \text{ ou encore } dte = F_{\text{uzzy}}(\int e dt, de) ;$$

$$\text{Soit : } T_e(k) = dte(k) + T_e(k-1)$$

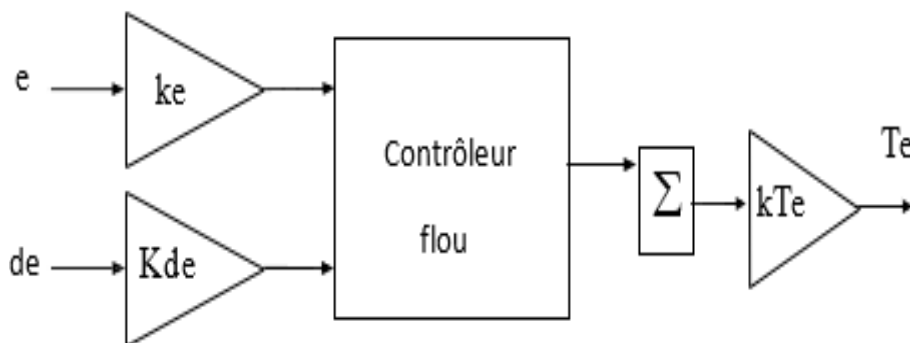


Figure III-14 : Régulateur flou de type (PI)

Le contrôleur flou PID combine les actions P, I et D dans une structure floue en associant les actions des régulateurs flous de type PI et de type PD, selon une configuration combinée comme suit :

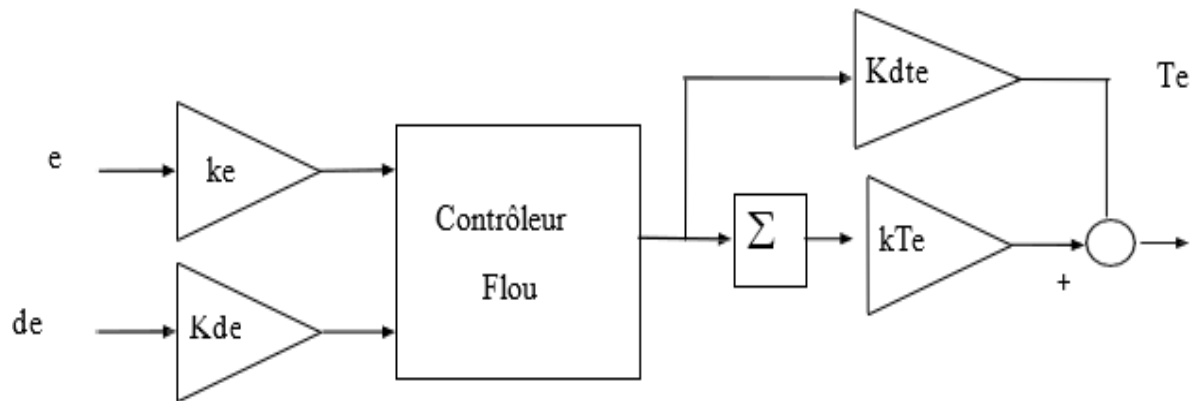


Figure III-15 : Régulateur flou intégrant les actions P, I et D

La commande floue de type PID peut être vue comme l'association d'un régulateur flou de base et d'une boucle PI classique non floue, agencés en série.

Par ailleurs, à l'instar des méthodes de régulation classiques, une limitation du couple de référence est nécessaire afin d'éviter une sollicitation excessive de la machine.

Enfin, étant donné que les fonctions d'appartenance sont définies sur l'intervalle normalisé $[-1, 1]$, les variables de sortie sont pondérées par des gains proportionnels. La configuration finale du régulateur de vitesse basé sur la logique floue est donc la suivante :

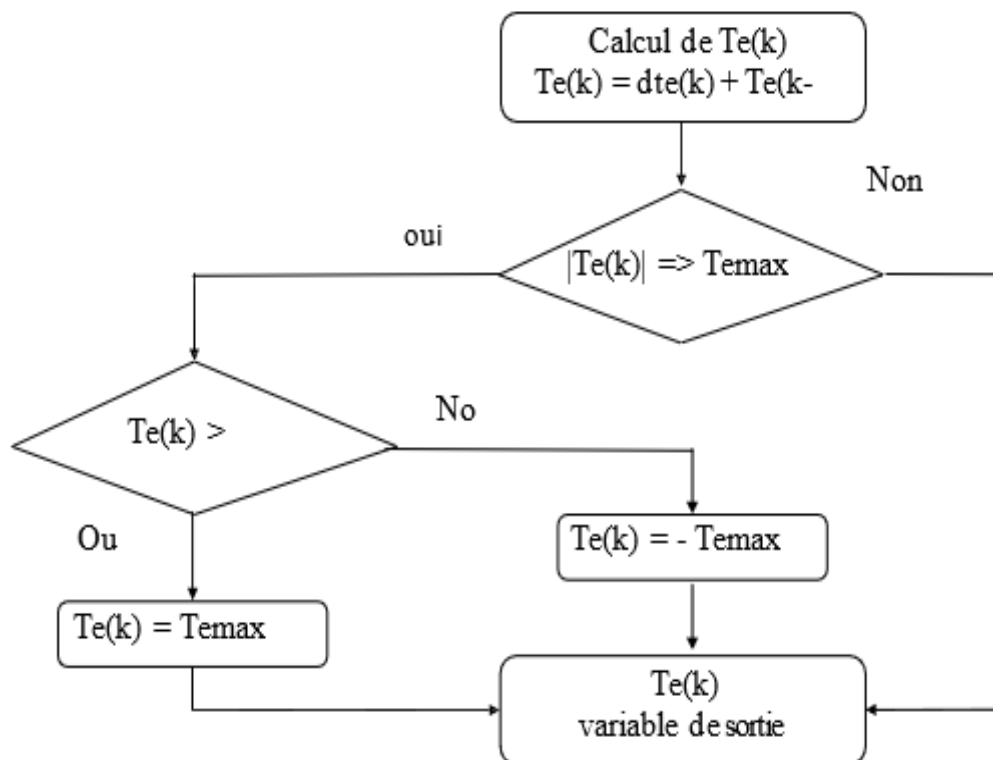


Figure III-16 : Algorithme pour limitation de $Te(k)$

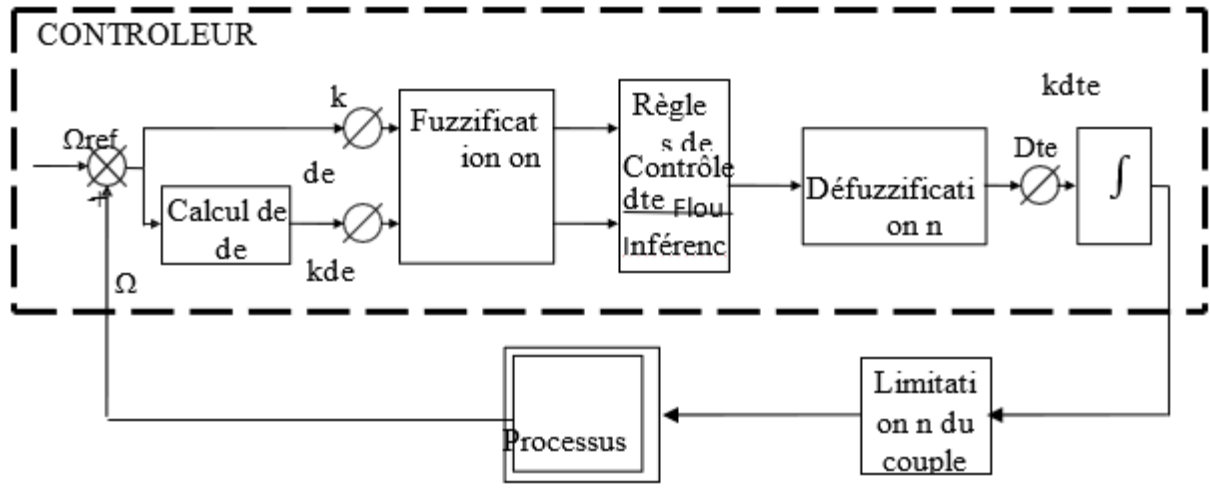


Figure III-17 : Structure du Régulateur de Vitesse à la logique floue

Selon le schéma, le système se compose des éléments suivants :

- Calcul de la variation de l'erreur dans le temps
- Facteurs d'échelle (dte) appliqués à l'erreur, sa dérivée et la commande
- Fuzzification des signaux d'erreur et de sa variation
- Défuzzification du signal flou en valeur numérique
- Intégrateur pour tenir compte de l'historique de l'erreur
- Un bloc intégrateur assurant la prise en compte de l'historique de l'erreur.

III.2.6.2. Le Régulateur du flux Rotorique

La structure du régulateur flou du flux rotorique est similaire à celle d'un régulateur PI. L'entrée du régulateur correspond à l'écart entre le flux de référence et le flux mesuré (ou estimé), tandis que sa sortie fournit le courant de référence I_{ds}^* , comme illustré dans la Figure (III-18.)

