

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE TECHNOLOGIE

DOMAINE: SCIENCE ET TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

N° :



OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par:

DECHOUCHA Dif

HAFSI Mohamed Toufik

Intitulé

**Commande flou type 2 Appliquée à un moteur
asynchrone double étoile (MASDE)**

Soutenu devant le jury composé de:

SALIM CHAKROUN

Université de M'sila

Président

HELLALI LALLOUANI

Université de M'sila

Rapporteur

BELHAMDI SAAD

Université de M'sila

CO-Rapporteur

RIYADH ROUABHI

Université de M'sila

Examineur

Année universitaire : 2024 /2025

شكر و عرفان

****بسم الله الرحمن الرحيم****
****الحمد لله رب العالمين****

بهذه الكلمات، نتوجه بأصدق مشاعر الامتنان والتقدير لكل من ساهم في إتمام هذه الرحلة العلمية، وإنجاز مذكرة التخرج لنيل شهادة
ماستر اثنان في تخصص الكترول ميكانيك

ففي البداية، نحمد ****الله عز وجل**** الذي منّ علينا بالعلم والصبر لإكمال هذا العمل، ثم نرفع جزيل الشكر والعرفان إلى
أساتذتنا المشرفين **HELLALI LALLOUANI** و **BELHAMDI Saad** ، على توجيهاتهم القيّمة، وصبرهم،
ودعمهم المستمر الذي كان بمثابة الدليل لنا طوال هذه المسيرة

أعضاء ****اللجنة العلمية**** المحترمين، الذين شرفونا بتقييم هذا الجهد، فكانت ملاحظاتهم الثمينة حافزاً لنا لتحسين عملنا
عائلاتنا الكريمة ****الآباء، الأمهات، الإخوة والاحوات .** ، فلولا دعمهم المعنوي والمادي، وتضحياتهم من أجلنا، ما كنا لنصل إلى
هذه اللحظة .

أصدقائنا وزملائنا ****الذين وقفوا بجانبنا في لحظات التعب، وشاركونا الفرحة عند تحقيق هذا الإنجاز كل من قدم لنا يد العون ولو
بكلمة تشجيع أو نصيحة، فجزاهم الله عنا خير الجزاء .**

إن هذه المذكرة ليست مجرد عمل أكاديمي، بل هي ثمرة تعاون وتضافر جهود العديد من الأيدي والقلوب، ونأمل أن تكون إضافة
مفيدة لمجال تخصصنا .

****والحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات****

دشوشة الضيف

حفصي محمد توفيق

Sommaire

Remerciements.....	I
Sommaire.....	II
Liste des figures.....	VI
Liste des tableaux.....	VII
Notations et symboles.....	VIII
Introduction générale.....	X

Chapitre I :Etat de l'art

I.1 Introduction	1
I.2 HISTOIRE DES MACHINES ELECTRIQUES	1
I.3 CARACTERISTIQUES DES MACHINES POLYPHASES.....	2
I.3.1. Machines polyphasées de "Type 1".....	2
I.3.2. Machines polyphasées de "Type 2".....	3
I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile.....	4
I.5 Domaines d'applications de la Machine asynchrone double étoile.....	6
I.6. Les avantages et les inconvénients de la MASDE	6
• Avantages de la MASDE.....	6
• Inconvénients de la MASDE.....	7
I.7. Conclusion.....	7

Chapitre II Modélisation et simulation de la MASDE

II.1.Introduction.....	8
II.2. Hypothèses simplificatrices.....	8

Sommaire

II.3. Modèle de la machine asynchrone double étoile.....	9
II.3.1. Equations électriques de la machine.....	9
II.3.2. Equations magnétiques.....	10
II.3.3. Equations mécaniques.....	12
II.4. Modélisation biphasée de MASDE.....	13
II.4.1. Transformation de Park.....	13
II.4.2. Choix du référentiel.....	14
II.4.3. Application de la transformation de Park.....	16
II.4.3.1. Equations de tensions.....	16
II.4.3.2. Equations de Flux.....	16
II.4.3.3. Equation mécanique.....	17
II.4.3.4. Mise sous forme d'équation d'état.....	18
II.4.4. Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes	18
II.5. Les onduleurs.....	22
II.5.1. Présentation d'une alimentation d'un MSADE avec un onduleur de tension.....	23
II.5.2. Onduleur de tension à deux niveaux.....	23
II.5.2.1. Structure d'un onduleur triphasé.....	23
II.6. Résultats de simulation.....	27
II.6.1. Interprétations des résultats	33
II.7. Conclusion	33
 <u>Chapitre III Commande PI flou type 2 appliquée aux MASDE</u>	
III.1. Introduction.....	34

III.2. Commande vectorielle direct appliquée à la MASDE.....	34
III.2.1. Commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone.....	34
III.2.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	34
III.2.3. Choix d'orientation du flux.....	36
III.2.4. Différentes méthodes de la commande vectorielle.....	37
III.2.4.1. Commande vectorielle indirecte.....	37
III.2.4.2. Commande vectorielle directe.....	37
III.2.5. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.....	38
III.2.5.1. Découplage entrée-sortie.....	40
III.2.5.2. Découplage par compensation.....	40
III.2.6 Estimateur du flux.....	42
III.2.7. Résultats de simulation.....	44
III.3.Réglage robuste de la vitesse appliquée à la MASDE par la logique floue type-1 et type-2.	47
III.3.1. Définition.....	47
III.3.2. Principe de la logique floue.....	47
III.3.3. Quelques domaines d'applications.....	48
III.3.3.1. Les avantages et les inconvénients du réglage par logique floue.....	48
III.3.4. Eléments de base de la logique floue type 1.....	49
III.3.4.1. Les ensembles flous.....	49
III.3.4.2. Variable linguistique.....	50
III.3.4.3. Différentes formes de fonction d'appartenance.....	51
III.3.5. Opérateurs en logique floue.....	52
III.3.6. Concept des ensembles flous de type-2.....	54

Sommaire

III.3.6.1 Représentation d'un ensemble flou type-2.....	54
III.3.6.2. Définitions.....	55
III.3.7. Systèmes flous type-2.....	58
III.3.7.1. Fuzzification.....	59
III.3.7.2. Base des règles.....	59
III.3.7.3. Mécanisme d'inférence.....	60
III.3.7.4. Le module de traitement de la sortie.....	60
III.3.7.4.1. Réduction de type.....	61
III.3.7.4.2. Défuzzification.....	61
III.3.8. Application de la logique floue type-2 à la commande de la MASDE.....	62
III.3.9. Résultats de simulation.....	65
III.3. 10. Étude comparative.....	66
III.4. Conclusion.....	72
Conclusion générale.....	73
Annexe	74
Bibliographie	
Résumé	

Liste des Figures

Chapitre 1

Figure I.1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement

Figure I.2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de six

Chapitre 2

Figure2.1 :Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

Figure.2.2 :Structure d'un onduleur triphasé.

FIGURE(2.2)Schéma de simulation de MASDE alimentée par la tension sinusoïdale

Figure(2.21) : Performances de la MASDE à vide

Figure(2.22) Performances de la MASDE en charge

Figure(2.23) :Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension a' vide

Figure(2.24) :Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

Chapitre 3

Figure (3.1) : Commande découplée pour machine à courant continu et MASDE

Figure(3.2) Orientation du flux rotorique sur l'axe direct

Figure (3.3): Schéma Bloc de la commande à flux orienté

Figure (3.4): Découplage par compensation

Figure (3.5): Bloc de découplage en tension direct

Figure (3.6): Régulation de la vitesse par la méthode directe

Figure (3.7): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de la MASDE à vide

Figure (3.8): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de variation de vitesse de la MASDE

Figure (3.9): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de variation de la charge de la MASDE

Figure (3.10): Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou

Figure (3.11): Exemple d'une représentation floue de la variable (Vitesse)

Figure (3.12): Formes usuelles des fonctions d'appartenance

Figure (3.13):Opérateurs logique

Figure (3.14): Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien.

Figure (3.15): Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien.

Figure (3.16): Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle.

Figure (3.17): Structure générale d'un contrôleur flou type-2.

Figure (3.18): Structure du contrôleur flou type-2

Figure (3.19): Les fonctions d'appartenance pour (e) , (Δe) et (Δu)

Figure (3.20): Surface caractéristique du contrôleur flou type-2

Figure (3.21): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC -CFT2 à vide de la MASDE

Figure (3.22): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC -CFT2 en cas de variation de la vitesse de la MASDE

Figure (3.23): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 en cas de variation du charge de la MASDE

Figure (3.24): Comparaison entre les Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 et la DFOC en cas de variation de la vitesse de la MASDE

Figure (3.25): Comparaison entre les Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 et la DFOC en cas de variation du charge de la MASDE

Liste des Tableau

Chapitre I

Tableau 1.1 Machines Multiphasées de Type 1 (Multi-Etoile)

Tableau 1.2 Machines Multiphasées de Type 2

Chapitre III

Tableau (3.1) : Matrice d'inférence de 7 ensembles flous

Notations et Symboles

CAFT1 : Contrôleur adaptatif flou type-1.

CAFT2 : Contrôleur adaptatif flou type-2.

Ccpl : Etat de sortie du comparateur du couple.

Cflx : Etat de sortie du comparateur du flux statorique.

CFT1 : Contrôleur flou type-1.

CFT2 : Contrôleur flou type-2.

DFOC : Commande vectorielle directe par orientation de flux (Direct field oriented control).

EFT-1 : Ensemble flou type-1.

EFT-2 : Ensemble flou type-2.

FOC : Commande vectorielle par orientation de flux (Field oriented control).

FOU : Footprint of uncertainty.

IGBT : Transistor bipolaire à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor).

IT2FLC: Contrôle par la logique floue type-2 intervalle (Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller)

MASDE : Machine Asynchrone Double Etoile (Dual star induction machine).

MLI : Modulation de largeur d'Impulsion.

NPC : Point neutre "clampé" (Neutral-Point-Clamped)

PI : Proportionnel Intégral.

SVM : MLI vectorielle (Space vector modulation).

α : 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.

s2 : Indices correspondants au l'étoile 2.

d - q : Axe direct (en quadrature).

Rs1, Rs2 : Résistances d'une phase se l'étoile 1 et l'étoile 2.

Rr: Résistance d'une phase du rotor.

Ls1 ,Ls2 Lr : Inductances de fuite des enroulements statorique et rotorique.

Lms , Lmr , Msr : Valeur maximale des inductances mutuelles.

J : Moment l'inertie.

Cem : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant.

K_f : Coefficient de frottement.

θ_0 : Position initiale du rotor par rapport au l'etoile 1.

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'etoile 1, l'etoile 2 et le rotor.

p : Nombre de paires de pôles.

g : Glissement.

m : Indice de modulation.

r : coefficient de réglage en tension.

S_a, S_b, S_c : Etats des interrupteurs de l'onduleur à deux niveaux.

$S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2}$: Etats des interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux.

U_d : La tension redressée.

U_{dc} : La tension de bus continu.

f_c : Fréquence de coupure du filtre.

K_p : Paramètre de l'action proportionnelle.

K_i : Paramètre 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.

X^* : Grandeur de référence.

\hat{X} : Grandeur estimée.

e : Erreur.

de : La dérivée de l'erreur.

A : Ensemble flou type-1.

\hat{A} : Ensemble flou type-2.

$\mu_A(x, u)$: La fonction d'appartenance.

$\mu_{\hat{A}}(x, u)$: La fonction d'appartenance tridimensionnelle.

K_e et K_{de} : Les gains de normalisation.

