

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N°: CE_06



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION: Commande électrique

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par :

BAKRI BEHIDJA

GAHDBANE IKRAM

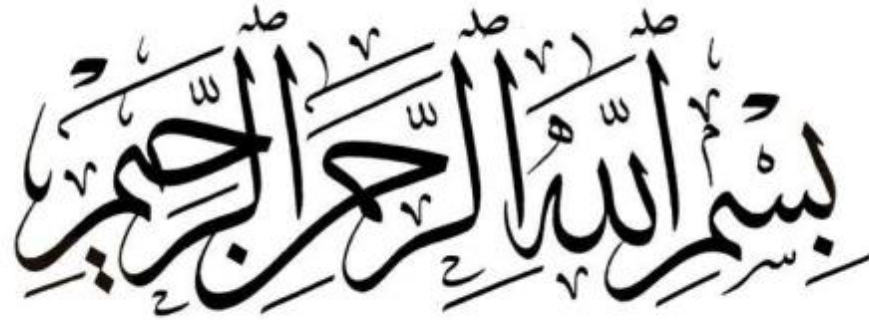
Intitulé

***Commande flou type 2 Appliquée à un moteur
asynchrone triple étoile (MASTE)***

Soutenu devant le jury composé de :

ABDELGHAFOUR HERIZI	Université de M'sila	Président
HELLALI LALLOUANI	Université de M'sila	Rapporteur
BELHAMDI SAAD	Université de M'sila	CO-Rapporteur
HANI BENGUESMIA	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2024 /2025



Dédicace.1

**Je dédie ce mémoire À mes parents, le cœur battant et le pilier de ma vie,
merci pour votre soutien indéfectible.**

À mes frères et sœurs, qui ont toujours été mon refuge et mon soutien.

**À mes amies (Ikram, Mariam et Khawla), mes compagnes et amies de
toujours.**

Au professeur Bakri Badis, merci du fond du cœur pour tout.

**Et à ceux qui ont été à l'origine de chaque étape réussie, je ne les ai pas
nommés, mais dont l'empreinte est toujours présente dans chaque
accomplissement.**

Je vous dédie le fruit de ces efforts, en signe de reconnaissance et de gratitude.

Dédicace.2

Je dédie ce souvenir à mes chers parents, ma mère et mon père, pour leur amour, leurs sacrifices et leur soutien constant.

À mes frères et sœurs, pour leur affection et leurs encouragements.

À mon cher mari,

À ma fidèle amie Bahidja, pour leur présence et leurs paroles motivantes.

Un grand merci à tous ceux qui ont cru en moi.

Remerciement

Louange à Dieu, avec amour, reconnaissance et gratitude. Sans Sa grâce, nous n'aurions jamais pu accomplir ce travail. Louange à Dieu, qui nous a comblés de vie, de santé, de savoir et de patience pour mener à bien ce projet. Nous exprimons nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à nos encadrants, les professeurs **hellali lallouani** et **Belhamdi Saad**, enseignants au département de génie électrique, pour le temps qu'ils nous ont consacré, leurs précieux conseils et leur accompagnement constant tout au long de cette recherche.

Nous dédions également les fruits de ce travail à ceux dont les noms sont indissociables des nôtres : À notre unique refuge et à notre joie éternelle, À nos pères bien-aimés. Phares de nos jours et lumières de nos vies. À nos chères mères Bougies qui éclairent notre chemin par leurs prières inlassables. À nos frères et sœurs, À nos amis fidèles.

À ceux qui ont dessiné leurs rêves sur les murs des universités, et porté leurs cahiers sur le chemin vers le diplôme. À tous les étudiants de Gaza, qui sont partis avant que l'histoire ne soit achevée, avant que leurs noms ne soient appelés le jour de la remise des diplômes. Paix sur vos âmes pures.

Liste des figures	IX
Liste des abréviations	VI
Introduction generale	01

CHAPITRE I. Généralité sur les machines asynchrones polyphasées

I.1 Introduction	4
I.2 Rappels sur les machines polyphasées	4
I.3-Machines polyphasées de Type 1	4
I.4- Machines polyphasées de Type 2	6
I.5.Avantages et les Inconvénients des machines polyphasées	7
I.5.1. Avantages des Inconvénients polyphasées	7
I,6 Inconvénients des machines polyphasées	8
I.6.1 Coût	8
I.7 Conclusion	8

CHAPITRE II. Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

II.1 Introduction	11
II.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	11
II.2.1 Hypothèses simplificatrices	12
II.2.2 Description de la machine asynchrone à multi-étoile	12
II.3 Modèle triphasé de la machine asynchrone triple étoile	13
II.3.1 Equations électriques	13
II-3.2 Equations magnétiques	15
II-4 Transformation de Park	16
II.5 Equation mécanique de la machine dans la base propre	20
II-6 Modélisation de l'Alimentation de la MASTE	25
II.6.1 Onduleur de tension à deux niveaux	25
II.6.2 Commande MLI de l'onduleur	28
II.6.4 Association de la MASTE avec l'onduleur de tension	30
II. Simulation et interprétations de résultat de la MASTE	30
II.1. Cas d'un modèle de la machine asynchrone triple étoile sans onduleur	30
II.2. Cas d'un modèle de la machine asynchrone triple étoile avec onduleur	37
II-7 Conclusion	44

CHAPITRE III Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur Triple Etoile

III.1 Introduction	46
III.2 Commande vectorielle	46
III.2.1. Principe de commande vectorielle	47
III.2.2. Choix d'orientation du flux	48
III.2.3 Stratégies de commande	50
III.2.3.1 Commande vectorielle directe	50

III.2.3.2 Commande vectorielle indirecte	50
III.2.4.1. Découplage entrée-sortie	51
III.2.4.2. Estimateur du flux	54
III.2.5. Synthèse des régulateurs PI	51
III.2.5.1 Régulateurs des courants	54
III.2.5.2 Régulateur de vitesse	55
III.2.6. Bloc de défluxage	56
III.2.7. Présentation des résultants de simulation	58
III.3 Réglage par logique floue	59
III.3.1 Généralité sur la logique floue	60
III.3.2. Notions fondamentales de la logique floue	66
III.3.2.1. Principe de la logique floue	66
III.3.2.2. Domaines d'application	67
III.3.3. Structure générale d'un système flou type 1	67
III.3.3.1 Fuzzification	69
III.3.3.2 Base de règles	70
III.3.3.4 Moteur d'inférence	70
III.3.3.5 Défuzzification	71
III.4 Concept des ensembles flous de type-2	73
III.4.1. Représentation d'un ensemble flou type-2	74
III.4.2. Représentation des ensembles flous type-2	77
III.4.2.3. Types d'ensembles flous type-2	77
III.4.3. Systèmes flous type-2	78
III.4.3.1. Fuzzification	79
III.4.3.2. Base des règles	79
III.4.3.3. Mécanisme d'inférence	79
III.4.3.4. Le module de traitement de la sortie	80
III.4.3.5. Défuzzification	80
III.4.4. Application de la logique floue type-2 à la commande de la MASTE	81
III.5 Etude comparative	88
III.5.1. Comparaison qualitative	88
III.5.2. Comparaison quantitative	90
III.6 Conclusion	92

Liste des abréviations

DFOC	Commande vectorielle directe par orientation de flux (Direct field oriented control).
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor)
MASTE	Machine Asynchrone triple Etoile
MLI	Modulation de largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel Intégral.
SVM	MLI vectorielle (Space vector modulation).
MAS	Machine Asynchrone
FOC	Field Oriented Control (Commande Vectorielle)
CFT2	Contrôleur Flou Type-2
EFT-1	Ensemble Flou de Type-1
EFT-2	Ensemble Flou de Type-2
ISE	Integral of Squared Error (Intégrale de l'Erreur au Carré)
IAE	Integral of Absolute Error (Intégrale de l'Erreur Absolue)
ITAE	Integral of Time-weighted Absolute Error (Intégrale du Temps multiplié par l'Erreur Absolue)
NG	Négatif Grand
NM	Négatif Moyen
NP	Négatif Petit
Z	Zéro
PP	Positif Petit
PM	Positif Moyen
PG	Positif Grand
SFT-1	Système Flou de Type-1
SFT-2	Système Flou de Type-2
A	L'angle de décalage entre les deux étoiles
A, B, C	Indices correspondants aux trois phases a, b, c.
r	Indices correspondants au rotor
S1	Indices correspondants au l'étoile 1.

S_2	: Indices correspondants au l' étoile 2.
S_3	Indices correspondants au l' étoile 3
d-q	Axe direct (en quadrature).
Rs1, Rs2, Rs3	Résistances d' une phase de l' étoile 1, l' étoile 2 et l' étoile 3.
Rr	Résistance d' une phase du rotor
LS1, LS2, LS3, Lr	Inductances de fuite des enroulements statorique et rotorique
Lms, Lmr, Msr	Valeur maximale des inductances mutuelles
$[V_{s1abc}]$	Vecteur de tension de l' étoile 1.
$[V_{s2abc}]$	Vecteur de tension de l' étoile 2
$[V_{s3abc}]$	Vecteur de tension de l' étoile 3.
$[\phi_{s1abc}]$	Vecteur de flux total de l' étoile 1.
$[\phi_{s2abc}]$	Vecteur de flux total de l' étoile 2
$[\phi_{s3abc}]$	Vecteur de flux total de l' étoile 3.
$[I_{s1abc}]$	Vecteur de courant de l' étoile 1.
$[I_{s2abc}]$	Vecteur de courant de l' étoile 2.
$[I_{s3abc}]$	Vecteur de courant de l' étoile 3.
J	Moment l' inertie
Cem	Couple électromagnétique
Cr	Couple résistant.
[P (θs1)]	Transformation de Park : Xs a, b, c → Xs d, q et Xr a, b, c → Xr d,q.
ϕ_m	Flux d' entrefer
ϕ_r	Flux rotorique.
ϕ_s	Flux statorique
Kf	Coefficient de frottement
θ0	Position initiale du rotor par rapport au l' étoile 1.
Lm	L' inductance mutuelle cyclique entre l' étoile 1, l' étoile 2 et le rotor
P	Nombre de paires de pôles
g	Glissement
m	Indice de modulation
R	Coefficient de réglage en tension.
Sa1, Sa2, Sa3	Etats des interrupteurs de l' onduleur à deux niveaux

Sa1, Sa2, Sa3, Sb1, Sb2, Sb3, Sc1, Sc2, Sc3	Etats des interrupteurs de l'onduleur à deux Niveaux
K_p	Gain de l'action proportionnelle
K_i	Gain de l'action intégrale.
Ω	Vitesse mécanique du rotor
Ω_{gl}	Pulsation électrique de glissement
Ω_r	Pulsation électrique rotorique.
ω_s	Pulsation électrique statorique
Ω_m	Pulsation mécanique
e	Erreur
de	La dérivée de l'erreur.
X^*	Grandeur de reference.
\hat{X}	Grandeur estimée.
A	Ensemble flou type-1
\tilde{A}	Ensemble flou type-2
$\mu_{\tilde{A}}(x)$	La fonction d'appartenance.
$\mu_{\tilde{A}}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$	La fonction d'appartenance tridimensionnelle.
K_e, k_{de}	Les gains de normalization
K_u	Gain associé à la commande U(K)
$\Delta u(\mathbf{k})$	Variation de la commande.

Liste des figures

Figure II. 1	Schéma des enrôlements statoriques et rotoriques de la machine MASME.	13
Figure II. 2	Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux	26
Figure II. 3	Association de la MASTE avec les trois onduleurs MLI.	30
Figure II. 4	Grandeurs électriques et mécanique de la MASTE Avide Sons Onduleur	32
Figure II. 5	Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile à vide	33
Figure II. 6	Grandeurs électriques et mécanique de MASTE là On charge Sons Onduleur	35
Figure II. 7	Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile en charge	36
Figure II. 8	Grandeurs électriques et mécanique de la MASTE a Vide Avec Onduleur	38
Figure II. 9	Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile avec Onduleur vide	39
Figure II. 10	Grandeurs électriques et mécanique de la MASTE On charge Avec Onduleur	41
Figure II. 11	Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile avec Onduleur charge	42
Figure III. 1	2Schéma de principe du découplage pour la MASTE par analogie avec la machine à courant continu.	46
Figure III. 2	Illustration de l'orientation du flux statorique	47
Figure III. 3	3Principe de l'orientation du flux (rotorique, statorique, entrefer)	48
Figure III. 4	Reconstitutions des tensions V_{s1d} , V_{s2d} , V_{s3d} , V_{s1q} , V_{s2q} et V_{s3q}	51
Figure III. 5	Commande découplé – expression de de I_{s1d} , I_{s1q} , I_{s2d} , I_{s2q} , I_{s3d} et I_{s3q}	52
Figure III. 6	Schéma fonctionnel du système asservi du premier ordre régulé par un PI	54
Figure III. 7	Schéma fonctionnel des régulateurs des courants I_{s1d} et I_{s2d} et I_{s3d}	55
Figure III. 8	Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse de rotation	57
Figure III. 9	Bloc de défluxage.	59
Figure III. 10	Régulation de la vitesse par la méthode directe	59
Figure III. 11	Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la FOC de la MASTE	61
Figure III. 12	Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la FOC en cas de variation de la charge de la MASTE	62

Liste des figures

Figure III .13	Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la FOC en cas de variation de vitesse de la MASTE	63
Figure III. 14	Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la FOC en cas de variation de vitesse de la MASTE	65
Figure III .15	Structure de base d'un régulateur flou type	67
Figure III .16	Fuzzification avec fonctions d'appartenance	68
Figure III.17	Défuzzification de la sortie utilisant deux règles	71
Figure III.18	Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien.	74
Figure III.19	Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle.	75
Figure III.20	Représentation tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance d'un ensemble Flou type-2 avec une fonction d'appartenance principale gaussienne	75
Figure III.21	Fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2	76
Figure III.22	Structure générale d'un contrôleur flou type-2.	77
FigureIII.23	Structure du contrôleur flou type-2.	80
FigureIII.24	Les fonctions d'appartenance pour (e) , (Δ_e) et (Δ_u)	80
Figure III.25	Surface caractéristique du contrôleur flou type-2	82
Figure III.26	Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la CFT2 en charge de la MASTE	83
FigureIII.27	Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la CFT2 en cas de variation de la charge de la MASTE	84
FigureIII.28	Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la CFT2 en cas de variation de vitesse de la MASTE	85
Figure III.29:	Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la CFT2 en cas de variation paramétriques de la MASTE	86
FigureIII.30	Vitesse, Couple, Courant statorique de la phase pour les deux contrôleurs en dernier test	88

Liste des Tableau

CHAPITRE. I

Tableau I.1 machines dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois "type1" 5

Tableau I. 2 machines dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair "type 2" 6

CHAPITRE.III

Tableau III.1 Matrice d'inférence de 7 ensembles flous 81

Tableau III.2 Comparaison quantitative entre les différents contrôleurs 90

Introduction Générale

Introduction générale

Au début de la révolution industrielle, le moteur à courant continu (MCC) a dominé le domaine de la traction et la production d'énergie électrique grâce à la simplicité de sa commande, et au large réseau à courant continu disponible à cette époque, mais son système balais collecteur réduits sa fiabilité, et augment le cout de maintenance. Pour cela plusieurs offres sont faites par des chercheurs pour trouver d'autre alternative, et parmi les solutions les plus remarquables en trouvent les machines à courant alternative. À l'heure actuelle, ses derniers occupent une place importante dans la production d'énergie électrique et les entraînements électriques. Cela est dû au développement rapide de la technologie de l'électronique de puissance et au développement de la commande numérique. Plusieurs types de machines à courant alternative ont été conçues et appliquées, mais grâce à leur grande robustesse et leur simplicité de construction, les machines asynchrones à cage d'écureuil sont classées parmi les meilleures d'entre elles. [BEN21]

Les machines asynchrones triphasées sont aujourd'hui un standard pour les entraînements électriques dans l'industrie, où elles offrent des bonnes performances tel que la fiabilité, la robustesse, une simplicité de construction, et le coût. Pour ces raisons ont remplacés les machines à courant continu. Depuis les deueur années et pour des applications de grande puissance, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multi-niveaux. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur machine, en utilisant des machines polyphasées [moh24]

L'une des machines polyphasées que nous allons l'étudier dans ce travail, est la Machine Asynchrone triple Etoile 'MASTE'. Ce type de machine possède trois enroulements statoriques triphasés sont décalés d'un angle électrique de 20° . La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, qui peut être soit à cage d'écureuil, soit à rotor bobiné [moh24]

La commande des machines à courant alternatif est aujourd'hui une réalité industrielle. Le problème des variateurs de vitesse est très important dans toutes les applications nécessitant la transformation d'une énergie électrique en énergie mécanique. [Elk08] Pour améliorer les performances du système à commander, on a appliqué des techniques de réglage robustes à savoir : la commande vectorielle et la logique floue... [KER13]

La commande vectorielle (FOC) : L'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique [KER13]. Pour voir d'autres performances de la machine asynchrone triple étoile, on appliquera la commande par le régulateur flou pour régler la vitesse de la MASTE. [Bra20]

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, on présente un état de l'art de MASTE. Les avantages et les inconvénients de cette machine.

Le deuxième chapitre : sera consacré à la modélisation de la MASTE alimentée par onduleurs de tension, en utilisant la transformation de Park linéarité (passage triphasé-biphasé). La simulation de ce modèle sera effectuée.

Le troisième chapitre : présente la commande vectorielle par orientation du flux rotorique appliquée à la MASTE. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes et on présente la synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur la logique floue pour la régulation de la vitesse.

Finalement : Le travail sera clôturé par une conclusion générale, ainsi nous présentons des perspectives pour les travaux de recherche d'avenir.

Chapitre I : Généralités sur les machines asynchrones

I.1 Introduction

Les machines polyphasées en générale et la MASTE particulièrement est la plus utilisée dans le domaine des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, en raison de nombreux avantages, tels que : la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [Bra20]

Dans ce chapitre, nous rappelons les machines polyphasées, et les avantages et les inconvénients de ces machines.

I.2 Rappels sur les machines polyphasées

Les machines polyphasées sont utilisées dans les applications de forte puissance, qui est une machine avec un enroulement de stator composé de plus de trois phases. L'idée est de diviser la puissance totale en plusieurs phases, de manière à obtenir une puissance nominale par phase réduite, permettant ainsi l'utilisation des dispositifs à semi-conducteurs de puissance actuellement disponibles. À mesure que le nombre de phases augmente, il est possible de répondre à des demandes de puissance plus élevées. Cependant, certains aspects concernant l'utilisation de disques polyphasés pour des applications à forte puissance, tels que la topologie de convertisseur requise, la stratégie de contrôle du convertisseur etc...

Suivant le nombre des phases statoriques et ou non un multiple de trois, on distingue habituellement deux types de machines polyphasées, que l'on nommera "machines polyphasées de Type 1" et "machines polyphasées de Type 2". De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois [Moh24]

I.3-Machines polyphasées de Type 1

Dans ce type de machines qui sont appelées aussi machines multi-étoile, le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées : $q = 3 \eta$ ($n = 1, 2, 3, 4, 5, \dots$).

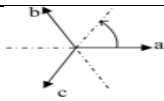
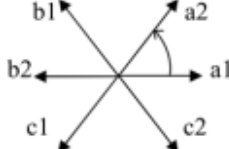
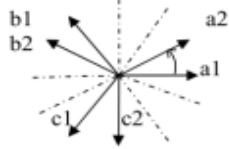
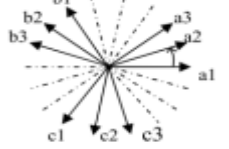
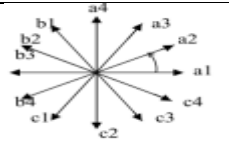
Pour un nombre donné de phases, il est possible d'avoir plusieurs configurations suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

Chapitre I : Généralité sur les machines asynchrones

En effet, une machine triple étoile dont le nombre de phases statoriques $q=9$ et les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/9$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/9$.

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases, noté q_α dont la définition est comme suit : $q_\alpha = \pi / \alpha$. [AMI 17]

Tableau I machines dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois
"type1"[KER4]

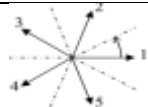
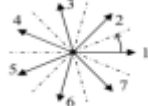

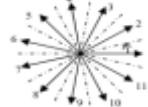
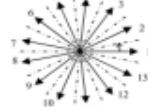
<i>Nombre déphases (N_{ph})</i>	<i>Nombre équivalent de phase (N_{pha})</i>	<i>Décalage angulaire (α)</i>	<i>Degré Représentation des axes des bobines</i>
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

I.4- Machines polyphasées de Type 2

Les machines polyphasées de type2 dont le nombre de phases statorique (N_{ph}) impaire $N_{ph} = 2\eta + 1$ ($\eta = 1, 2, 3, \dots$). [KER13]

Si α désigne le décalage entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$ On a donc toujours $q = q_a = \frac{q}{\alpha}$. [NE19]

Tableau I: machines dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair ‘type2’ [KER13]

Nombre de phases (N _{ph})	Nombre équivalent de phases (N _{ph} α)	Décalage angulaire (α)	Degré Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.3°	
13	13	13.8°	

I.5. Avantages et les Inconvénients des machines polyphasées

I.5.1. Avantages des machines polyphasées

Les machines polyphasées sont plus avantageuses que celles conventionnelles (triphasées). Parmi ces avantages, nous citons la segmentation de puissance, la fiabilité, l'élimination d'harmonique d'espace et la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques. [BEN22]

- **Segmentation de puissance**

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. [Elk08].

La puissance totale est donc répartie sur un nombre important de phases, la puissance demandée par chacune d'elles est alors réduite. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur, pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courants et de couple. La segmentation de la puissance est l'avantage des machines polyphasées que l'on met le plus en avant de nos jours, surtout pour les applications de forte puissance. [NEC19]

- **Fiabilité**

La fiabilité de la machine polyphasées est plus élevée que celle de la machine triphasée, car l'augmentation de nombre de phases donnera pour le système une fonction risque très petite que celle de la machine triphasée. Même si un des enroulements ou un des deux onduleurs soit hors d'usage pour une raison quelconque, le moteur a la possibilité de continuer à tourner avec l'autre enroulement. Cette caractéristique revêt un grand intérêt dans certaines applications (traction navale, traction ferroviaire, etc.) [BEN23]

- **Élimination d'harmonique d'espace**

La possibilité d'éliminer des harmoniques d'espace est un réel avantage des machines polyphasées. Ainsi, à un nombre d'encoches donné, plus le nombre de phases augmente, plus le nombre d'encoches par pôle et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le

fondamental. A courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la $f.m.m$ comparé au cas de la machine triphasée [NEC19]

▪ Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Dans une machine triphasée, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamental est principalement créée par les harmoniques cinq et sept de temps. Mais dans une machine polyphasée, ces harmoniques ne créent pas de f.m.m, l'harmonique de couple de rang six est donc éliminé. Cette propriété des machines polyphasées à éliminer les harmoniques de couple de rang faible est aussi un avantage certain [Bra20]

I.6 Inconvénients des machines polyphasées

Cependant, la machine polyphasée présente certains inconvénients tels que :

• Coût :

Le coût et le nombre des semi-conducteurs constituant les convertisseurs qui alimentent ces machines augmentent avec le nombre de phases. Ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine et complique évidemment le système de commande

Pour les machines de phases (2, 5, 7, ...), il est nécessaire de développer des techniques spécifiques pour commander les convertisseurs statiques alimentant les machines de type 2, car la technique élaborée pour le système triphasé ne peut pas être appliquée à ces nouveaux systèmes. [BOU20]

I-7 Conclusion

La machine triple étoile est la machine polyphasée la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué et de prix acceptable.

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux machines polyphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées. Nous avons présenté un état de l'art sur ces machines, et donne une idée générale sur les différents type des machines polyphasées, leurs avantages et leurs inconvénients.

Chapitre I : Généralité sur les machines asynchrones

Donc, il est très intéressant de pouvoir étudier cette dernière qui sera l'un des objectifs des chapitres suivants où on effectuera l'identification d'une machine asynchrone à triple étoile et décrit le modèle de simulation du système développé.

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

II.1 Introduction

Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans une première étape, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite « transformation de Park », qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse. Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par [Nec19] :

- La mise en équation de la machine asynchrone triple étoile à partir d'hypothèses simplificatrices.
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- La mise sous forme d'équation d'état.

II-2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

Un champ magnétique tournant dans le stator est créé à partir des courants statoriques, la fréquence des courants statoriques impose la fréquence de rotation de ce champ, cela veut dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant et appelée vitesse de synchronisme. Elle est définie comme suite [BEN23]

$$\Omega_s = \frac{f_s}{p} [\text{rad/s}] \quad (2.1)$$

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

Les enroulements statoriques produisent un champ tournant qui va induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celle du synchronisme, ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative [BEN23] :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (2.2)$$

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

$$\text{rapport : } g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (2.3)$$

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier l'étude de cette machine, nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes [Bou19] :

- Supposons que la structure de la machine est homogène, c'est-à-dire que la longueur de l'écart est constante.
- On admet aussi f.é.m. que les tensions générées par chaque phase des deux armatures ont une distribution spatiale sinusoïdale.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- L'inductance de fuite mutuelle commune est négligeable.
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

II.2.2 Description de la machine asynchrone à multi-étoile

La machine asynchrone à multi-étoile comporte dans le stator des systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle α_i et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

de la machine, on considère les circuits électriques du rotor comme équivalant à un enroulement triphasé en court-circuit. La figure (II.1) donne la position des enrôlements statoriques et rotoriques de la machine asynchrone à multi-étoile.

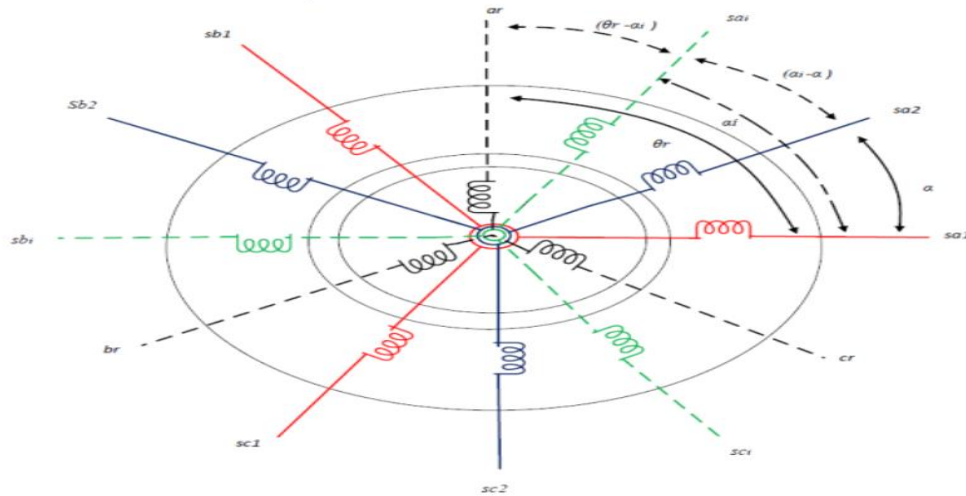


Figure II.1 Schéma des enrôlements statoriques et rotoriques de la machine MASTE.

Les grandeurs relatives aux étoiles seront notées respectivement par les indices S_1, S_2, S_3 . Les phases de la première étoile $S a 1, S b 1, S c 1$, les phases de la deuxième étoile $S a 2, S b 2, S c 2$, les phases de l' i -ème étoile $S a i, S b i, S c i$, et les phases rotoriques A_r, B_r, C_r [Noh24].

II-3 Modèle triphasé de la machine asynchrone triple étoile

Dans le but de réaliser une simulation numérique du modèle de la machine asynchrone triple étoile. En étudiant la topologie du circuit électrique, on recherche alors l'ensemble des équations différentielles indépendantes régissant l'évolution des courants.

II-3.1 Equations électriques

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques et rotoriques les équations des tensions

$$\begin{cases} [v_{sa1}] = [R_{sa1}][I_{sa1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sa1}] \\ [v_{sa2}] = [R_{sa2}][I_{sa2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sa2}] \\ [v_{sa3}] = [R_{sa3}][I_{sa3}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sa3}] \\ [v_{si}] = [R_{si}][I_{si}] + \frac{d}{dt}[\phi_{si}] \\ [v_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \end{cases} \quad (2.4)$$

Avec : $i = 1, 2, \dots, n$: i -ème étoile ; n : Nombre d'étoile dans le stator.

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa1} \\ \phi_{sb1} \\ \phi_{sc1} \end{bmatrix}$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa2} \\ \phi_{sb2} \\ \phi_{sc2} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Pour l'étoile 3 :

$$\begin{bmatrix} v_{sa3} \\ v_{sb3} \\ v_{sc3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa3} \\ I_{sb3} \\ I_{sc3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa3} \\ \phi_{sb3} \\ \phi_{sc3} \end{bmatrix}$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont nulles.