Les grandeurs manipulées sont préalablement normalisées selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} E_{\phi n} = F_{\phi} E_n \\ dE_{\phi n} = F_{\phi} dE_n \\ I_{qsn}^* = \frac{1}{G_{\phi}} I_{qs}^* \end{cases} \quad \text{III.12}$$

La dérivée de l'erreur est estimée à l'aide d'une approximation numérique :

$$dE_{\phi}(k) = \frac{E_{\phi}(k) - E_{\phi}(k-1)}{T_e} \quad \text{III.13}$$

La différence essentielle entre les régulateurs du flux rotorique et de la vitesse réside dans le paramétrage des facteurs d'échelle, ainsi que dans la définition des fonctions d'appartenance utilisées dans chacun des deux régulateurs

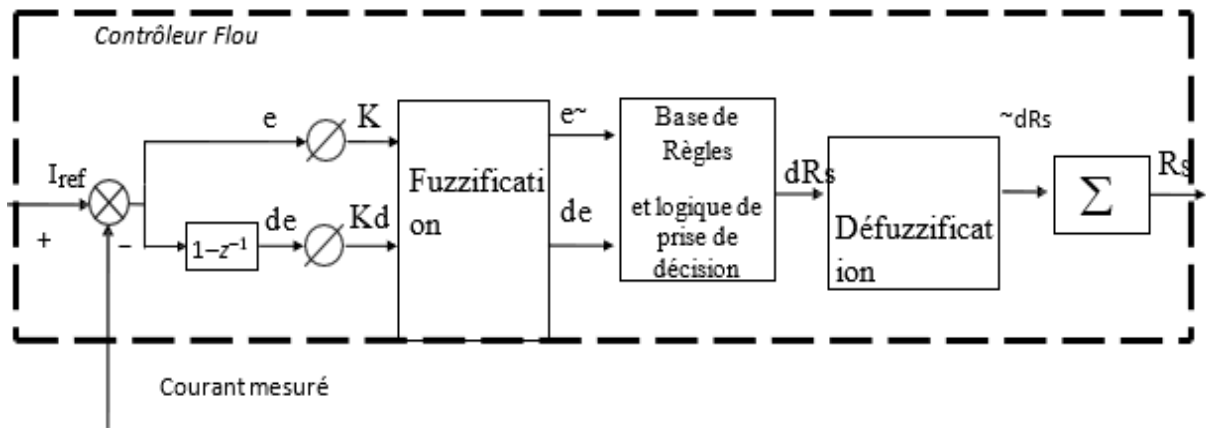


Figure III-18 : Structure interne d'un contrôleur flou

III.2.6.3. Procédure de la régulation floue de la machine asynchrone

III.2.6.3.1. Fuzzification

Dans ce projet, nous avons utilisé cinq ensembles flous (Grand Négatif, Négatif, Zéro, Positif, Grand Positif) pour les variables d'entrée E et dE, ainsi que pour la sortie (voir Annexe A). La fuzzification permet de mesurer à quel point une valeur appartient à ces ensembles.

Les fonctions triangulaires ont été choisies pour leur simplicité et leur rapidité de calcul.

III.2.6.3.2. L'inférence floue

L'établissement de la matrice d'inférence se base sur une analyse du comportement du système, en tenant compte de la trajectoire souhaitée.

Par exemple, si E et dE sont tous deux Grand Négatif, cela signifie que l'erreur est importante et en forte augmentation. Dans ce cas, une commande de type Négatif serait appropriée pour ralentir cette croissance, NG étant le choix le plus efficace.

La matrice d'inférence peut prendre la forme illustrée dans le Tableau :

dE / E	NG	N	Z	P	NP
NG	NG	NG	N	N	Z
N	GN	N	N	Z	P
Z	N	N	Z	Z	P
P	N	Z	P	P	PG
NP	Z	P	P	PG	PG

Figure III-19 : Matrice d'inférence de 5 ensembles des deux entrées et 5 ensembles pour la sortie

Dans ce cas, on a 5 règles de sortie ; la première règle est celle qui donne NG, elle contient 3 prémisses :

Règle 1 : Si $\{(E \text{ est NG}) \text{ et } (dE \text{ est NG})\} \text{ OU } \{(E \text{ est NG}) \text{ et } (dE \text{ est N})\} \text{ OU } \{(E \text{ est N}) \text{ et } (dE \text{ est NG})\}$. Donc $(C \text{ est NG})$.

La sortie est Définie par la méthode Max-Min qu'on a détaillé précédemment.

III.2.6.3.3. La défuzzification

Le contrôleur, défini par deux entrées et une sortie, peut être représenté par une surface tridimensionnelle, appelée surface d'état, qui décrit la variation de la commande C en fonction de l'erreur E et de sa dérivée dE dans l'univers du discours.

III.3. Analyse des résultats issus de la simulation

Cette section présente une simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique, en modes direct et indirect, appliquée à une machine asynchrone, qu'elle soit alimentée ou non par un onduleur de tension. Les conditions adoptées pour la simulation sont les suivantes : un flux de référence fixé à 1,2 Wb, une vitesse de référence initiale de 100 rad/s inversée à 100 rad/s à l'instant 2,5 s, ainsi qu'un couple de charge constant de 5 N·m.

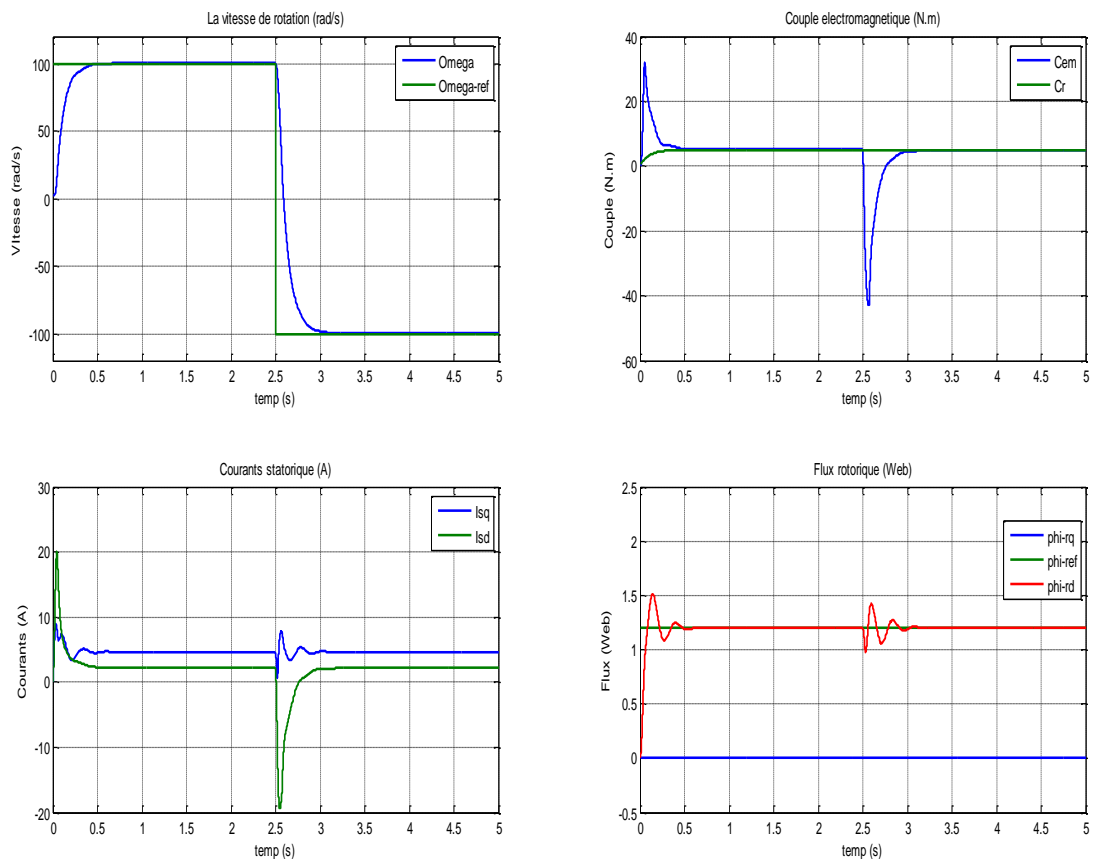


Figure III-20 : commande vectorielle direct sans capteur mécanique appliqué à la MAS

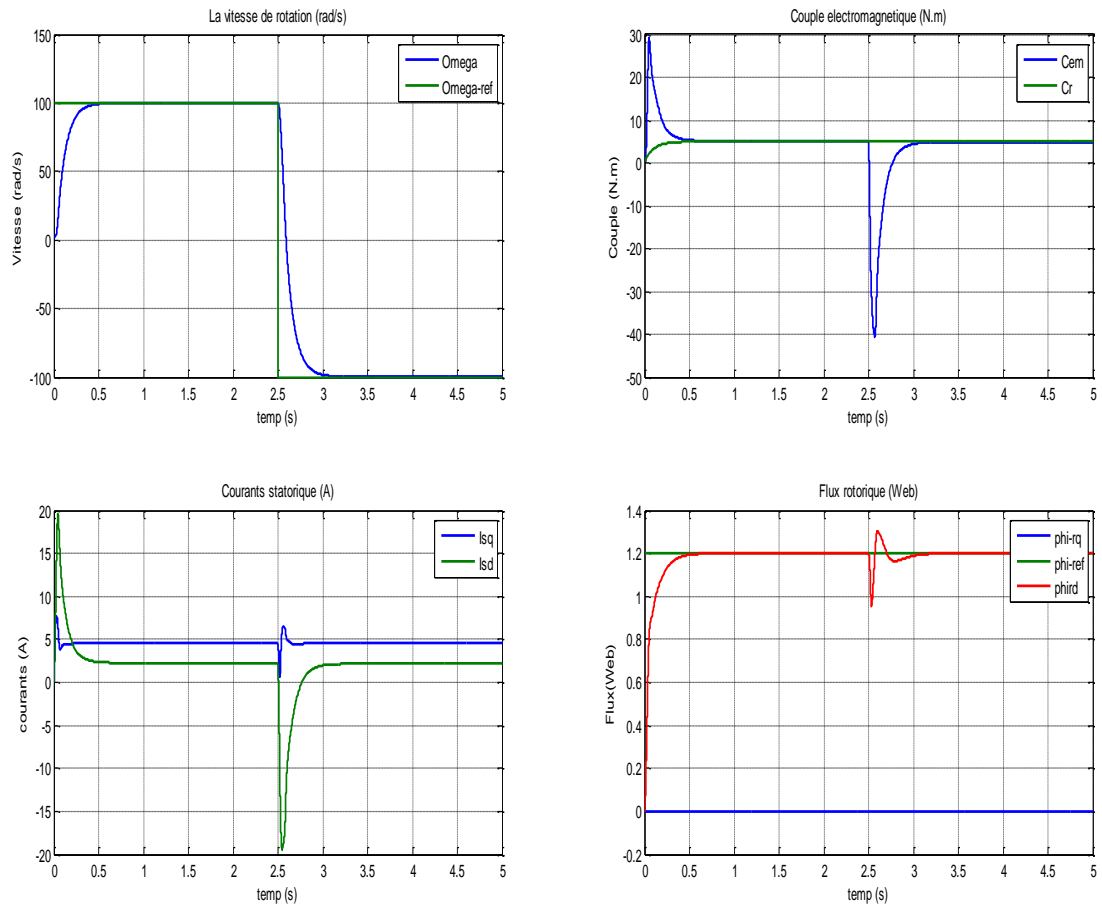


Figure III-21 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique appliqué à la MAS

III.3.1. Interprétation pour la commande vectorielle directe et indirecte sans capteur mécanique

A partir des résultats des courbes on remarque que la commande vectorielle sans capteur mécanique a montré un comportement dynamique stable et une bonne réponse aux signaux de référence (Omega-réf, Cr, flux), il est remarquable que ces résultats soient très proches de ceux obtenus avec les mêmes commandes mais avec capteur mécanique, Ce résultat met en évidence l'efficacité de la logique floue utilisée pour pallier l'absence de mesure directe de la vitesse.