K_u : Gain associé à la commande $u(k)$

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

δ : Gain ad

Introduction générale

Introduction Générale

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu, cependant les machines à courant alternatif présentent de nombreux avantages, notamment en ce qui concerne la simplicité de construction due à l'absence du collecteur mécanique. [1]

Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large de machine asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût. Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la vitesse variable. Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à la commande des machines multi- phase, en particulier, la machine asynchrone double étoile nécessitant une double alimentation triphasée statorique. Cette dernière présente plusieurs avantages de fiabilité, et minimise les pulsations du couple, permet d'utiliser des composants électroniques de puissance de dimensionnement réduit pour des fréquences de commutation plus élevées qu'avec les machines simple. Cependant lorsque les machines asynchrones double étoile sont entraînées avec des onduleurs des tensions provoque des harmoniques de courants ce qui ajoute des pertes supplémentaires. [1] [2]

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire à cause de l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux ce qui complique sa commande. Il existe plusieurs techniques de commandes appliquées sur les machines asynchrones double étoile, parmi ces techniques on cite la commande par modes glissants, adaptative, par retour d'état, par logique floue et la commande vectorielle. Notre objectif s'inscrit dans le cadre de faire l'extension de ces techniques de commande sur la machine asynchrone double étoile. En particulier la commande vectorielle et la commande par logique floue. [3]

La commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'aboutir à un contrôle comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres...) Afin de remédier les inconvénients cités ci avant, on introduit la régulation par

logique floue. Les bases de cette théorie généralisent la notion d'appartenance d'un objet d'un ensemble donné. De plus, les systèmes à base de logique floue s'appuient sur une base de connaissance et sur des règles de traitement de celles-ci. Ainsi un régulateur flou permet de traiter des idées humaines souvent incertaines. [4]

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre,

Ce chapitre traite du **moteur asynchrone à double étoile (MASDE)** en abordant son historique, son principe de fonctionnement, ses caractéristiques, ses applications industrielles, ainsi que ses avantages et inconvénients, tout en mettant l'accent sur l'importance de sa modélisation pour optimiser ses performances via des systèmes de commande avancés comme la logique floue.

Le deuxième chapitre

De chapitre vise à présenter une étude analytique complète du modèle mathématique du moteur asynchrone double étoile, en mettant l'accent sur les aspects suivants :

Modélisation mathématique. Transformation de Park, Simulation dynamique

Le troisième chapitre

Présente le principe général, la théorie de base de la logique floue et la procédure de la conception d'un réglage par logique floue. Une application de cette technique sur la MASDE sera présentée. Une étude comparative fera l'objet de la comparaison des performances statiques et dynamiques des deux techniques de commande : commande vectorielle et la logique floue, dans les mêmes valeurs dans les deux contrôles et déduit le meilleur entre eux en termes de précision, de vitesse, de réponse et de facilité

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

Chapitre I
Etat de l'art

Chapitre I
Etat de l'art

I.1. Introduction :

Depuis les années 1920 les machines asynchrones double étoile ont été utilisées dans beaucoup applications, pour leurs avantages dans la segmentation de puissance, la fiabilité et les pulsations réduites au minimum de couple. [3]

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons lui appliqué une commande particulière.

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduisent à concevoir et exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques. [4]

La machine asynchrone double étoile (MASDE) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc.[4]

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine. [4]

I.2. HISTOIRE DES MACHINES ELECTRIQUES

Dans cette partie on reviendra brièvement rappel historique sur les machines électrique [6].

-En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

. -En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectués des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

-En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu.

-En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

-En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.

-En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles.

-En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes.

-En 1865 l'Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

-En 1888 Nikola Tesla déposa quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.). Au cours de ces années, il y a eu une lutte entre Edison et Tesla sur le choix du courant continu ou du courant alternatif pour produire, utiliser et consommer de l'électricité. Nous notons qu'au cours de cette brève histoire, les chercheurs et les ingénieurs n'ont cessé d'améliorer, de développer et d'inventer d'autres machines qui ont répondu aux besoins d'une variété d'applications industrielles et domestiques, ce que a donné lieu à de nombreuses machines allant de "micro machines" aux "giga machines.[4]

I.3. CARACTERISTIQUES DES MACHINES POLYPHASES

On habituellement Deux types de machines polyphasés sont généralement distingués selon que le nombre de phases du stator est un multiple de trois. Ils peuvent donc être divisés en deux groupes, appelés "machines polyphasés de Type 1" et "machines polyphasés de Type 2".[7]

I.3.1. Machines polyphasées de "Type 1"

Les machines polyphasées "type 1" sont ceux dans lesquels le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, ils peuvent donc être divisés en η étoiles triphasées [8.], [7.] $q = 3 \eta$ ($\eta = 1, 2, 3, \dots$)

Ces machines sont également appelées "machines multi-étoiles". En fait, une machine à étoile binaire ($q = 6$) avec un mouvement d'étoile $\alpha = \pi/6$ a des propriétés différentes d'une machine avec un mouvement d'étoile $\alpha = \pi/3$. Afin de distinguer les configurations possibles, on peut introduire un "nombre de phase équivalent", noté q_α , qui est défini comme suit [8.], [7.]

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$$

Un moteur triphasé avec un décalage régulier de $\pi/3$ a en fait les mêmes caractéristiques de fonctionnement (par rapport aux harmoniques spatiales et temporelles) qu'un moteur triphasé (où $q = q_\alpha = 3$).]

Tableau 1.1 Machines Multi phasées de Type 1 (Multi-Etoile)

Nom correspondant	Nombre de phases (N_{ph})	Nombre équivalent de phases ($N_{ph\gamma}$)	Décalage angulaire (γ)degré
Triphasée	3	1.5	120
Semi six-phasée	3	3	60
Six-phasée	6	3	60
Semi-12 phase	6	6	30
12 phasée	12	6	30
Neuf-phasée	9	4.5	40
Semi-18 phase	9	9	40
18 phases	18	9	20

I.3.2. Machines polyphasées de "Type 2"

Les machines polyphasés "type 2" sont des moteurs à nombre impair de phases statoriques q .

Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors la phase q est régulièrement décalée de $2\pi/q=2\alpha$. Donc on a toujours :

$$q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$$

Tableau 1.2 Machines Multi phasées de Type 2

Nom corrodant	Nombre de phases(N_{ph})	de	Nombre équivalent de phases (N_{phY})	Décalage angulaire (Y)degré
Biphasée	2		2	90
Titra-phasée	4		2	90
Simi-8phasée	4		4	45
8-phase	8		4	45
5-phasée	5		5	36
7-phasée	7		7	24.71
Semi-10 phase	10		10	18
10 phases	11		11	16.36

I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants statoriques de la machine asynchrone double Etoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle $\alpha=30^\circ$). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme .Elle définit comme suite.[9]

$$\omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} [rad/s] ; N_s = \frac{60f}{p} [tr/min] \quad (I. 1)$$

Ces deux Champs tournants produisent par les deux enroulements statoriques vont introduire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), 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 de glissement égal' à [10] :

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I. 2})$$

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

$$g = \frac{\omega_g}{\omega_s} = \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_s} \quad (\text{I. 3})$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement:

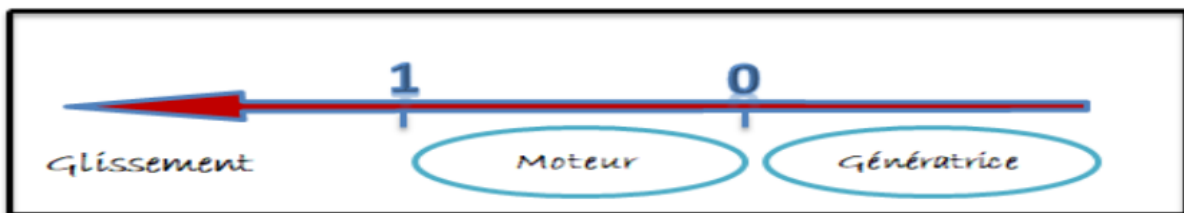


Figure I.1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement

I.5 Domaines d'applications de la Machine asynchrone double étoile

La machines asynchrone double étoile est utilisée beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, etc. [3].

Une autre application concerne l'utilisation de la MASDE dans les systèmes de production de l'énergie éolienne (voir la Figure. I.2)

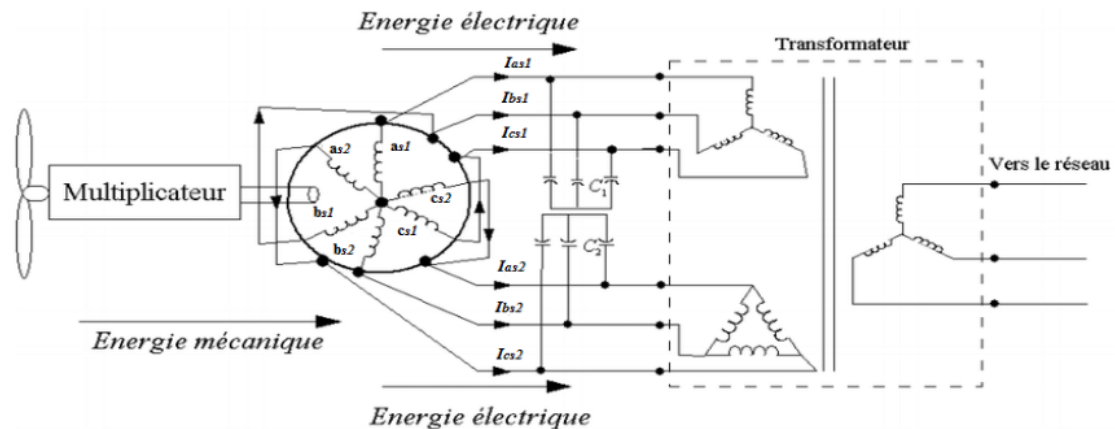


Figure I.2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de six phases [9.]

I.6. Les avantages et les inconvénients de la MASDE

- **Avantages de la MASDE**

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [11.]

- Segmentation de puissance.
- Amélioration de la fiabilité.
- Amélioration du facteur de puissance.
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

- **Inconvénients de la MASDE**

Cependant, la MASDE présente des inconvénients tels que : [11.]

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.

- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

I.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a donné quelques généralités sur les machines polyphasés, nous nous intéressons aux moteur le plus courant, les machines double étoile (MASDE), il est très intéressant de pouvoir étudier les deux modes de fonctionnement de ce dernier (moteur et générateur) Nous continuons à modéliser une machine électrique asynchrone double étoile (MASDE) en fonctionnement moteur.

Chapitre II :

Modélisation et simulation de la MASDE

II.1. Introduction

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multi phases ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE).[12]

La modélisation d'une machine électrique quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, et d'autre part, lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation de machines électriques. Pour la machine asynchrone double étoile, plusieurs modèles ont été développés dans ce contexte ces modèles ont pour objectif de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine.[13]

II.2. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour ce prêter une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [7]

La machine est de constitution symétrique et à entrefer constant ;

- La saturation du circuit magnétique est négligée ;
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables
- Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités de courants ;
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale

II.3. Modèle de la machine asynchrone double étoile

II.3.1. Equations électriques de la machine :

Pour stator 1

$$[V_{abcs1}] = [R_{s1}][i_{abcs1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabcs1}] \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} [V_{sa1}] = [R_{sa1}][I_{sa1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sa1}] \\ [V_{sb1}] = [R_{sb1}][I_{sb1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sb1}] \\ [V_{sc1}] = [R_{sc1}][I_{sc1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sc1}] \end{cases}$$

Pour stator 2

$$[V_{abcs2}] = [R_{s2}][i_{abcs2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabcs2}] \quad (\text{II.2})$$

$$\begin{cases} [V_{sa2}] = [R_{sa2}][I_{sa2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sa2}] \\ [V_{sb2}] = [R_{sb2}][I_{sb2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sb2}] \\ [V_{sc2}] = [R_{sc2}][I_{sc2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sc2}] \end{cases}$$

Pour rotor

$$[V_{abcr}] = 0 = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabcr}] \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{cases} [V_{ra}] = 0 = [R_{ar}][I_{ar}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{ra}] \\ [V_{rb}] = 0 = [R_{br}][I_{br}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{ra}] \\ [V_{rc}] = 0 = [R_{cr}][I_{cr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{ra}] \end{cases}$$

Sachant que :

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

De même :

$$[V_{sabc1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}; [V_{sabc2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}; [V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

De même :

$$[I_{sabc1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix}; [I_{sabc2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix}; [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

De même

$$[\Phi_{sabc1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix}; [\Phi_{sabc2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix}; [\Phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Avec:

$r_{sa1}=r_{sb1}=r_{sc1}$: Résistance d'une phase du 1er enroulement statorique.