Sous forme matricielle :

$$\diamond \text{ Pour l'étoile 1 : } [v_{sabc1}] = [R_s][I_{sabc1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc1}]$$

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

- ❖ Pour l'étoile 2 : $[v_{sabc2}] = [R_s][I_{sabc2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc2}]$
- ❖ Pour l'étoile 3 : $[v_{sabc3}] = [R_s][I_{sabc3}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc3}]$
- ❖ Pour le rotor : $0 = [r_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{rabc}]$

R_s : la résistance d'une phase.

r_r : la résistance d'une phase du rotor.

II-3.2 Equations magnétiques

Le système d'équation s'exprime la relation entre les flux et les courants tel que :

$$\begin{aligned} [\phi_{s1}] &= [L_{s1}] + [I_{s1}] + [L_{s1,s2}] + [L_{s1,si}][I_{si}] + \dots + [L_{s1,r}][I_r] \\ [\phi_{si}] &= [L_{si,s1}][I_{s1}] + [L_{si,s2}][I_{s2}] + \dots + [L_{si}][I_{si}] + \dots + [L_{si,r}][I_r] \\ [\phi_r] &= [L_{r,s1}][I_{s1}] + [L_{r,s2}][I_{s2}] + \dots + [L_{r,si}][I_{si}] + \dots + [L_r][I_r] \end{aligned} \quad (2.6)$$

Matrice de l'inductance de l' i -ème étoile

$$\begin{bmatrix} L_{si} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{si} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{si} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

Avec : L_{si} : Inductance de fuite d'une phase de l' i -ème étoile.

Matrice de l'inductance mutuelle entre l' i -ème étoile et le $-$ ème étoile

$$[L_{si,sj}] = [L_{si,sj}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_j - \alpha_i) & \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha_j - \alpha_i) & \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha_j - \alpha_i) \end{bmatrix}$$

Matrice de l'inductance mutuelle entre l' i -ème étoile et le rotor

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

$$[L_{si.sj}] = [L_{si.sj}]^t = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha i) & \cos(\theta_r - \alpha i + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha i + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha i + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha i) & \cos(\theta_r - \alpha i + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha i + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha i + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha i) \end{bmatrix}$$

• Energie magnétique :

Elle peut être calculée à partir de l'expression :

$$W_{mag} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\phi_{s2}] + [I_{s3}]^t [\phi_{s3}] + [I_r]^t [\phi_r])$$

• Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est la dérivée partielle d'énergie magnétique stockée par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor.

(2.7)

$$C_{em} = \partial W_{mag} \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_m} = p \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_s}$$

On obtient :

$$C_{em} = P ([i_{s1}]^t \frac{d}{dt} [L_{s1.r}] + \dots + [i_{si}]^t \frac{d}{dt} [L_{si}] + \dots + [i_{sn}]^t \frac{d}{dt} [L_{sn.r}]) \quad (2.8)$$

C_{em}

• Équation mécanique :

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} - k_f \Omega = C_{em} - C_{er} \quad (2.9)$$

II-4 Transformation de Park

Le modèle de la MASTE écrit précédemment dans son système naturel ne nous permet pas d'étudier les régimes transitoires de la MASTE. Cette partie est l'objet d'étude de ces régimes. Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q).

Le passage aux composantes diphasées des composantes s'effectue en utilisant la matrice de transformation de Park, sachant que la composante homopolaire est nulle [HEL20].

Matrice de PARK de l'étoile 1

Matrice de transformation des enroulements statoriques de l'étoile 1:

$$P_p(\theta_{s1}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Matrice de PARK de l'étoile 2

Matrice de transformation des enroulements statoriques de l'étoile 2

$$P_p(\theta_{s2}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\Pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Matrice de PARK de l'étoile 3

Matrice de transformation des enroulements statoriques de l'étoile 3 :

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

$$P_p(\theta_{s2}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta - 2\alpha + \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta - 2\alpha + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha - \frac{2\Pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

En appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} [p_{ps1}] [V_{ps1}] = [R_s] [p_{ps1}] [I_{ps1}] + \frac{d}{dt} ([p_{ps1}] [\phi_{ps1}]) \\ [p_{ps2}] [V_{ps2}] = [R_s] [p_{ps2}] [I_{ps2}] + \frac{d}{dt} ([p_{ps2}] [\phi_{ps2}]) \\ [p_{ps3}] [V_{ps3}] = [R_s] [p_{ps3}] [I_{ps3}] + \frac{d}{dt} ([p_{ps3}] [\phi_{ps3}]) \\ 0 = [R_r] [p_{pr}] + \frac{d}{dt} ([p_{pr}] [\phi_{rp}]) \end{cases} \quad (2.10)$$

En multipliant la première expression de par $[P_{ps1}]^{-1}$ on obtient :

$$\begin{cases} [V_{ps1}] = [R_s] [I_{ps1}] + [P_{ps1}]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} ([P_{ps1}] [\phi_{ps1}]) \\ [V_{ps1}] = [R_s] [I_{ps1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ps1}] + [P_{ps1}]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} ([P_{ps1}] [\phi_{ps1}]) \\ [V_{ps1}] = [R_s] [I_{ps1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ps1}] + [P_{ps1}]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{d}{dt} ([P_{ps1}] [\phi_{ps1}]) \\ 0 = [R_r] [P_{pr}] [I_{or}] + \frac{d}{dt} ([P_{pr}] [\phi_{rp}]) \end{cases} \quad (2.11)$$

La transformation de Park sera appliquée aux courants, aux tensions et aux flux de la machine. On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix} = p(\theta_s) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = p^{-1}(\theta_s) \begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix}$$

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

x : représente une tension ou courant ou un flux.

x_0 : est la composante homopolaire.

➤ Choix du référentiel

Selon le repère où on se réfèrai, la position des deux axes (u,v) peut être située selon :

- Référentiel immobile par rapport au stator ($\omega_a = 0$), d'axes (α, β),
- Référentiel lié au champs tournant ($\omega_a = \omega_s$), d'axes (d,q),
- Référentiel lié au rotor ($\omega_a = \omega_r$), d'axes (x, y).

En appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} [P_{ps1}] [V_{ps1}] = [R_s] [P_{ps1}] [I_{s1p}] + \frac{d}{dt} ([P_{ps1}] [\phi_{s1p}]) \\ [P_{ps2}] [V_{ps2}] = [R_s] [P_{ps2}] [I_{s2p}] + \frac{d}{dt} ([P_{ps2}] [\phi_{s2p}]) \\ [P_{ps3}] [V_{ps3}] = [R_s] [P_{ps3}] [I_{s3p}] + \frac{d}{dt} ([P_{ps3}] [\phi_{s3p}]) \\ 0 = [R_r] [P_{pr}] [I_{or}] + \frac{d}{dt} ([P_{pr}] [\phi_{rp}]) \end{array} \right. \quad (2.12)$$

En multipliant la première expression de par $[P_{ps1}]^{-1}$, on obtient :

En précédant de même manière pour les expressions restantes, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{ps1}] = [R_s] [I_{s1p}] + [P_{ps1}]^{-1} \frac{d}{dt} ([P_{ps1}] [\phi_{s1p}]) \\ [V_{ps2}] = [R_s] [I_{s2p}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s2p}] + [P_{ps2}]^{-1} \frac{d}{dt} ([P_{ps2}] [\phi_{s2p}]) \\ [V_{ps3}] = [R_s] [I_{s3p}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s3p}] + [P_{ps3}]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt} ([P_{ps3}] [\phi_{s3p}]) \\ 0 = [R_r] [P_{pr}] [I_{or}] + \frac{d}{dt} ([P_{pr}] [\phi_{rp}]) \end{array} \right. \quad (2.13)$$

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

On pose:
$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s$$

En procédant de même manière pour les expressions restantes, on peut écrire :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix}$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix}$$

Pour l'étoile 3 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds3} \\ v_{qs3} \\ v_{os3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s3} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s3} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds3} \\ I_{qs3} \\ I_{os3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds3} \\ \phi_{qs3} \\ \phi_{os3} \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s3}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds3} \\ \phi_{qs3} \\ \phi_{os3} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s3}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix}$$

On écrit les relations matricielles entre sous forme d'équations comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \phi_{qs1} \\ V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \phi_{qs2} \\ V_{ds3} = R_{s3} I_{ds3} + \frac{d\phi_{ds3}}{dt} - \omega_s \phi_{qs3} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} - \omega_s \phi_{ds1} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} - \omega_s \phi_{ds2} \\ V_{qs3} = R_{s3} I_{qs3} + \frac{d\phi_{qs3}}{dt} - \omega_s \phi_{ds3} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.15)$$

II-5 Equation mécanique de la machine dans la base propre

A présent, il nous reste que les équations mécaniques pour concevoir le modèle complet de la machine. Le couple électromagnétique fourni par la machine peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance instantanée est calculée par un simple produit scalaire entre le courant et la tension :

$$p = v_{sd1} I_{sd1} + v_{sd2} I_{sd2} + v_{sd3} I_{sd3} + v_{sq1} I_{sq1} + v_{sq2} I_{sq2} + v_{sq3} I_{sq3}$$

Et en remplaçant les tensions par leurs expressions, on obtient l'équation suivante :

$$c_e = p [\phi_{ds1} I_{qs1} + \phi_{ds2} I_{qs2} + \phi_{ds3} I_{qs3} - \phi_{qs1} I_{ds1} - \phi_{qs2} I_{ds2} - \phi_{qs3} I_{ds3}] \quad (2.16)$$

On remplace les équations des flux dans l'équation du couple, on aura :

$$c_e = PL_m [I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}] I_{dr} - [I_{ds1} - I_{ds2} - I_{ds3}] I_{qr} \quad (2.17)$$

On finalise le model par les équations suivantes :

$$\frac{d\theta}{dt} = P\Omega \quad (2.18)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} - k_f \Omega = C_{em} - C_{er} \quad (2.19)$$

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

$$C_{em} = Pk[\phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}) - \phi_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3})] \quad (2.20)$$

$$k = \frac{Lm}{(Lm + Lr)}$$

Les relations et constituent un modèle électromagnétique complet d'une machine asynchrone polyphasée, représenté dans la base propre de Park.

• Mise sous Forme d'état :

En remplaçant ces expressions dans le système, nous obtenons le modèle mathématique de la MASTE en fonction des variables d'état sous la forme suivante :

$$\left[\frac{d x}{dt} \right] = [A][X] + [B][U]$$

Le vecteur d'état regroupe tous les flux, le vecteur d'entrée (commande) regroupe les tensions statoriques de même ordre que le vecteur de commande.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = V_{ds1} + \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = V_{ds2} + \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds3} = V_{ds3} + \frac{R_{s3}}{L_{s3}}(\phi_{ds3} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs3} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = V_{qs1} + \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{qs1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = V_{qs2} + \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{qs2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs3} = V_{qs3} + \frac{R_{s3}}{L_{s3}}(\phi_{qs3} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs3} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{dr} - \phi_{md}) + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{qr} - \phi_{md}) + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.21)$$

$$\begin{cases} \phi_{md} = L_a \left(\frac{\phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{ds3}}{L_{s3}} + \frac{\phi_{dr}}{L_r} \right) L_a \\ \phi_{mq} = L_a \left(\frac{\phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{qs3}}{L_{s3}} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} \right) L_a \end{cases} \quad (2.22)$$

Avec :

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_{s3}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{ds2} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s3}} \phi_{ds3} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{ds2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2} L_{s1}} \phi_{ds1} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2} L_{s3}} \phi_{ds3} + \omega_s \phi_{qs2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds3} = V_{ds3} - \left(\frac{R_{s3}}{L_{s3}} - \frac{R_{s3} L_a}{L_{s3}^2} \right) \phi_{ds3} + \frac{R_{s3} L_a}{L_{s3} L_{s1}} \phi_{ds1} + \frac{R_{s3} L_a}{L_{s3} L_{s2}} \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs3} + \frac{R_{s3} L_a}{L_r L_{s3}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{qs2} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s3}} \phi_{qs3} + \omega_s \phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{qs2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2} L_{s1}} \phi_{qs1} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2} L_{s3}} \phi_{qs3} + \omega_s \phi_{ds2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs3} = V_{qs3} - \left(\frac{R_{s3}}{L_{s3}} - \frac{R_{s3} L_a}{L_{s3}^2} \right) \phi_{qs3} + \frac{R_{s3} L_a}{L_{s3} L_{s1}} \phi_{qs1} + \frac{R_{s3} L_a}{L_{s3} L_{s2}} \phi_{qs2} + \omega_s \phi_{ds3} + \frac{R_{s3} L_a}{L_r L_{s3}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r} \right) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{ds1} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{ds2} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s3}} \phi_{ds3} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r} \right) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qs1} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qs2} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s3}} \phi_{qs3} \end{cases} \quad (2.23)$$

Avec :

$$X = [\phi_{ds1}, \phi_{ds2}, \phi_{ds3}, \phi_{qs1}, \phi_{qs2}, \phi_{qs3}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^t$$

Finalement, nous aboutissons aux matrices suivantes :

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{R_{S1}}{L_{S1}} - \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}^2} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S3}} & W_S & 0 & 0 & \frac{R_{S1}L_A}{L_R L_{S1}} & 0 \\ \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S1}} & \frac{R_{S2}}{L_{S2}} - \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}^2} & \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S3}} & 0 & W_S & 0 & \frac{R_{S2}L_A}{L_R L_{S2}} & 0 \\ \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S1}} & \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S2}} & \frac{R_{S3}}{L_{S3}} - \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}^2} & 0 & 0 & W_S & \frac{R_{S3}L_A}{L_R L_{S3}} & 0 \\ -W_S & 0 & 0 & \frac{R_{S1}}{L_{S1}} - \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}^2} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S3}} & 0 & \frac{R_{S1}L_A}{L_R L_{S1}} \\ 0 & -W_S & 0 & \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S1}} & \frac{R_{S2}}{L_{S2}} - \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}^2} & \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S3}} & 0 & \frac{R_{S2}L_A}{L_R L_{S2}} \\ 0 & 0 & -W_S & \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S1}} & \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S2}} & \frac{R_{S3}}{L_{S3}} - \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}^2} & 0 & \frac{R_{S3}L_A}{L_R L_{S3}} \\ \frac{R_R L_A}{L_R L_{S1}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S2}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S3}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_R}{L_R} - \frac{R_R L_A}{L_R^2} & W_S - W_R \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S1}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S2}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S3}} & W_R - W_S & \frac{R_R}{L_R} - \frac{R_R L_A}{L_R^2} \end{bmatrix}$$

Le matrice d'état A du système peut écrire sous forme :

$$[A] = [A_1] + W_S[A_2] + [A_3](W_S - W_R)$$

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

$$A1] = \begin{bmatrix} \frac{R_{S1}}{L_{S1}} - \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}^2} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S3}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S1}L_A}{L_{R}L_{S1}} & 0 \\ \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S1}} & \frac{R_{S2}}{L_{S2}} - \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}^2} & \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S3}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S2}L_A}{L_{R}L_{S2}} & 0 \\ \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S1}} & \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S2}} & \frac{R_{S3}}{L_{S3}} - \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}^2} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S3}L_A}{L_{R}L_{S3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S1}}{L_{S1}} - \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}^2} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S3}} & 0 & \frac{R_{S1}L_A}{L_{R}L_{S1}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S1}} & \frac{R_{S2}}{L_{S2}} - \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}^2} & \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S3}} & 0 & \frac{R_{S2}L_A}{L_{R}L_{S2}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S1}} & \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S2}} & \frac{R_{S3}}{L_{S3}} - \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}^2} & 0 & \frac{R_{S3}L_A}{L_{R}L_{S3}} \\ \frac{R_{R}L_A}{L_{R}L_{S1}} & \frac{R_{R}L_A}{L_{R}L_{S2}} & \frac{R_{R}L_A}{L_{R}L_{S3}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_R}{L_R} - \frac{R_{R}L_A}{L_R^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_{R}L_A}{L_{R}L_{S1}} & \frac{R_{R}L_A}{L_{R}L_{S2}} & \frac{R_{R}L_A}{L_{R}L_{S3}} & 0 & \frac{R_R}{L_R} - \frac{R_{R}L_A}{L_R^2} \end{bmatrix}$$

$$[A3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; [A2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[H] = \begin{bmatrix} L_{S1} + \frac{3}{2}L_{Ms} & \frac{3}{2}L_{Ms} & \frac{3}{2}L_{Ms} & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{SR} & 0 \\ \frac{3}{2}L_{Ms} & L_{S2} + \frac{3}{2}L_{Ms} & \frac{3}{2}L_{Ms} & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{SR} & 0 \\ \frac{3}{2}L_{Ms} & \frac{3}{2}L_{Ms} & L_{S3} + \frac{3}{2}L_{Ms} & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{SR} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{S1} + \frac{3}{2}L_{Ms} & \frac{3}{2}L_{Ms} & \frac{3}{2}L_{Ms} & 0 & \frac{3}{2}L_{SR} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{Ms} & L_{S2} + \frac{3}{2}L_{Ms} & \frac{3}{2}L_{Ms} & 0 & \frac{3}{2}L_{SR} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{Ms} & \frac{3}{2}L_{Ms} & L_{S2} + \frac{3}{2}L_{Ms} & 0 & \frac{3}{2}L_{SR} \\ \frac{3}{2}L_{SR} & \frac{3}{2}L_{SR} & \frac{3}{2}L_{SR} & 0 & 0 & 0 & L_R + \frac{3}{2}L_{MR} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_{SR} & \frac{3}{2}L_{SR} & \frac{3}{2}L_{SR} & 0 & L_R + \frac{3}{2}L_{MR} \end{bmatrix}$$

II-6 Modélisation de l'Alimentation de la MASTE

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissances soit au niveau des éléments semiconducteur soit au niveau des convertisseurs statique permettent la réalisation d'origines de commande avec des puissances de sorite élevées et facilement commandable. [Boud24]

II-6.1 Onduleur de tension à deux niveaux

L'onduleur est composé de trois bras chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Dans ce travail on a utilisé des IGBTs misent en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant. La structure générale d'un onduleur de tension à deux niveaux est représentée dans la figure (II.2).

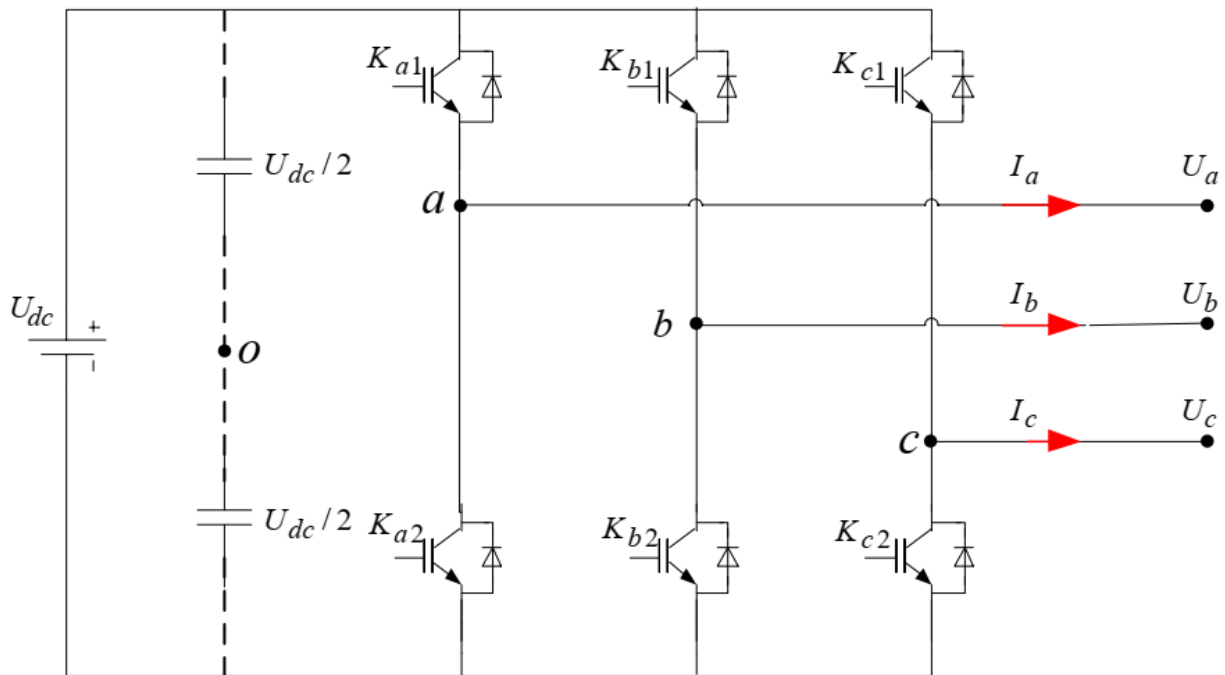


Figure II. 2 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

II-6.2.1 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux :

La modélisation de l'onduleur de tension s'effectue en supposant que [Hel 20] :

- la commutation des interrupteurs est instantanée
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable
- la charge équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

On note $Ka1, Kb1, Kc1$ les interrupteurs du haut, et $Ka2, Kb2, Kc2$ les interrupteurs du bas. On suppose que les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S (a, b, c):

- si $Sa1 = 1$, alors $K11$ est fermée et $K21$ est ouvert,

- si $Sa1 = 0$, alors $K11$ est ouvert et $Ka21$ est fermée.

Les tensions composées V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} ont obtenues à partir des sorties de l'onduleur

$$\text{comme suit } \begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases}$$

(2.24)

Où V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} sont les tensions simples des phases.

Comme les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[V_{ab} - V_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[V_{bc} - V_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[V_{ca} - V_{bc}] \end{cases} \quad (2.25)$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence o, on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} = V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} = V_{b0} \\ V_{c0} = V_{cn} = V_{c0} \end{cases} \quad (2.26)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{b0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (2.27)$$

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

Pour une commutation idéale on obtient :

On a donc :

$$\begin{cases} V_{a0} = (S_{ai} - 0.5) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{b0} = (S_{bi} - 0.5) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{c0} = (S_{ci} - 0.5) \frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (2.28)$$

En remplaçant V_{n0} on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (2.29)$$

En remplaçant V_{a0} V_{b0} V_{c0} dans, on déduit :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

II-6.2 Commande MLI de l'onduleur

La MLI engendrée est une technique de modulation par porteuse, elle est la technique la plus utilisée dans le domaine des convertisseurs industriels. Ceci est dû à la bonne qualité de l'énergie fournie, et surtout à la simplicité de son implémentation on line par des moyens analogiques jusqu'à l'apparition récente des microprocesseurs, qui a rendu possible l'implémentation d'autres techniques compétitives donnant ainsi un large choix au concepteur.

Le principe de la MLI consiste à commuter entre les états de l'onduleur de manière à ce que la valeur moyenne de la tension commutée égalise la tension de référence.

Comme le niveau de la tension du bras est constant, la modulation est obtenue par la variation de la largeur de l'impulsion (ou de son rapport cyclique). [SLI 15]

L'objectif principal de la commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour un onduleur est de produire une tension de sortie dont la forme d'onde est très proche d'une sinusoïde idéale,

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

ce qui permet d'alimenter des charges avec un courant de qualité élevée. Cette commande permet de. [Kha 15] [GUE22] :

Contrôler linéairement l'amplitude et la fréquence de la tension et du courant de sortie de l'onduleur
Ajuster la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie pour répondre aux besoins spécifiques de la charge.

Maintenir une alimentation stable et réglable, en éliminant les fluctuations de la tension continue d'entrée tout en respectant la relation tension-fréquence.

II-6.3.1 Technique MLI sinus triangle

Dans le cadre où l'on recherche de réaliser une alimentation robuste de la machine asynchrone triple étoile, trois onduleurs de tension commandés par MLI utilisés pour obtenir des signaux de sortie modulés en largeur d'impulsion qui permettent d'offrir une flexibilité incomparable par rapport aux commandes en tension pleine onde ou aux alimentations par commutateurs de courant et aussi de neutraliser les perturbations harmoniques, comme les harmoniques de tension de faible rang (3, 5 et 7) créés en commande pleine onde qui n'existe plus en MLI. [RAH20]

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

* L'indice de modulation "m" égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$)

* Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{v_m}{vp_m}$)

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ref1c} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3}\right) \\ V_{ref2c} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3-\alpha}\right) \end{cases} \quad c=1,2,3,$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

II-6.4 Association de la MASTE avec l'onduleur de tension

La figure (II.3) représente l'association de la MASTE à trois onduleurs de tension triphasés à commande MLI.

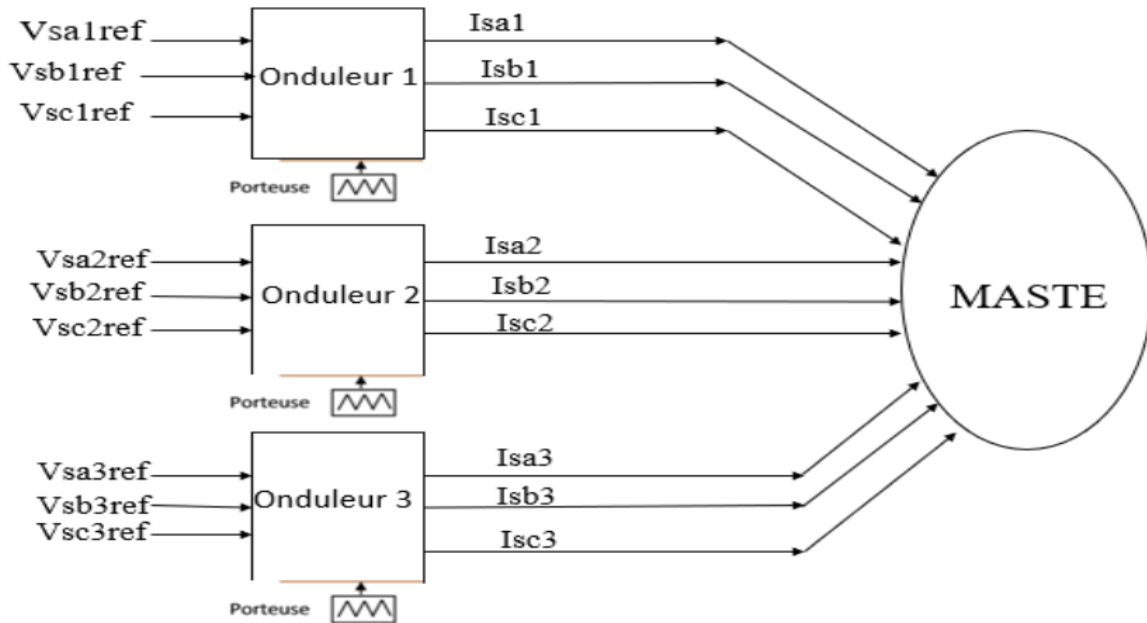


Figure II.3 Association de la MASTE avec les trois onduleurs MLI

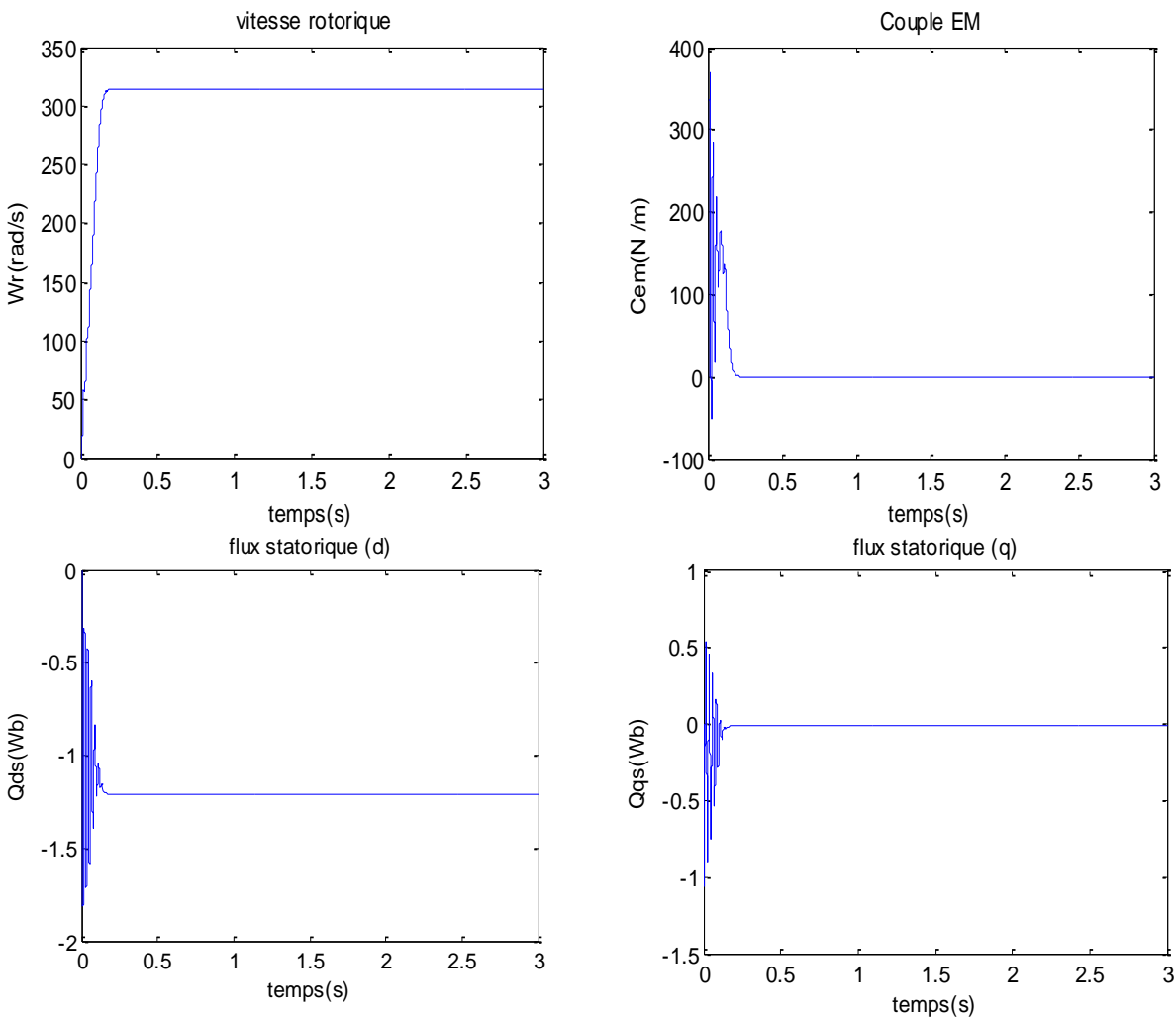
II. Simulation et interprétations de résultat de la MASTE

Pour la simulation il suffit d'implanter le modèle électrique de la machine asynchrone triple étoile sous l'environnement MATLAB/Simulink.