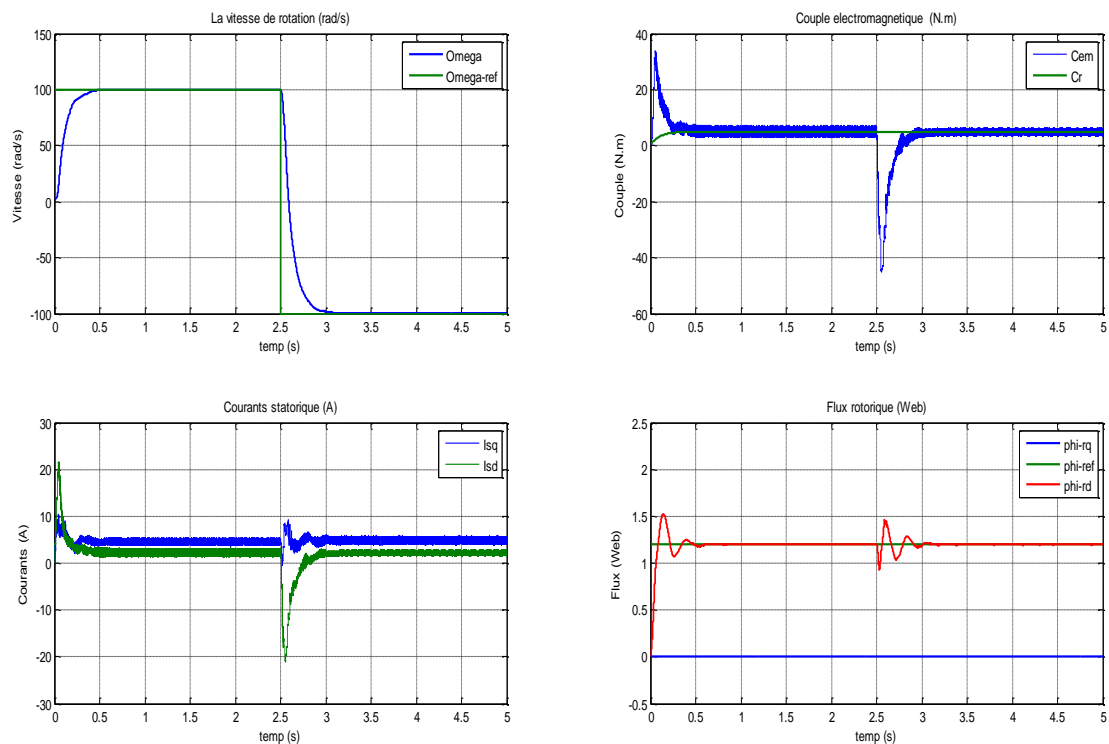


Figure III-22 : commande vectorielle direct sans capteur mécanique avec onduleur appliqué à la MAS

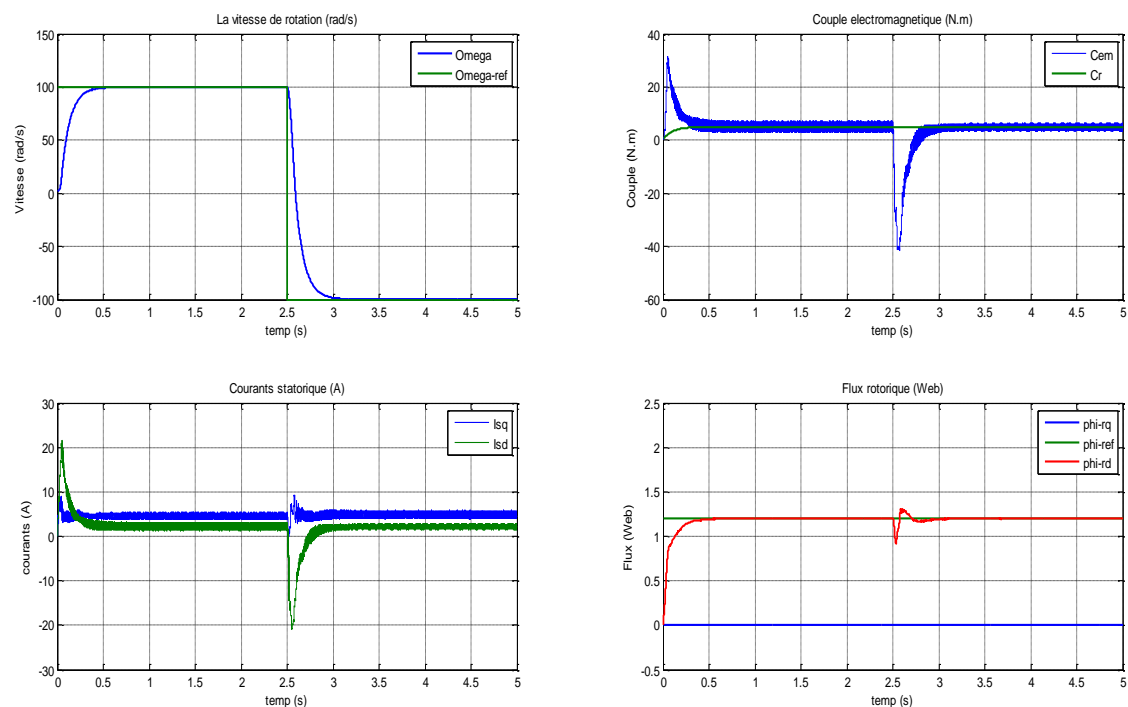


Figure III-23 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique avec onduleur appliqué à la MAS

L'analyse des courbes obtenues avec la commande vectorielle sans capteur mécanique, implémentée à l'aide d'un onduleur, permet de constater une réponse dynamique satisfaisante du système., montre que les performances obtenues son parfaitement identiques à celles observées avec l'utilisation d'un capteur de vitesse, sans aucune différence notable dans le suivi des références

Les figures ci-dessous Figure (III-24) et Figure (III-25) qui représente la commande vectorielle directe et indirecte sans capteur mécanique et sans correcteur de courant et les Figure (III-26) Figure (III-27) la commande sans capteur mécanique et sans correcteur avec onduleur.

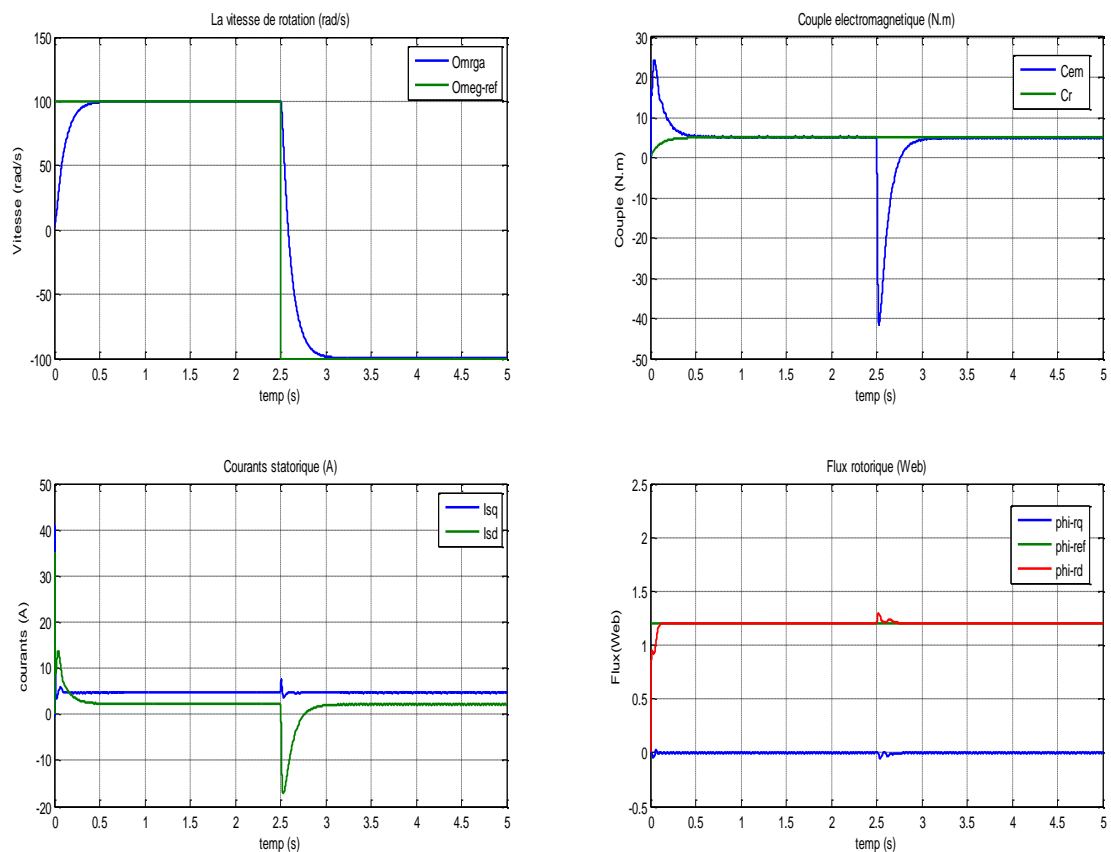


Figure III-24 : commande vectorielle direct sans capteur mécanique et sans correcteur de courant appliqué à la MAS