$r_{sa2}=r_{sb2}=r_{sc2}$: Résistance d'une phase du 2eme enroulement statorique.

$r_{ra}=r_{rb}=r_{rc}$: Résistance d'une phase du rotor.

II.3.2. Equations magnétiques

Les flux sont exprimés en fonction des courants par:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abcs1} \\ \Phi_{abcs2} \\ \Phi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Ls1, s1] & [Ls1, s2] & [Ls1, r] \\ [Ls2, s1] & [Ls2, s2] & [Ls2, r] \\ [Lr, s1] & [Lr, s2] & [Lr, r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc1} \\ I_{sabc2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

$$[Ls1, s1] = \begin{bmatrix} (Lsa1 + Lm) & \frac{-Lms}{2} & \frac{-Lms}{2} \\ \frac{-Lms}{2} & (Lsb1 + Lm) & \frac{-Lms}{2} \\ \frac{-Lms}{2} & \frac{-Lms}{2} & (Lsc1 + Lm) \end{bmatrix};$$

$$[Ls2, s2] = \begin{bmatrix} (Lsa2 + Lm) & \frac{-Lms}{2} & \frac{-Lms}{2} \\ \frac{-Lms}{2} & (Lsb2 + Lm) & \frac{-Lms}{2} \\ \frac{-Lms}{2} & \frac{-Lms}{2} & (Lsc2 + Lm) \end{bmatrix};$$

$$[Lr, r] = \begin{bmatrix} (Lra + Lm) & \frac{-Lms}{2} & \frac{-Lms}{2} \\ \frac{-Lms}{2} & (Lrb + Lm) & \frac{-Lms}{2} \\ \frac{-Lms}{2} & \frac{-Lms}{2} & (Lrc + Lm) \end{bmatrix}.$$

$$[Ls1, s2] = Lms \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[Ls1, r] = Lsr \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[Ls1, r] = Lsr \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix}$$

On a : $[Ls2, s1] = [Ls1, s2]^t$; $[Lr, s1] = [Ls1, r]^t$; $[Lr, s2] = [Ls2, r]^t$

$L_{as1}=L_{bs1}=L_{cs1}=L_{s1}$: Inductance propre du 1er stator.

$L_{as2}=L_{bs2}=L_{cs2}=L_{s2}$: Inductance propre du 2eme stator.

$L_{ar}=L_{br}=L_{cr}=L_r$: Inductance propre du rotor.

L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

L_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

$[Ls1 s1]$: Matrice inductance de stator 1.

$[Ls2 s1]$: Matrice inductance entre stator 2 et stator 1.

$[Lrs1]$: Matrice inductance entre rotor et stator 1.

$[Ls1 s2]$: Matrice inductance mutuelle entre stator 1 et stator 2.

$[Ls1 r]$: Matrice inductance mutuelle entre stator 1 et rotor.

$[Ls2 r]$: Matrice inductance mutuelle entre stator 2 et rotor.

$[Lr s1]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et stator 1.

$[Lr s1]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et stator 1.

II.3.3. Equations mécaniques :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{II .5})$$

avec :

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

K_f : Coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par [2]

$$C_{em} = \frac{p}{2} [I_{abcs1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1}, r] [I_{abcr}]^t + [I_{abcs2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2}, r] [I_{abcr}]^t \quad (\text{II .6})$$

Avec :

θ_m : Angle mécanique

p: Nombre de pair de pôles

II.4. Modélisation biphasée de MASDE

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de Park.

II.4.1. Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer le système triphasé d'enroulements

statoriques d'axes (a, d et c) en le système équivalent de deux enroulements diphasés d'axes (d, q) et inversement ,tout en créant un champ électromagnétique suivant le magnétomoteur forcer la rotation.

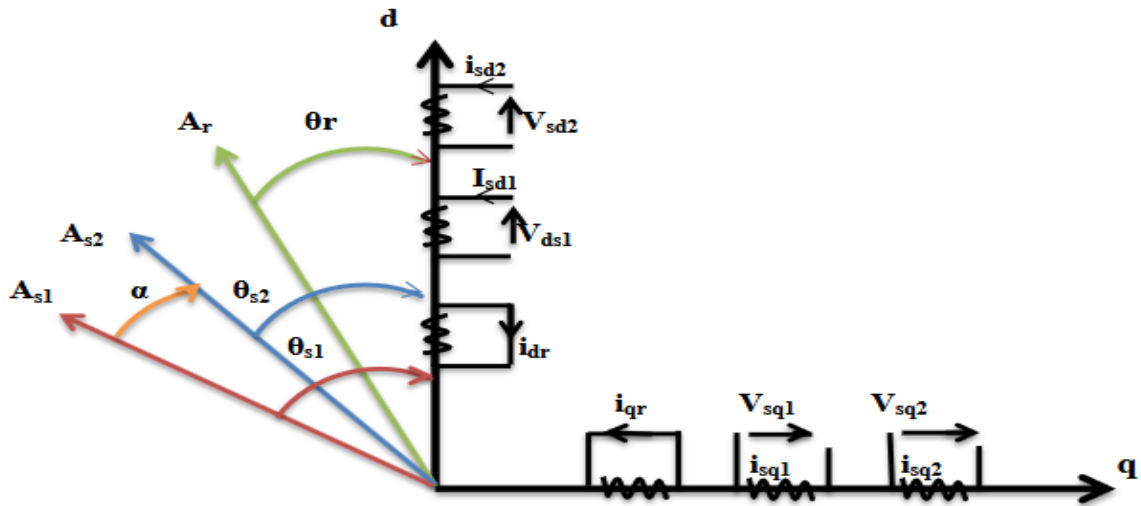


Figure2.1 :Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park en générale

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

La transformation de Park :

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)] [G_{abc}].$$

Tel que :

G_{abc} : grandeurs triphasées équilibrées.

G_{dq0} : grandeurs biphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse $[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dq0}]$

Sachant que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

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

II.4.2. Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q).

- **Référentiel lié au stator**

Pour ce type de choix, $\omega_s=0$ et $\theta_s=0$, dans ce cas les phases as et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées

- **Référentiel lié au rotor**

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d,q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$)

- **Référentiel lié au champ tournant**

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d, q) est la vitesse du champ tournant ω_s . Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel pour la modélisation de la MASDE.

II.4.3. Application de la transformation de Park

En choisissant le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant

II.4.3.1. Equations des tensions

On applique la transformation de Park sur le système d'équation (I.1), on obtient :

Pour le stator1:

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Pour le stator2

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit : $v_{ar}=0, v_{br}=0, v_{cr}=0$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Avec:

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_S ; \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\alpha)}{dt} = \omega_S ; \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\theta)}{dt} = \omega_S - \omega_r = \omega_{gl} \quad (\text{II.10})$$

Sous forme d'équation:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = r_{s1}i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = r_{s1}i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ V_{ds2} = r_{s2}i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = r_{s2}i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = r_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ 0 = r_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II.11})$$

II.4.3.2. Equations des flux :

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (II.3) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} \end{array} \right. \quad (\text{II.12})$$

➤ On pose : $\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$

L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (II.10) est écrire comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{dr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{qs2} + i_{ds1} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs2} + i_{qs1} + i_{dr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{dr} + i_{ds1} + i_{ds2}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qr} + i_{ds1} + i_{ds2}) \end{array} \right. \quad (\text{II.13})$$

Avec:

$L_{s1}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 2.

L_r+L_m : inductance propre cyclique du rotor

II.4.3.3. Equation mécanique

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante:

$$\triangleright P_e = [V_s]^t [i_s] = V_{as1}i_{as1} + V_{bs1}i_{bs1} + V_{cs1}i_{cs1} + V_{as2}i_{as2} + V_{bs2}i_{bs2} + V_{cs2}i_{cs2} \quad (\text{II.14})$$

En introduisant le système d'équation (II.8) dans l'expression de la puissance instantanée (II.11)

on obtient :

$$\triangleright P_e = R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{ds2}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s1}i_{qs2}^2 + (\omega_s(\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2})) \\ + \left(\frac{d\Phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt}i_{qs2} \right) \quad (\text{II.15})$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

Le premier terme est identifiable aux pertes joules ;

Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;

Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables) ;

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme

$$P_{em} = \omega_s(\Phi_{ds1}I_{qs1} + \Phi_{ds2}I_{qs2} - \Phi_{qs1}I_{ds1} - \Phi_{qs2}I_{ds2}) \quad (\text{II.16})$$

$$C_{em} = P(\Phi_{ds1}I_{qs1} + \Phi_{ds2}I_{qs2} - \Phi_{qs1}I_{ds1} - \Phi_{qs2}I_{ds2}) \quad (\text{II.17})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.17) dans (II.16), on obtient :

$$C_{em} = PL_m((I_{qs1} + I_{qs2})i_{dr} - (I_{ds1} - I_{ds2})I_{qr}) \quad (\text{II.18})$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r}(I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r}(I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

En introduisant I_{dr} et I_{qr} dans l'expression (II.18), on obtient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr}(I_{ds1} - I_{ds2})) \quad (\text{II.21})$$

II.4.3.4. Mise sous forme d'équation d'état :

En remplaçant ces expressions dans le système (II.8), nous obtenons le modèle mathématique de la MASDE en fonction des variables d'état sous la forme suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{II.22})$$

II.4.4. Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (α, β)

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. Donc le but est de trouver les deux matrices A et B.