II.1. Cas d'un modèle de la machine asynchrone triple étoile sans onduleur :

• Essai à vide

La figure (II.4) montre les résultats de simulation d'un démarrage à vide de la machine asynchrone triple étoile alimentée par trois sources de tension triphasés décalées d'un angle $\alpha = \alpha_2 = 20^\circ$.



Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

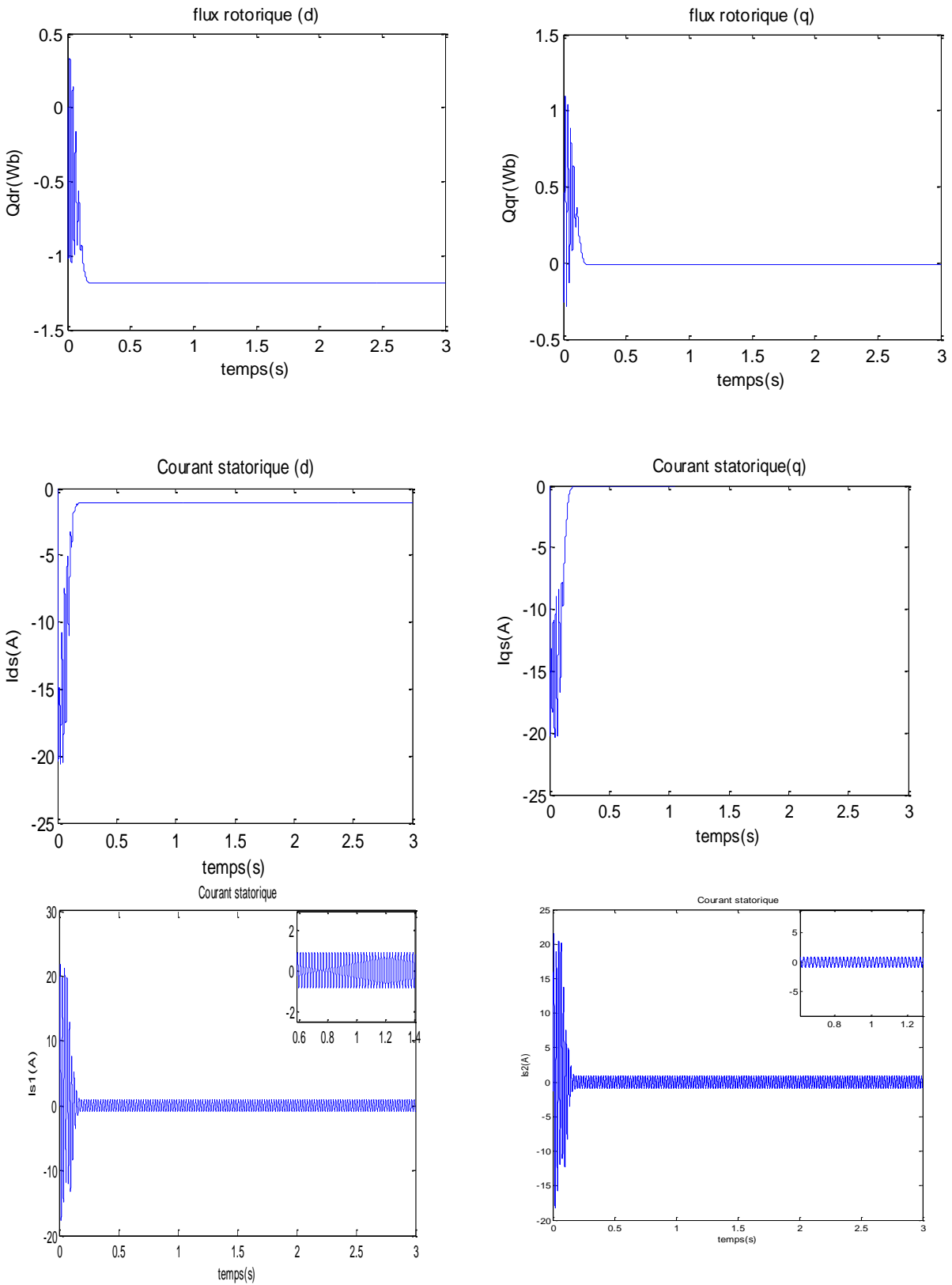


Figure II.4: Grandeurs électriques et mécanique de la MASTE Avide Sons Onduleur

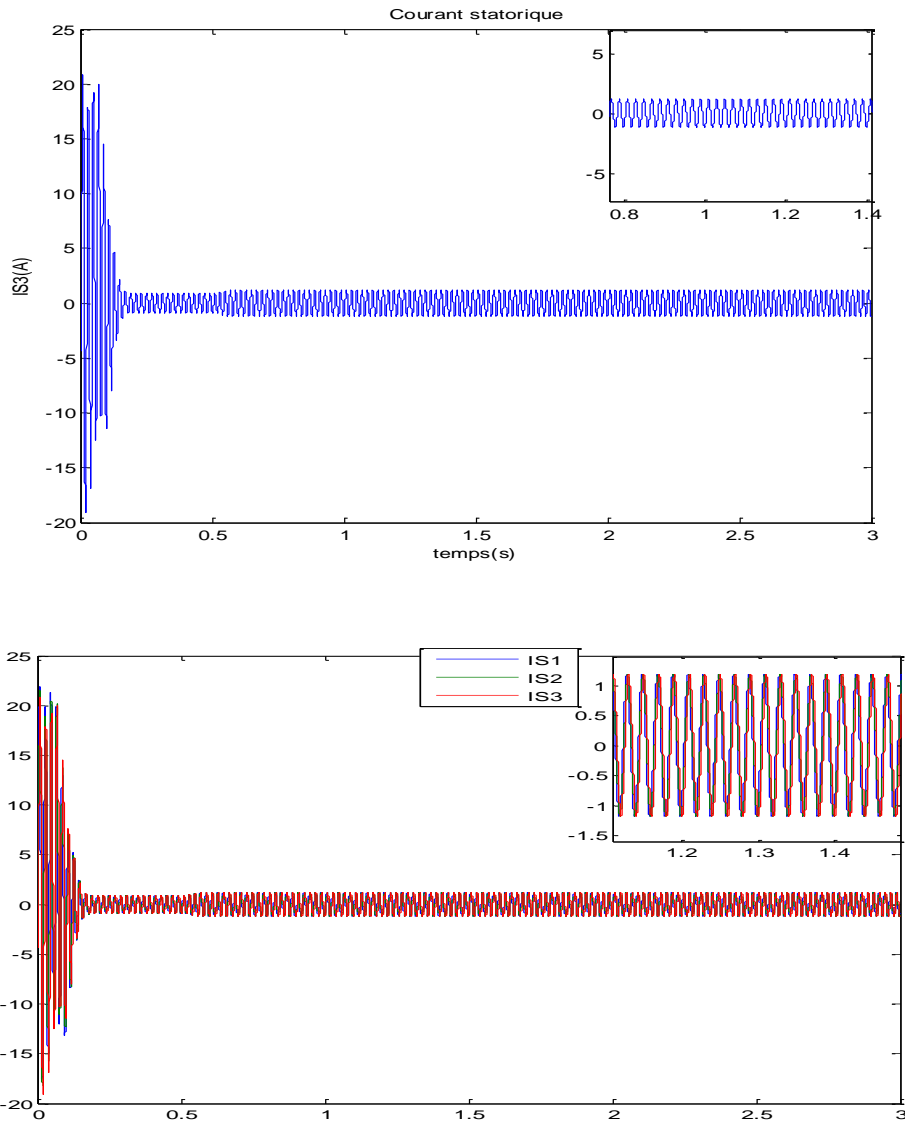


Figure II. 5 Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile à vide

Interprétation des résultats

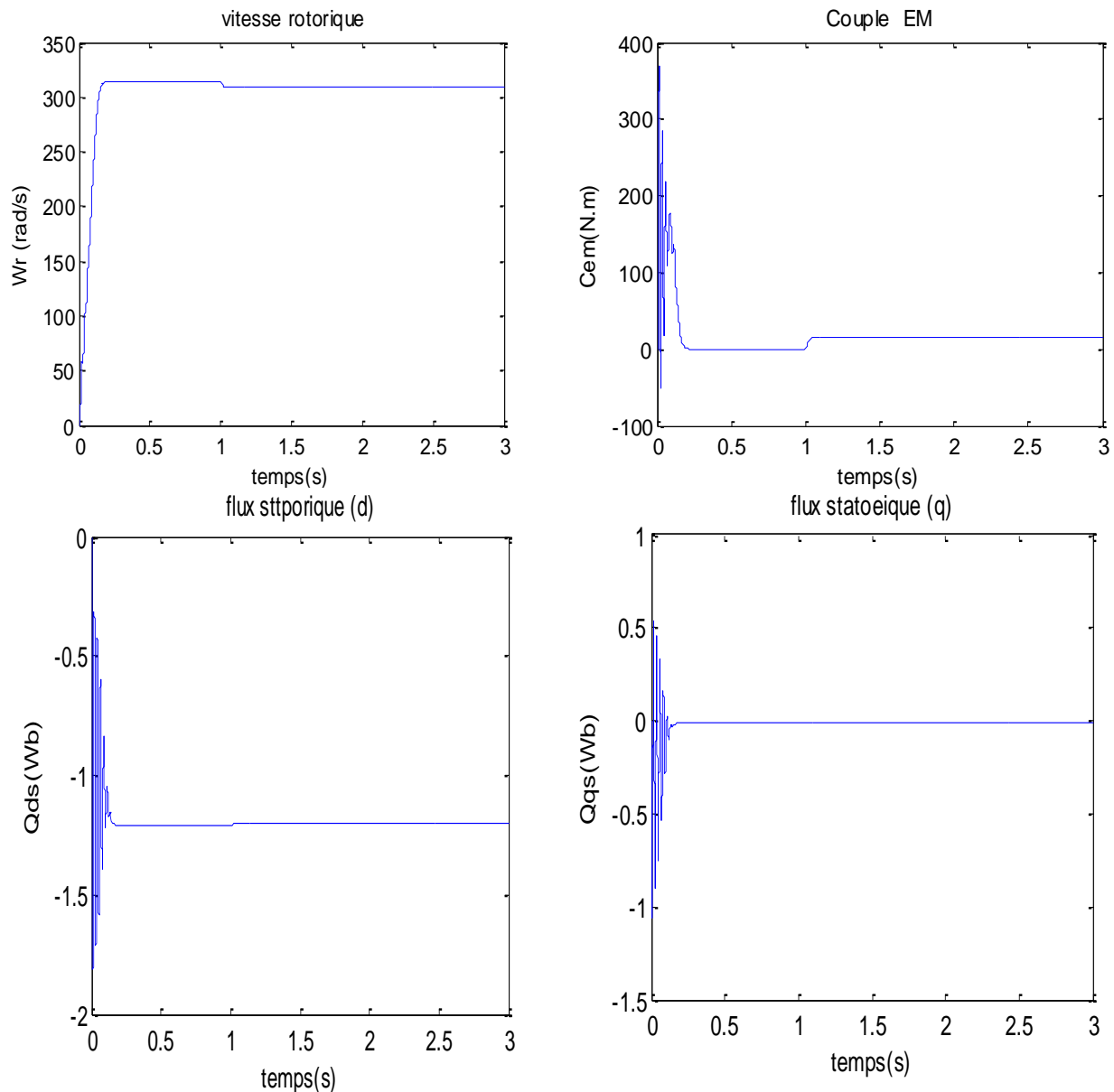
Lors le démarrage à vide, le couple électromagnétique présente des oscillations au régime transitoire qui atteignent la valeur maximale de 360 (N.m), et se stabilise à partir $t = 0.6$ (s) à une valeur très faible de 0.48 (N.m) pour compenser les pertes par frottements.

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

- La vitesse rotorique passe aussi par un régime transitoire d'une durée de 0.6(s) que représente le temps de réponse de la machine, puis elle se stabilise au voisinage de la vitesse de synchronisme d'une valeur 313.84 rad/s

• Essai en charge

La figure (II.5) montre les résultats de simulation d'un démarrage à vide de la machine asynchrone triple étoile alimentée par trois sources de tension triphasés décalées d'un angle $\alpha = \alpha_2 = 20^\circ$ suivi de l'application de charge de 15 (N.m) à l'instant $t = 1$ (s).



Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

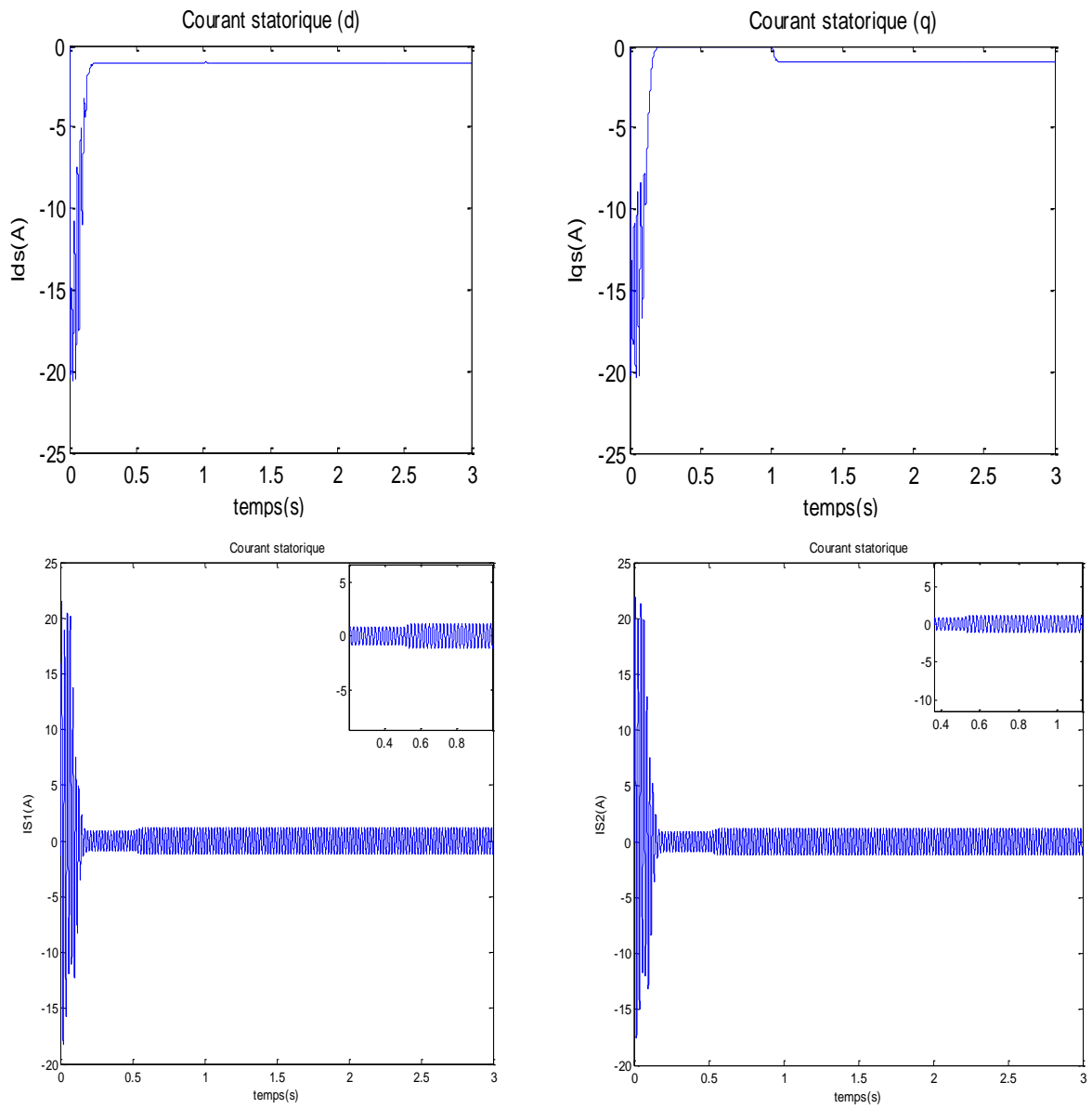


Figure II.6: Grandeurs électriques et mécanique de la MASTE on charge Sons Onduleur

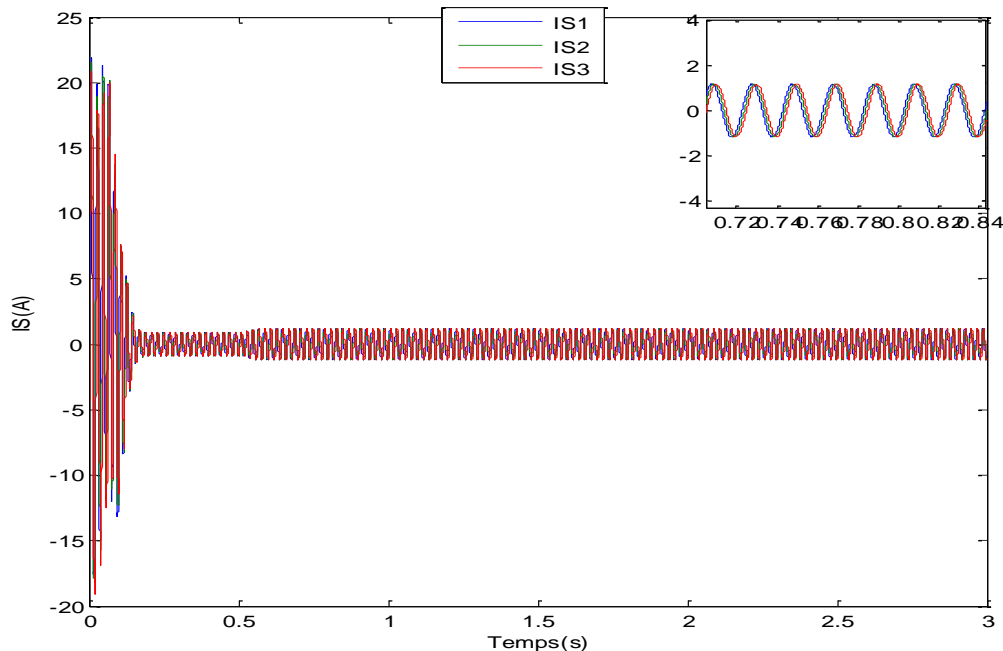


Figure II. 7 Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile en charge

•Interprétation des résultats

La figure (II.5) montre l'évolution de la vitesse, du couple, du courant de la 1^{ère} phase statoriques (étoile 1, étoile 2 et étoile 3) et rotorique ainsi que du flux statoriques (étoile 1, étoile 2 et étoile 3) et rotorique de la MASTE alimentée directement par trois réseaux triphasés. S'effectue à vide et la machine est chargée à l'instant $t=1s$ On remarque :

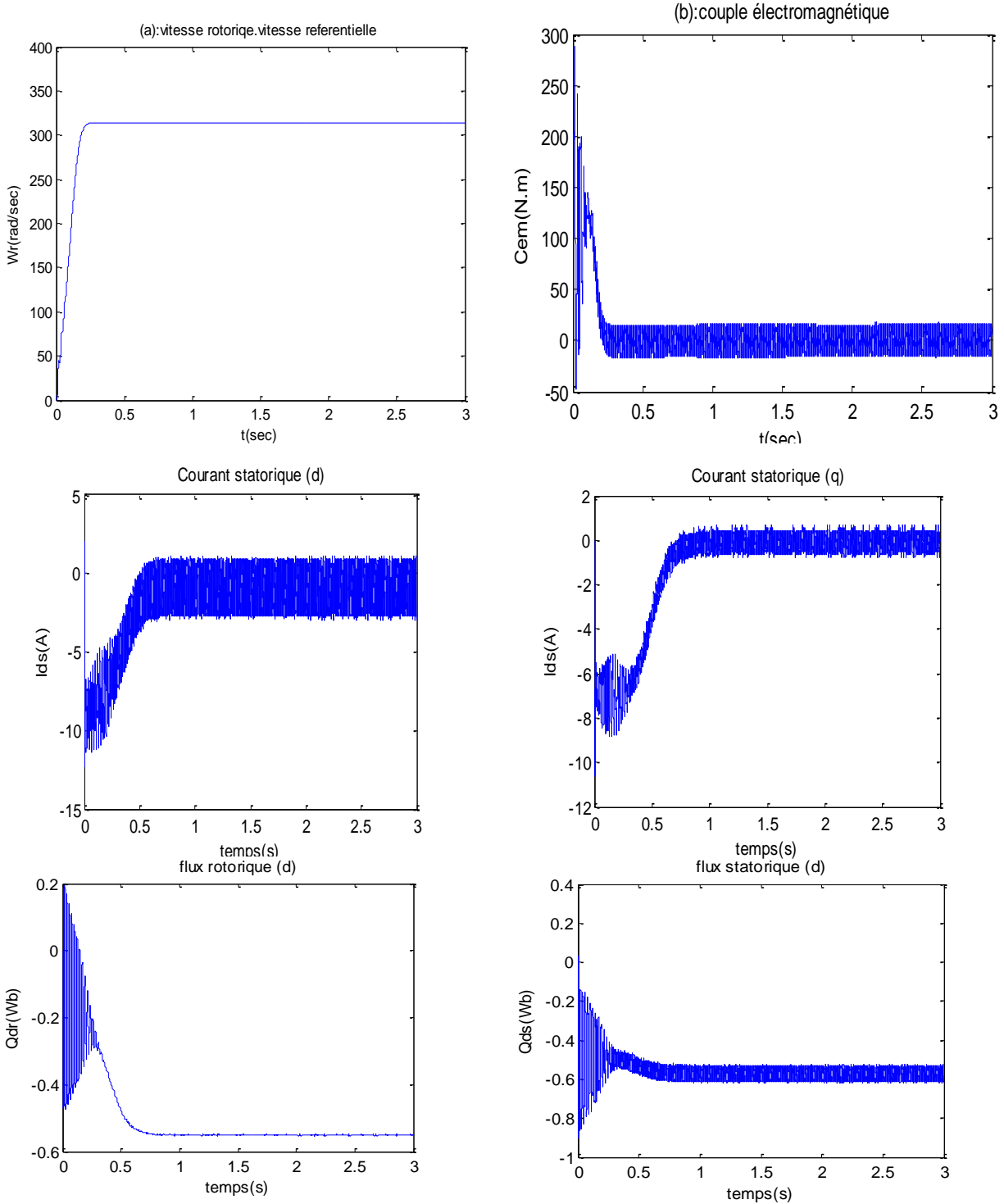
- La courbe de la vitesse présente un accroissement linéaire en régime transitoire atteint la valeur nominale (313,84 rad/s), à l'instant de $t=1$ une diminution de vitesse (303,41 rad/s).
- Le couple électromagnétique présente des oscillations d'amplitude élevé (127, 28N.m), à l'instant $t=1s$ le couple électromagnétique rejoint sa valeur correspond à la charge (15N.m).
- Le flux statorique et le flux rotorique se stabilisé à la valeur de -1,18 Wb et diminué après l'application de charge.

II.2. Cas d'un modèle de la machine asynchrone triple étoile avec onduleur :

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

• Essai à vide

Les performances de la machine asynchrone triple étoile lors d'un fonctionnement à vide $C_r = 0$. Sont représentés dans la figure.II.6 :



Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

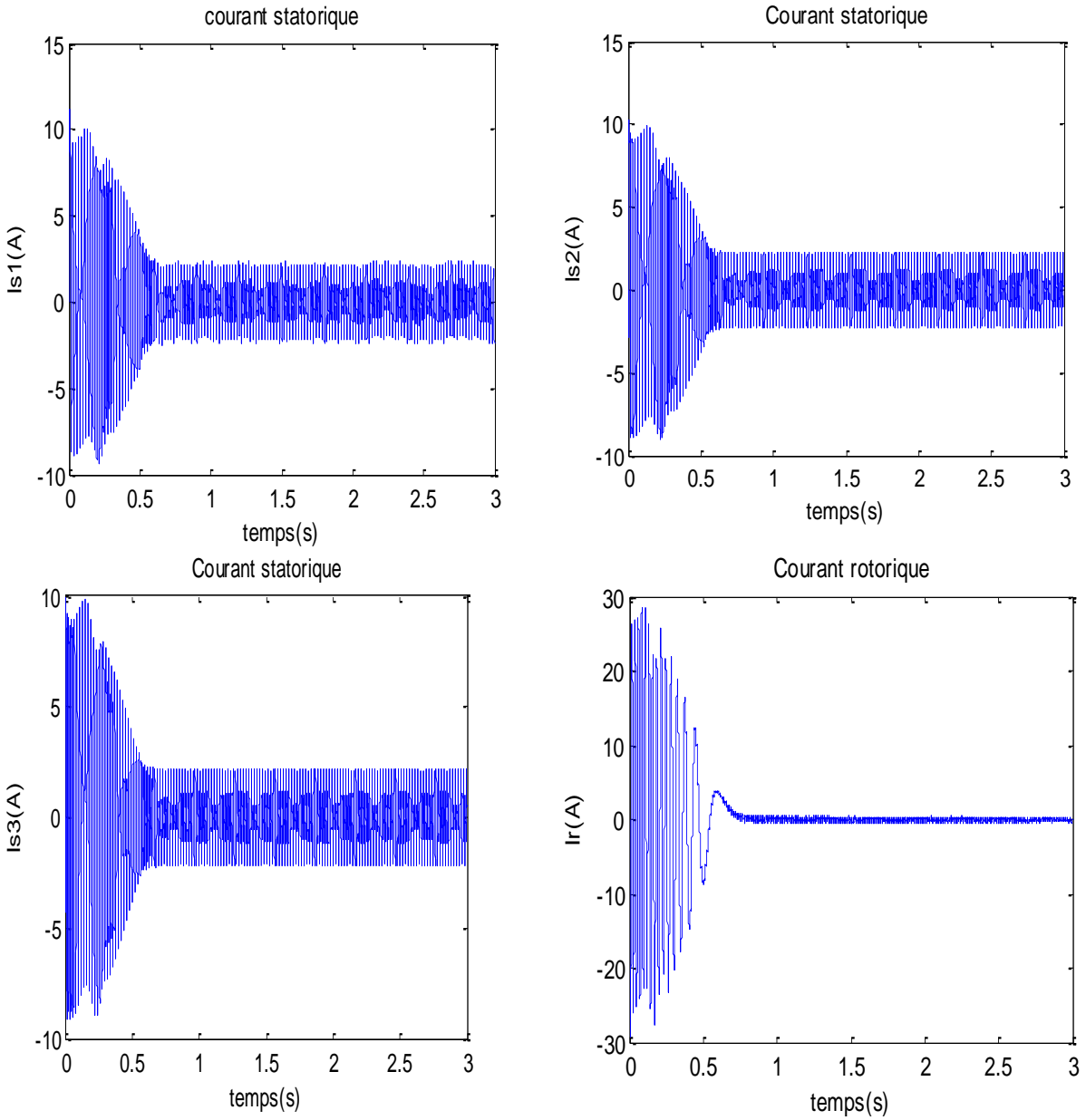


Figure II.8: Grandeurs électriques et mécanique de la MASTE a vide avec Onduleur

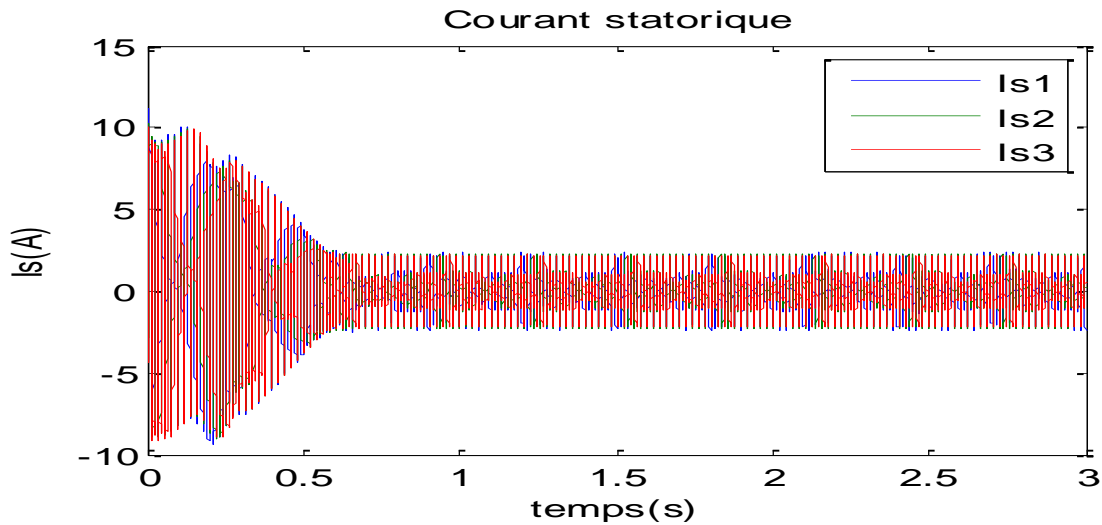
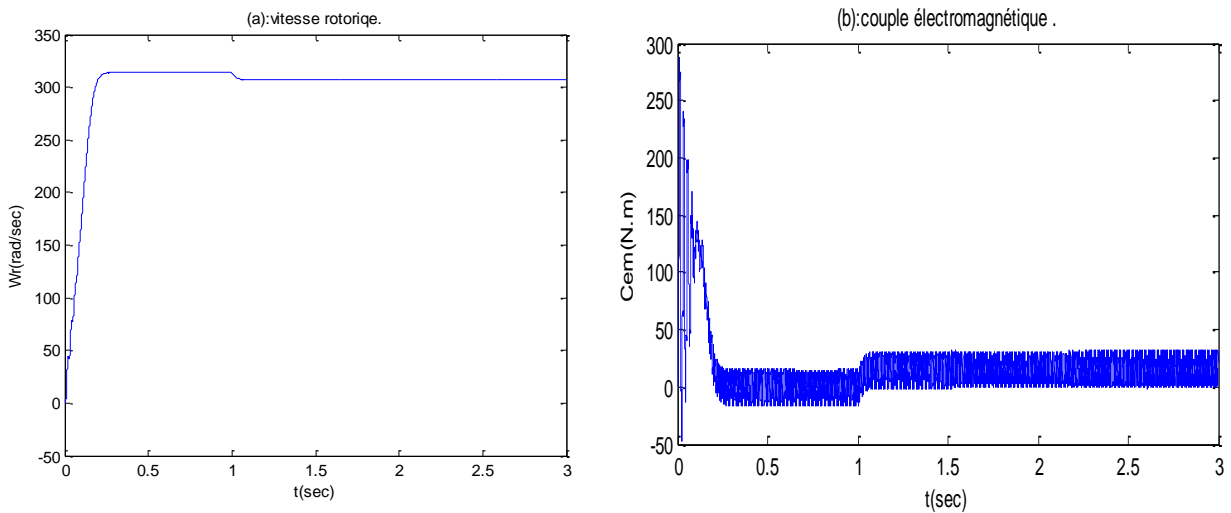