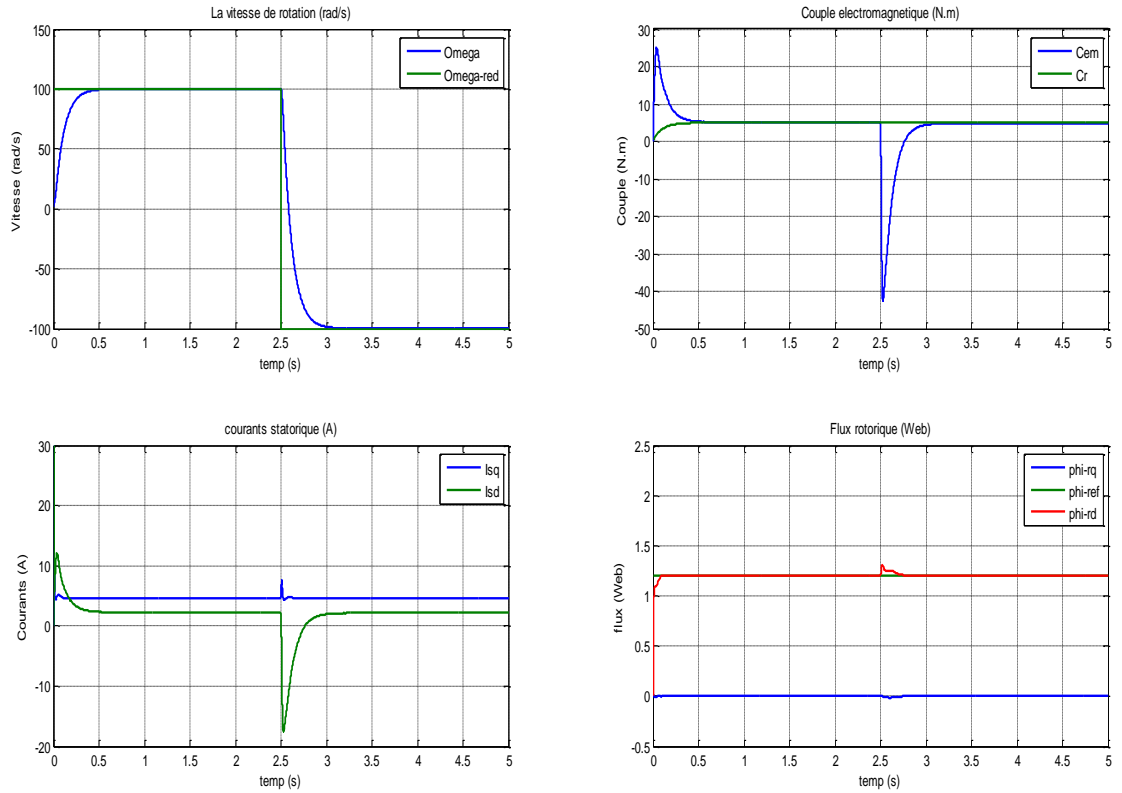


Figure III-25 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique et sans correcteur de courant appliqué à la MAS

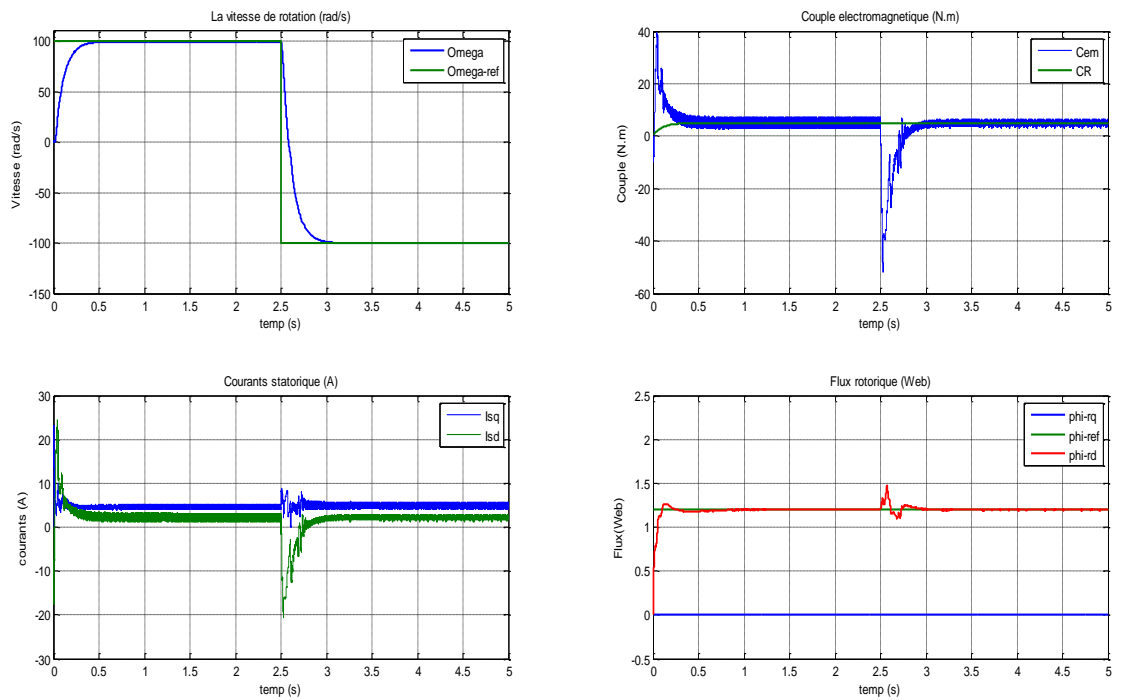


Figure III-26 : commande vectorielle direct sans capteur mécanique et sans correcteur de courant avec onduleur appliqué à la MAS

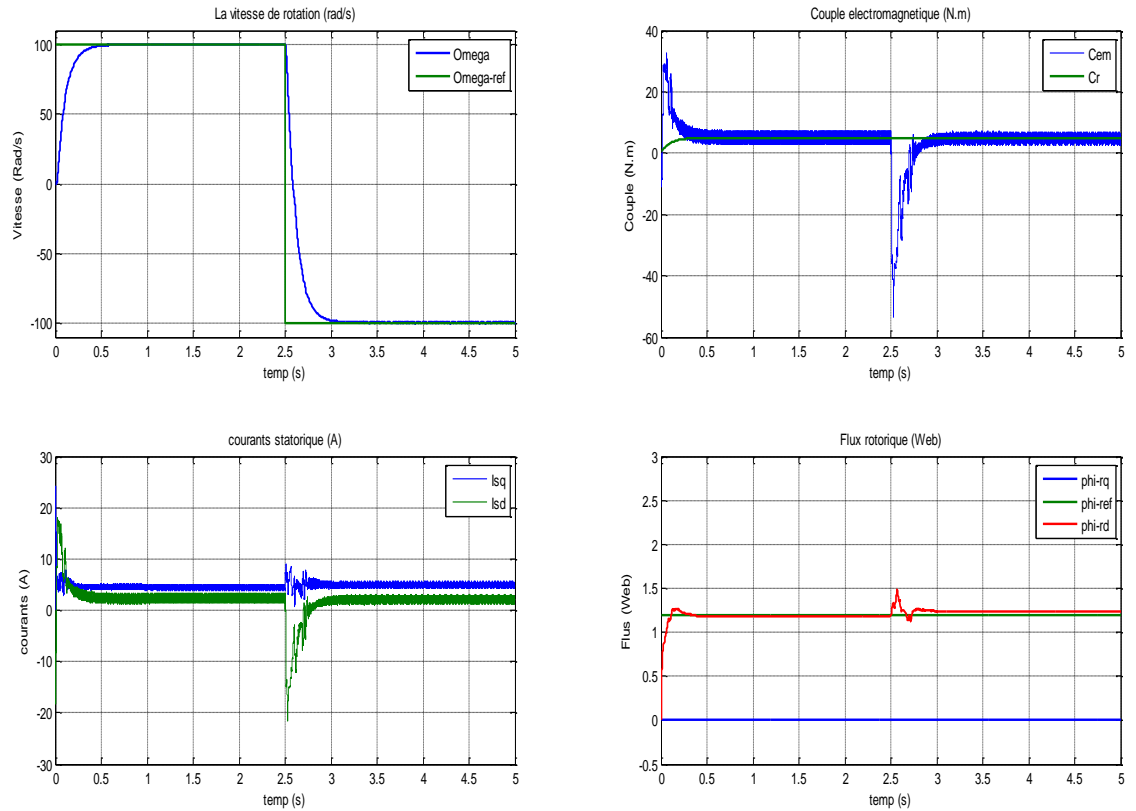


Figure III-27 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique et sans correcteur de courant avec onduleur appliqué à la MAS

III.3 .2. Interprétation pour la commande vectorielle directe et indirecte sans capteur mécanique et sans correcteur de courant avec et sans onduleur

On remarque que la commande vectorielle directe et indirecte, sans capteur mécanique et sans correcteur de courant, comme on peut également le constater dans ces résultats, permet une amélioration du suivi de la référence en général, et on observe également que le flux présente de légères perturbations après un temps de 2,5 s dans la stratégie de commande indirecte. Le même comportement dynamique se manifeste lorsque la commande est reliée à l'onduleur.