Dans (II.10) on suppose

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \Phi_{mq} = L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{cases} \Phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + \Phi_{md} \\ \Phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + \Phi_{md} \\ \Phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + \Phi_{md} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + \Phi_{mq} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Les courants statoriques et rotoriques s'écrivent alors comme suit:

$$\begin{cases} I_{sd1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{sd2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{sq1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{sq2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{rd} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{rq} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{md}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Sachant que Φ_{mq} et Φ_{md} s'écrivent en fonction des flux de la machine comme suit:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{s1d}}{dt} = V_{s1d} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{s1d} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{s1q} \\ \frac{d\Phi_{s1q}}{dt} = V_{s1q} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{s1q} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{s1d} \\ \frac{d\Phi_{s2d}}{dt} = V_{s2d} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{s2d} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{s2q} \\ \frac{d\Phi_{s2q}}{dt} = V_{s2q} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{s2q} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{s2d} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{rd} - \Phi_{md}) - \omega_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) - \omega_{gl} \Phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr}(I_{ds1} - I_{ds2})) - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

A partir de l'équation (II .11) on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_a \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left(\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{cases} \quad (\text{II} . 27)$$

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

Nous mettons le système d'équations (II.26) sous forme d'un système d'équations d'état.

$$\dot{X} = AX + BU$$

Avec

X : vecteur d'état.

$$\triangleright \quad X = [\Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs1}, \Phi_{qs2}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}]^t$$

U : vecteur de commande

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{r_rL_a}{L_r^2} - \frac{r_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{r_rL_a}{L_r^2} - \frac{r_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [U] = \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sd2} \\ V_{sq1} \\ V_{sq2} \end{bmatrix}; [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd1} \\ \Phi_{sd2} \\ \Phi_{sq1} \\ \Phi_{sq2} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

$$[A]=[A11]+[A12]\omega_s+[A13]\omega_g1$$

$$[A11] = \begin{bmatrix} \frac{r_{s1}L_a}{L^2_{s1}} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s2}L_a}{L^2_{s2}} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L^2_{s1}} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s1}L_a}{L^2_{s1}} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{r_rL_a}{L^2_r} - \frac{r_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{r_rL_a}{L^2_r} - \frac{r_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$[A12] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [A13] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

II.5. Les onduleurs

Les onduleurs de tension triphasée sont des convertisseurs statiques assurant la conversion continue alternative, universellement utilisées pour alimenter avec des tensions variables (amplitude et fréquence réglables) les machines électriques à courant alternatif utilisées comme actionneurs [14]

II.5.1 Présentation d'une alimentation d'un MSADE avec un onduleur de tension

II.5.2. Onduleur de tension à deux niveaux

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Il est constitué de trois bras de commutation. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un interrupteur qui travaillent en commutation forcée [15]. Les six interrupteurs électroniques représentés, peuvent être des transistors (bipolaires, MOSFET, IGBT) associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage. Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaires. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [16]

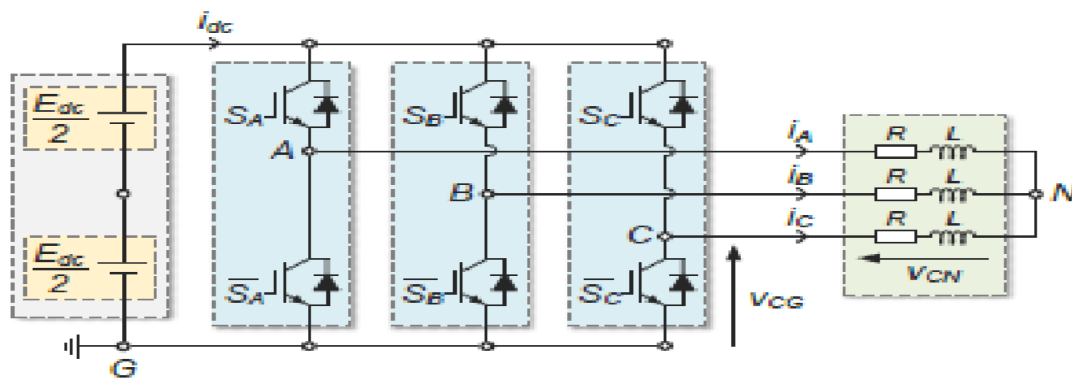


Figure.2.11 Structure d'un onduleur triphasé.

II.5.2.1 Structure d'un onduleur triphasé.

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs.

Il est judicieux de considérer le montage comme étant l'association de trois onduleurs monophasés en demi pont en décomposant la source continue par deux sources équivalentes de tension $\frac{E}{2}$ avec un point milieu, noté O.

On peut alors déterminer l'allure des tensions composées en tenant compte des relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \\ U_{BC} = V_{BO} - V_{CO} \\ U_{CA} = V_{CO} - V_{AO} \end{cases} \quad (\text{II. 28})$$

Au niveau de la charge on peut déduire les relations donnant les expressions des tensions simples :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_A - V_B \\ U_{BC} = V_B - V_C \\ U_{CA} = V_C - V_A \end{cases} \quad (\text{II. 29})$$

Et en effectuant la différence membre à membre entre la première et la troisième relation :

$$\begin{cases} U_{AB} - U_{CA} = 2V_A - (V_B + V_C) \\ U_{BC} - U_{AB} = 2V_B - (V_A + V_C) \\ U_{CA} - U_{BC} = 2V_C - (V_A + V_B) \end{cases} \quad (\text{II. 30})$$

Sachant que les tensions , V_A ; V_B ; V_C , forment un système triphasé équilibré, on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{AB} - U_{CA} = 3V_A \\ U_{BC} - U_{AB} = 3V_B \\ U_{CA} - U_{BC} = 3V_C \end{cases} \quad (\text{II. 31})$$

D'où la nouvelle expression pour les tensions simples :

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) \\ V_B = \frac{1}{3}(U_{BC} - U_{AB}) \\ V_C = \frac{1}{3}(U_{CA} - U_{BC}) \end{cases} \quad (\text{II. 32})$$

On peut déterminer l'expression des tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A, B, C et le point milieu fictif O associé à l'alimentation.

Soit:

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3}[2U_{AO} - U_{BO} - U_{CO}] \\ V_B = \frac{1}{3}[-U_{AO} + 2U_{BO} - U_{CO}] \\ V_C = \frac{1}{3}[-U_{AO} - U_{BO} + 2U_{CO}] \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

On obtient sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire. On peut donc associer à chacun d'eux une valeur binaire décommande S_i , avec ($i = A, B, C$) et telle que :

$S_i=+1$ Interrupteur du haut fermé, interrupteur du bas ouvert.

$S_i=-1$ Interrupteur du haut ouvert, interrupteur du bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \frac{E}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

D'où la nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande S_A, S_B, S_C qui représentent les signaux de commande. Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée. À partir

Dèce résultat on peut donner le modèle de l'onduleur triphasé commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

Pour la première étoile

$$\begin{cases} V_{refas1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{refbs1} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refcs1} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Pour la seconde étoile

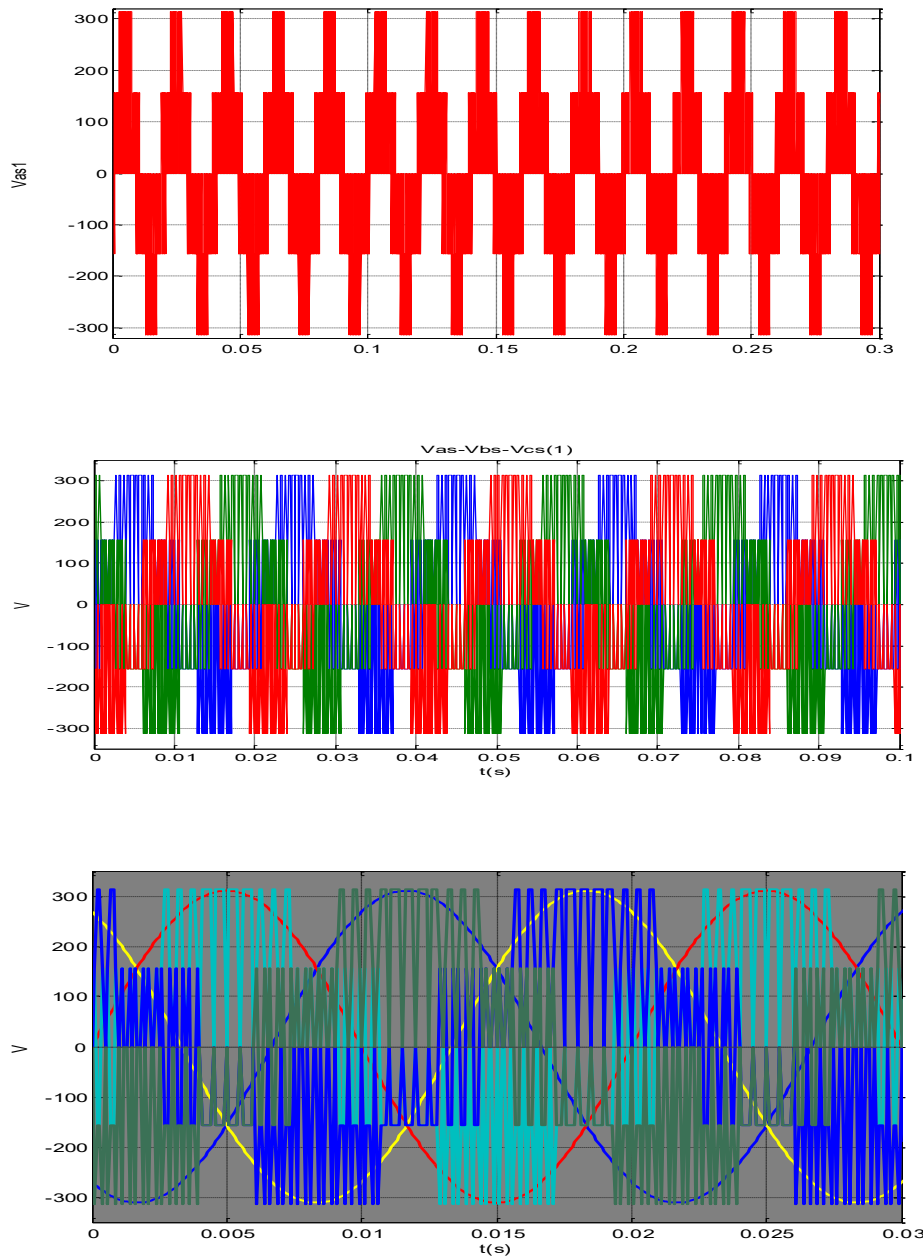
$$\begin{cases} V_{refas1} = V_m \sin(\omega t - \alpha) \\ V_{refbs1} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ V_{refcs1} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[+4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f)
2. Le coefficient de réglage en tension égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur c_r de l'onde de modulation (V_{pm})



II.6. Résultats de simulation:

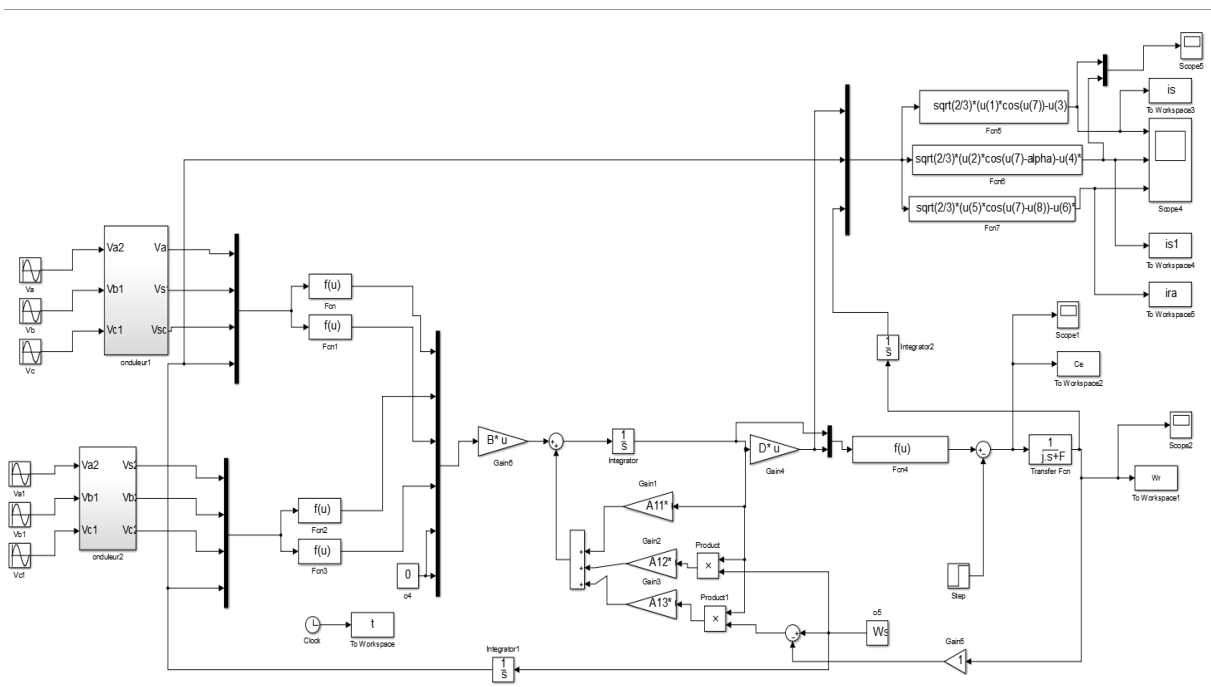
La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées Comme suit :