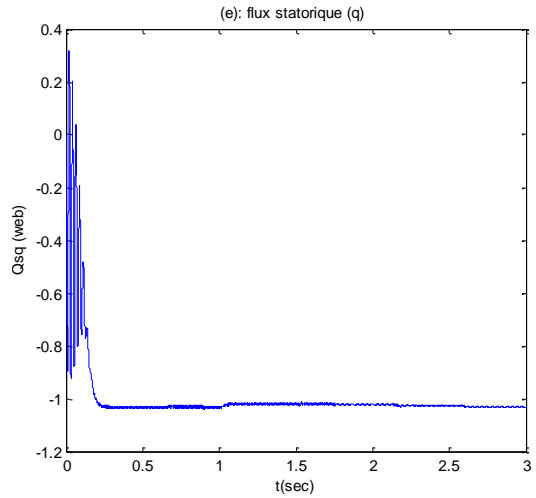
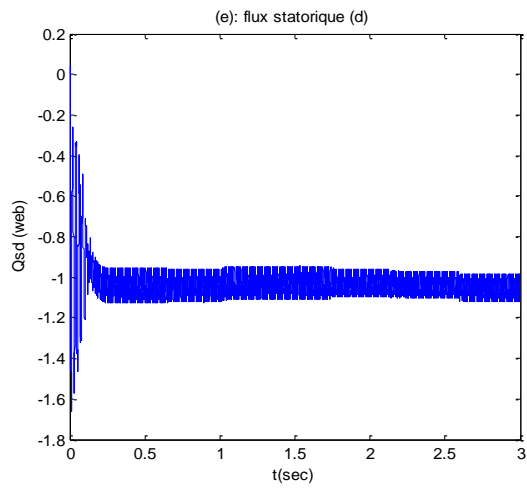
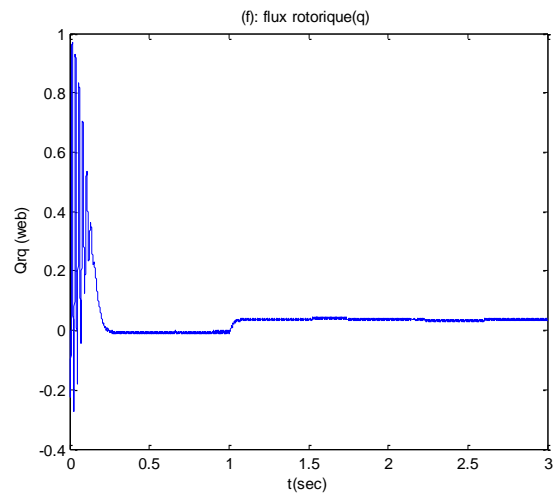
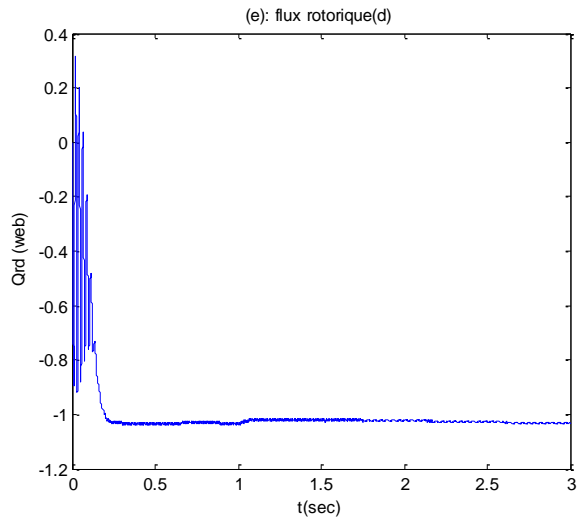
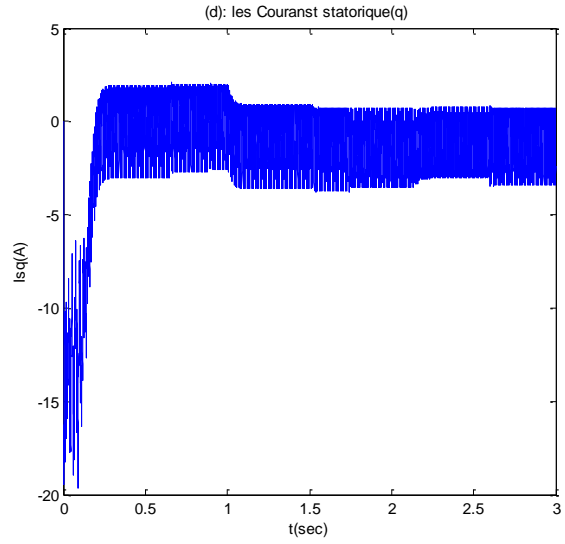
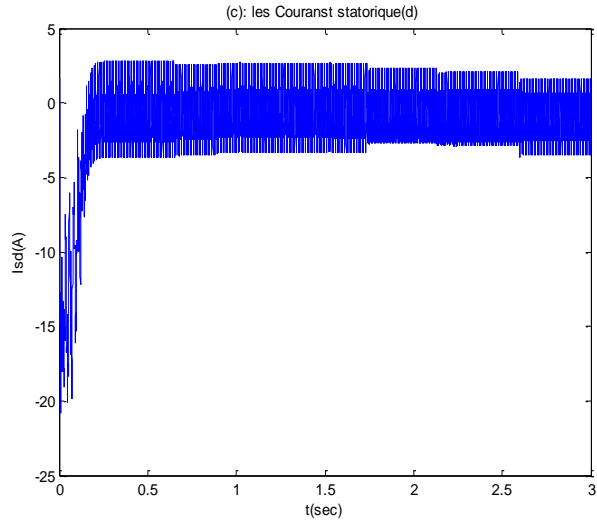
Figure II. 9: Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile avec Onduleur vide

•Essai en charge

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone triple étoile lors de l'application d'une charge $C r = 15N . m$ à partir de l'instant $t = 1s$. Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.



Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile



Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

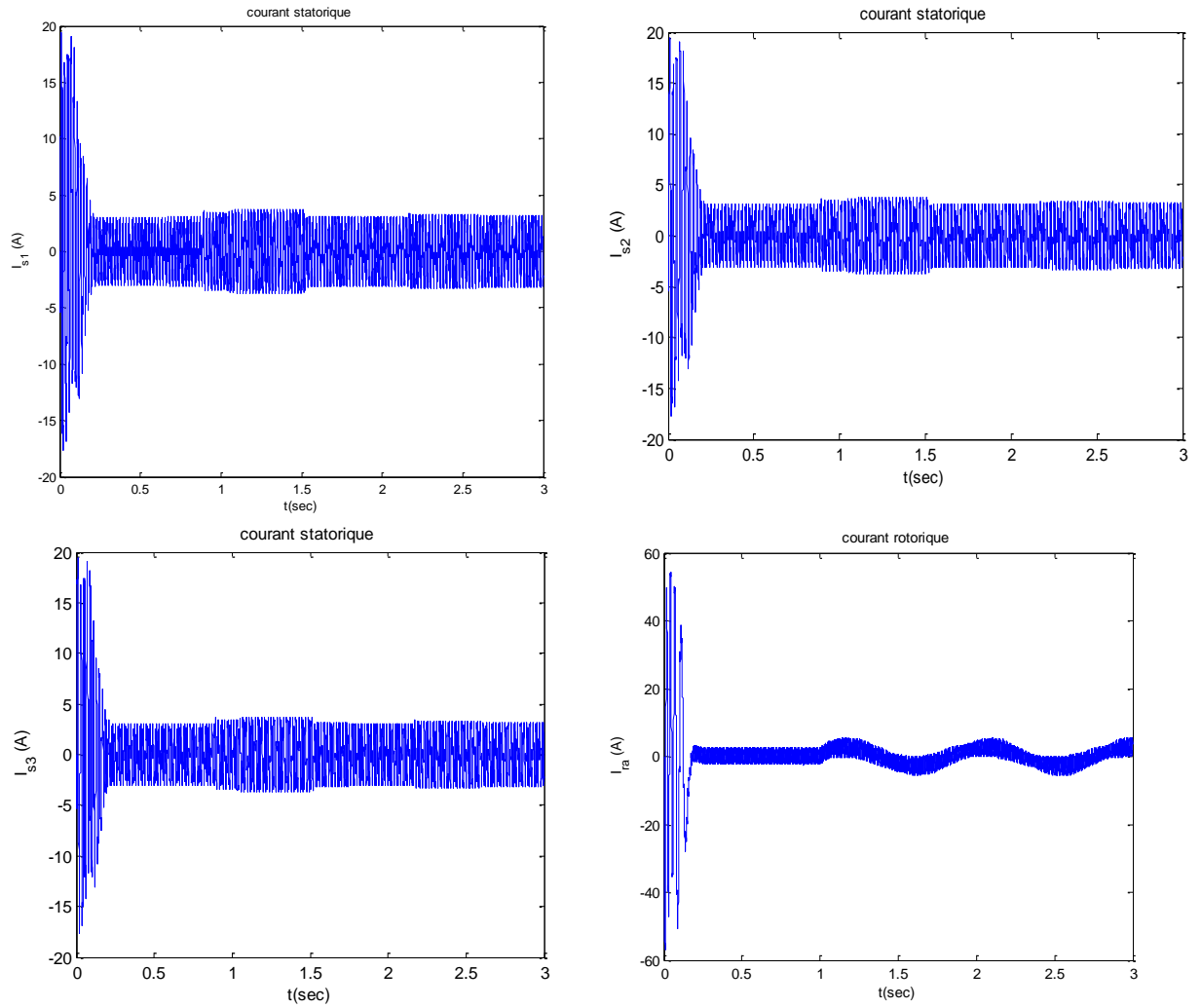


Figure II.10: Grandeurs électriques et mécanique de la MASTE on charge avec Onduleur

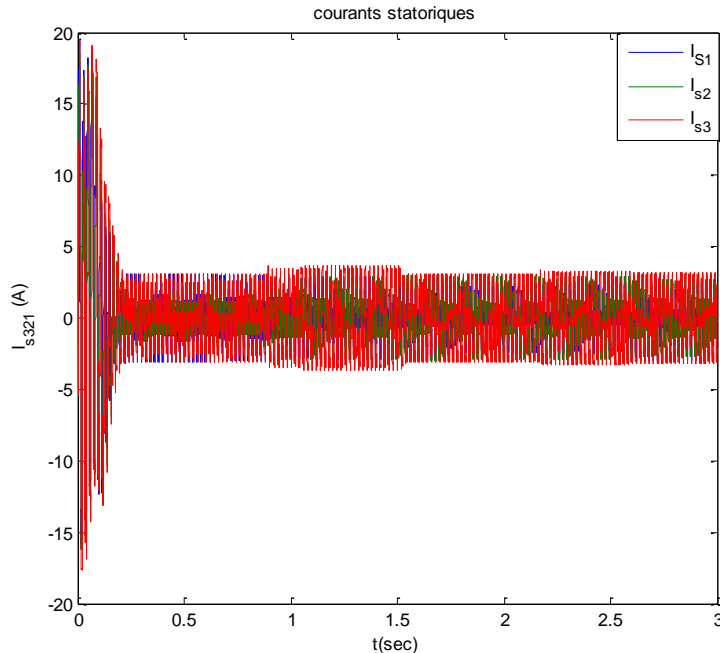


Figure II. 11 : Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile avec Onduleur charge

•Interprétations des résultants

L'examen des courbes de la figure (II.7) permet de constater que :

a\ En fonctionnement à vide ($Cr = 0$) :

- Les courants statoriques présentent des dépassements excessifs mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.
- L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Elle se stabilise à une valeur très proche de celle du synchronisme (glissement presque nul).
- Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire présente aux premiers instants de démarrage des battements importantes, est atteint sa valeur nominale après, il tend vers le régime de charge considéré ($Cr = 0$).

B \ En fonctionnement en charge ($Cr = 15N.m$, $t = 1s$) :

- Les courants statoriques augmentent à une certaine valeur à cause de l'augmentation du couple.

Chapitre II : Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile

Une légère diminution de la vitesse à cause de l'existence de la charge.

- Le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant.
- Le flux ϕ_{dr} à des oscillations dans la zone négative et se stabilise à la valeur $-1.17 W b$ par contre le flux ϕ_{qr} à des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur presque nulle dans le régime établi.

II-7 Conclusion

Ce chapitre présent la modélisation d'une association de machine asynchrone triphasée en configuration étoile, alimentée par trois onduleurs de tension. Dans un premier temps, le modèle de cette machine a été élaboré en utilisant la méthode de Park, permettant de transformer le système électrique triphasé en un système biphasé équivalent, simplifiant ainsi son analyse.

Cette réduction de complexité repose sur plusieurs hypothèses simplificatrices. La seconde partie du chapitre s'est concentrée sur l'alimentation de la machine par des onduleurs de tension à deux niveaux, commandés par une technique de modulation par impulsions en largeur (MLI) sinus-triangulaire.

Les résultats issus de simulations ont permis d'étudier le comportement de la machine en fonction des différentes sources d'alimentation. Afin d'améliorer la réponse dynamique de la machine face à des perturbations, les travaux futurs prévoient la mise en place d'une régulation de la vitesse de rotation à l'aide d'une commande vectorielle basée sur un contrôleur PI.

**Chapitre III : Commande
vectorielle PI flou type-2
appliqué aux moteur
asynchrone triple étoile**

III.1 Introduction

La commande des entraînements électriques à vitesse variable a bénéficié des évolutions méthodologiques et technologiques. Ainsi, la plupart des algorithmes de commande améliorant les performances statiques et dynamiques de la machine et assurant un découplage du flux et du couple. [HEL20]

La commande de la machine asynchrone triple étoile est semblable à la commande de la machine asynchrone triphasée, mais avec un nombre de grandeurs à régler plus grand. La commande vectorielle rend la commande d'une telle machine similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Les premiers régulateurs utilisés sont les PID. Ils présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Néanmoins, ils ont une robustesse médiocre vis-à-vis des variations paramétriques de la machine. [Ism 17]

Les régulateurs ou les commandes basées sur les techniques de l'intelligence artificielle ont l'aptitude de remplacer les régulateurs PID, car ils sont des régulateurs non linéaires utilisant le raisonnement et le fonctionnement du cerveau humain. Les techniques de l'intelligence artificielle sont constituées par : la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques. La présente étude a pour objectif de modéliser, d'alimenter et de réguler la vitesse de la machine asynchrone triple étoile à cage d'écurie par les techniques de commande vectorielle (**FOC**) ainsi que par les techniques de la logique floue [MEL14].

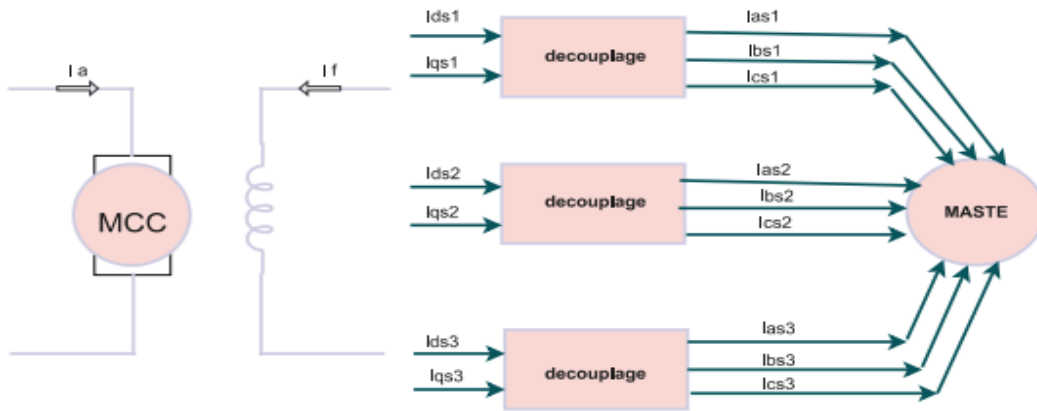
III.2 Commande vectorielle

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en microélectronique. [TIR4] L'avantage de cette technique c'est que le flux et le couple électromagnétique sont complètement découplés, ce qui améliore les performances dynamiques de la machine à induction. C'est cette technique, qui est de plus en plus appliquée dans l'industrie, que nous allons décrire et présenter également le modèle de la machine (**MASTE**) commandée en tension à flux orienté [RAM]

III.2.1. Principe de commande vectorielle

La difficulté pour commander une machine asynchrone à triple étoile réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables interne de la machine comme le flux, le couple, la vitesse ou la position. [Moh24]

En 1971, BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à une machine à courant continu excitation séparée (Figure.III.1) [Moh24] [HEL20].



FigureIII 1 Schéma de principe du découplage pour la MASTE par analogie avec la machine à courant continu.

En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit contrôle le couple et le courant inducteur contrôle le flux. Pour cela, il faut choisir un système d'axe d-q et une loi de commande. Or,

$$\text{Le couple est donné par : } C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\phi_{Sq} I_{rd} - \phi_{Sd} I_{rq}) \quad (3.1)$$

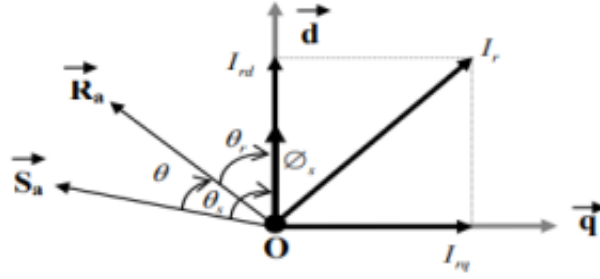


Figure III 2 Illustration de l'orientation du flux statorique

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Alors, on se place dans un référentiel **(d-q)** lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (L'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la Figure (III.2), on obtient :

$$\phi_{sd} = \phi_s$$

$$\text{L'expression du couple déviant : } C_{em} = -P \frac{M}{L_s} (\phi_s I_{rq}) \quad (3.2)$$

III..2.2. Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASTE est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant (d,q), de ce fait les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles [TIR14]

$$\text{Orientation du flux rotorique : } \quad \phi_{rd} = \phi_r \quad \phi_{rq} = 0$$

$$\text{Orientation du flux statorique : } \quad \phi_{sd} = \phi_s \quad \phi_{sq} = 0$$

$$\text{Orientation du flux d'entrefer : } \quad \phi_{md} = \phi_m \quad \phi_{mq} = 0$$

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante en quadrature du courant statorique avec le flux. Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante en quadrature du courant statorique

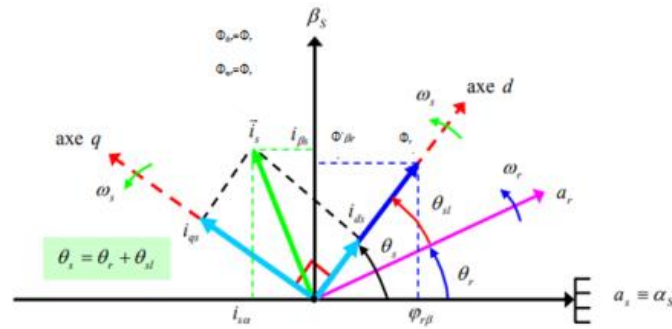


Figure III 3 Principe de l'orientation du flux (rotorique, statorique, entrefer)

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine asynchrone. Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone triple étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASTE si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est-à-dire flux directe rotorique égale au flux rotorique et le flux quadratique nulle :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{Lm}{(Lr + Lm)} [(I_{S1q} + I_{S2q} + I_{S3q})\phi_{rd} - (I_{S1d} + I_{S2d} + I_{S3d})\phi_{rq}] \quad (3.4)$$

L'équation (3.4), devient:
$$C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{Lm}{(Lm + Lr)} [(I_{S1q} + I_{S2q} + I_{S3q})\phi_r] = K\phi_r I_{Sq} \quad (3.5)$$

$$K = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{(L_m + L_r)} I_{Sq} (I_{s1q} + I_{s2q} + I_{s3q})$$

D'après l'équation (III.2) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone triple étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

III.2.3 Stratégies de commande

Pour maintenir la condition de la commande, il est nécessaire de connaître à chaque instant la position du flux à orienter afin d'effectuer le changement de coordonnées qui annulera sa Composante en quadrature. Selon l'approche adoptée pour évaluer cette position, on distinguera deux méthodes de contrôles du flux, directe et indirecte. [HEC17] :

III.2.3.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine. [Elk08]

III.2.3.2 Commande vectorielle indirecte

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position elle élimine le besoin d'un capteur ou d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite

l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande. [HEL20]

III.2.4.1. Découplage entrée-sortie

L'objectif est dans la mesure, du possible de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage. [HEL20]

•Découplage par compensation

Le flux de référence et les courants statoriques en quadratique ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de réaliser un découplage entre la commande du couple et celle du flux [HEC17] [HEL20].

Cela revient à définir deux nouvelles variables de commande $V_{s1d} V_{s1q} V_{s2d} V_{s2q} V_{s3d} V_{s3q}$ telle

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1d} = R_{s1} I_{s1d} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1d} \\ V_{s1q} = R_{s1} I_{s1q} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1q} \\ V_{s2d} = R_{s2} I_{s2d} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2d} \\ V_{s2q} = R_{s2} I_{s2q} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2q} \\ V_{s3d} = R_{s3} I_{s3d} + L_{s3} \frac{d}{dt} I_{s3d} \\ V_{s3q} = R_{s3} I_{s3q} + L_{s3} \frac{d}{dt} I_{s3q} \end{array} \right. \quad (3.6)$$

Ces tensions sont obtenues à la sortie des régulateurs des courants, donc on peut écrire :

Chapitre III : Commande vectorielle PI flu type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

$$\begin{cases} V_{S1d}^* = V_{S1d} - \omega_s^* (L_{S1} I_{S1q} + T_r \omega_{Sr}^* \phi_r^*) \\ V_{S1q}^* = V_{S1q} + \omega_s^* (L_{S1} I_{S1d} + \phi_r^*) \\ V_{S2d}^* = V_{S2d} - \omega_s^* (L_{S2} I_{S2q} + T_r \omega_{Sr}^* \phi_r^*) \\ V_{S2q}^* = V_{S2q} + \omega_s^* (L_{S2} I_{S2d} + \phi_r^*) \\ V_{S3d}^* = V_{S3d} - \omega_s^* (L_{S3} I_{S3q} + T_r \omega_{Sr}^* \phi_r^*) \\ V_{S3q}^* = V_{S3q} + \omega_s^* (L_{S3} I_{S3d} + \phi_r^*) \end{cases} \quad (3.7)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{S1d}^* = V_{S1d} - e_{S1d} \\ V_{S1q}^* = V_{S1q} - e_{S1q} \\ V_{S2d}^* = V_{S2d} - e_{S2d} \\ V_{S2q}^* = V_{S2q} - e_{S2q} \\ V_{S3d}^* = V_{S3d} - e_{S3d} \\ V_{S3q}^* = V_{S3q} - e_{S3q} \end{cases} \quad (3.8)$$

Pour réaliser un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques et on obtient à leur sorties les tensions statoriques.