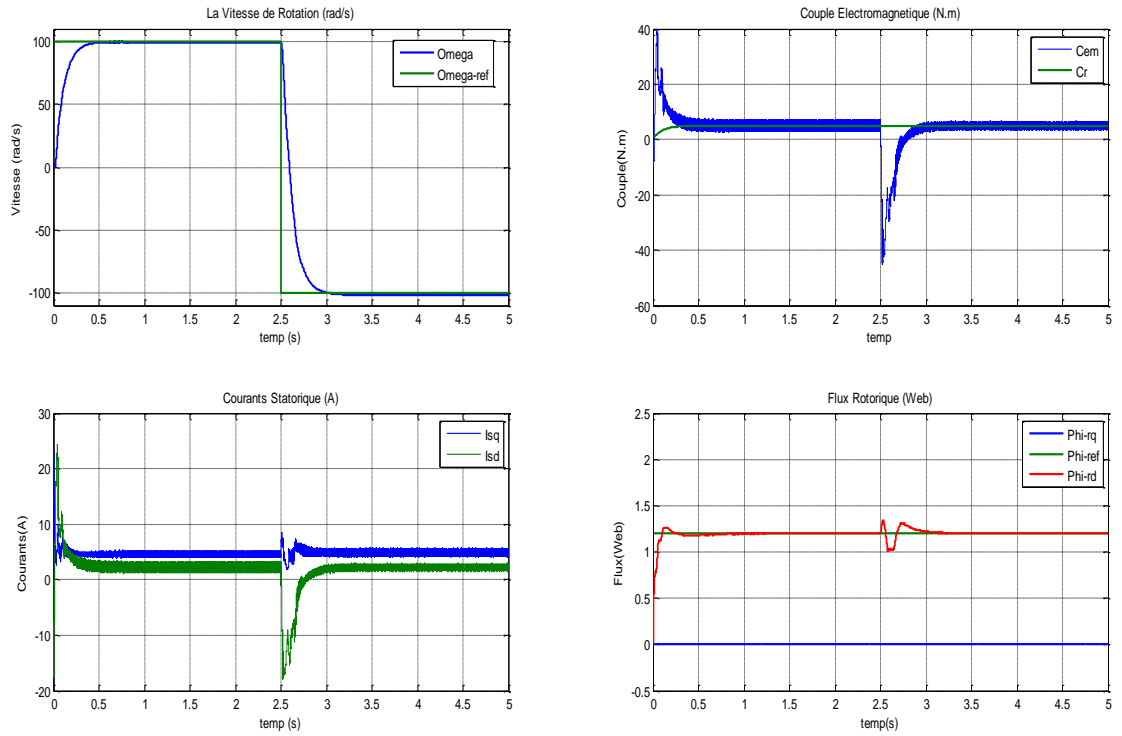


Figure III-28 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle direct sans capteur mécanique

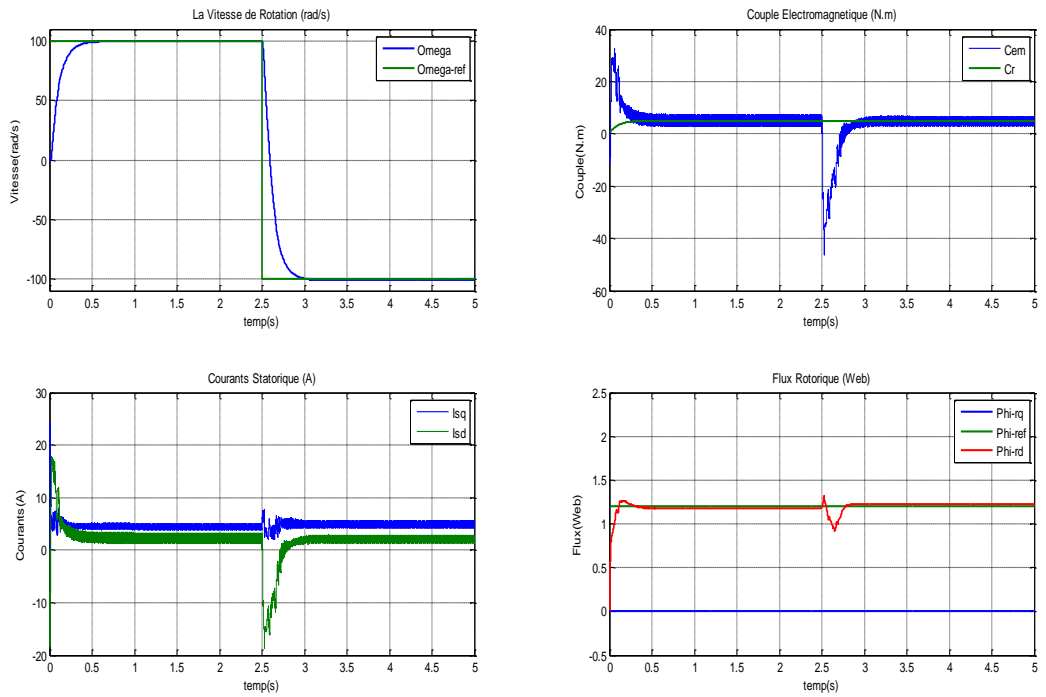


Figure III-29 : Variation de 50 % de R_s commande vectorielle indirect sans capteur mécanique

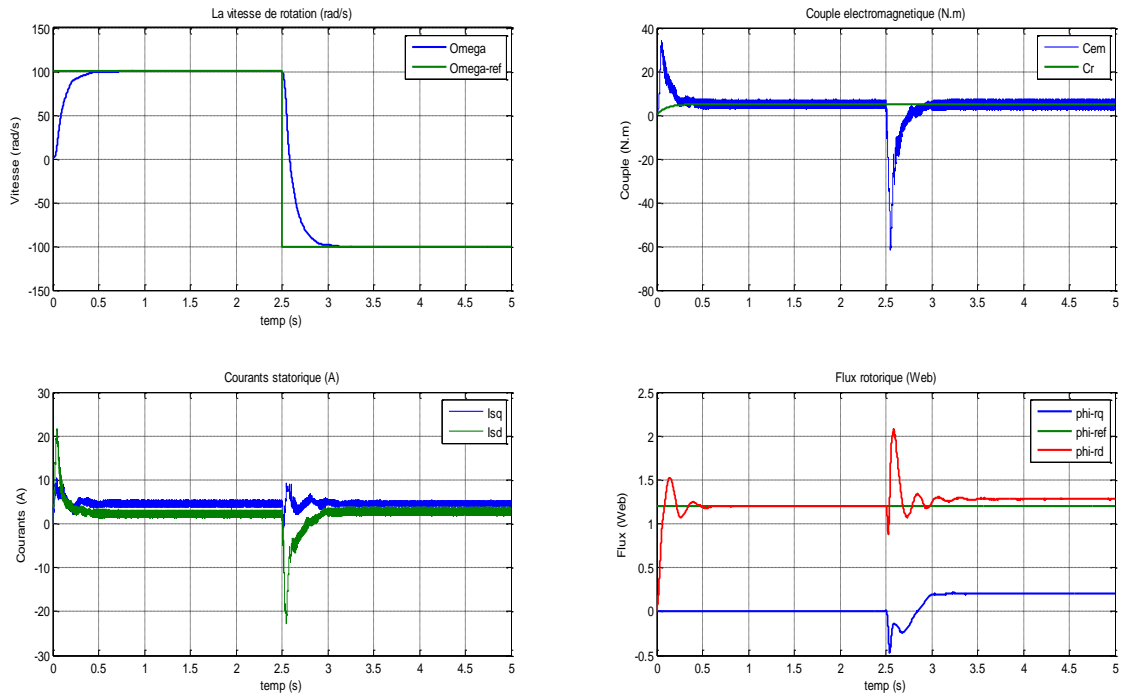


Figure III-30 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle direct sans capteur mécanique

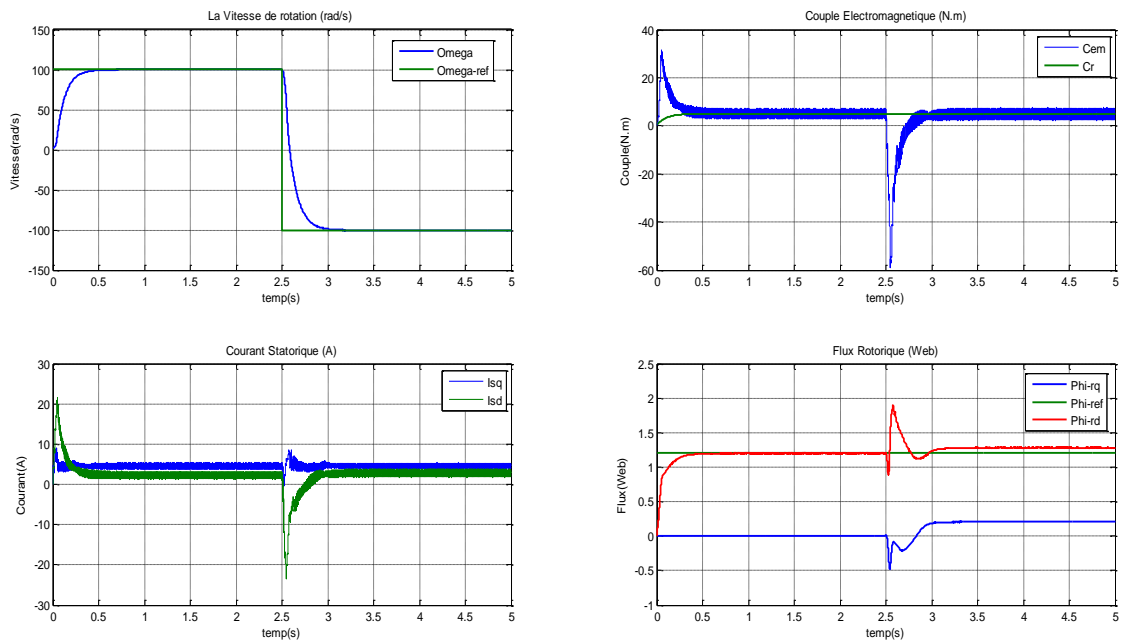


Figure III-31 : Variation de 50 % de R_r commande vectorielle indirect sans capteur mécanique

III.3.3. Interprétation pour commandes vectorielles direct et indirect sans capteur — robustesse face à une variation de 50 % de R_r et R_s

Dans le contexte d'une commande sans capteur mécanique, Une étude a été réalisée pour évaluer la robustesse du système vis-à-vis de variations paramétriques importantes. Une modification de 50 % de la résistance statorique n'a entraîné aucun impact significatif sur les performances globales du système, ce qui témoigne de sa stabilité.