Pour la première étoile

$$\begin{cases} V_{\text{refas1}} = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_{\text{refbs1}} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{\text{refcs1}} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Pour la seconde étoile

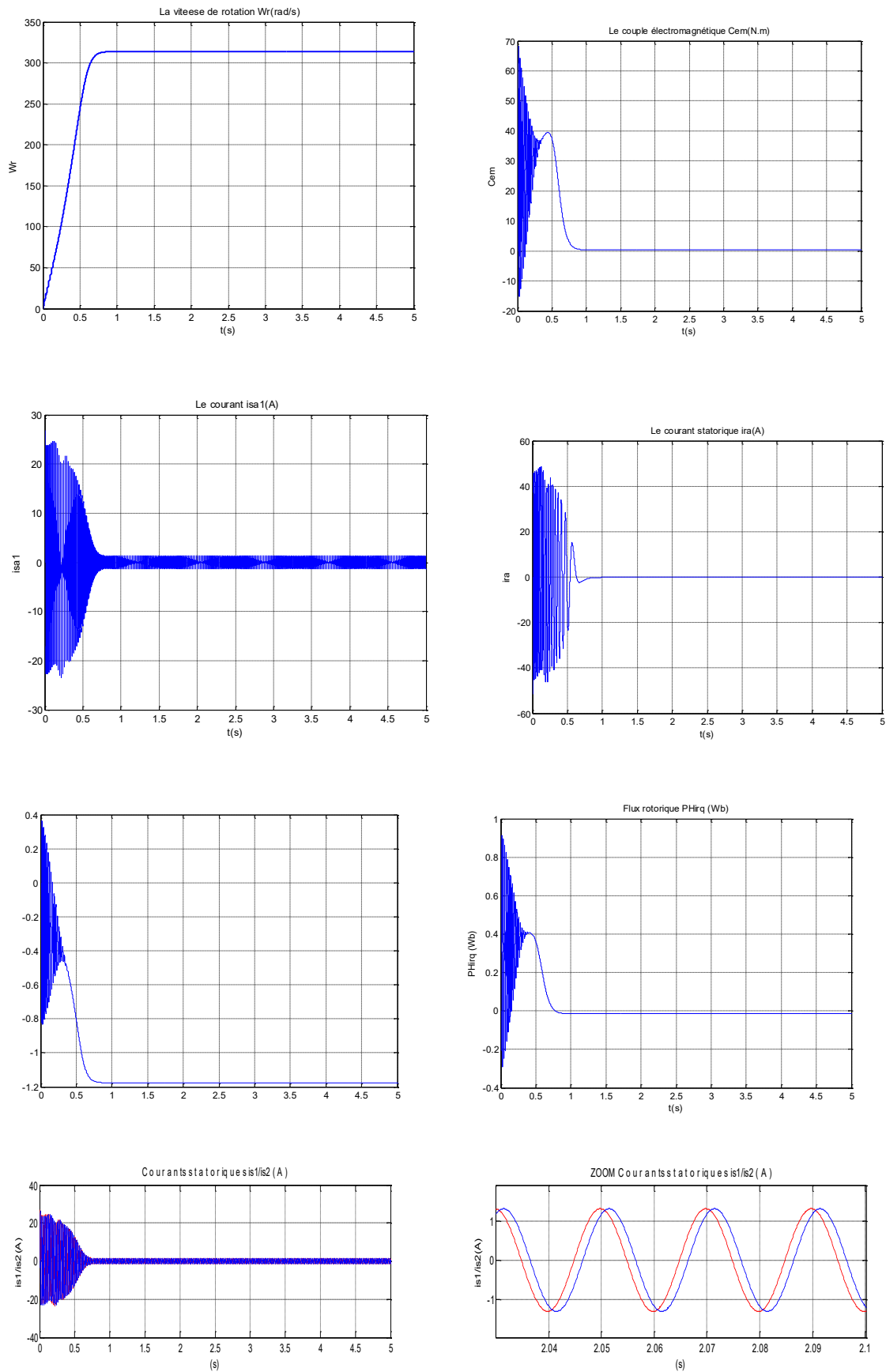
$$\begin{cases} V_{\text{refas1}} = V_m \sin(2\pi ft - \alpha) \\ V_{\text{refbs1}} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ V_{\text{refcs1}} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$



FIGURE(2.2) Schéma de simulation de MASDE alimentée par la tension sinusoïdale

• **Fonctionnement à vide Sans onduleur**

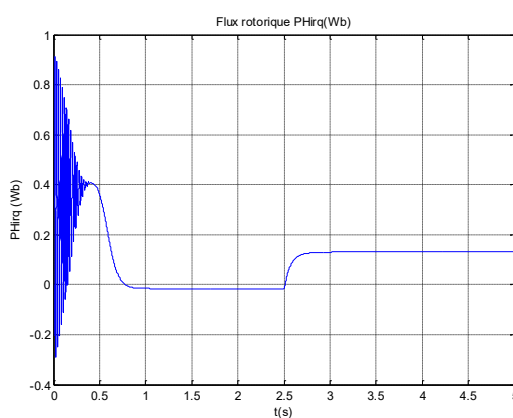
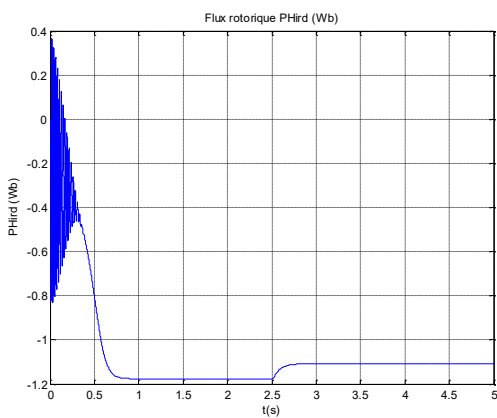
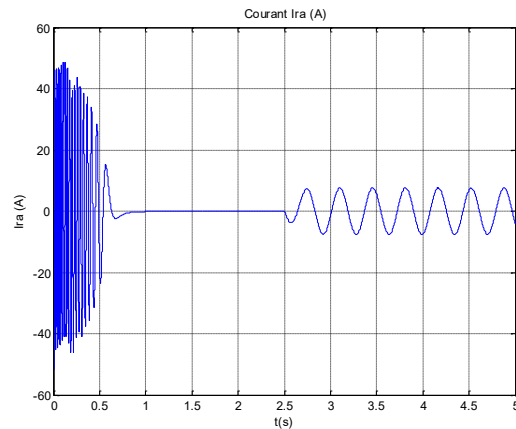
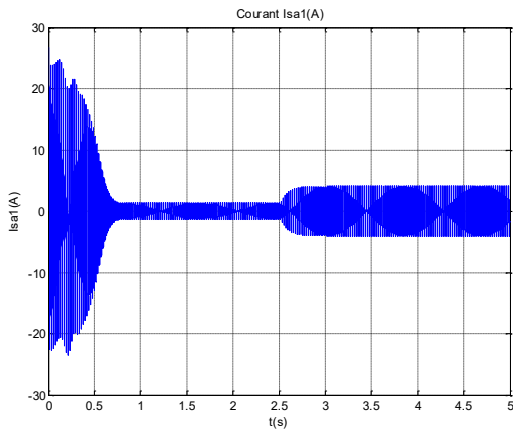
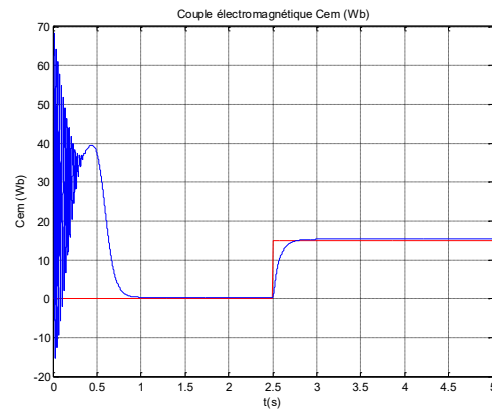
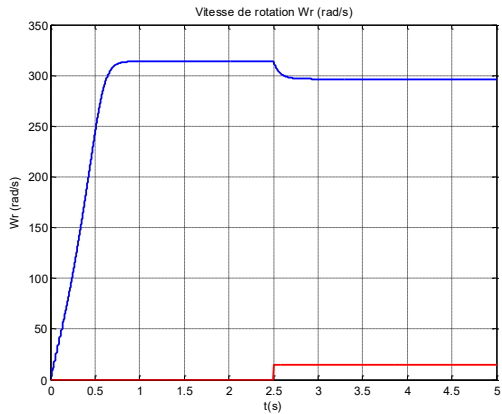
Les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide ($C_r = 0 \text{ N.m}$).



Figure(2.21) : Performances de la MASDE à vide

- **Fonctionnement en charge Sans onduleur**

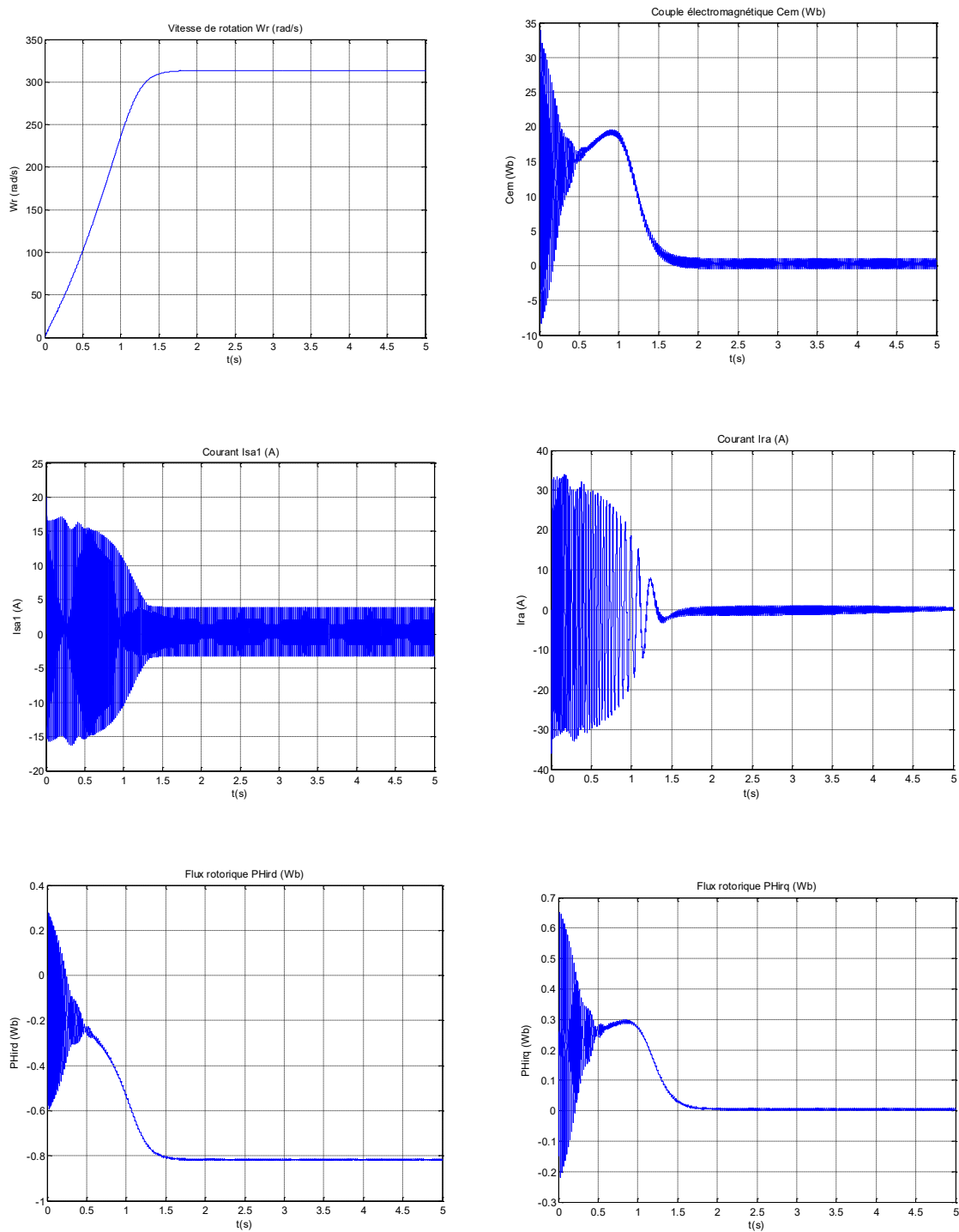
Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application d'une charge $Cr=15 \text{ N.m}$ à partir de l'instant $t=2.5\text{s}$. Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.