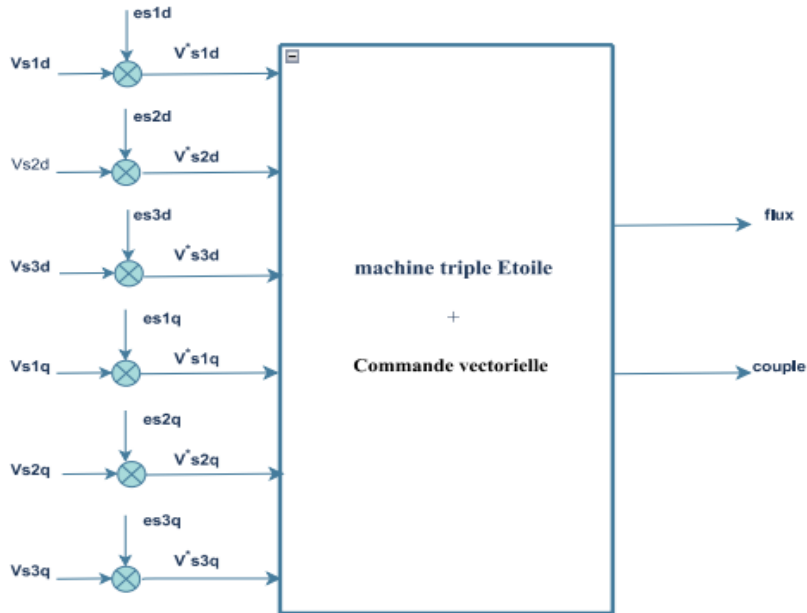
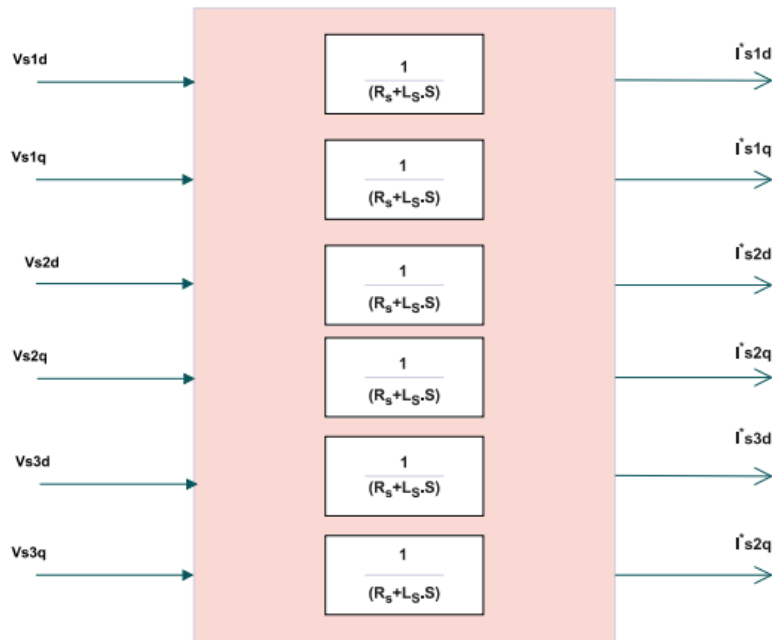


Figure III.4 : Reconstitutions des tensions V_{s1d} , V_{s2d} , V_{s3d} , V_{s1q} , V_{s2q} et V_{s3q}

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel les actions sur les axes d et q sont découplé

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{S1d} = R_S I_{S1d} + L_S \frac{dI_{S1d}}{dt} \\ V_{S1q} = R_S I_{S1q} + L_S \frac{dI_{S1q}}{dt} \\ V_{S2d} = R_S I_{S2d} + L_S \frac{dI_{S2d}}{dt} \\ V_{S2q} = R_S I_{S2q} + L_S \frac{dI_{S2q}}{dt} \\ V_{S3d} = R_S I_{S3d} + L_S \frac{dI_{S3d}}{dt} \\ V_{S3q} = R_S I_{S3q} + L_S \frac{dI_{S3q}}{dt} \end{array} \right. \quad (3.9)$$



FigureIII 5 Commande découplé – expression de de I_{s1d} , I_{s1q} , I_{s2d} , I_{s2q} , I_{s3d} et I_{s3q}

$$\begin{cases} V_{S1d} = [R_S + L_S \cdot S] I_{S1d} \\ V_{S1q} = [R_S + L_S \cdot S] I_{S1q} \\ V_{S2d} = [R_S + L_S \cdot S] I_{S2d} \\ V_{S2q} = [R_S + L_S \cdot S] I_{S2q} \\ V_{S3d} = [R_S + L_S \cdot S] I_{S3d} \\ V_{S3q} = [R_S + L_S \cdot S] I_{S3q} \end{cases} \quad (3.10)$$

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies par les deux

systèmes d'enroulements sont égales d'où :

$$\begin{cases} I_{S1d} = I_{S2d} = I_{S3d} = \frac{I_{Sd}}{2} \\ I_{S1q} = I_{S2q} = I_{S3q} = \frac{I_{Sq}}{2} \end{cases}$$

Donc

$$\begin{cases} I_{S1d} = I_{S2d} = I_{S3d} = \frac{I_{Sd}}{2} = \frac{1 + TrS}{2Lm} \phi_r \\ I_{S1q} = I_{S2q} = I_{S3q} = \frac{I_{Sq}}{2} = \frac{Lm + Lr}{2Lm} C_{em} \end{cases}$$

Avec $S = \frac{d}{dt}$ et $T_r = \frac{Lm + Lr}{Rr}$

III.2.4.2. Estimateur du flux

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{rd}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} (I_{S1d} + I_{S2d} + I_{S3d}) - \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \phi_{rd} + \omega_{Sr} \phi_{rq}^* \\ \frac{d}{dt} \phi_{rq}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} (I_{S1q} + I_{S2q} + I_{S3q}) - \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \phi_{rq} - \omega_{Sr} \phi_{rd}^* \end{cases} \quad (3.11)$$

Le module du flux rotorique est calculé par :

$$\phi_r^* = \sqrt{\phi_{rd}^{*2} + \phi_{rq}^{*2}} \quad (3.12)$$

III.2.5. Synthèse des régulateurs PI

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

Pour la réalisation d'une commande vectorielle de la MASTE et régler les courants I_{sd} et I_{sq} , la vitesse et le flux, il faut utiliser des régulateurs Proportionnels Intégrales (PI), à cause des avantages qu'ils apportent (rapidité, simplicité, autorisant la fréquence du MLI, etc....) et qu'il assure une erreur nulle grâce à l'action d'intégration.

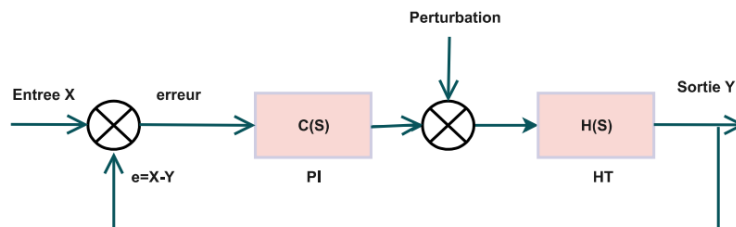
Les régulateurs de courants ont pour but d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Nous avons vu que le découplage entre les axes d et q nous permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple, notamment, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne et compenser rapidement les perturbations. Tous les régulateurs, qui seront utilisés dans notre travail, seront de type PI dont la

forme de la fonction de transfert est : $C(S) = K_p + \frac{K_i}{s}$ [Moh24]

Avec : K_p : Le coefficient de proportionnalité

K_i : Le coefficient d'intégration.

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un **PI** valable selon les deux axes **d** et **q**.



FigureIII 6 Schéma fonctionnel du système asservi du premier ordre régulé par un PI.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F(S) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{K_p S + K_i}{as^2 + (b + K_p)S + K_i}$$

Le dénominateur de la fonction de transfert de chaque régulateur est de la forme :

$$D(S) = S^2 + 2\xi w_n S + w_n^2$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés

III.2.5.1 Régulateurs des courants

Pour le système de réglage, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. [HEL24]

D'après les équations de la machine associées au découplage par compensation, le schéma fonctionnel du contrôle du courant I_{sd} et I_{sq} est représenté par la figure suivante :

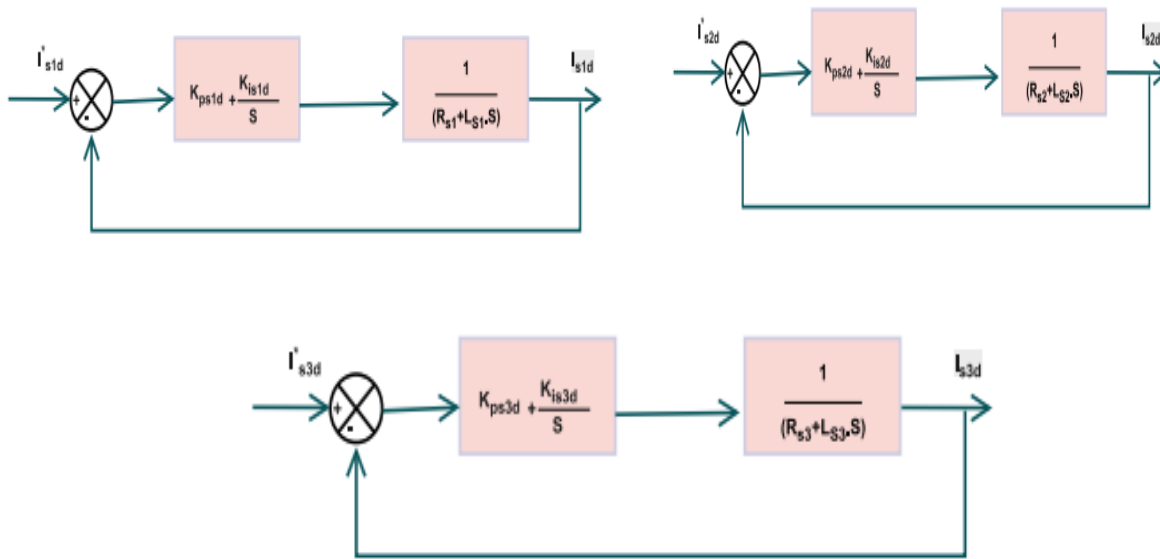


Figure III.7 Schéma fonctionnel des régulateurs des courants I_{s1d} et I_{s2d} I_{s3d}

Les fonctions de transfert d'un régulateur PI est :

$$\begin{cases} C_{S1d}(S) = K_{pS1d} + \frac{K_{iS1d}}{S} \\ C_{S2d}(S) = K_{pS2d} + \frac{K_{iS2d}}{S} \\ C_{S3d}(S) = K_{pS3d} + \frac{K_{iS3d}}{S} \end{cases} \quad (3.13)$$

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

On a donc :

$$\begin{cases} V_{S1d} = \left(K_{pS1d} + \frac{K_{iS1d}}{S} \right) (I_{S1d}^* - I_{S1d}) \\ V_{S2d} = \left(K_{pS2d} + \frac{K_{iS2d}}{S} \right) (I_{S2d}^* - I_{S2d}) \\ V_{S3d} = \left(K_{pS3d} + \frac{K_{iS3d}}{S} \right) (I_{S3d}^* - I_{S3d}) \end{cases} \quad (3.14)$$

Les fonctions de transferts en boucle fermée sont:

$$\begin{cases} \frac{I_{S1d}}{I_{S1d}^*} = \frac{\frac{K_{pS1d}S + K_{iS1d}}{L_{S1}}}{S^2 + \frac{R_{S1} + K_{pS1d}}{L_{S1}}S + \frac{K_{iS1d}}{L_{S1}}} \\ \frac{I_{S2d}}{I_{S2d}^*} = \frac{\frac{K_{pS2d}S + K_{iS2d}}{L_{S2}}}{S^2 + \frac{R_{S2} + K_{pS2d}}{L_{S2}}S + \frac{K_{iS2d}}{L_{S2}}} \\ \frac{I_{S3d}}{I_{S3d}^*} = \frac{\frac{K_{pS3d}S + K_{iS3d}}{L_{S3}}}{S^2 + \frac{R_{S3} + K_{pS3d}}{L_{S3}}S + \frac{K_{iS3d}}{L_{S3}}} \end{cases} \quad (3.15)$$

Les polynômes caractéristiques pour les boucles de régulation sont :

$$\begin{cases} P1(S) = S^2 + \frac{R_{S1} + K_{pS1d}}{L_{S1}}S + \frac{K_{iS1d}}{L_{S1}} \\ P2(S) = S^2 + \frac{R_{S2} + K_{pS2d}}{L_{S2}}S + \frac{K_{iS2d}}{L_{S2}} \\ P3(S) = S^2 + \frac{R_{S3} + K_{pS3d}}{L_{S3}}S + \frac{K_{iS3d}}{L_{S3}} \end{cases} \quad (3.16)$$

Correspond à un système du second ordre par identification à la forme canonique.

$$D(S) = S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2$$

$$\text{On trouve : } \left\{ \begin{array}{l} K_{pS1d} = 2\xi\omega_n L_{S1} - R_{S1} \\ K_{iS1d} = \omega_n^2 L_{S1} \\ K_{pS2d} = 2\xi\omega_n L_{S2} - R_{S2} \\ K_{iS2d} = \omega_n^2 L_{S2} \\ K_{pS3d} = 2\xi\omega_n L_{S3} - R_{S3} \\ K_{iS3d} = \omega_n^2 L_{S3} \end{array} \right. \quad (3.17)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pS1q} = 2\xi\omega_n L_{S1} - R_{S1} \\ K_{iS1q} = \omega_n^2 L_{S1} \\ K_{pS2q} = 2\xi\omega_n L_{S2} - R_{S2} \\ K_{iS2q} = \omega_n^2 L_{S2} \\ K_{pS3q} = 2\xi\omega_n L_{S3} - R_{S3} \\ K_{iS3q} = \omega_n^2 L_{S3} \end{array} \right. \quad (3.18)$$

➤ III.2.5.2 Régulateur de vitesse

- A partir de l'équation mécanique du moteur, on établit la fonction de transfert suivante qui lie la vitesse au couple.

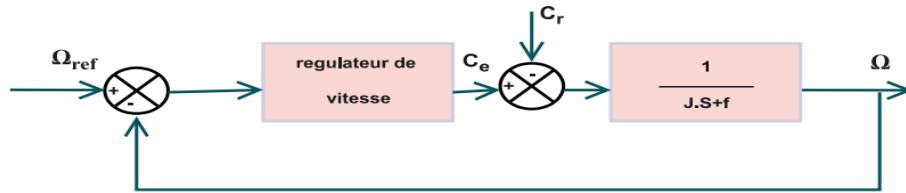


Figure III8 : Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse de rotation

l'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} - k_f \Omega = C_{em} - C_{er}$$

$$(JS - k_f)\Omega = C_{em}$$

$$\frac{\Omega}{C_{em}} = \frac{1}{(JS + K_f)}$$

avec: $\Omega = \frac{w}{p}$

donc : $\frac{W(s)}{C_{em}} = \frac{P}{K_f + J.S}$

D'après le schéma fonctionnel de régulation de vitesse Figure III.6 on peut déduire la fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse suivante :

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

$$\frac{W(S)}{W^*(S)} = \frac{(K_p \cdot S + K_i) \frac{P}{J}}{S^2 + \frac{K_f + K_p \cdot P}{J} \cdot S + \frac{K_i \cdot P}{J}}$$

K_p : est le coefficient de proportionnalité ;

K_i : est le coefficient d'intégration ;

S : est l'opérateur de Laplace ;

Correspond à un système du second ordre par identification à la forme canonique.

$$D(S) = S^2 + 2\xi w_n S + 2w_n^2$$

$$\text{On trouve : } \quad 2\xi w_n = \frac{K_f + K_p \cdot P}{J} \quad w_n^2 = \frac{K_i \cdot P}{J}$$

ξ et w Respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation propre du système non amorti.

Après les calculs on obtient :

$$K_i = \frac{J w_n^2}{P}$$

$$K_p = \frac{2\xi w_n \cdot J - K_f}{P}$$

III.2.6. Bloc de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale : $\Phi_r.n.$ pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_n . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Pour cela, on définit le flux de référence comme suit : [Abd13]

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_{rn} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \phi_{rn} \frac{\Omega_n}{\Omega} & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (3.20)$$

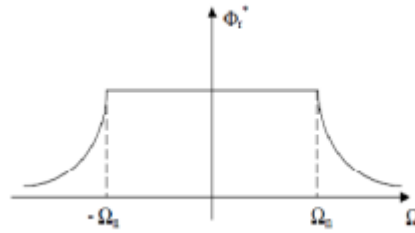


Figure III.9: Bloc de défluxage.

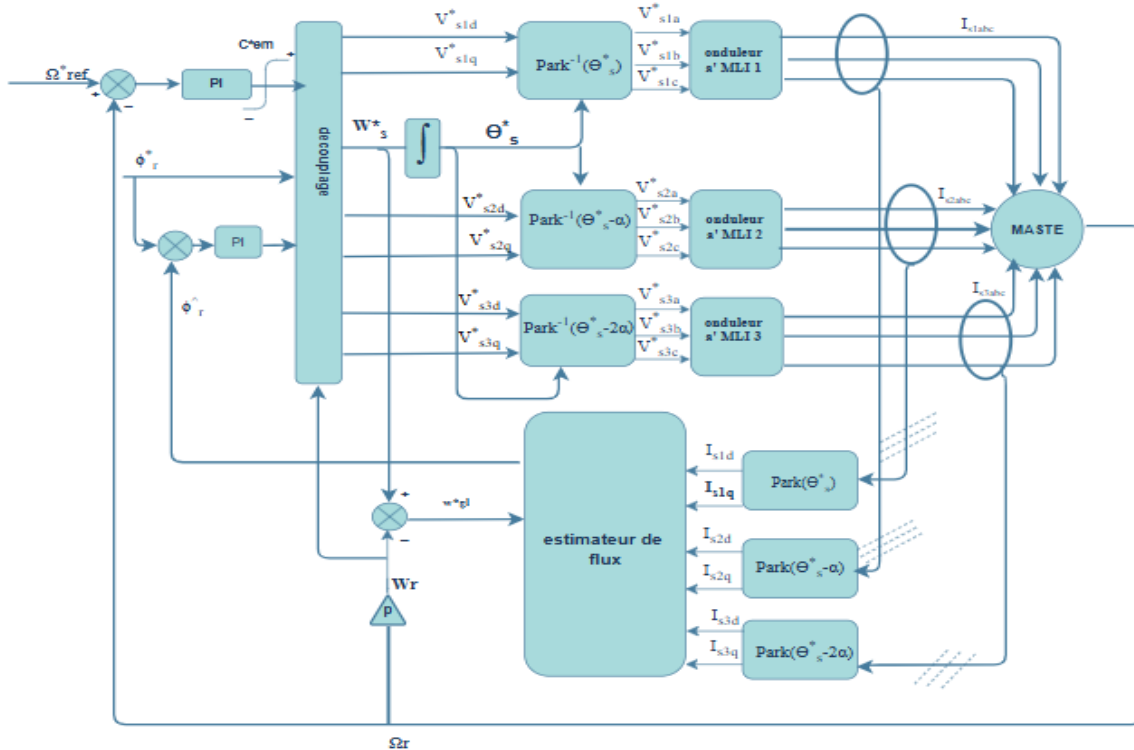


Figure III.10 Régulation de la vitesse par la méthode directe

III.2.7. Présentation des résultants de simulation

Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur une MASTE alimentée par un trois onduleurs de tension à deux niveaux, et pilotée par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : démarrage à vide, variation de la charge, l'inversion du sens de rotation, robustesse vis-à-vis la variation paramétrique.

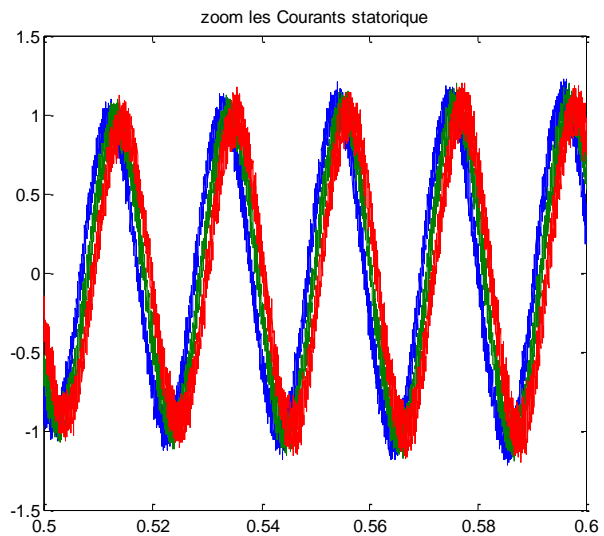
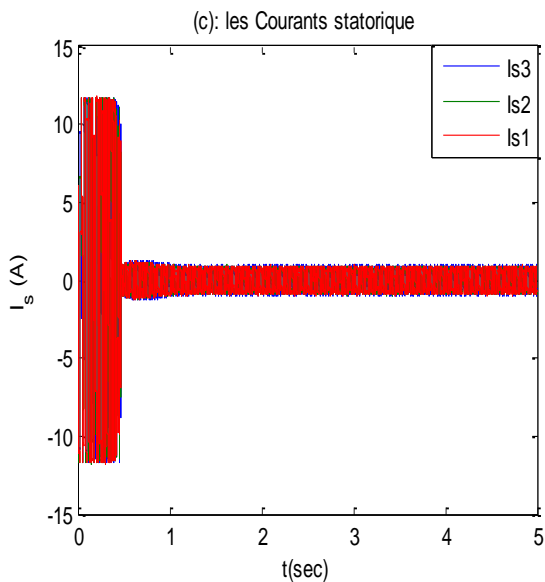
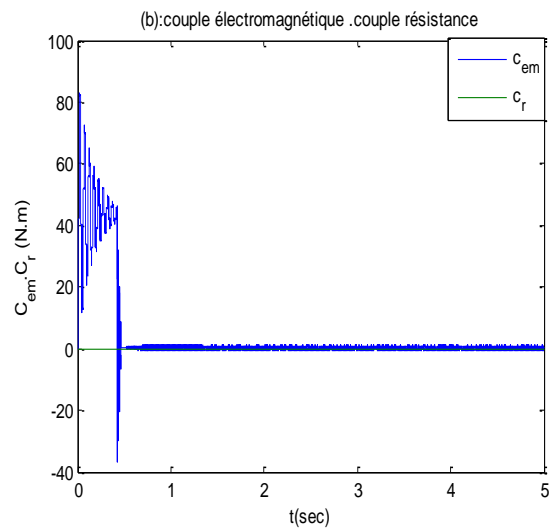
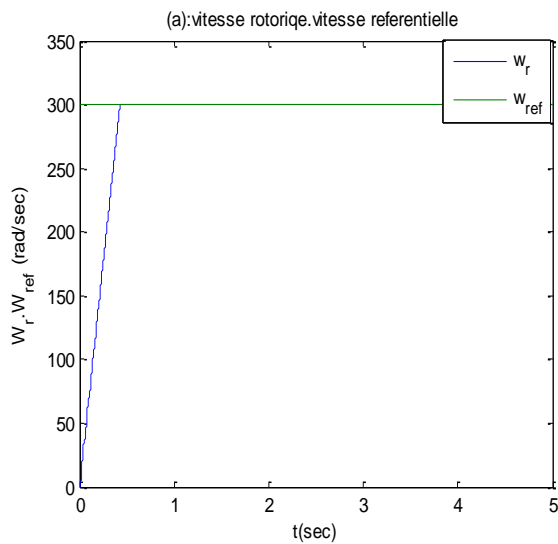
Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

Pour chaque mode de fonctionnement, nous visualisons la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le courant statorique I_{s1a} , le courant statorique direct, le courant statorique en quadrature, le flux rotorique direct, le flux rotorique en quadrature.

Démarrage à vide :

Afin d'illustrer les performances statique et dynamique, une commande vectorielle avec un régulateur classique type PI, On a introduit à simuler les régimes transitoires suivants :

Démarrage à vide avec une vitesse de consigne de 300 rad /s,



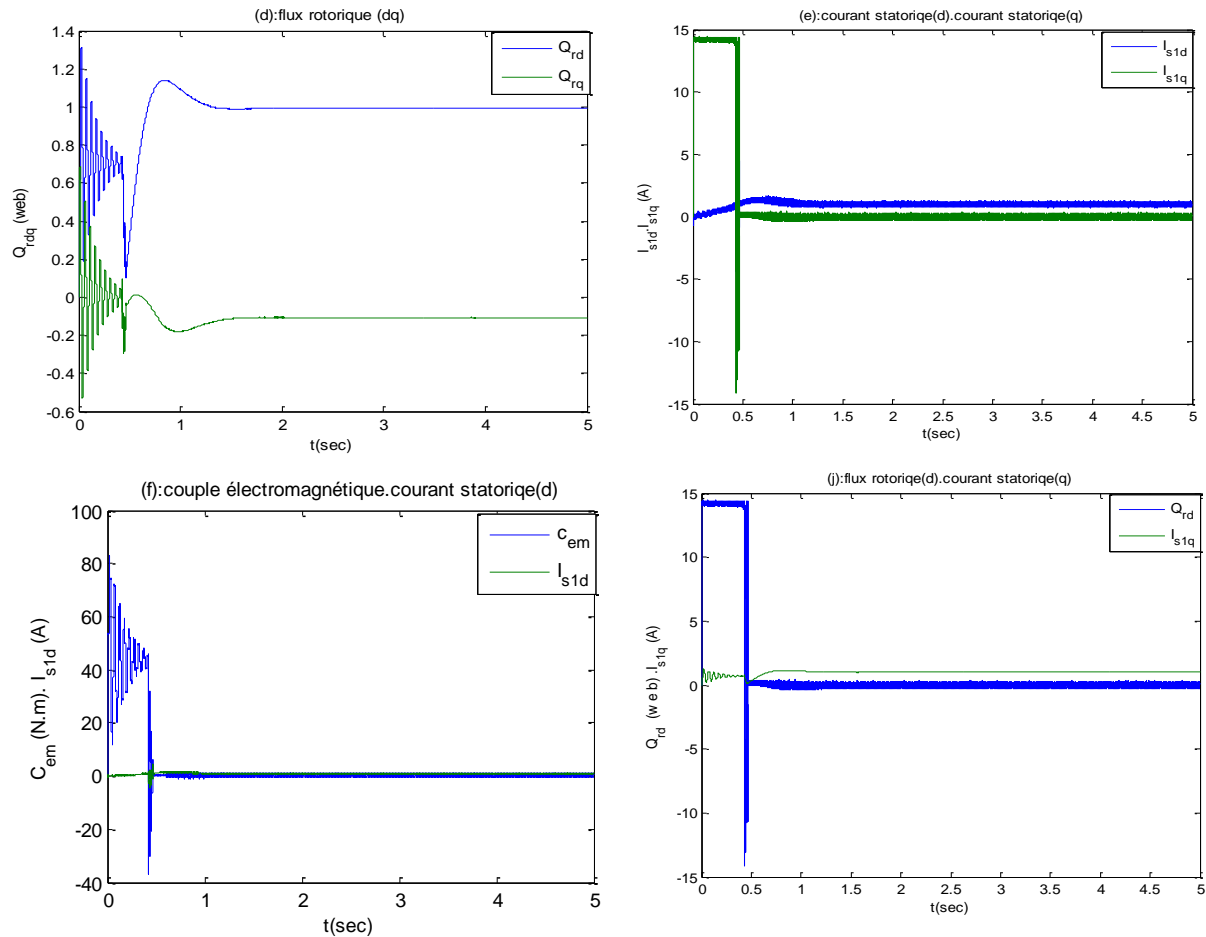


Figure III.11 Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la FOC de la MASTE

Interprétation des résultats :

-La courbe de la vitesse présente un accroissement linéaire en régime transitoire atteint la valeur maximal (300 rad/s) durant le régime permanent, la vitesse suit sa référence. (III.11 a)

-le couple électromagnétique suivi le couple résistance. Leur valeur initiale est d'environ 160 Nm. Selon le régime transitoire, elles oscillent autour de zéro. (III.11 b)

-les courant statorique de phase A ($i_{s3a}, i_{s2a}, i_{s1a}$) présente des oscillations d'amplitude maximale d'ordre 11A en régime transitoire. (III.11 c)

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

-Le flux en quadratique est de même forme qu'avec une valeur de stabilisation $0Wb$ ((III.11.d)). Qui montre l'application de la commande d'orientation flux rotorique.

Les (III.11 e) montrent aussi que le courant I_{sq} est l'image du couple C_{em} qui suit également sa référence. Le courant I_{sd} est quasiment stable. On dit que le découplage est parfait entre le couple électromagnétique et le flux rotorique.

➤ Test de variation de la charge :

Dans ce test on applique des charges nominales $C_r = 0N.m$ et $C_r = 7N.m$ et $C_r = -3.5N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [0 \ 1.5]$ s et $t = [1.5 \ 3]$ s et $t = [3 \ 5]$ s en imposant la vitesse de référence 300 rad/s .