, que ce soit au niveau de la vitesse, du couple ou du flux. Ceci met en évidence la capacité de l'algorithme d'estimation intelligent (tel que la logique floue) à compenser ces variations et à garantir la stabilité du fonctionnement.

En revanche, une variation de 50 % de la résistance rotorique a entraîné une légère déviation au niveau du flux uniquement, qui ne suit plus la référence avec la même précision. Néanmoins, la vitesse et le couple restent conformes à leurs consignes. Ce comportement s'explique par une sensibilité accrue du flux aux changements de la résistance du rotor. Cependant ce déficit peut être efficacement corrigé en intégrant une logique floue spécifique au flux (logique floue de flux) permettant ainsi d'améliorer considérablement la précision de suivi de la r référence, et d'assurer un comportement robuste et fiable du système, même en l'absence de capteurs mécanique

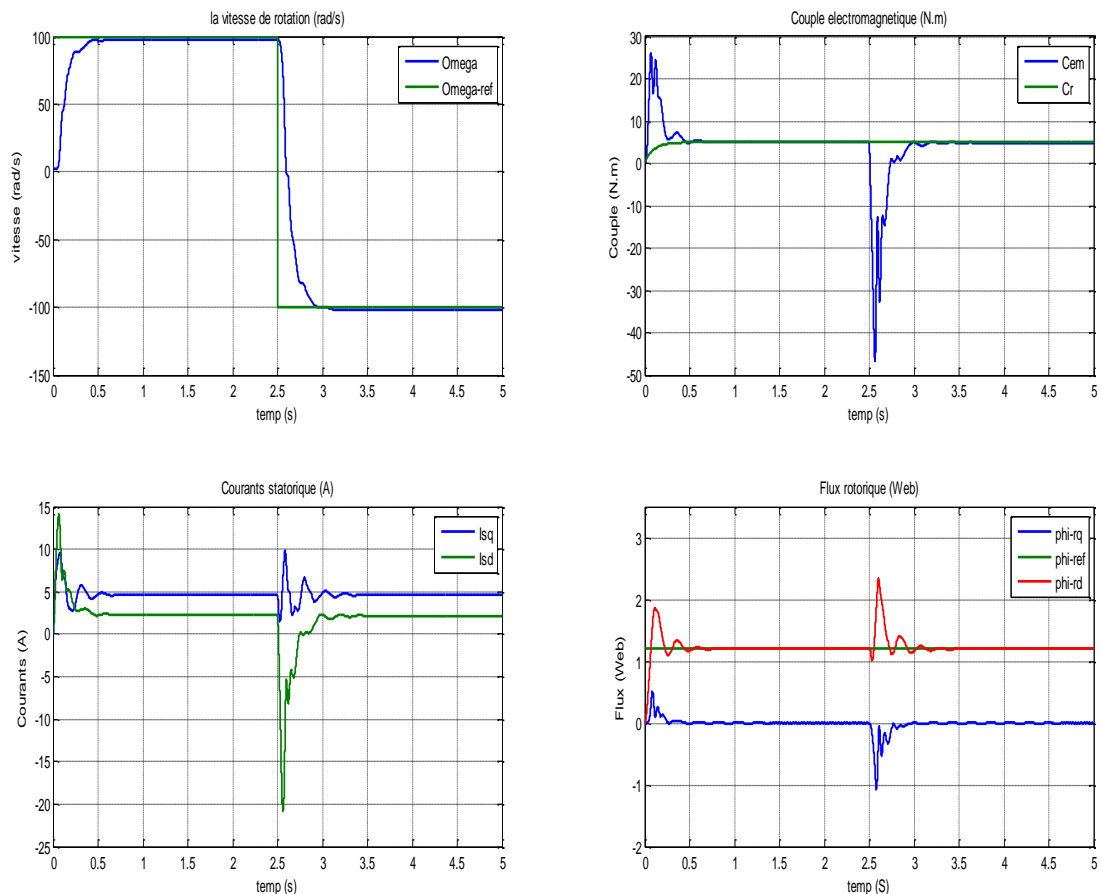


Figure III-32 : commande vectorielle direct sans capteur mécanique avec la technique MRAS

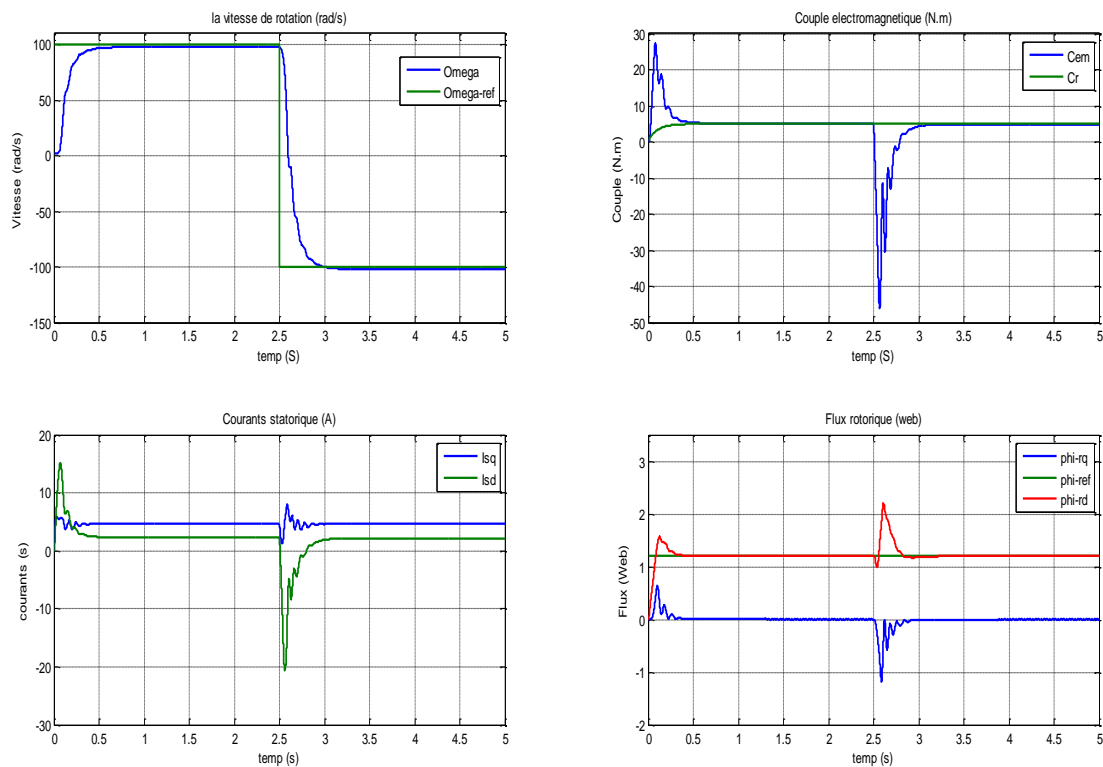


Figure III-33 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique avec la technique MRAS

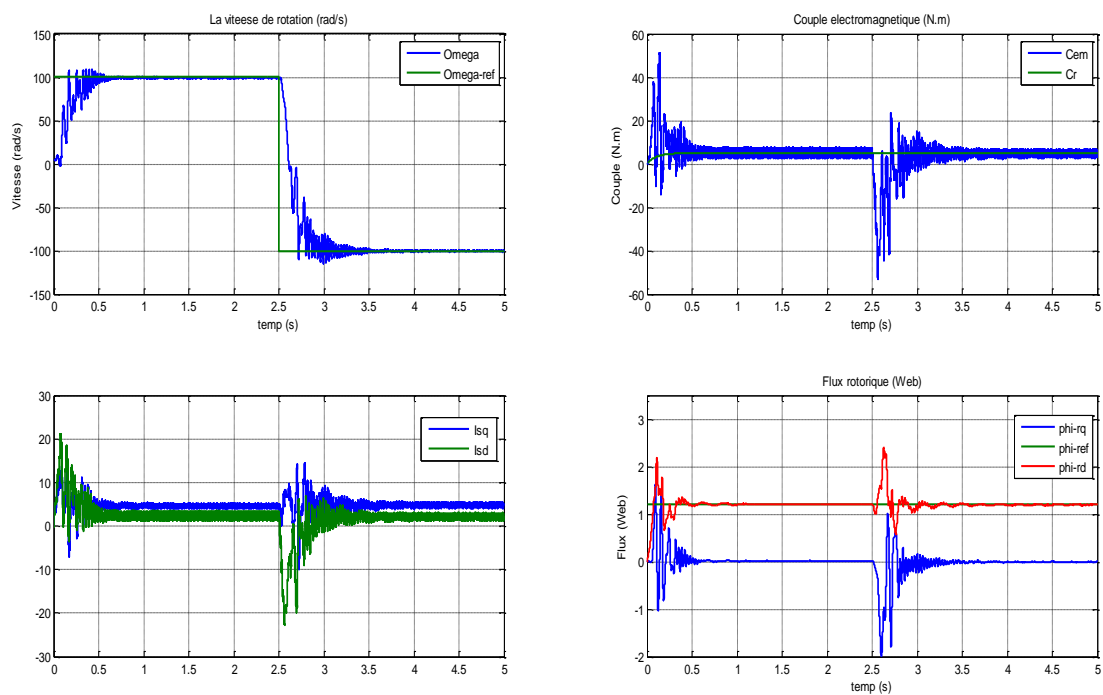


Figure III-34 : commande vectorielle direct sans capteur mécanique avec la technique MRAS et avec onduleur