Figure(2.22) Performances de la MASDE en charge

• **Fonctionnement à vide avec onduleur**

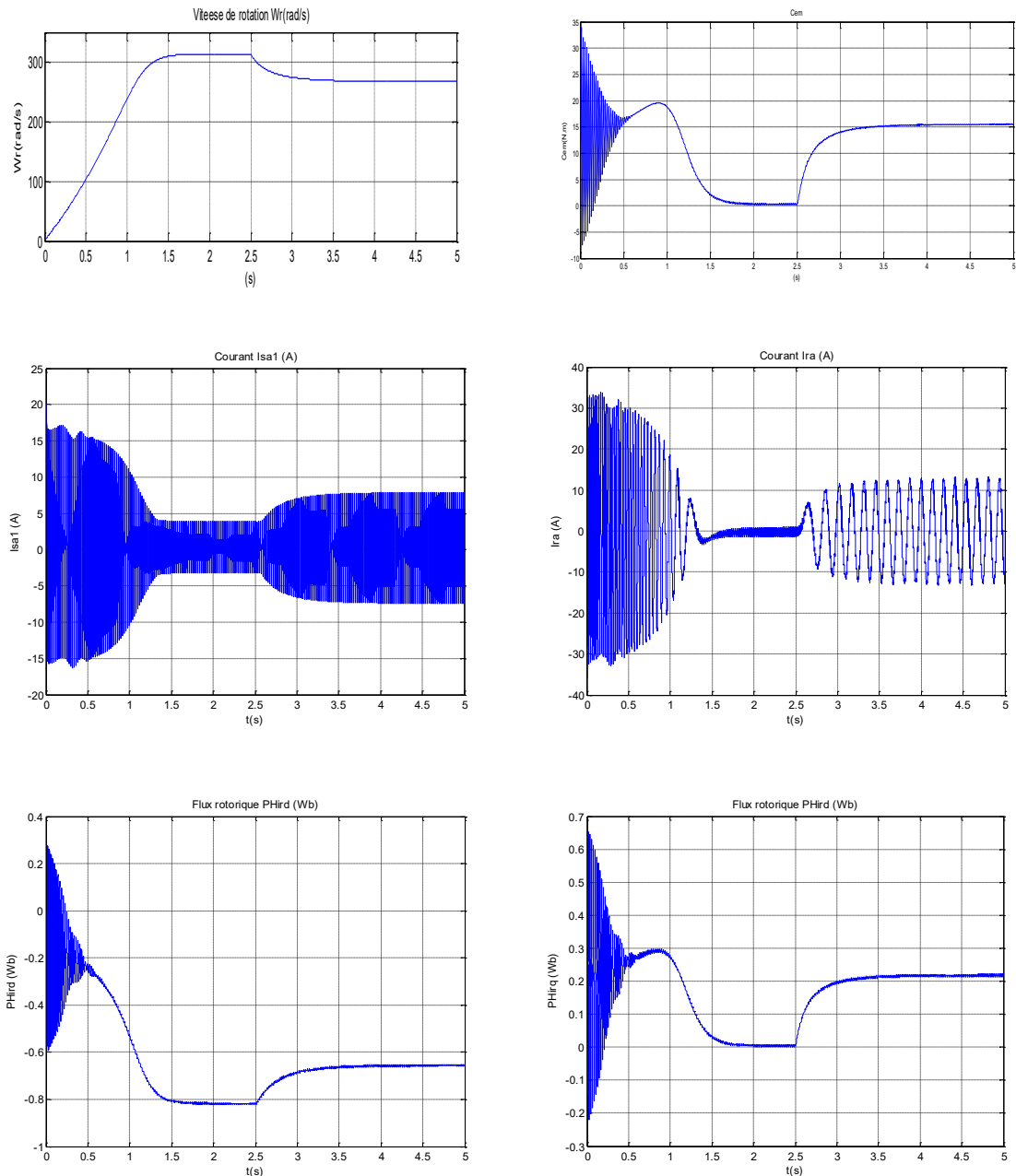
Lors d'un fonctionnement à vide ($C_r = 0 \text{ N.m}$), on obtient les résultats suivants :



Figure(2.23) : Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à vide.

- **Fonctionnement en charge avec onduleur**

Suivi l'application d'un couple de charge $C_r=15 \text{ N.m}$ à partir de l'instant $t = 2.5\text{s}$. on obtient les réponses suivants :



Figure(2.24) :Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

II.6.1. Interprétations des résultats :

- **Sans convertisseur**

Lors de l'application d'un couple résistant de valeur 15 N.m (égale au couple nominale de la MASDE) sur l'arbre de la machine (figure 2.2), on constate que:

- Le couple électromagnétique compense le couple de charge.
- Les flux rotoriques en quadrature et directe sont directement affectés ce qui explique le fort couplage entre la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part.
- Le courant de l'étoile atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide à l'insertion de la charge ($t=2.5s$), le courant augmente .

- **avec convertisseur**

Les résultats représentés par la **figure (2.23) et figure(2.24)**, sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par les deux onduleurs.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Afin de simplifier le modèle de la machine asynchrone double étoile, nous avons utilisé la transformation de Park. Ainsi, le système d'équation d'état de la machine a été réduit de dix à sept équations que nous avons validées à travers une simulation numérique. Lors de fonctionnement de la machine en charge on a vu que la vitesse chute considérablement ce qui nécessite une régulation. Le chapitre suivant présente la régulation de vitesse par la technique de commande vectorielle PI et PI flou type-2.

Chapitre III :

Commande PI flou type 2 appliquée aux MASDE

III.1. Introduction

Les performances dynamiques souhaitées dans le domaine des entraînements électriques modernes doivent satisfaire de nombreuses exigences, en particulier, une excellente dynamique dans une large plage de vitesse. Quel que soit le type de machine, ces performances sont toujours plus contraignantes à mesure des avancées technologiques [17] en termes de commande, par la qualité du découplage entre le flux et le couple.

Actuellement un grand axe des recherches est orienté vers les techniques de commande des machines électriques basées sur l'intelligence artificielle (la logique floue, réseau de neurone, algorithme génétique...) D'autre part, la logique floue fait partie des méthodologies intelligentes, elle est introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances telles que la base des règles et les fonctions d'appartenance, qui sont construites par l'introduction des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain [5] on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse du MASDE , Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation.

III.2. Commande vectorielle direct appliquée à la MASDE

III.2.1. Commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone

Pour surmonter les contraintes dues au fort couplage magnétique entre le stator et le rotor, Hasse (1970) et Blaschke (1972) [18.], ont présenté le principe du découplage entre le flux et le couple de la machine asynchrone, qui permet d'assimiler cette dernière à une machine à courant continu. Ce principe consiste à orienter le flux vers une direction déterminée d'où l'appellation commande à flux orienté, avec une phase et une amplitude imposées à partir des références souhaitées.

III.2.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la MASDE à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects [19.]:

- 1- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre ;
- 2- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire;

En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit (I_a) contrôle le couple et le courant inducteur (I_f) contrôle le flux. La relation du couple électromagnétique est donnée par. $C_{em} = K\Phi I_a = K'I_a$ (III.1)

Avec :

Φ : flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : courant d'induit.

K, K' : constantes.

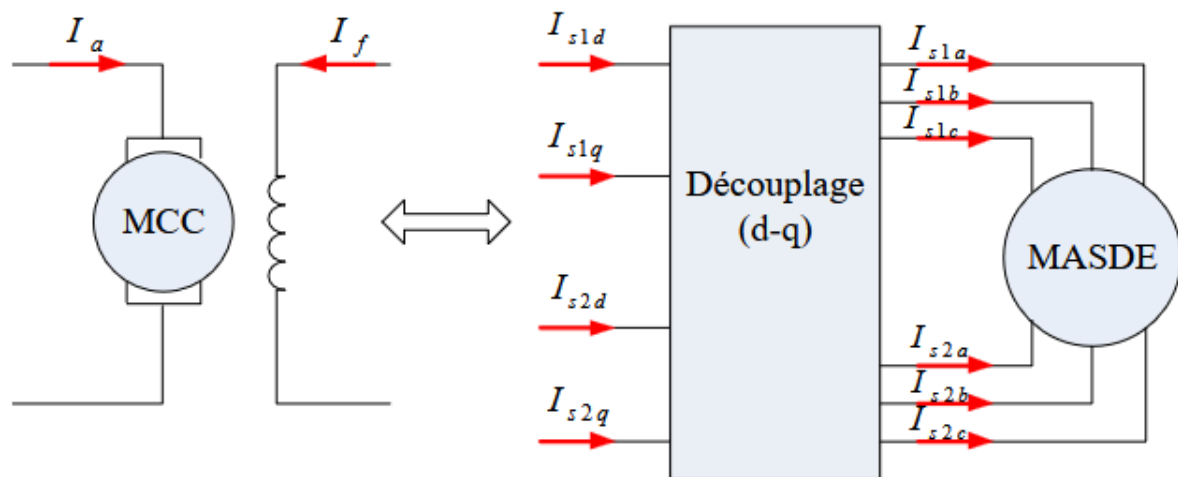


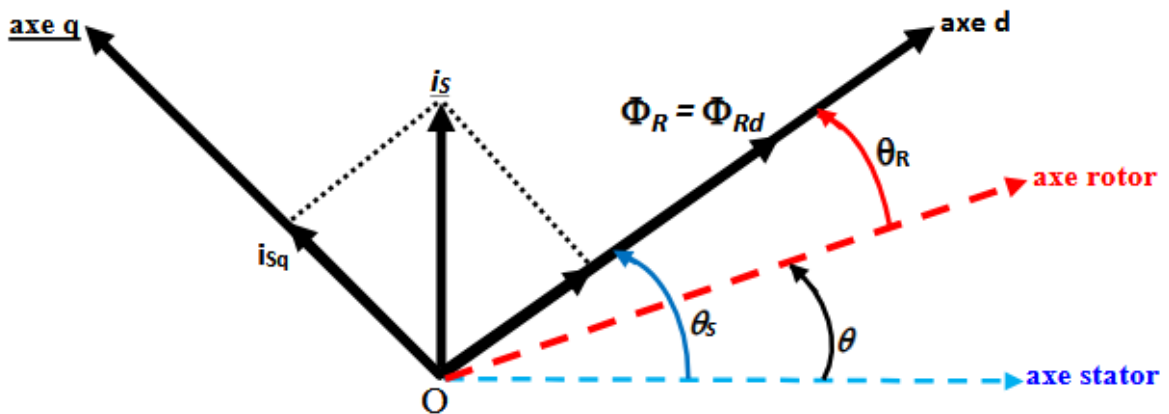
Figure 3.1 : Commande découplée pour machine à courant continu et MASDE