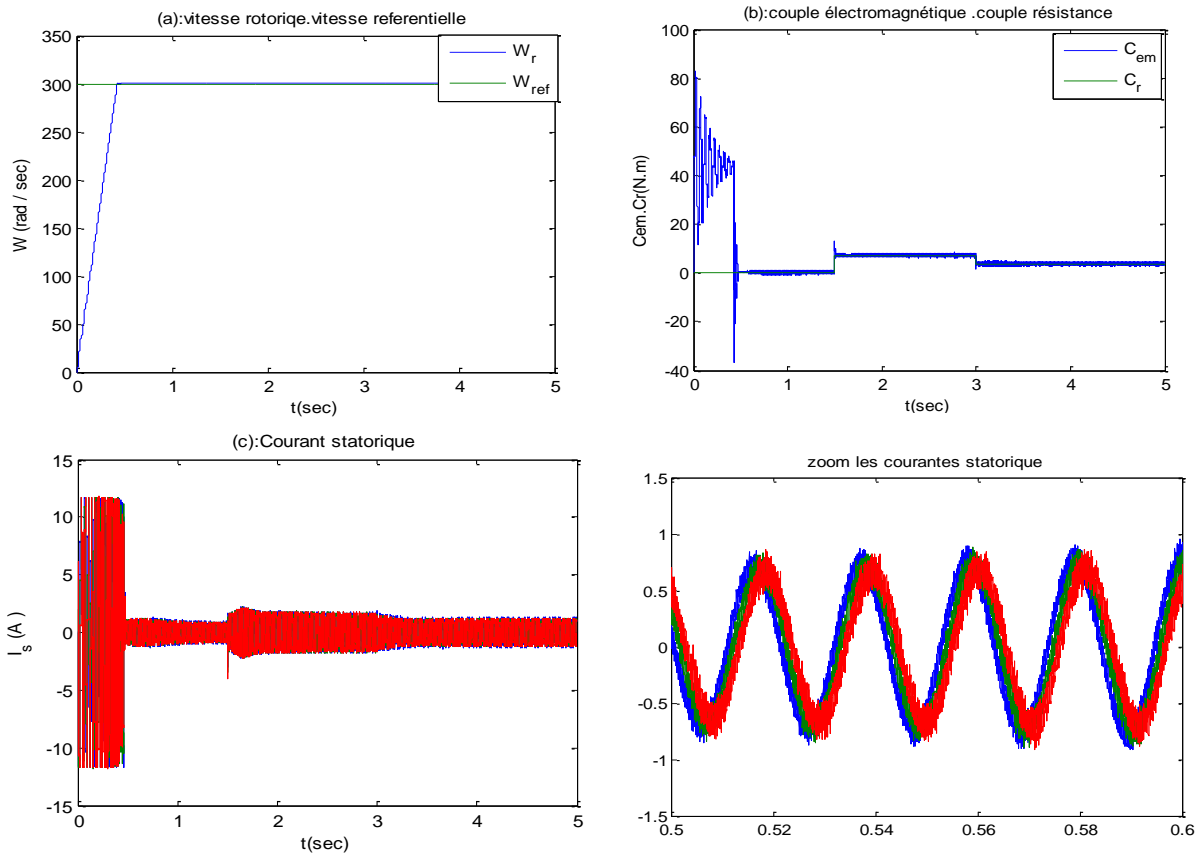
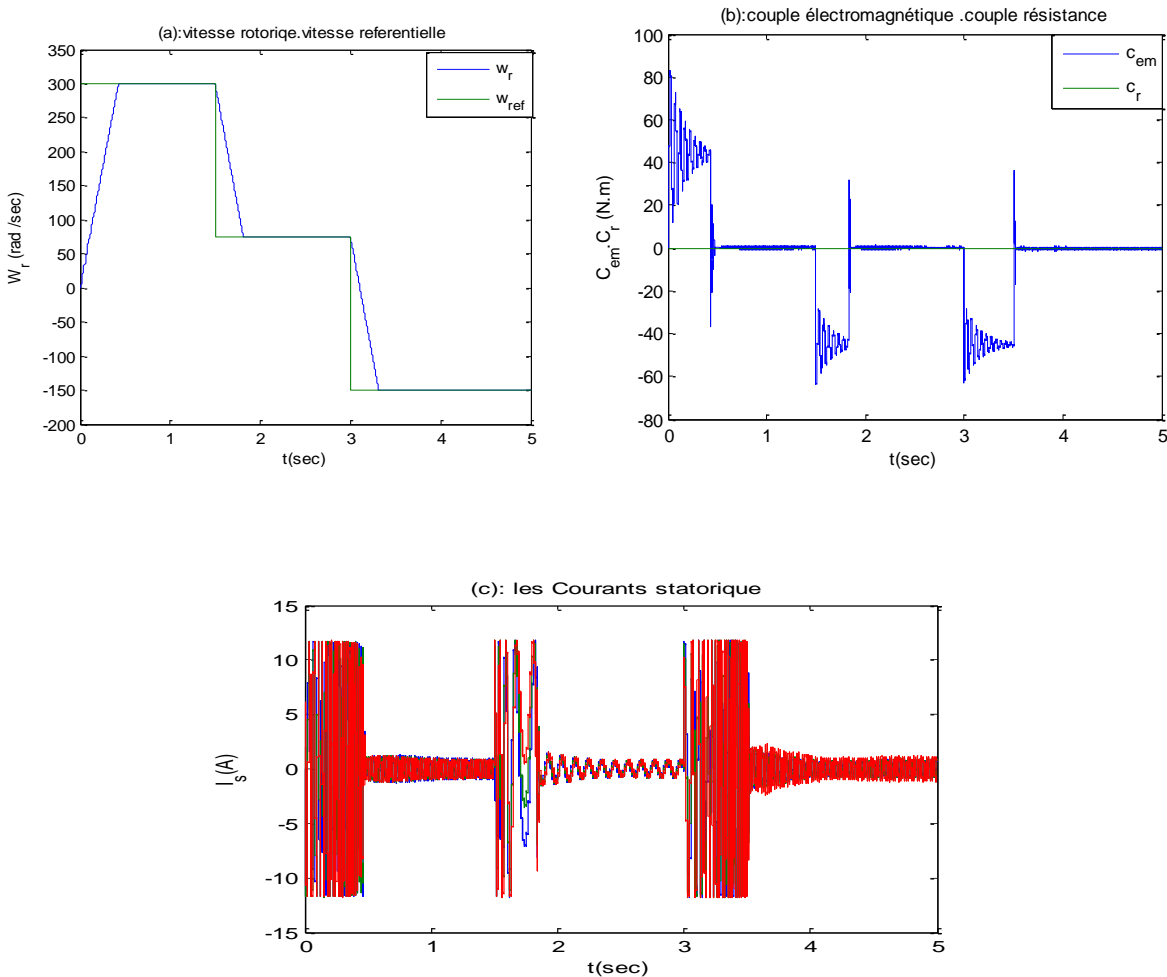


Figure III 12 Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la FOC en cas de variation de la charge de la MASTE

La figure (III.12) représente la variation du couple résistant n'influe pas sur la vitesse de la MASTE et reste toujours sur sa consigne (figure (III.12.a)), la régulation de la vitesse est bien réalisée. Ainsi, le couple électromagnétique suit la variation du couple résistant avec un petit dépassement après le régime transitoire (figure (III.12.b)).

➤ **Test de changement du sens de rotation :**

Afin de tester la commande vectorielle appliquée à la MASTE, vis à vis d'une variation importante de la référence de vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse : 300 rad/s, 75rad/s, -150rad/s respectivement entre les intervalles de temps $t = [0 \ 1.5]$ s, $t = [1.5 \ 3]$ s, $t = [3 \ 5]$ s,



Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

Figure III. 13 Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la FOC en cas de variation de vitesse de la MASTE

On constate d'après la Figure (III.13) que :

- La vitesse de rotation suit la vitesse de référence, elle s'inverse à -300 rad/s durant un temps d'environ 2.5 s (figure (III.13.a)). Le changement du sens de rotation conduit à un couple électromagnétique négatif d'environ -150 N.m. Puis il se stabilise autour de zéro (pas de charge) (Figure (III.13.b)).

➤ **Robustesse vis-à-vis la variations paramétriques :**

Dans cette partie on présente les résultats de simulation de la robustesse de la commande de vitesse par un PI classique d'une MASTE contrôlé par FOC, face à la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations à savoir: l'état magnétique de la machine caractérisé par le phénomène de saturation qui influe sur les inductances de la machine; l'effet de la température sur les résistances en particulier; la variation de la vitesse rotorique qui provoque l'évolution de l'effet de peau; la variation de la charge qui peut affecter l'inertie du rotor et le facteur de frottement...etc.

En simulation, une approche de ces perturbations consiste à introduire à un instant donné dans le modèle de la machine, des variations des paramètres telles que, la résistance rotorique, alors que le système de commande utilise toujours les paramètres nominaux.

La robustesse de la commande vectorielle directe appliquée à la MASTE vis-à-vis la variation des paramètres de la MASTE par l'augmentation de la résistance rotorique à $+20\%$ de sa valeur nominale à l'instant $t=2$ s avec couple résistant de 12 N.m à $t=2$ s.

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

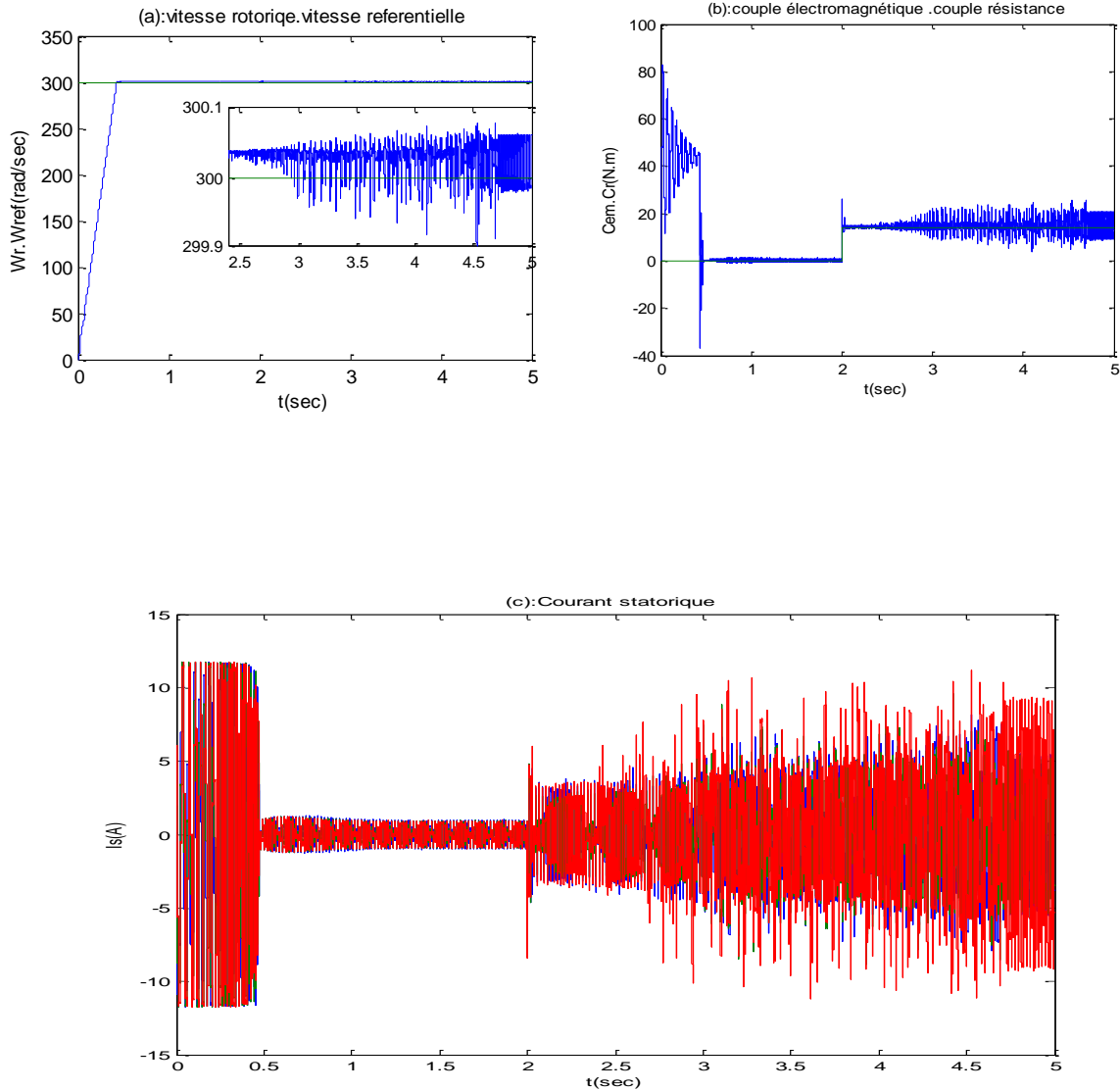


Figure III.14 : Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la FOC en cas de variation du paramétrique de la MASTE

Les figures (III.14) présente le test de robustesse de l'augmentation de la résistance rotorique de +20 % de la valeur nominale on note qu'a grande d'influence sur les performances de réglage. En effet, nous remarquons une légère augmentation du temps de réponse en vitesse avec un petit dépassement lors de démarrage. Après la variation de la résistance rotorique, on constate que le perd de l'orientation est affectée.

III.3 Réglage par logique floue

III.3.1 Généralité sur la logique floue

La logique floue (fuzzy logic) est une technique utilisée en intelligence artificielle [HEL24] a été introduite en 1965 par L. A. Zadeh Ses principes et ont a été appliqué en 1974 par E. H. Mamdani a la construction d'un premier contrôleur flou [Elk08].

La logique floue est une technique de traitement des incertitudes et a pour objet : la représentation des connaissances imprécises, elle est basée sur des termes linguistiques courant comme petit, grande, moyen...etc. Elle autorise des valeurs intermédiaires entre le vrai et le faux et admet même des chevauchements entre eux [HEL24]

III.3.2. Notions fondamentales de la logique floue :

III.3.2.1. Principe de la logique floue :

La logique floue est une technique d'actualité, elle permet d'exploiter l'expérience d'un opérateur humain ayant une parfaite maîtrise sur le système à commander, avec la capacité de prendre en charge le traitement des variables incertaines et imprécises.

Le principe de réglage par logique floue se ressemble au raisonnement humain dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (zéro-un ou vrai-faux), mais des variables linguistiques proches de langage humain tels que : un peu chaud, aller beaucoup plus vite, freiner à fond, ...etc. [HAD17]

III.3.2.2. Domaines d'application :

Les domaines d'applications pratiques déjà connues sont innombrables, nous en citons quelques-uns [MEL14]

- Le contrôle des machines
- L'informatique.
- Le traitement des données.
- La communication homme-machine.
- La reconnaissance des formes.
- La médecine.
- Les transports.

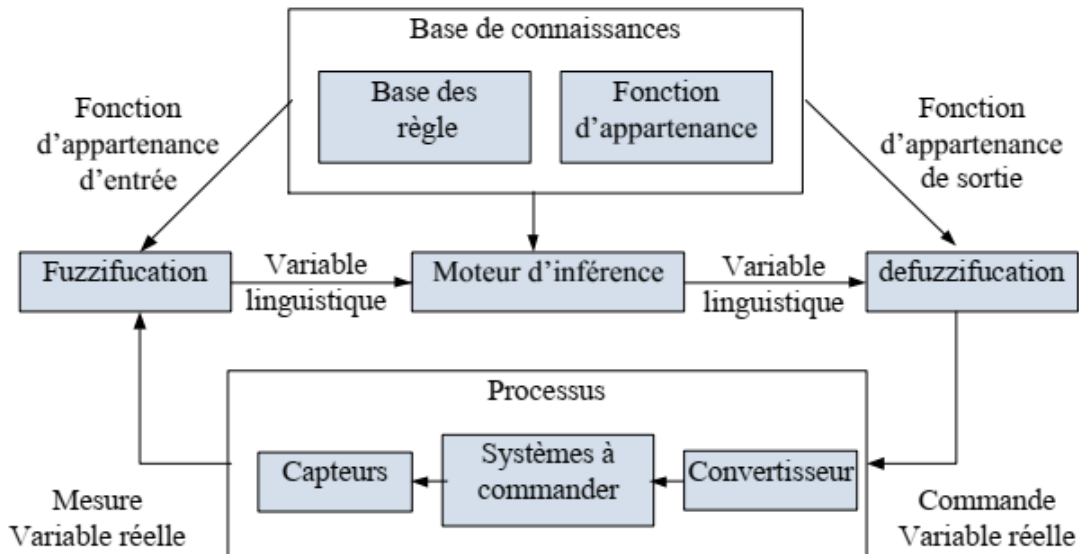
III.3.3. Structure générale d'un système flou type 1

Il existe trois modules pour un régulateur à logique flou :

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

1. La fuzzification des entrées et sorties
2. L'inférence floue selon une base de règle
3. La défuzzification des sorties.

L'architecture d'un contrôleur flou est donnée par le schéma suivant : [MEL16]



FigureIII.15 Structure de base d'un régulateur flou type 1

Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit : [HEL20]

- Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes :
- Établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées.
- Effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables ;
- Le bloc base de connaissance est composé de l'ensemble des renseignements que nous possédons sur le processus. Il permet de définir les fonctions d'appartenance et les règles du système flou,

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

- Le bloc inférence est le cœur du système flou, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence.
- Le bloc défuzzification effectue les fonctions suivantes :
- Établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie ;
- Effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

III.3.3.1 Fuzzification

La fuzzification est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes : [BEG22]

En général on introduit pour une variable linguistique cinq ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenances est illustré figure (III 16) pour une seule variable de x , avec les fonctions d'appartenance triangulaire. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la solution et de l'intervention du réglage désirée. [HEL20]

Les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

NG : négative grande.

NM : négative moyenne.

EZ : environ zéro.

PM : positive moyenne.

PG : positive grande.

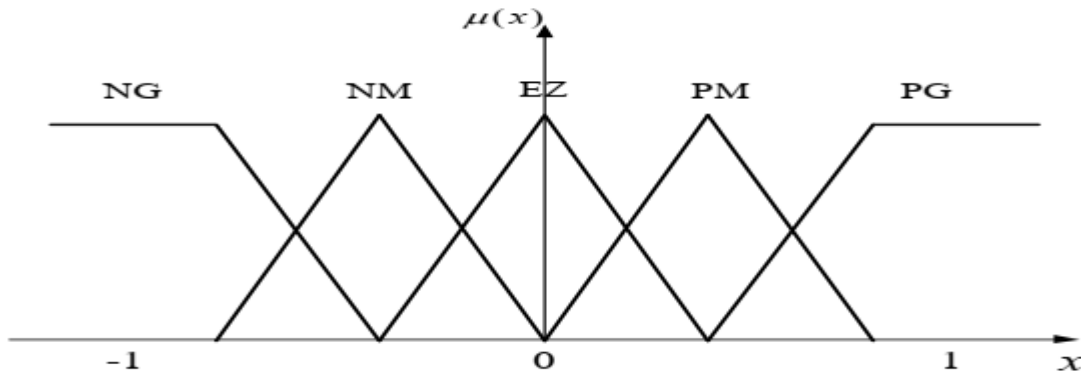


Figure III 16 Fuzzification avec fonctions d'appartenance

III.3.3.2 Base de règles : La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final [RAM]

Ces règles peuvent être fournies par un expert ou peuvent être extraites de données numériques.

Dans les deux cas, les règles prennent la forme « SI prémisse ALORS conclusion », deux types de règles peuvent être exprimées comme suit :

Règle de Mamdani : Si x_1 est "positif grand" et x_2 est "zéro environ" alors u est "négatif grand".

Règle de Takagi-Sugeno : Si x_1 est "positif grand" et x_2 est "zéro environ" alors $u = f(x_1 ; x_2)$ Ou x_1 et x_2 représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de grandeur à régler et sa variation, la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle très important.

III.3.3.4 Moteur d'inférence :

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle a l'aptitude de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et l'expertise. Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes [HAD17]. En fait, le mécanisme d'inférence combine les règles floues pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrée vers des ensembles flous dans l'espace de sortie. [HEL20]

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence Max - Min (Méthode de Mamdani) ;
- Méthode d'inférence Max - Produit (Méthode de Larsen) ;
- Méthode d'inférence Somme - Produit.

➤ **Méthode d'inférence max-min (méthode de MAMDANI) :** La méthode d'inférence min max, utilise l'opérateur «ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », qui est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » lie les différentes règles, réalisé par la formation du maximum. [HAD17]

➤ **Méthode d'inférence max-prod (méthode de Larsen)**

La méthode d'inférence max-prod réalise en général, au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation du maximum et l'opérateur ET par la formation du minimum, par contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par ALORS, qui lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur ET, est réalisée cette fois ci par la formation du produit (minimum pour la méthode d'inférence max-min). [FOU06]

➤ **Méthode d'inférence somme-produit**

L'opérateur ET est réalisé par le produit, de même que la conclusion ALORS. Cependant l'opérateur OU est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence. D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité. [MEL14]

III.3.3.5 Défuzzification :

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou. Parmi les plus couramment utilisées, on cite : [BEG22]

- Méthode du centre de gravité.
- Méthode des hauteurs pondérées.
- Méthode de la moyenne des maximums.

- **Défuzzification par centre de gravité** : C'est la méthode de défuzzification la plus courante.

L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur. [HAD17]

$$X_G = U = \frac{\int_{x_0}^{x_1} X\mu(x)dx}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x)dx} \quad (3.21)$$

Cette méthode de défuzzification exige un temps de calcul assez important, surtout pour l'exécution en temps réel. Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante n'est compliquée, plus le processus de défuzzification ne devient long et coûteux. [MEL14]

Un exemple est donné pour illustrer l'application de cette formule, Figure (III.17)

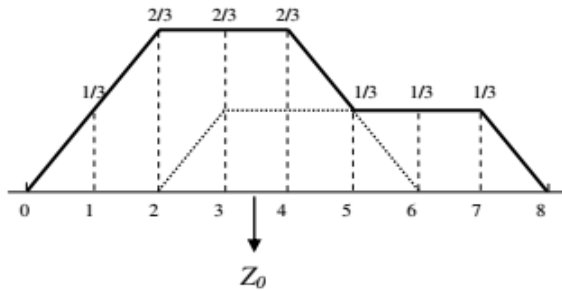


Figure III.17: Défuzzification de la sortie utilisant deux règles

- **Défuzzification par la méthode des hauteurs pondérées**

La méthode des hauteurs pondérées n'est rien d'autre qu'un cas particulier de celle du centre de gravité simplifiée, en considérant uniquement le milieu de la base de chaque fonction d'appartenance contributive

L'abscisse du centre de gravité $\mu(X)$ se calcule alors à l'aide de la relation : [MEL14]

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^M \bar{u}_i \mu_i(\bar{u}_i)}{\sum_{i=1}^M \mu_i(\bar{u}_i)} \quad (3.22)$$

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

Avec M : Le nombre des règles ;

μ_i : Le degré d'appartenance de l'ensemble résultant de la règle R_i ;

u_i : L'abscisse du centre de gravité de chaque ensemble associé à la règle R_i .

➤ Défuzzification par la méthode de moyenne des maximums :

La méthode des hauteurs pondérées est davantage simplifiée dans la méthode de moyenne des maximums. Elle prend le milieu de la base. S'il y a plusieurs maximums, u^* prend la valeur moyenne des milieux des bases des fonctions d'appartenance partielles maximales. La formule est donnée par [HEL20]

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i u_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (3.23)$$

III.4 Concept des ensembles flous de type-2

Les principes de base de la logique floue ne changent pas entre les ensembles flous de type-1 et ceux de type-2. Ainsi, l'ensemble flou de type-2 a été introduit par Zadeh. Comme une extension du concept d'un ensemble flou ordinaire (désormais appelé « ensemble flou de type-1 »). Un ensemble flou de type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire que le degré d'appartenance de chaque élément de cet ensemble est lui-même un ensemble flou défini sur $[0,1]$, contrairement à un ensemble de type-1 où le degré d'appartenance est un nombre précis dans $[0,1]$.

De tels ensembles peuvent être utilisés dans des situations où il existe une incertitude quant aux degrés d'appartenance eux-mêmes, par exemple, une incertitude sur la forme de la fonction d'appartenance ou sur certains de ses paramètres. Considérons la transition des ensembles classiques vers les ensembles flous : lorsque nous ne pouvons pas déterminer l'appartenance d'un élément à un ensemble comme étant 0 ou 1, nous utilisons les ensembles flous de type-1. De même, lorsque la situation est tellement floue que nous avons du mal à déterminer le degré d'appartenance même sous forme d'un nombre précis entre $[0,1]$, nous utilisons les ensembles flous de type-2. Cela ne signifie pas pour autant que nous devons avoir des situations extrêmement floues pour utiliser les ensembles flous de type-2.

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

Il existe de nombreux problèmes réels où nous ne pouvons pas déterminer la forme exacte des fonctions d'appartenance, par exemple dans la prédiction de séries temporelles à cause du bruit dans les données. Une autre manière de voir les choses est de considérer les ensembles flous de type-1 comme une approximation de premier ordre de l'incertitude dans le monde réel. Alors, les ensembles flous de type-2 peuvent être considérés comme une approximation de second ordre. Bien sûr, il est possible de considérer des ensembles flous de type supérieur, mais la complexité du système flou augmente très rapidement. [BAH15]

III.4.1. Représentation d'un ensemble flou type-2 :

On se basera sur les définitions des ensembles flous type-1, afin de définir les ensembles flous type 2 où le degré d'appartenance de chaque élément de ces ensembles est un ensemble flou type 1. Dans ce qui vient on va présenter des définitions des ensembles flous type-2 et quelques importants concepts associés. [RIZ18]

Définition 1 : Un ensemble flou type-2 dans X noté \tilde{A} , est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$, où $x \in X$ et $u \in J_x [0,1]$:

$$\tilde{A} = \{(x, u). \mu_{\tilde{A}}(x, u) \mid \forall x \in X, \forall u \in J_x [0,1]\} \text{ Avec } 0 < \mu_{\tilde{A}}(x, u) < 1$$

Définition 2

A chaque valeur de x , notée $x=x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont μ est $\mu_{\tilde{A}} = (x, \mu)$ appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{\tilde{A}} = (x, \mu)$ Une fonction d'appartenance secondaire est un $\mu_{\tilde{A}} = (x, \mu)$ tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}} = (x, \mu) \forall \mu \in j_x \subseteq [01]$, on a :

$$\mu_{\tilde{A}} = (x = x', u) \mu_{\tilde{A}} = (x, \mu) = \int \mu \in x F_{x'}(u)/u \quad j_x \subseteq [01]$$

$0 \geq F_{x'}(u) \leq 1$ Puisque $\forall x \in X, x'$ va appartenir à X , c.-à-d. $x \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu_{\tilde{A}} = (x, \mu)$ qui est une fonction d'appartenance flou type-1.

En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c.-à-d, en utilisant l'équation \tilde{A} , on peut écrire \tilde{A} sous la forme suivante : $\tilde{A} = \{(x, \mu_{\tilde{A}}(x)) \mid \forall x \in X\}$

$$\text{Où sous la forme : } \tilde{A} = \int \mu \in x F_{\tilde{A}}(x)/x = \int \mu \in x [\int \mu \in x F_{x'}(u)/u] / x \quad j_x \subseteq [0,1] \quad [\text{Dja20}]$$

Définition 3 : Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé appartenance primaire de x noté J_x telle que $J_x \subseteq [0, 1] \forall x \in X$ [MEL14]

Définition 4 : L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée degré d'appartenance secondaire notée $f_x(u)$. [MEL14]

Définition 5 Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont toutes les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de formes intervalles, c.-à-d.

$$f_x(u) = 1$$

$$\forall u \in J_x \subseteq [0, 1], \forall x \in X$$

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2. Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés en termes des bornes gauches et droites $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c - s, c + s]$ où $c = (l + r) / 2$ et $s = (r - l) / 2$. [HEL20]

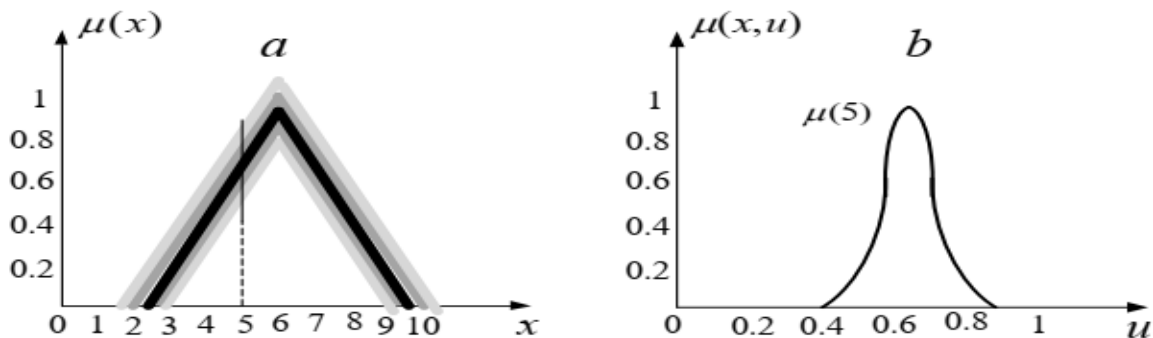


Figure III.18: Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien.

(a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.

Supposons que chaque fonction d'appartenance secondaire d'un ensemble flou type-2 possède un seul degré d'appartenance unitaire. On définit alors une fonction d'appartenance principale comme l'union de tous ces points : [HEL20]

$$U_{principale}(x) = \int_{x \in X} U / X \quad \text{OU} \quad f_{x \cdot}(u) = 1$$

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

Pour un ensemble flou type-2 intervalle, nous définissons la fonction d'appartenance principale comme étant l'union de toutes les valeurs d'appartenance moyennes de la fonction d'appartenance primaire. Notons que lorsque l'incertitude des fonctions d'appartenance disparaît, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 se réduit à la fonction d'appartenance principale.

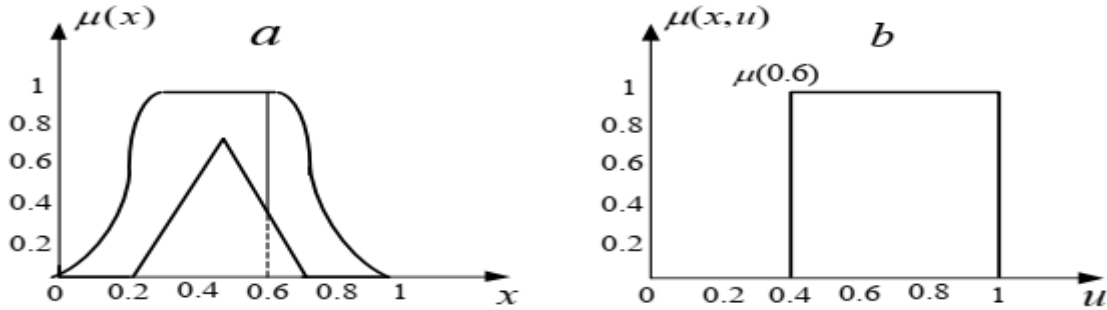


Figure III.19: Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle.

(a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.