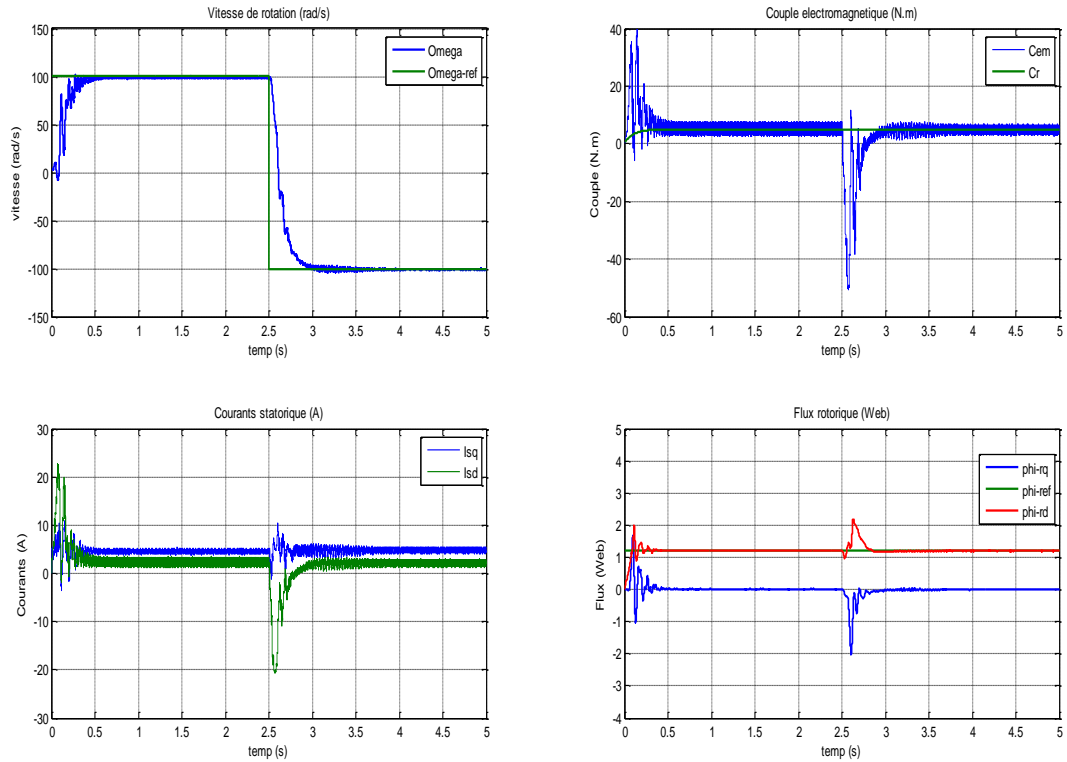


Figure III-35 : commande vectorielle indirect sans capteur mécanique avec la technique MRAS et onduleur

III.3.4. Interprétation de la commande vectorielle direct et indirect sans capteur mécanique avec la technique MRAS

L'intégration de la technique MRAS dans une commande sans capteur mécanique a permis d'obtenir des performances pratiquement identiques à celles d'un système utilisant un capteur de vitesse, tant en termes de suivi que de stabilité dynamique. Cette précision s'explique par le principe du MRAS repose sur la confrontation entre un modèle de référence indépendant de la vitesse et un modèle adaptatif fonction de la vitesse estimée. L'algorithme ajuste cette dernière en temps réel de manière à réduire l'écart entre les deux modèles, ce qui confère au système une robustesse élevée et une grande précision, même en présence de variations paramétriques telles que les résistances statoriques ou rotorique

III.4. Comparaison entre la commande vectorielle classique et la commande intelligente

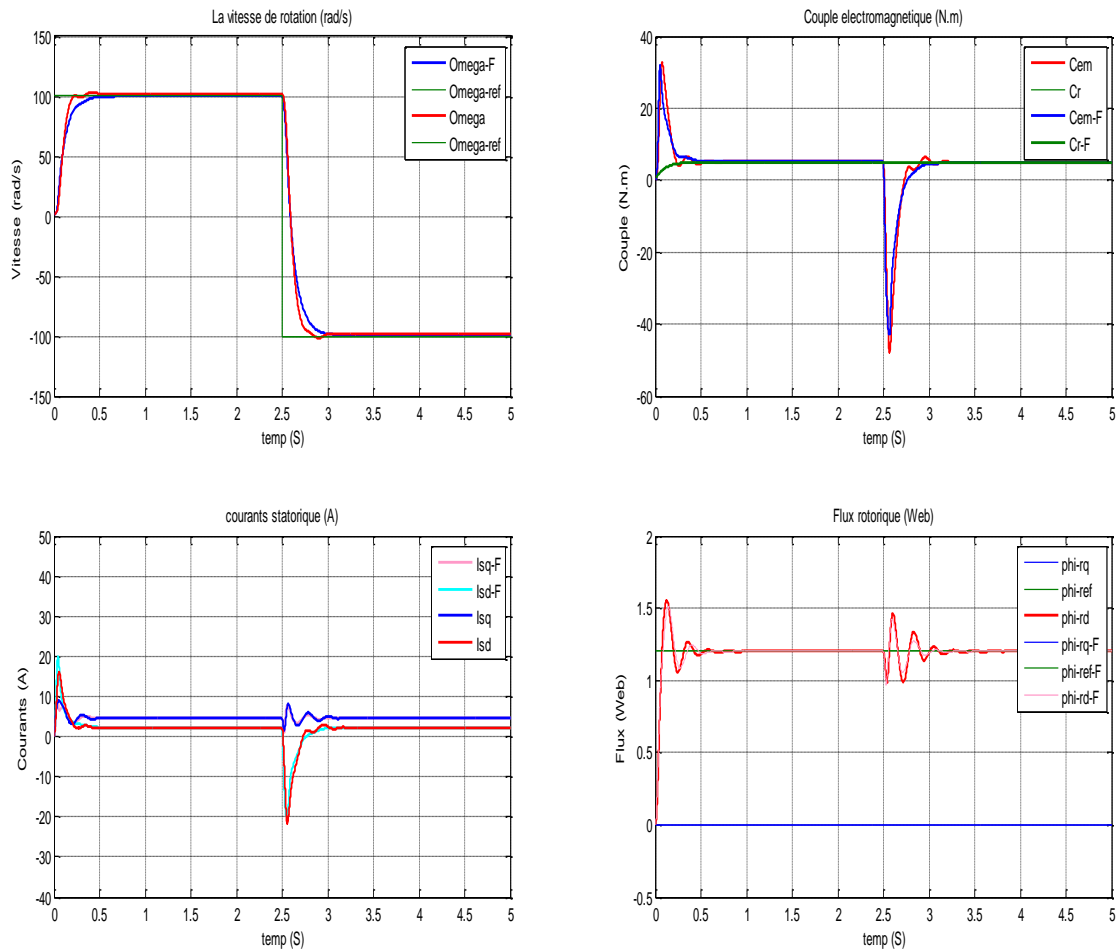


Figure III.36 : commande classique et leur intelligente

Dans le cadre de la commande sans capteur des machines asynchrones, une comparaison a été effectuée entre deux approches de la commande vectorielle directe : la première repose sur des algorithmes classiques traditionnels, tandis que la seconde exploite une logique intelligente basée sur un système flou (logique floue) pour l'estimation du flux et l'orientation du contrôle. Les courbes de simulation montrent que la commande intelligente présente une supériorité notable en termes avec une meilleure réactivité et une précision dynamique accrue, avec un meilleur suivi de la vitesse de référence, un temps de stabilisation plus court et des oscillations réduites par rapport à la commande classique. De plus, elle permet de limiter significativement le dépassement et les ondulations du couple électromagnétique, ce qui garantit un comportement plus fluide et stable, essentiel dans les applications industrielles sensibles. Concernant les courants statoriques (I_{sd} et I_{sq}), la logique floue du flux offre une meilleure séparation entre les axes directs et quadrature, traduisant une distribution énergétique plus efficace au sein de la machine. En ce qui concerne le flux rotorique, l'utilisation d'un observateur intelligent permet une estimation plus fidèle et plus proche de la référence, contrairement à l'approche classique qui présente des écarts notables lors des

variations dynamiques. Malgré une complexité accrue, l'usage de la logique floue renforce la robustesse et l'adaptabilité du contrôle, les avantages en matière de performance en font une solution optimale pour les contextes nécessitant une commande de haute précision et une grande fiabilité dans des conditions variables. Ainsi, la commande intelligente basée sur la logique floue du flux constitue une avancée significative dans le développement des systèmes d'entraînement électriques performants, notamment à l'heure actuelle où la fiabilité et l'efficacité sans capteur mécanique deviennent primordiales.

La commande classique des moteurs asynchrones repose sur des stratégies conventionnelles telles que la commande vectorielle avec des régulateurs proportionnels-intégraux (PI) et des modèles mathématiques précis de la machine. Bien qu'efficace en régime stationnaire, cette approche devient très sensible aux variations paramétriques, telles que les changements de résistance statorique ou rotorique, ce qui peut dégrader la précision du suivi et compromettre la stabilité du système, surtout en absence de capteurs mécaniques.

En revanche, Les approches de commande intelligente, telles que la logique floue ou les réseaux de neurones, offrent des alternatives performantes aux méthodes classiques grâce à leur capacité d'adaptation et de traitement non linéaire, reposent sur une adaptation automatique au comportement du système, sans dépendre strictement de modèles mathématiques. Elles assurent ainsi une robustesse élevée face aux incertitudes du système et aux variations rapides des paramètres dynamiques, tout en assurant une réponse dynamique rapide et stable. Ces approches réduisent également le besoin d'un réglage précis des régulateurs PI et permettent un suivi plus fluide et flexible des références.

Par conséquent, la commande intelligente représente une alternative prometteuse et performante, notamment dans les applications exigeant une réponse en temps réel, une haute précision et une grande fiabilité en présence de perturbations

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, l'accent a été mis sur l'apport de la logique floue (Fuzzy Logic) dans l'amélioration des performances des stratégies de commande sans capteur appliquées aux machines asynchrones. En intégrant un système de commande intelligent basé sur la logique floue, des estimations plus précises des grandeurs non mesurées, notamment le flux et la vitesse, ont été obtenues en comparaison avec les méthodes classiques.

Les résultats de simulation ont mis en évidence l'efficacité de cette approche, Elle se traduit par des gains notables en stabilité dynamique, en rapidité de réponse ainsi qu'en précision du suivi des consignes Les comparaisons avec les techniques de commande conventionnelles ont également, Il a été démontré que l'intégration de la logique floue permet de réduire les ondulations et d'améliorer la qualité du signal de commande, en particulier dans des conditions de fonctionnement variables.