Pour la machine asynchrone à double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Phi_{rd}(I_{s1q} + I_{s2q}) - \Phi_{rq}(I_{s2d} + I_{s2d})] \quad (III.2)$$

Si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est à dire :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad \Phi_{rq} = 0$$


Figure(3.2) Orientation du flux rotorique sur l'axe direct

La relation finale du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} \Phi_{dr}(I_{sq1} + I_{sq2}) = K \Phi_{dr}(I_{sq1} + I_{sq2}) \quad (III.3)$$

Avec :

$$K = p \frac{L_m}{L_r + L_m}$$

III.2.3. Choix d'orientation du flux

On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine. A savoir le flux statorique. Le flux rotorique ou le flux d'entrefer et vérifier le degré de découplage entre le flux et le couple selon ce choix [20]

Orientation du flux rotorique :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad \Phi_{rq} = 0$$

Orientation du flux statorique :

$$\Phi_{sd} = \Phi_s \quad \Phi_{sq} = 0$$

Orientation du flux d'entrefer :

$$\Phi_{md} = \Phi_m \quad \Phi_{mq} = 0$$

III.2.4. Différentes méthodes de la commande vectorielle

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, directs et indirects .[21]

III.2.4.1. Commande vectorielle indirecte

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [22]. 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.

III.2.4.2. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci doit être vérifié quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système[18]

Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes et de manière à en déduire l'amplitude et la position, les capteurs mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements; les signaux captés sont entachés d'harmoniques d'encoche et leur fréquence varie avec la vitesse ceci nécessite des filtres ajustables. La précision de la définition des flux

dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique. La mesure directe permet de connaître exactement la position des flux. Ce mode de contrôle permet de garantir un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. Dans la majorité des cas, on ne dispose pas de capteur de flux et on fait donc appel à des estimateurs et à des observateurs à partir des mesures effectuées sur le montage. Dans ce travail, le contrôle vectoriel direct est adopté. [5]

III.2.5. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d, q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de Φ_r . Le flux étant orienté sur l'axe d. [23]

Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure suivante :

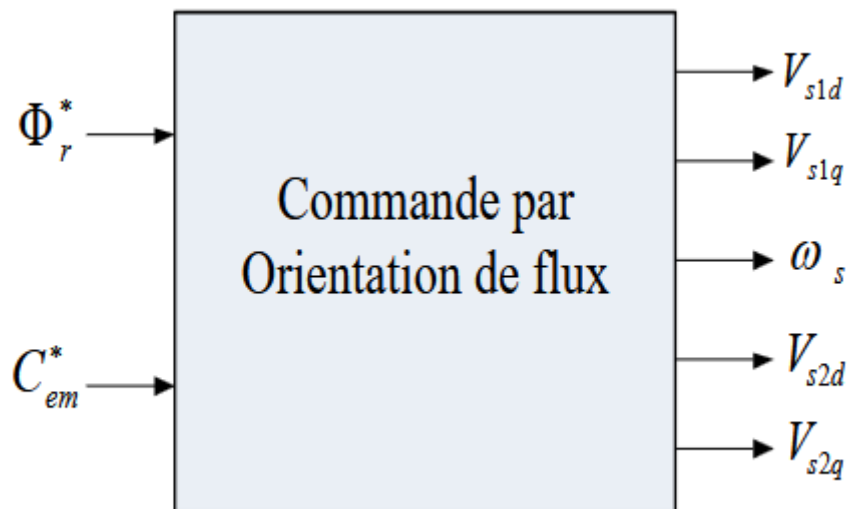


Figure (3.3): Schéma Bloc de la commande à flux orienté

Si on considère comme référence de commande le flux rotorique Φ_r^* et le couple C_{em}^* et tenant compte la condition $\Phi_{rd} = \Phi_r^*$ et $\Phi_{rq} = 0$, on peut écrire :

$$I_{rd} = \frac{\Phi^*}{L_m + L_r} - \eta(I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (III.5)$$

$$I_{rq} = -\eta(I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (III.6)$$

$$\Phi^*_r = L_m(I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (III.7)$$

$$\text{Avec : } \eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

En remplaçant (III.5) et (III.6) dans (II.22) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{s1d} = (L_{s1} + \eta L_r)I_{s1d} + \eta L_r I_{s2d} + \eta \Phi^*_r \\ \Phi_{s1q} = (L_{s1} + \eta L_r)I_{s1q} + \eta L_r I_{s2q} \\ \Phi_{s2d} = (L_{s2} + \eta L_r)I_{s2d} + \eta L_r I_{s1d} + \eta \Phi^*_r \\ \Phi_{s2q} = (L_{s2} + \eta L_r)I_{s2q} + \eta L_r I_{s1q} \end{cases} \quad (III.8)$$

$$I_{rq} = -\frac{\omega^*_{sr} \Phi^*_r}{R_r} \quad (III.9)$$

(En remplaçant le système d'équation (III.8), dans les systèmes d'équations(II.21) et on trouve :

$$\begin{cases} V^*_{s1d} = R_{s1}I_{s1d} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1d} - \omega^*_s (L_{s1}I_{s1q} + T_r \omega^*_{sr} \Phi^*_r) \\ V^*_{s1q} = R_{s1}I_{s1q} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1q} - \omega^*_s (L_{s1}I_{s1d} + \Phi^*_r) \\ V^*_{s2d} = R_{s2}I_{s2d} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2d} - \omega^*_s (L_{s2}I_{s2q} + T_r \omega^*_{sr} \Phi^*_r) \\ V^*_{s2q} = R_{s2}I_{s2q} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2q} - \omega^*_s (L_{s2}I_{s2d} + \Phi^*_r) \end{cases} \quad (III.10)$$

$$\text{Avec } \omega^*_{sr} = \omega^*_s - \omega^*_r$$

En introduisant l'équation (III.6) dans (III.9) on tire :

$$\omega^*_{sr} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi^*_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (III.11)$$

D'autre part à partir de l'expression du couple (3.6) on trouve :

$$(I_{s1q} + I_{s2q}) = \frac{C^*_{em}}{K \Phi^*_{rd}} \quad (III.12)$$

On démontre que: $C_{em}^* = K\Phi_{rd}^*(I_{s1q} + I_{s2q})$

III.2.5.1. 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 [24].

III.2.5.2. Découplage par compensation

La relation (3.11) montre que 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 [25.].

Cela revient à définir deux nouvelles variables de commande $V_{s1d}, V_{s1q}, V_{s2d}, V_{s2q}$ telle que :

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1}I_{s1d} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1d} \\ V_{s1q} = R_{s1}I_{s1q} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{s1q} \\ V_{s2d} = R_{s2}I_{s2d} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2d} \\ V_{s2q} = R_{s2}I_{s2q} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{s2q} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

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

$$\begin{cases} V_{s1d}^* = V_{s1d} - \omega_s^*(L_{s1}I_{s1q} + T_r\omega_{sr}^*\Phi_r^*) \\ V_{s1q}^* = V_{s1q} + \omega_s^*(L_{s1}I_{s1d} + \Phi_r^*) \\ V_{s2d}^* = V_{s2d} - \omega_s^*(L_{s2}I_{s2q} + T_r\omega_{sr}^*\Phi_r^*) \\ V_{s2q}^* = V_{s2q} + \omega_s^*(L_{s2}I_{s2d} + \Phi_r^*) \end{cases}$$

Donc

$$\begin{cases} V_{s1d}^* = V_{s1d} - e_1 \\ V_{s1q}^* = V_{s1q} + e_2 \\ V_{s2d}^* = V_{s2d} - e_3 \\ V_{s2q}^* = V_{s2q} + e_4 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Pour réaliser un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques et on obtient à leur sorties les tensions statoriques. La figure (3.4) présente le principe de découplage par compensation.

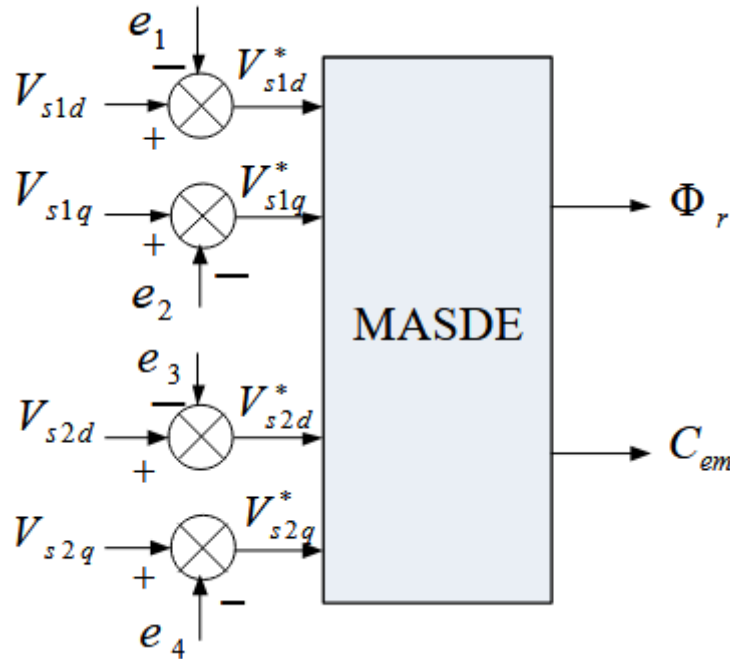


Figure (3.4): Découplage par compensation

- Les tensions V_{s1d} V_{s2d} permet de commander le courant I_{s1d} I_{s2d} donc le flux Φ_r .
- Les tensions V_{s1q} V_{s2q} permet de commander le courant I_{s1q} I_{s2q} donc le couple C_{em} ou la vitesse Ω .