Définition 6 : Les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure de \tilde{A} sont deux fonctions d'appartenance type-1 qui représentent les frontières du FOU. La fonction d'appartenance supérieure correspond à la borne supérieure du FOU(\tilde{A}), et est notée $\mu_{\tilde{A}}^+(x)$. $\forall x \in X : [RIZ18]$

$$\underline{\mu}_{\tilde{A}}^-(x) = \overline{FOC}(\tilde{A})(x), \forall x \in X \qquad \underline{\mu}_{\tilde{A}}^-(x) = \underline{FOC}(\tilde{A})(x) \forall x \in X$$

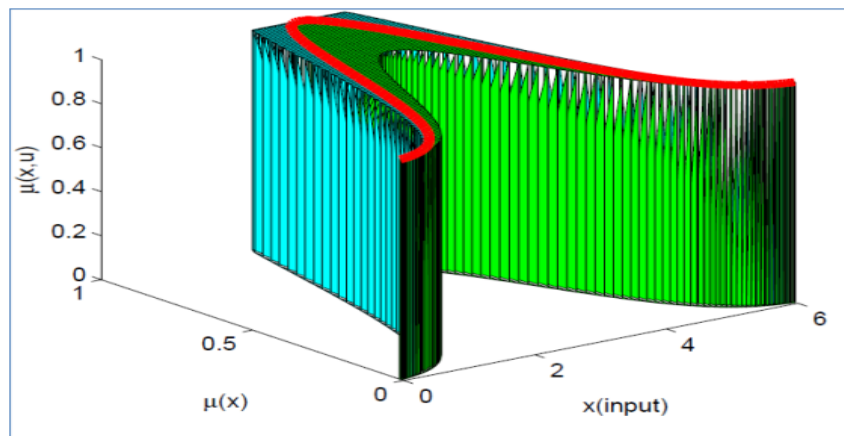


Figure III.20: Représentation tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance d'un ensemble Flou type-2 avec une fonction d'appartenance principale gaussienne.

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

Les ensembles flous type-2 les plus utilisés sont de forme intervalle, Gaussienne, et triangulaire. Le nom du type est pris de la forme du degré d'appartenance primaire. Notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit de la même forme de type d'ensemble utilisé. [RIZ18]

III.4.2.3. Types d'ensembles flous type-2

Il existe différents types d'ensembles flous type-2 :

- **Ensemble flou type-2 gaussien** : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1, 0]$.
- **Ensemble flou type-2 triangulaire** : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1, 0]$.
- **Ensemble flou type-2 intervalle** : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1, 0]$.

Dans ce cas, les appartenances secondaires sont égales à 1. La Figure (IV.12) schématise une fonction d'appartenance floue type-2 avec une zone d'incertitude [RIZ18]

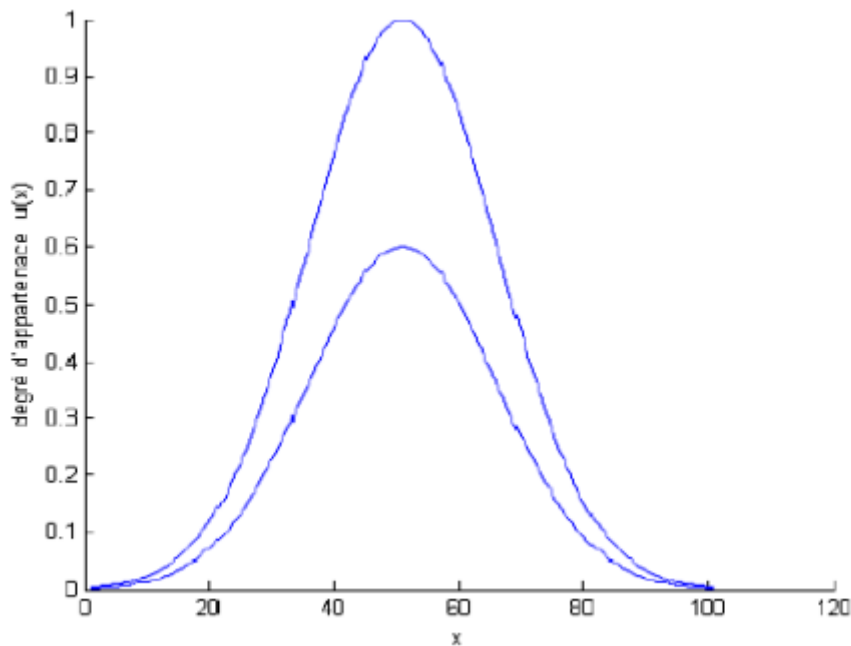


Figure III.21: Fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2

III.4.3. Systèmes flous type-2 :

Un système logique flou de type 2 est très similaire à celui de type 1, car il suit la même méthodologie.

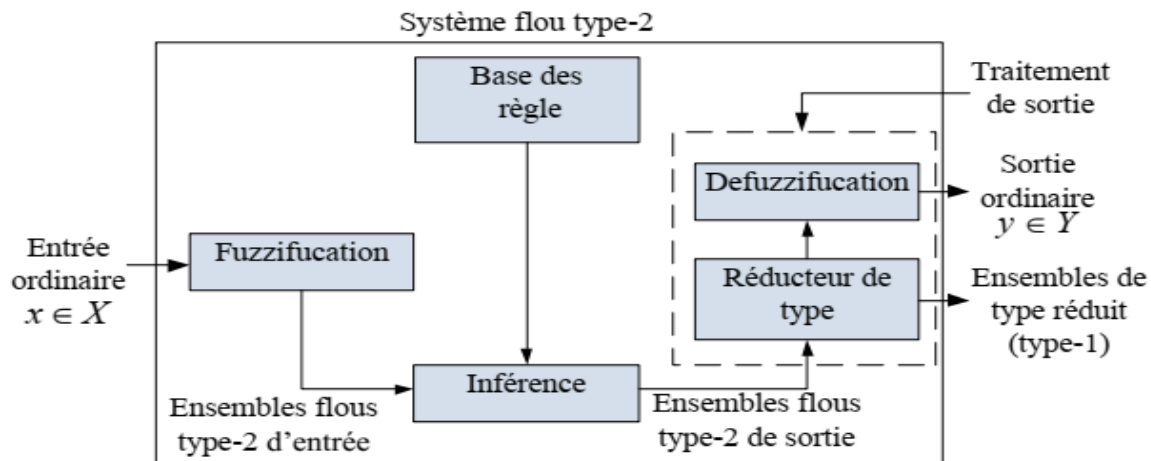


Figure III.22 : Structure générale d'un contrôleur flou type-2.

La seule différence réside dans le troisième bloc, où il n'est plus seulement question de défuzzification, mais plutôt d'un réducteur de type et d'une partie de défuzzification, qui constituent ensemble le bloc de traitement de la sortie. Cette différence est principalement liée à la nature des fonctions d'appartenance, où un réducteur de type est nécessaire en raison du degré supplémentaire dans le type d'ensembles flous. [BAH15]

III.4.3.1. Fuzzification :

L'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou qui peut être généralement un EFT-2. Cependant, dans ce qui suit, nous utilisons seulement une fuzzification par singleton pour laquelle l'ensemble flou d'entrée possède uniquement un seul degré d'appartenance non nul. [RIZ18]

III.4.3.2. Base des règles : [HEL20]

La structure des règles reste exactement la même dans le cas des SFT-1. La $i^{\text{ème}}$ règle dans un SFT-2 à la forme suivante :

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

"R^l : si x₁ est \tilde{F}_1^1 et x₂ est \tilde{F}_2^1 et...et x_p est \tilde{F}_p^1 alors y est G^l"

ou les x_i sont des entrées \tilde{F}_1^1 sont des ensembles flou de type-2 correspondant à l'entrée du système flou x_i (i = 1....., p), y est la sortie et \tilde{G}^1 est l'ensemble conséquent.

III.4.3.3. Mécanisme d'inférence : [MEL16]

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même, la seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2.

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système le soit aussi.

Dans un système flou type-2 intervalle, avec une t-norme min ou prod, l'intervalle d'activation $F^l \in [\underline{f}^l, \overline{f}^l]$ de la i^{ème} règle est :

$$\underline{f}^l = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) * \underline{\mu}_{\tilde{F}_2^l}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{F}_p^l}(x_p)$$

$$\overline{f}^l = \overline{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) * \overline{\mu}_{\tilde{F}_2^l}(x_2) * \dots * \overline{\mu}_{\tilde{F}_p^l}(x_p)$$

III.4.3.4. Le module de traitement de la sortie

Le module de traitement de la sortie se compose de deux blocs, le réducteur de type et l'interface de défuzzification. Les méthodes de réduction de type donnent un EFT-1 à partir de l'EFT-2 obtenu à la sortie du mécanisme d'inférence. L'ensemble résultant obtenu par la réduction de type sera par la suite défuzzifié pour obtenir une sortie numérique (déterministe)[HEL20].

➤ Réduction de type. [MEL16]

Etant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, son type doit être réduit avant l'étape de défuzzification pour qu'on puisse l'utiliser afin de générer une sortie réelle. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et ceux de type-2.

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

L'expression de l'ensemble flou type réduit par la méthode des centres d'ensembles est donnée par :

$$Y_{COS}(Y^1, \dots, Y^K, F^1, \dots, F^K) = \int_{Y^1} \dots \int_{Y^K} \int_{f^1} \dots \int_{f^K} \dots 1 / \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j}$$

Étant donné que chaque ensemble dans l'équation (4.27) est un ensemble type-1 intervalle, alors

$$Y_{COS}(Y^1, \dots, Y^K, F^1, \dots, F^K)$$

est aussi un ensemble type-1 intervalle dont le domaine est situé sur l'axe des réels : [HEL20]

$$Y_{COS}(Y^1, \dots, Y^K, F^1, \dots, F^K) = [y_1, y_r]$$

III.4.3.5. Défuzzification :

A la fin de l'étape de la réduction de type, on obtient un EFT-1, type réduit, et puisque les entrées du système à commander sont des valeurs précises, alors il est nécessaire de transformer l'ensemble type réduit en une valeur numérique bien déterminée. Parmi les méthodes utilisées pour la défuzzification, on cite la défuzzification par le centre de gravité. La façon la plus naturelle de faire ceci est de trouver le centre de gravité de l'ensemble type réduit. Le calcul du centre de gravité est équivalent à trouver une moyenne pondérée des sorties de tous les ensemble flou type-1 imbriqués dans le système flou type-2, où les poids correspondent aux appartenances dans l'ensemble type réduit.

Si l'ensemble type réduit Y, pour une entrée x, est discrétisé en N points, l'expression de son centre de gravité est : [RIZ18]

$$C_y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N y_k \mu_Y(y_k)}{\sum_{k=1}^N \mu_Y(y_k)}$$

III.4.4. Application de la logique floue type-2 à la commande de la MASTE :

Le contrôleur flou type-2 (CFT2) utilisé sera schématisé par la figure (III.23) suivante :

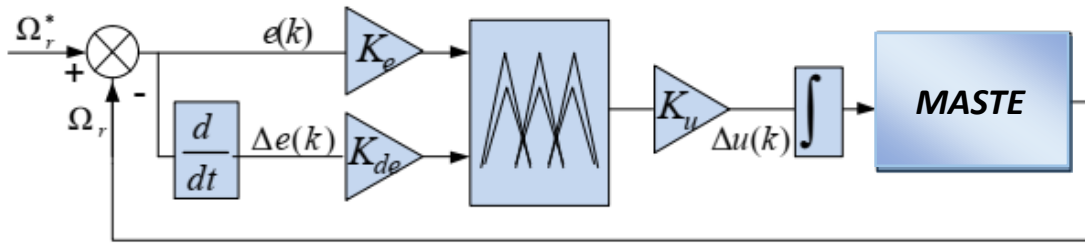


Figure III.23 : Structure du contrôleur flou type-2

k_e et k_{de} : sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables).

k_u : Gain associé à la commande $u(k)$.

$\Delta u(k)$: Variation de la commande.

Le choix adéquat de ces derniers (k_e, k_{de} et k_u) permet de garantir la stabilité et d'améliorer les performances dynamiques et statiques du système à régler [Sad 10]. Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation [Hec 17]

- L'erreur de vitesse notée « e » est définie par : $e = \Omega_r^* - \Omega_r$

- La variation de l'erreur de vitesse « e Δ » est définie par : $\Delta e = e(k + 1) - e(k)$

- Et le signal de commande est déterminé par la relation suivante : $C_{em}^*(k + 1) = C_{em}^*(k) + K_u * \Delta C_{em}^*$

Dans notre travail le contrôleur flou type-2 admet sept ensembles flous de forme gaussienne pour l'erreur et la variation de l'erreur et la variable de commande représenté sur les figures suivantes :

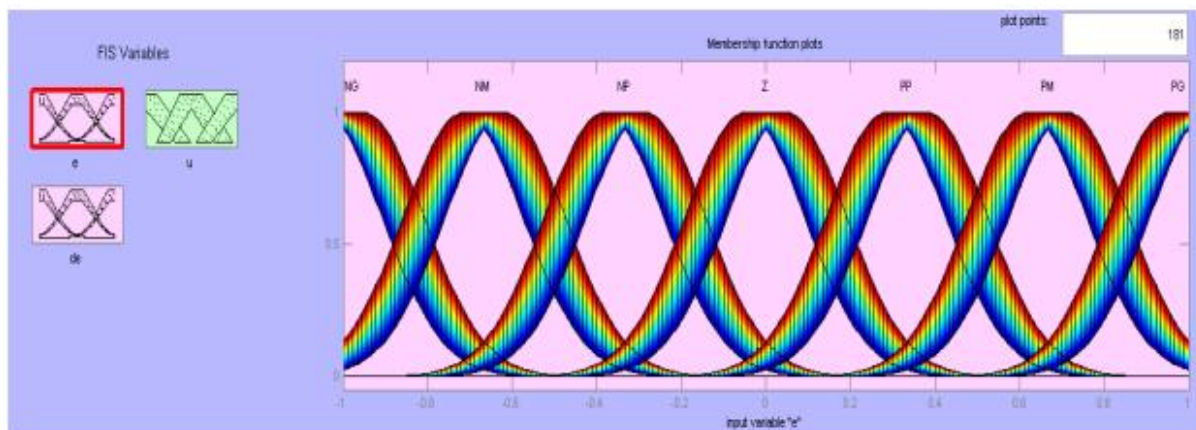


Figure III.24 : Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Sachant que l'opérateur ET est le minimum, l'opérateur OU est le maximum et l'opérateur ALORS est le maximum. La méthode retenue sera la méthode min/max. Ainsi, à partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de quarante-neuf règles. Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau III.1 [HEL6]

		E						
		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
Δe	Δu							
	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	Z	PP	PM
	Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	Z	PP	PM	PG	PG	PG
PG	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG	

Tableau III.1 : Matrice d'inférence de 7 ensembles flous

Avec

NG Négatif Grand (Negative Big).

NM Négatif Moyen (Negative Medium).

NP Négatif Petit (Negative Small).

Z Zéro (Zero). **PP** Positif Petit (Positive Small).

PM Positif Moyen (Positive Medium).

PG Positif Grand (Positive Big).

Nous avons utilisé la méthode du centre de gravité, bien que celle-ci nécessite un temps de calcul non négligeable elle donne des résultats satisfaisants.

Figure III.19 présente une représentation tridimensionnelle de la fonction $\Delta u = f(e, \Delta e)$ en coordonnées normalisées et illustre les non linéarités qui caractérisent le contrôleur flou considéré.

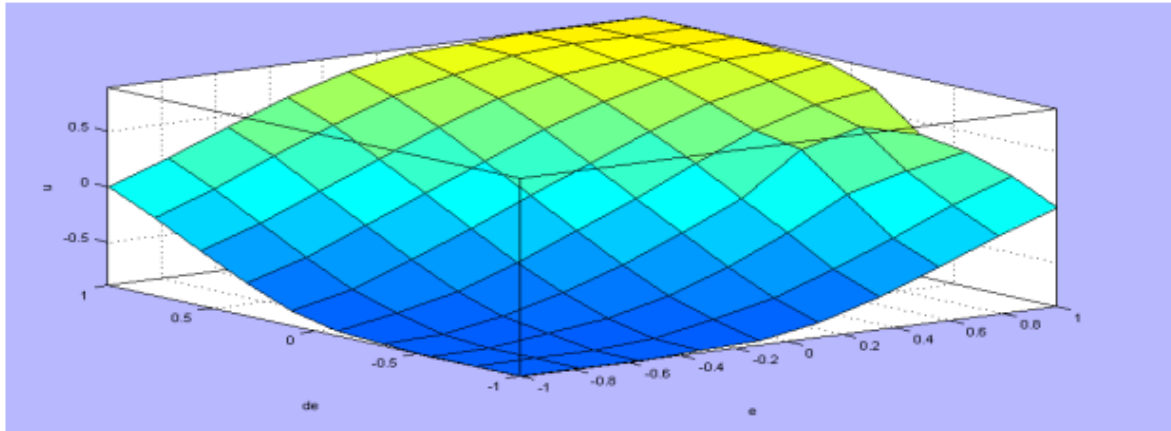
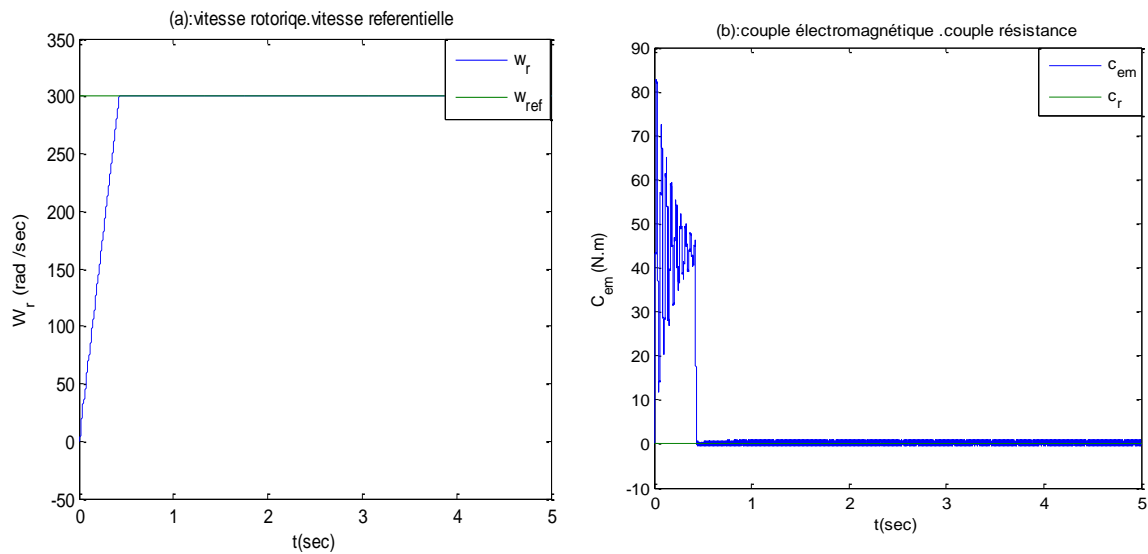


Figure III.25 : Surface caractéristique du contrôleur flou type-2

Résultats de simulation :

➤ Démarrage à vide

démarrage à vide avec une vitesse de consigne de 300 rad /s,



Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

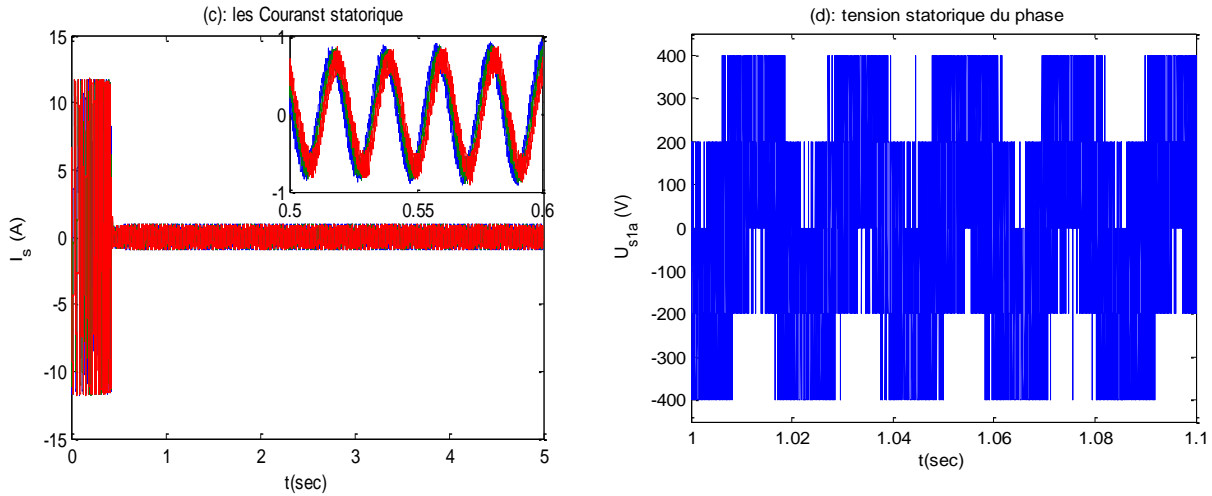
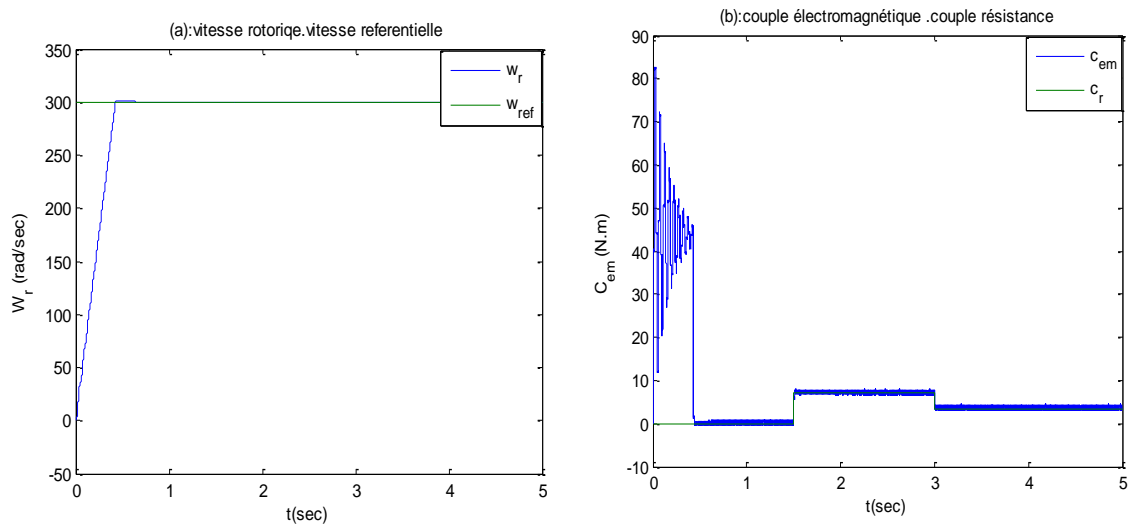


Figure III.26 : Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la CFT2 en charge de MASTE

➤ Test de la variation de couple de charge :

Au début de ce test, la charge est nulle. À l'instant $t=1.5$ s on augmente la charge à celle de valeur nominale (12Nm), puis à l'instant $t=3$ s on diminue la charge jusqu'à 0Nm.



Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

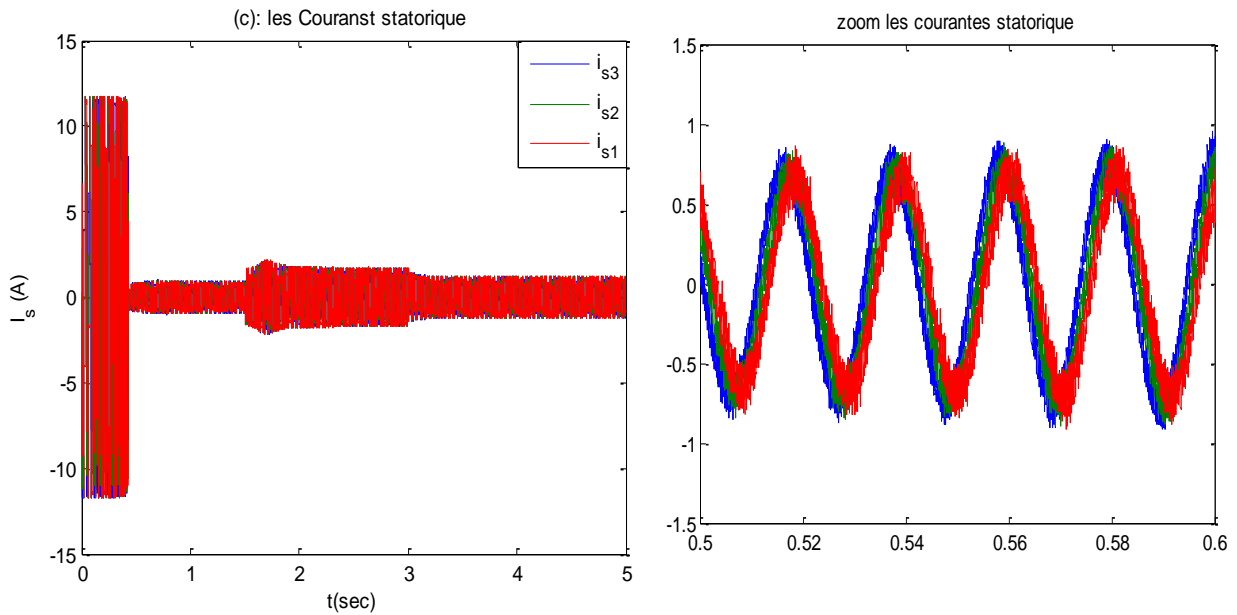
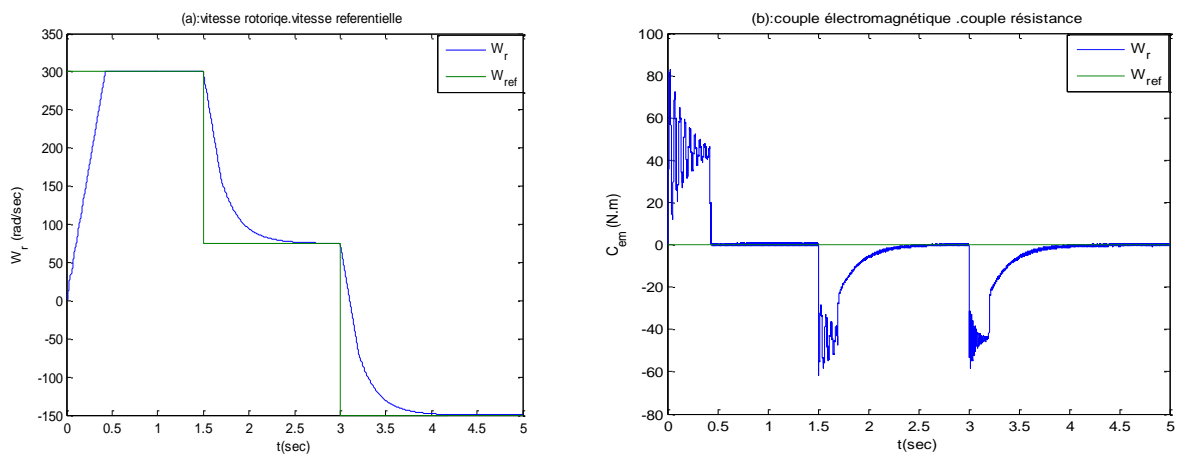


Figure III.27 : Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la CFT2 en cas de variation de la charge de la MASTE

➤ **Test de changement du sens de rotation :**

Dans le troisième test on a simulé le comportement dynamique de la MASTE à vide pour une vitesse de référence 300rad/s, suivi d'un changement de consigne à 75rad/s à $t=1.5s$. à l'instant 3s on fait inverser le sens de rotation de la MASTE de -150rad/s.



Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

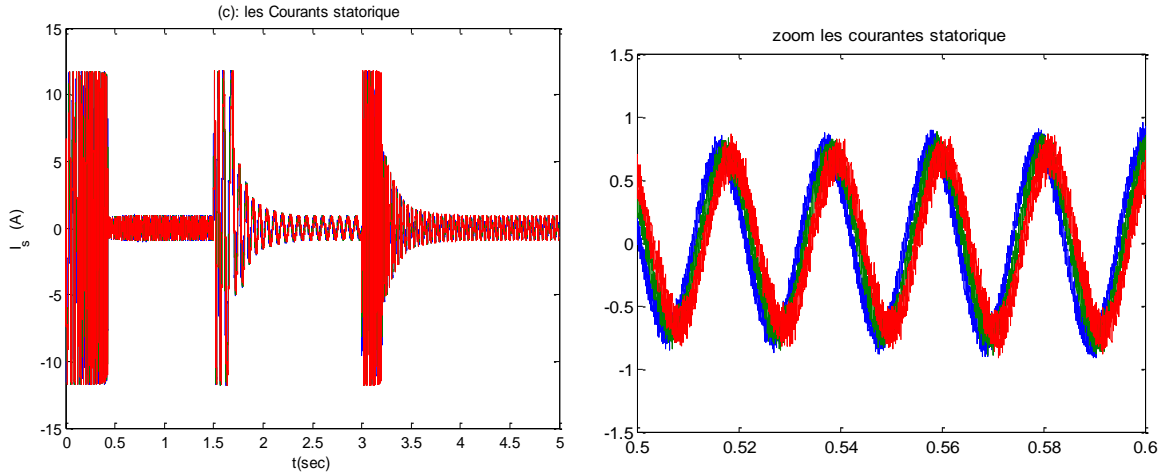
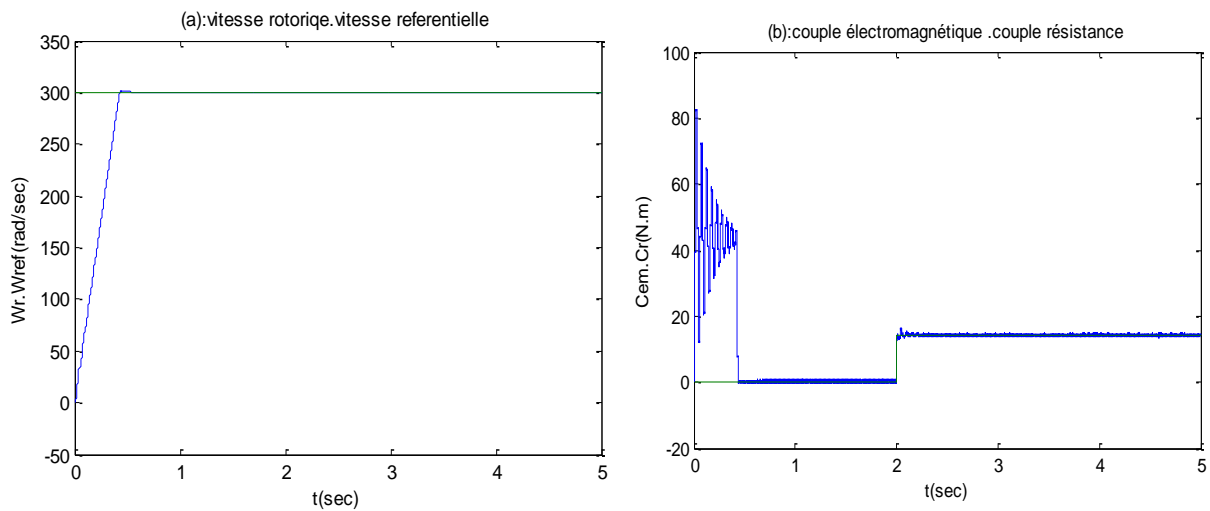


Figure III.28: Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la CFT2 en cas de variation de vitesse de la MASTE

✓ Robustesse vis-à-vis la variation paramétrique :

Nous avons simulé le système pour l'augmentation de 20% de la valeur du résistances rotorique (au démarrage de la MASTE) et l'application de la charge 12N.m à $t=2s$



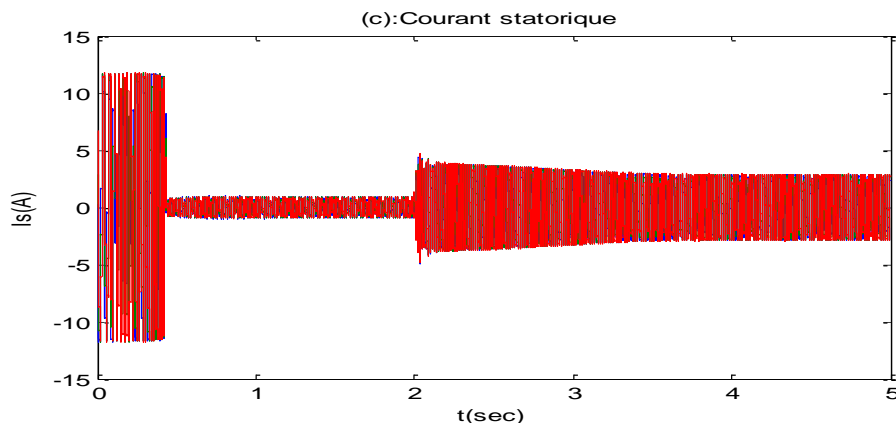


Figure III.29: Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la CFT2 en cas de variation paramétriques de la MASTE

• Interprétations des résultats :

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que le contrôleur flou type-2 surpasse le contrôleur PI classique :

Au démarrage à vide, ce qui nous a permis d'établir les caractéristiques dynamiques illustrées par la (figure III.26). On remarque le temps de réponse de la vitesse s'effectue sans dépassement au bout de $t=0.32$ s. Le couple marque un pic et se stabilise sur la consigne nulle. Les performances du réglage de la vitesse par l'application de la commande floue type-2 Sont très satisfaisantes. La vitesse suit la vitesse de référence malgré la présence des Perturbations de charge.

Sur la figure (III.27), on constate que le CFT2 annule les effets de perturbation des consignes de charges, de même on remarque aussi sur cette figure que le couple électromagnétique suit ces consignes sans provoquer des dépassements aux instants considérés et avec moins d'oscillations Les résultats de simulation montrent bien la robustesse et les bonnes performances dynamiques (stabilité, rapidité, précision) du réglage par logique flou par apport au régulateur PI classique, il permet d'avoir des réponses sans dépassement avec une rapidité remarquable.

III.5. Etude comparative :

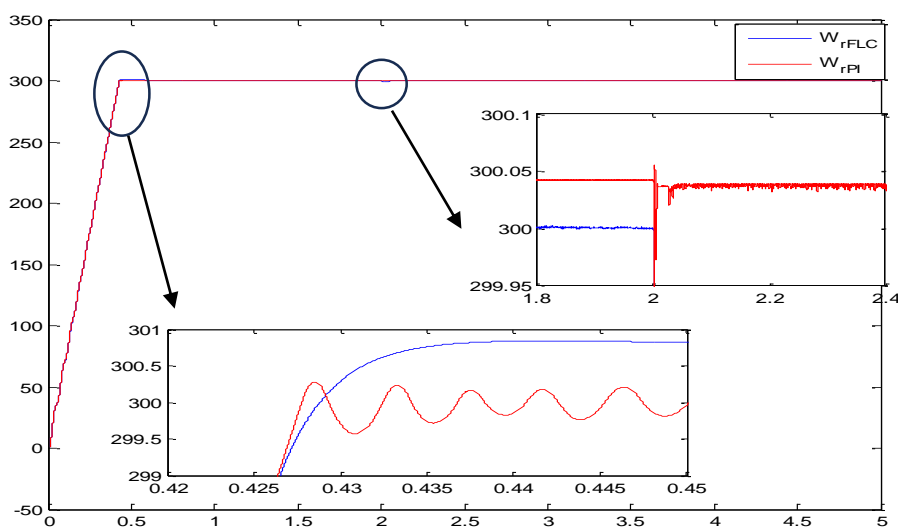
Les systèmes de contrôle complexes modernes sont habituellement évalués par les critères de comparaison : la comparaison qualitative et la comparaison quantitative. Pour cela, dans le but d'évaluer les différents contrôleurs de vitesse de la MASTE vues dans cette thèse, nous allons présenter une étude comparative entre les performances des différents contrôleurs basé sur quatre tests effectués dans la simulation à savoir :

- Le premier test on a introduit d'un échelon de vitesse de référence 300 rad/s, et 75rad/s à $t=1.5s$, et à l'instant 3s on fait inverser le sens de rotation à la valeur de -150rad/s.
- Le deuxième test on a simulé le comportement de la MASTE lors la présence de la perturbation (bruit) interne qui traduit par la variation des paramètres électriques
- Dans le troisième test on a simulé le comportement de la MASTE lors la présence de la perturbation externe par l'injection du bruit de mesure.

III.5.1. Comparaison qualitative :

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats de simulations obtenus par la commande FOC de la MASTE utilisant deux types de réglage de la vitesse, à savoir ; le réglage par le contrôleur PI classique, le réglage par le contrôleur flou type-2(CFT2)

(a): Vitesse de rotation



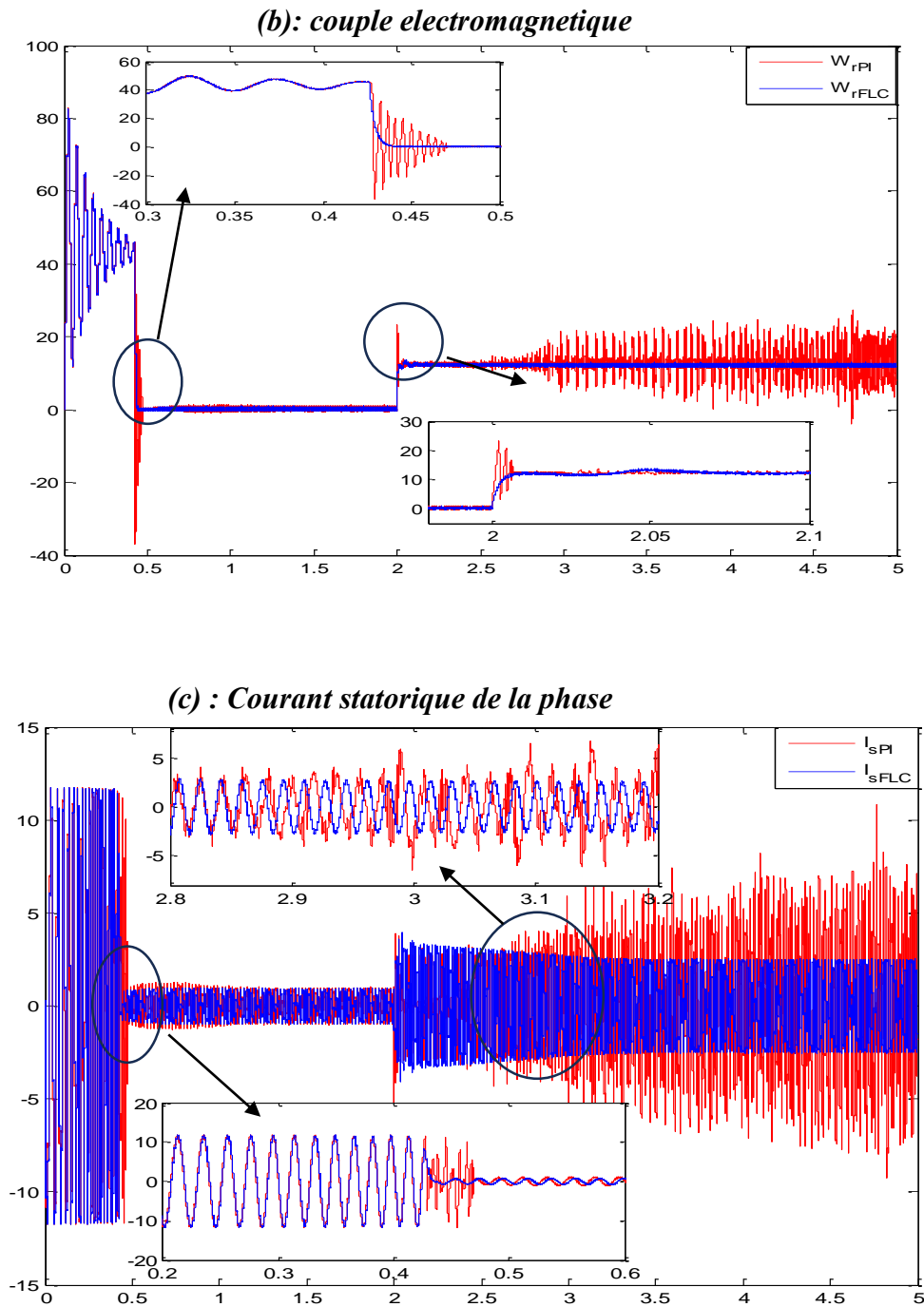


Figure III.30: Vitesse, Couple, Courant statorique de la phase pour les deux contrôleurs en dernier test

Dans cette partie, on procède les résultats obtenus par la FOC de la MASTE utilisant les contrôleurs (PI, CFT2,) lors le fonctionnement de *dernier test*.

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

Les résultats de simulation montrent bien les bonnes performances de la commande par CAFT2 (rapidité, stabilité et précision) (figure III.30), ainsi que les améliorations apportées par CAFT2 par rapport PI en termes de réduction de l'effet fluctuations du couple et de courant statorique et du rejet de perturbation (figure III.30 b et c).

III.5.2. Comparaison quantitative :

L'objectif visé dans cette partie est la comparaison entre les différentes contrôleuses de vitesse de la MASTE contrôlé par la quantitativement (en chiffres). Par conséquent, l'erreur et le temps sont des facteurs très importants qui doivent être considérés simultanément. En plus, la notion d'un indice de performance est très importante dans le domaine du contrôle de procédé et la conception du contrôleur.

Le choix du critère à utiliser dépend du type de la réponse désirée et l'erreur contribue différemment dans chaque critère.

Pour quantifier les erreurs, nous utilisons trois critères de performance, à savoir : l'intégral de l'erreur au carré (ISE), l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE) et l'intégral du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur (ITAE) [Akk 18], [Hel 18a].

Mathématiquement ces critères sont définis par :

- Intégral de l'Erreur au Carré (ISE)

$$ISE = \int_0^{+\infty} e^2 dt \quad (3.24)$$

Le critère ISE est important dans le cas des réponses avec des dépassements minimums lorsque la charge varie. Par conséquent, ce critère est relativement peu sensible aux faibles erreurs par rapport aux fortes. Il conduit souvent à une réponse avec peu de dépassement mais avec une déstabilisation assez longue.

$$IAE = \int_0^{+\infty} |e| dt \quad (3.25)$$

Le critère IAE donne plus de poids aux faibles erreurs.

Chapitre III : Commande vectorielle PI flou type-2 appliqué aux Moteur asynchrone triple étoilé

- Intégral du Tempe multiplié par la valeur absolue de l'erreur (ITAE)

$$ITAE = \int_0^{+\infty} t|e|dt \quad (3.26)$$

Le critère ITAE privilégie une faible erreur statique au prix d'un dépassement initial qui peut être important puisqu'il a lieu pour des faibles valeurs de t.

Les valeurs des indices de performance obtenus pour les cinq types de contrôleurs vus dans cette thèse (PI, CFT2) des quatre tests sont résumées dans le tableau (III.2) :

<i>Teste</i>	<i>Indice</i>	<i>Type de Contrôleurs</i>		
		<i>PI</i>	<i>CFT2</i>	
3	<i>VITESSE</i>	<i>ISE</i>	<i>1.29 e+04</i>	<i>1.29 e+04</i>
		<i>IAE</i>	<i>64,42</i>	<i>64.65</i>
		<i>ITAE</i>	<i>9.555</i>	<i>9.71</i>
	<i>COURANT</i>	<i>ISE</i>	<i>75.86</i>	<i>0.04388</i>
		<i>IAE</i>	<i>10.88</i>	<i>0.3736</i>
		<i>ITAE</i>	<i>45.23</i>	<i>1.095</i>
	<i>FLUX</i>	<i>ISE</i>	<i>1.242</i>	<i>0.1166</i>
		<i>IAE</i>	<i>2.099</i>	<i>0.4606</i>
		<i>ITAE</i>	<i>6.599</i>	<i>0.7764</i>

Tableau III 2 : Comparaison quantitative entre les différents contrôleurs.

Selon le tableau III.2 relatives du dernier test proposés, on remarque que la logique floue type-2 est très efficace dans les cas où les incertitudes (interne et externe) et présentent des bonnes performants en comparaison par rapport le contrôleurs PI. En plus, les critères ISE, IAE et ITAE prennent des valeurs le plus faible lorsque le contrôleur CAFT2 par rapport PI

III.6. Conclusion :

Dans ce chapitre en premier lieu, nous nous sommes intéressés à présenter la commande vectorielle directe (FOC) appliquée à la machine asynchrone triple étoile (MASTE) sont présentées. La Régulation de vitesse est faite par un contrôleur classique PI Grâce à l'utilisation de la commande vectorielle et l'application de la commande d'orientation de flux rotorique, nous avons pu avoir une commande de couple de la machine asynchrone triple étoile. Inconvénient de la régulation par les algorithmes de réglage classiques tels que les régulateurs PI, c'est la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Face à cet inconvénient, on propose autre une technique de réglage robuste.

En deuxième lieu, nous nous sommes intéressés à la commande par logique floue type-2, où nous avons présenté les notions de base pour un système flou de type-2 (opérateurs, structure, réduction de type, ...).et présenté la structure générale d'un contrôleur flou type-2 et la méthodologie de sa conception dont le but est le réglage de vitesse de la MASTE

Les résultats de la simulation montrent que le réglage de vitesse de la MASTE par l'utilisation de contrôleur flou type-2 donne des meilleures performances.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Au terme de ce travail, une étude approfondie de la machine asynchrone à triple étoile (MASTE) a été réalisée. Ce type de machine représente une solution technique moderne et performante, particulièrement adaptée aux applications à haute puissance. Elle se distingue par plusieurs caractéristiques majeures, notamment la segmentation de puissance, une fiabilité accrue, la réduction des harmoniques et une meilleure régularité du couple électromagnétique, ce qui en fait un choix prometteur pour des domaines tels que la propulsion marine ou ferroviaire.

Sur le plan théorique, un modèle mathématique précis de la machine a été élaboré, basé sur la transformation de Park, permettant de passer d'un système triphasé à un système biphasé simplifié, ce qui facilite l'analyse et le contrôle du comportement dynamique de la machine. L'alimentation par trois onduleurs à deux niveaux utilisant la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) a également été étudiée, en analysant les performances de la machine à vide et en charge.

D'un point de vue pratique, une commande vectorielle (FOC) associée à des régulateurs PI, renforcés par une logique floue de type-2, a été mise en œuvre. Cette approche a permis d'améliorer la stabilité de la vitesse, la précision de la réponse et la robustesse face aux perturbations.

Les résultats de simulation ont montré que le système proposé offre de bonnes performances en termes de contrôle, de précision et de flexibilité.

En perspective, l'intégration de techniques d'intelligence artificielle plus avancées (réseaux de neurones, optimisation par essaim de particules, etc.) pourrait encore renforcer les performances du système. Par ailleurs, une validation expérimentale sur banc de test réel serait une étape importante pour confirmer les résultats obtenus par simulation.

Annexe:**Paramètres de la machine asynchrone triple étoile**

Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
Resistance statorique	$R_{S1} = R_{S2} = R_{S3} = 3.72 \ \Omega ;$
Resistance Rotorique	$R_R = 2.12 \ \Omega ;$
Inductance statorique	$L_{S1} = L_{S2} = L_{S3} = 0.022 \text{ H} ;$
Inductance rotorique	$L_R = 0.006 \text{ H} ;$
Inductance Mutuelle	$L_M = 0.3672 \text{ H} ;$
Coefficient de frottement	$F = 0.001 \text{ N.m/rd/s} ;$
Inertie du moteur	$J = 0.0625 \text{ Kg. m}^2 ;$
Nombre de paires de poles	$P = 1$
Angle de décalage	$\alpha = \pi/9 \text{ Degrés} ;$
Angle de décalage	$\beta = \pi/9 \text{ Degrés} ;$

Références bibliographies

Références bibliographies

- [BEN22] : BENSMAIL Koceila .Mr GUENAOUI Aiman “ Étude d’une machine asynchrone à multi étoile”Mémoire de Fin d’Étude, Université A. MIRA-BEJAIA2021/2022.
- [Moh24] : Mohamed Saghir Mohamed Biyé, Mohamed Mohamed Mahmoud Amar Vall
« Commande et modélisaient d'un moteur asynchrone triple étoilé » UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M’SILA, Année universitaire : 2023/2024.
- [Elk08] Elkheir Merabet “ Commande Floue Adaptative d’une Machine Asynchrone Double Etoile ‘Mémoire de Magister, Université de Batna 2008
- [KER13] KERCHA SAFIA GOUBI WISSAM” Etude et modélisation des machines électriques double étoile” Mémoire Master académique, NIVERSITÉ KASDI MERBAH OUARGLA 2013
- [Bra20] Brahim KIYYOUR” Contribution à la Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile” Doctorat en sciences” Université Mohamed Khider – Biskra 2020
- [NEK13] NEKMOUCHE YOUNES Mr. MOUSSAOUI BACHIR « Modélisation des moteurs asynchrones polyphasés, dédiée au diagnostic de courts-circuits inter-spires. Application aux moteurs penta phase et double étoile » mémoire Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou.2013
- [BOU20] BOUKHALFA Ghoulem Allah ‘Contribution à la Commande d’un MASDE. Apport des Techniques de L’intelligence Artificielle”Docteur en Sciences.Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd2019/2020
- [AMI17] AMIRA Mohamed Yazid “Commande vectorielle de la Machine asynchrone double étoile” Mémoire de Fin d’études En vue de l’obtention du diplôme MASTER. Université Mohamed KhiderBiskra.2016 / 2017
- [Nec19] Nechma Mohamed Lamine « Modélisation Commande et Simulation d’un Moteur Asynchrone à cage » MÉMOIRE, UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA Année : 2019
- [BEN23] BEN DAHMANE Allal, BEN SADIA Abdellah« Commande optimale d'une machine synchrone polyphasée » UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA. Année universitaire 2022/2023

Références bibliographiques

- [Bou19]** Bouagga Ahmed Sami, Merabet Seif El Islem « COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE PAR RÉGULATEUR GLISSANT » UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, Année universitaire 2018/2019.
- [HEL20]** : HELLALILALLOUANI « Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile » DOCTORAT EN SCIENCES, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2020
- [Boud24]** Boudjema Ali, Mssaou diomar « ETUDE ET Simulation de la machine asynchrone double Etoile en présence de défaut de court-circuit statorique » MASTER EELECTROTECHNIQUE, Université SAADD DAHLAB DE BLIDA, Année universitaire : 2023/2024.
- [SLI15]:** SLIMANI Mohamed « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI » MASTER en Electronique, École Nationale Polytechnique, Juin 2015
- [Kha15]** Khaled SAIDOUN, Mourad SIMOUSSI « Commande MLI d'un onduleur multiniveaux » MASTER PROFESSIONNEL, UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU, le29/09/2015.
- [GUE22]** GUEMRI Adel , BOUDJATAT Chihab Eddine « Étude et commande d'onduleur » Projet de Fin d'Etude préparé En vue de l'obtention du diplôme de MASTER, Universitaire Abdelhafid Boussouf -Mila Année universitaire : 2021/2022
- [RAH20]** RAHALI Hilal « Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile MASDE » DOCTORAT EN SCIENCES, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2020
- [TIR14]** TIR Zoheir « Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile : (Modélisation, Alimentation et Commande) » Mémoire de Fin d'Etudes, Université d'EL-Oued 2014
- [RAM]** RAMDANE Amel « COMMANDE DE LA MACHINE A INDUCTION PAR LES TECHNIQUES DE L'INTÉLLIGENCE ARTIFICIELLE » Doctorat en Sciences, UNIVERSITÉ BATNA 2 MOSTEFA BEN BOULAÏD 2020
- [MEL14]** MELIANI Bouziane « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel »

Références bibliographiques

- Doctorat en Sciences. UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES, 2014
- [GRO 10]** : GROUNI Saïd « Optimisation en régime dynamique d'une commande Vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension » Doctorat d'Etat, l'Ecole Nationale Polytechnique, 2010
- [HEC17]** HECHLEF MOHAMMED « Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle. » Doctorat en science, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES 2017
- [HAD17]** HADJAB Meryem « Commande Basé sur les Techniques De L'intelligence Artificielle D'une Machine Asynchrone Double Etoile » Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique. UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA. 2016/2017
- [Dja.20]** Djaafri abdesalam. Adjiliosofiane « Commande Floue type 2 d'un système de conversion d'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone double aliment (MADA) » Master Académique UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA 2019/2020
- [MEL16]** MELIK Billel & BOUHABZA Naima « Commande par logique floue de type 2 et commande neuro-floue appliquées à un pendule inverse » Mémoire de Master. Université de BLIDA 1. 2015-2016
- [FOU06]** Fouad ALOUANI « Commande par Logique Floue Appliquée aux pendules inversés et au Simulateur de Vol d'Hélicoptère : Simulation et Expérimentation » MÉMOIRE MAGISTER. Université de Mohamed Boudiaf de M'sila. 24/06/2006
- [BEG22]:** BEGHNI Ayman.
BELKHADEM.abderrezak.ZOUDJI Abderrezak « COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE D'UNE EOLIENNE A BASE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION (GADA) » MEMOIRE. CENTRE UNIVERSITAIRE SALHI AHMED – NAAMA. 2022
- [BAH15]** : BAHLOUL Omar. REGUIBI Nouredine. « Type_2 Fuzzy Control for Twin Rotor (TRMS) » ACADEMIC MASTER. Kasdi Merbah Université-Ouargla. 07/06/2015

Références bibliographies

- [RIZ18]** RIZOUG ZEGHLACHE Zakaria. BOUSHABA Elaroussi « COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE TYPE 2 POUR LES SYSTEMES NON LINEAIRES INCERTAINS VIA BACKSTEPPING » MEMOIRE MASTER ACADEMIQUE. UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA. 25 / 06/ 2018
- [Sad 10]** R. Sadouni, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Mémoire de Magister, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010
- [Abd13]** Abdelkrim Ammar « Étude et Commande d'une Machine Asynchrone Double Étoile » Mémoire de Magister. UNIVERSITE SETIF 1. 2013
- [Ism 17]** : Ismail GUEZEI Commande « vectorielle de la machine asynchrone double étoile par deux onduleurs à trois niveaux » Mémoire de Master en Electrotechnique. Ecole Nationale Polytechnique 2017
- [AKK.18]** A. Akka, "Commande par l'utilisation des techniques du soft computing et leurs optimisations: Application à la commande d'un quadruple réservoir" Thèse de Doctorat, université d'Oran, Algérie, 2018.
- [Hel 18a]** L. Hellali, S. Belhamdi, "Speed control of doubly star induction motor (DSIM) using direct field-oriented control (DFOC) based on fuzzy logic controller (FLC)" Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 73, No. 4, pp. 128-136, 2018.

Résumé

Il ressort, de ce travail que l'objectif principal est d'améliorer les performances de la commande des moteurs électriques, en adoptant une architecture avancée : la machine asynchrone à triple étoile (MASTE). Celle-ci offre une grande flexibilité dans la répartition de la puissance et une stabilité accrue en fonctionnement, y compris en cas de défauts, ce qui la rend particulièrement adaptée aux applications industrielles exigeantes telles que le transport et l'énergie.

Ce travail met également en évidence une orientation vers une commande intelligente, en intégrant des techniques modernes telles que la logique floue de type-2, afin de dépasser les limites des méthodes classiques et d'assurer une réponse plus précise et adaptable face aux variations et incertitudes des conditions de fonctionnement.

Ainsi, cette étude constitue une contribution significative dans le domaine des systèmes de commande électrique, en combinant modélisation rigoureuse et intelligence artificielle, ouvrant ainsi la voie à des solutions industrielles plus performantes et fiables

Mots Clés : MASTE, Commande vectorielle PI, Régulateur floue de type 2, PI floue.

Abstract

This work clearly shows that the main objective is to enhance the control performance of electric motors by adopting an advanced architecture: the Triple-Star Asynchronous Machine (MASTE). This machine offers high flexibility in power distribution and increased operational stability, even in the presence of faults, making it particularly well-suited for demanding industrial applications such as transportation and energy. The study also highlights a shift towards intelligent control, through the integration of modern techniques such as Type-2 Fuzzy Logic, aiming to overcome the limitations of conventional methods and ensure more precise and adaptive responses to varying and uncertain operating conditions. Thus, this research represents a valuable contribution to the field of electric drive systems by combining rigorous modeling with artificial intelligence, paving the way for more efficient and reliable industrial solutions.

Key words: MASTE, PI Vector Control, Type-2 Fuzzy Controller, Fuzzy PI.

ملخص

يُتضح من هذا العمل أن الهدف الأساسي يتمثل في تحسين أداء التحكم في المحركات الكهربائية من خلال اعتماد بنية متقدمة هي ، لما توفره من مرونة في توزيع القدرة واستقرار في التشغيل حتى في ظروف (MASTE) الآلة غير المتزامنة ثلاثية النجمة .الأعطال، مما يجعلها مناسبة للتطبيقات الصناعية ذات المتطلبات العالية، مثل النقل والطاقة

كما يُبرز هذا البحث توجهاً نحو التحكم الذكي بالاعتماد على تقنيات حديثة كالمنطق الضبابي من النوع الثاني، لتجاوز محدودات الأنظمة التقليدية وتحقيق استجابة أكثر دقة ومرونة في مواجهة تغيرات التشغيل والمعطيات غير المؤكدة

بالتالي، فإن هذا العمل يُعد مساهمة نوعية في مجال أنظمة القيادة الكهربائية، من خلال دمج النمذجة الدقيقة مع تقنيات الذكاء الاصطناعي، ما يفتح آفاقاً واعدة لتطوير حلول صناعية أكثر كفاءة وموثوقية

كلمات مفتاحية

الماكينة اللاتزامنية ثلاثية النجمة، تحكم شعاعي تناسبي وتكاملي، معدل ذو المنطق الغامض من النوع الثاني، معدل ذو نمط تناسبي وتكاملي منطق غامض