Conclusions générale :

Au terme de ce travail, nous avons pu construire une vision technique globale du contrôle des asynchrones, en progressant méthodiquement de la modélisation aux commandes classiques, jusqu'aux solutions intelligentes.

Le premier chapitre a posé les bases de la modélisation électromagnétique de la machine asynchrone en exploitant les transformations de Park et de Concordia. Cette démarche a permis de simplifier l'analyse dynamique du système et d'appréhender plus clairement son fonctionnement selon différents repères de référence.. Les simulations ont démontré que le repère (d, q) sure une précision supérieure dans le suivi des grandeurs, En revanche, le repère (α, β) se caractérise par une implémentation plus directe et une structure mathématique simplifiée, ce qui en facilite l'exploitation dans les applications de commande.

Dans le deuxième chapitre, nous avons comparé les stratégies de commande vectorielle, sous leurs formes directe et indirecte . Il en ressort que la commande indirecte garantit une meilleure stabilité en vitesse et un flux régulier, alors que la commande directe se distingue par une rapidité de réponse notable, au prix d'ondulations marquées dans les courants et le couple. Une attention particulière a été accordée à l'élimination du capteur mécanique de vitesse, via l'utilisation de la technique MRAS, qui a démontré une bonne capacité à estimer la vitesse rotorique avec précision dans la majorité des régimes de fonctionnement.

Le troisième chapitre a introduit la commande intelligente basée sur la logique floue, conçue sans besoin d'un modèle mathématique précis. Les résultats issus des simulations ont révélé une nette amélioration des performances, traduite par une meilleure stabilité dynamique, une réponse plus rapide ainsi qu'une diminution significative des fluctuations du système, notamment dans les situations non linéaires ou incertaines, dépassant ainsi les limites des approches classiques.

La comparaison entre la commande directe sans capteur de type MRAS (DFOC-MRAS) et la version intelligente basée sur la logique floue a révélé que cette dernière constitue une amélioration significative de la qualité du contrôle, tout en conservant la structure fonctionnelle de la stratégie classique. Toutefois, sa mise en œuvre nécessite un ajustement fin et une expertise préalable dans la définition des règles floues.

En conclusion, la commande floue représente une piste prometteuse pour optimiser les performances des machines asynchrones, en particulier dans les environnements industriels exigeants. Une perspective intéressante consisterait à combiner la logique floue avec des estimateurs adaptatifs, tels que MRAS-ANFIS, afin d'améliorer davantage le suivi à basse vitesse et dans des conditions dynamiques complexes.

Références bibliographiques

- [1] : R. BELHADEF, B. BOUTAYA < Commande Vectorielle et par logique floue de La machine asynchrone Sans Capteur > Projet de fin d'études, Ecole Nationale Polytechnique Département du Génie Electrique 2007/2008
- [2] : L. BAGHLI, < Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.> Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999
- [3] : FEZZANI Amor, "commande robuste de la machine asynchrone par adaptation paramétrique", mémoire Magister, Université de batna, juin 2000
- [4] : C. ILYES, B. MERZAK, B. BRAHIM < Etude et dimensionnement d'un Démarrage Etoile-triangle >, Université Akli Mohand Olhadj de bouira, Faculté des sciences de technologies, 2022/2023
- [5] : C. Soufyane < estimation de la vitesse et des Résistances Statorique et Rotorique pour la commande par Orientation du Flux d'une Machine Asynchrone > Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technologique d'Oran, Département de Génie Electrique, 25 Octobre 2009
- [6] : M. Gaëtan Lefebvre "Commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse : Application à la traction ferroviaire " Thèse de doctorat, Lyon, 2016.
- [7] : A. MECHERNENE, " Commande neuro-floue adaptative pour la régulation de vitesse d'un moteur asynchrone ", mémoire de Magister, 28/04/2008.
- [8] : R. ABDESSEMED < livre, Modélisation et estimations des machines électrique > TECHNOSUP les filières technologiques des enseignants Supérieurs (ELECTROTECHNIQUE),2011
- [9] : V. Sabaté, « Traction électrique ferroviaire, convertisseurs et moteurs », Technique d'ingénieur, Traité de Génie électrique, Paris, 1998.
- [10] : <https://elearn.univ-ouargla.dz/2013>
2014/courses/ELECTRONIQUEDEPUISSA/document/cour 8 techniques de commande del'onduleur. Pdf cidReq =ELECTRONIQUEDEPUISSA
- [11] : H. Mounir, « Contrôle directe du couple des machines synchrones avec et sans capteurs mécaniques », Thèse de Magistère, Université de Bejaia, 2002
- [12] : K. Barra, < Chapitre 3, Modélisation et commande vectorielle du moteur > Faculté des sciences et sciences appliquées, Département de génie électrique
- [13] : O. AHMED MEHDI < Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Associée A un Observateur Adaptif > Faculté Sciences de L'Ingéniorat, Département Électromécanique 2018/2019
- [14] : N. MOHAMED LAMINE < Modélisation, Commande et Simulation d'un Moteur Asynchrone à cage > Université Badji Mokhtar-Annaba, Département Électromécanique,2019

- [15] : D. TIDJINI < Estimation de La vitesse et des résistances statorique et rotorique pour la commande par orientation du flux d'une Machine Asynchrone > Université Badji Mokhtar-Annaba, Département Électromécanique 2019
- [16] : L. BAGHLI, < Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.> Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999
- [17] : C. Soufyane < estimation de la vitesse et des Résistances Statorique et Rotorique pour la commande par Orientation du Flux d'une Machine Asynchrone > Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technologique d'Oran, Département de Génie Electrique, 25 Octobre 2009
- [18] : M.khaled , B. Oussama < Estimation de la vitesse rotorique d'un moteur asynchrone en utilisant un estimateur MRAS > Université kasdi merbah Ouargla Faculté des Sciences Appliquées Département de Génie Electrique, 08/07/2019
- [19] : F. Malika < Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone > Faculté de technologie, Département D'électronique, juin 2016
- [20] : Z. MOSTEFA LAMINE <Commande D'un Moteur Asynchrone Avec un mécanisme industriel > Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique Université BADJI Mokhtar – Annaba, Département de Electrotechnique, 2023/2024
- [21] : Dr Samir ZEGHLACHE <Cour Commande intelligent > Faculté de Technologie Département de Génie Electrique, Master 2 Automatique,
- [22] : G. Rida, A. Ahmed < Commande par logique floue de vitesse et de flux d'un moteur asynchrone linéarisé par Entrées-Sorties > , Université Akli Mohand Olhadj de bouira , Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées Département Génie électrique ,2018,2019
- [23] : P.BORNE , H.BOURREKKACHE , M.BENAOUADJ < livre Commande Vectorielle de La machine asynchrone : désensibilisation et optimisation par la logique floue > Editions universitaires européens ,PARIS,2013

Annexe

Annexe A :

Paramètre de La machine :

$$R_s = 4.850 ;$$

$$R_r = 3.805 ;$$

$$L_s = 0.274 ;$$

$$L_r = 0.274 ;$$

$$M = 0.258 ;$$

$$J = 0.031 ;$$

$$f = 0.00114 ;$$

$$P = 2 ;$$

Annexe B :

Calculs des Régulateurs :

Régulateurs de Vitesse :

$$\begin{cases} K_i = 8,95 \\ K_p = 1,05 \end{cases}$$

Régulateurs de Flux :

$$\begin{cases} K_i = 129.1990 \\ k_p = 1.2920 \end{cases}$$

Régulateurs de courant :

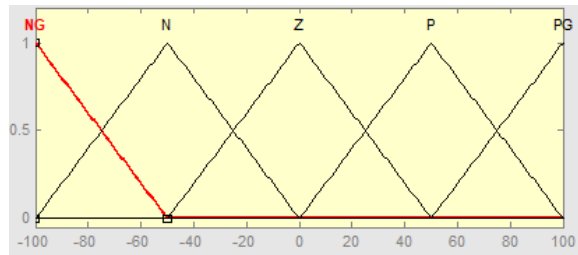
$$\begin{cases} kp_r = 3.1066 \\ ki_r = 485.0000 \end{cases}$$

Régulateur MRAS

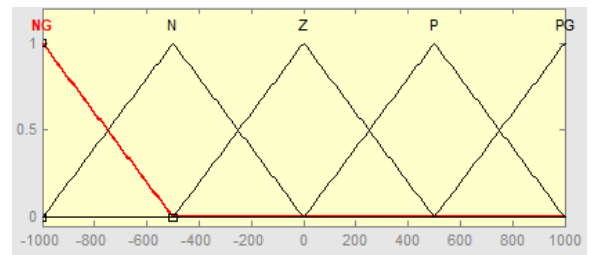
$$\begin{cases} kp_m = 16.7600 \\ ki_i = 200.7 \end{cases}$$

Annexe C :

Erreur de Vitesse



Dérive de L'Erreur de Vitesse



La Commande

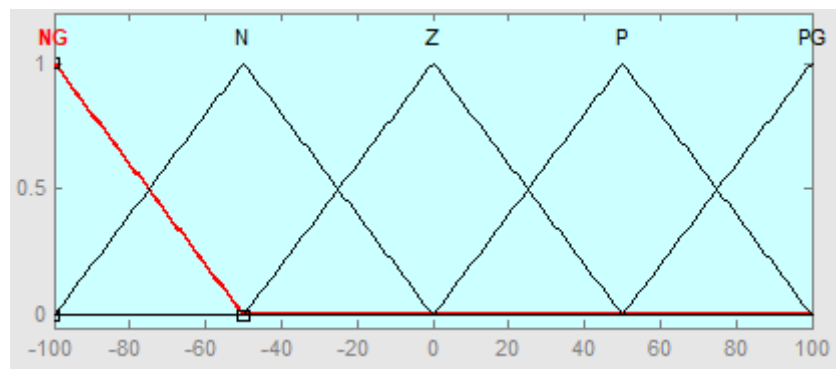


Schéma de simulation :