Comme on constaté, les entrées et les sorties du système sont couplées les unes au autres, et pour remédier a ce problème on a ajouté a la sortie de la machine des termes de découplage. De cette manière on a pu modéliser le processus sous forme d'un ensemble de système monovariabiles évoluant en parallèle, alors le modèle de la MASDE est réduit a un ensemble d'équations de premier ordre facile a commander, du coup les commandes sont non interactives. Le schéma bloc de découplage par compensation est donné par la figure (3.5).sachant que :

$$I_{s1d} = I_{s2d} \text{ et } I_{s1q} = I_{s2q}.$$

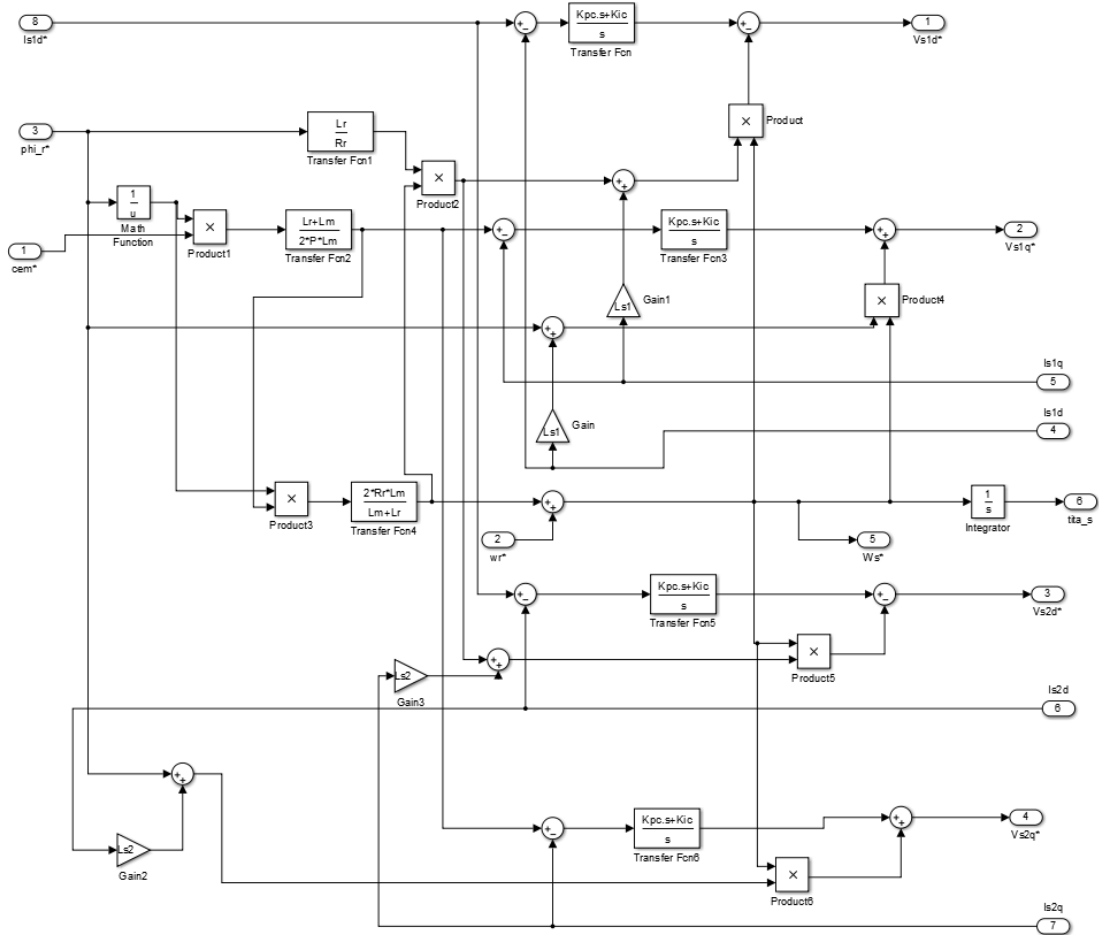


Figure (3.5): Bloc de découplage en tension direct

III.2.6. Estimateur du flux

Le flux rotorique estimé se détermine comme suit [26]:

A partir des équations des tensions rotoriques (II.31), on tire :

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{rd} = -R_r I_{rd} + \omega_{sr} \hat{\Phi}_{rq} \tag{III.15}$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{rq} = -R_r I_{rq} + \omega_{sr} \hat{\Phi}_{rd} \tag{III.16}$$

Et à partir des équations des flux rotoriques (II.32), on obtient :

$$I_{rd} = \frac{1}{(L_m+L_r)} [\hat{\Phi}_{rd} - L_m(I_{s1d} + I_{s2d})] \tag{III.17}$$

$$I_{rq} = \frac{1}{(L_m+L_r)} [\hat{\Phi}_{rq} - L_m(I_{s1q} + I_{s2q})] \tag{III.18}$$

En remplaçant (III.17) dans (III.15) et (III.18) dans (III.16), on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{rd} = \frac{R_r L_m}{(L_m+L_r)} (I_{s1d} + I_{s2d}) - \frac{R_r}{(L_m+L_r)} \hat{\Phi}_{rd} + \omega_{sr} \hat{\Phi}_{rq} \\ \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{rq} = \frac{R_r L_m}{(L_m+L_r)} (I_{s1q} + I_{s2q}) - \frac{R_r}{(L_m+L_r)} \hat{\Phi}_{rq} + \omega_{sr} \hat{\Phi}_{rd} \end{cases} \tag{III.19}$$

D'où, le module du flux rotorique estimé est donné par :

$$\hat{\Phi}_r = \sqrt{\hat{\Phi}_{rd}^2 + \hat{\Phi}_{rq}^2} \tag{III.20}$$

La figure (3.6) schématise le principe de la commande à flux orienté directe (DFOC).

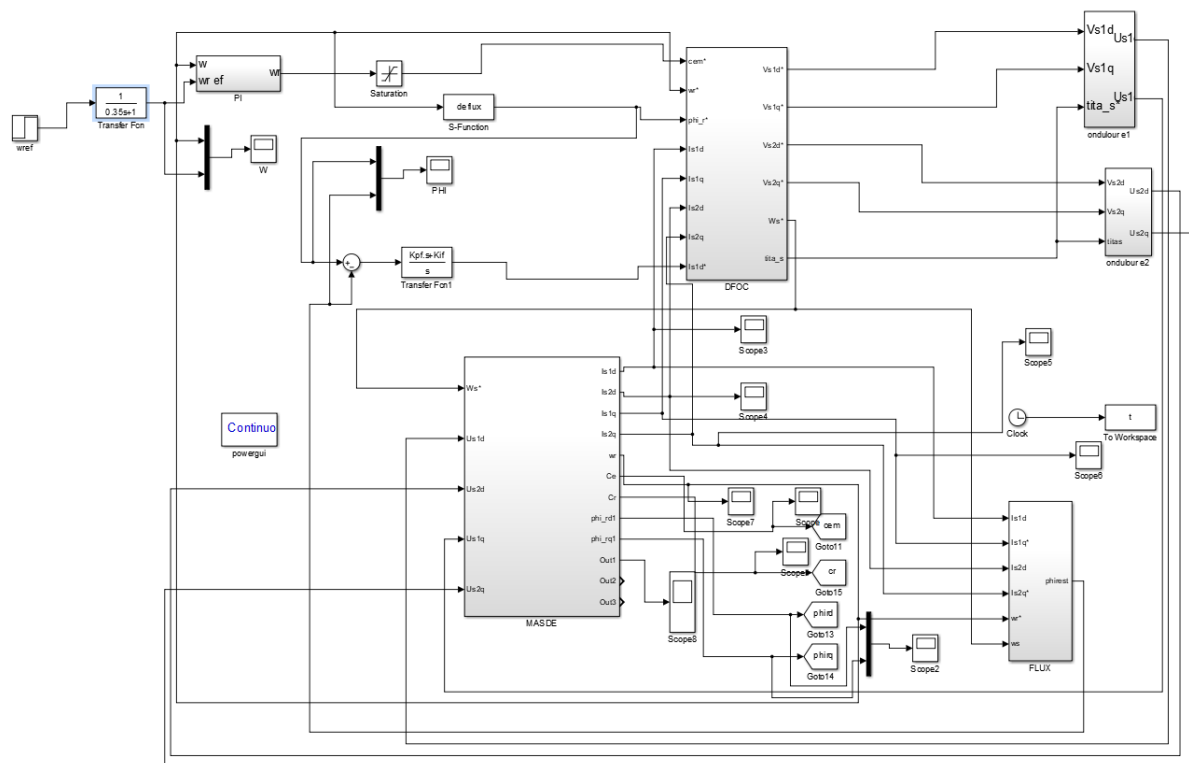


Figure (3.6): Régulation de la vitesse par la méthode directe

III.2.7. Résultats de simulation

Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur une MASDE alimentée par un deux onduleur de tension à deux niveau, et pilotée par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

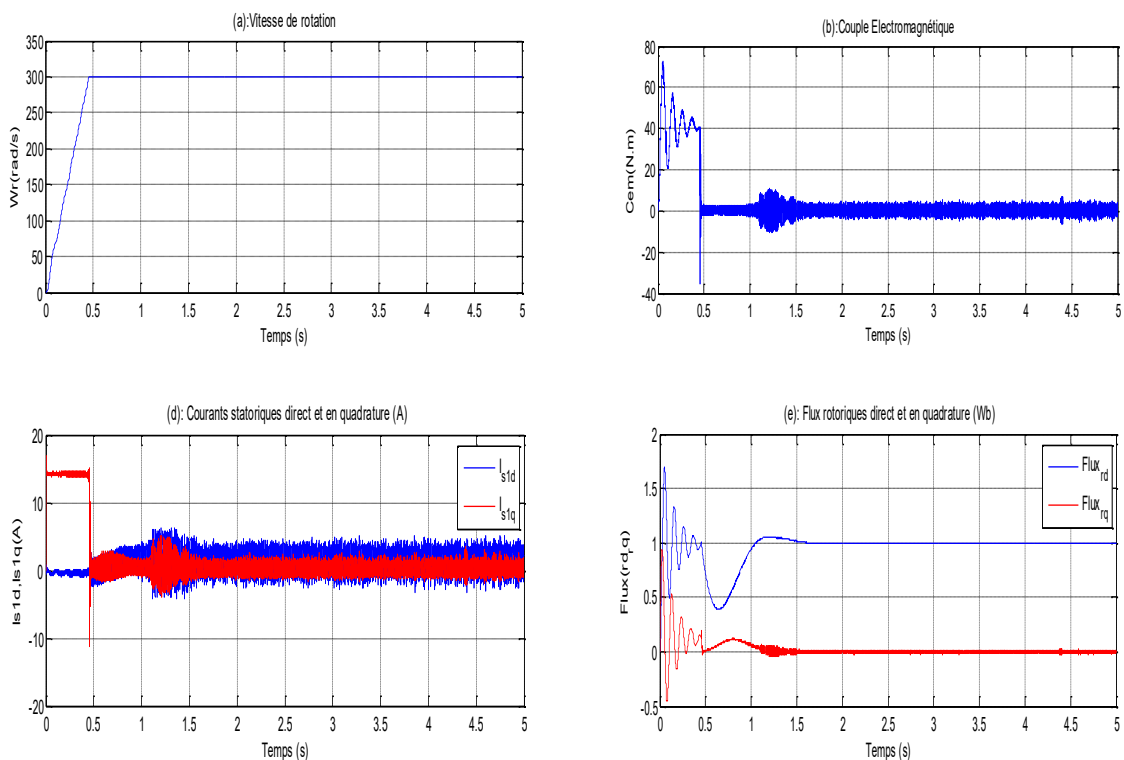
Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : démarrage à vide et puis d'une application de charge, variation de la charge, l'inversion du sens de rotation, robustesse vis-à-vis la variation paramétriques.

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,



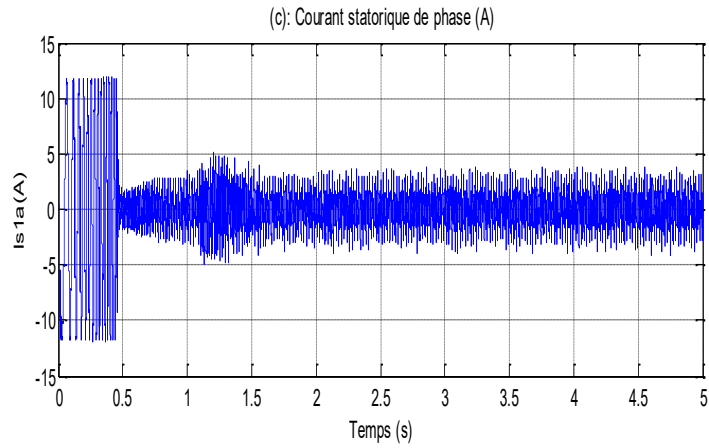
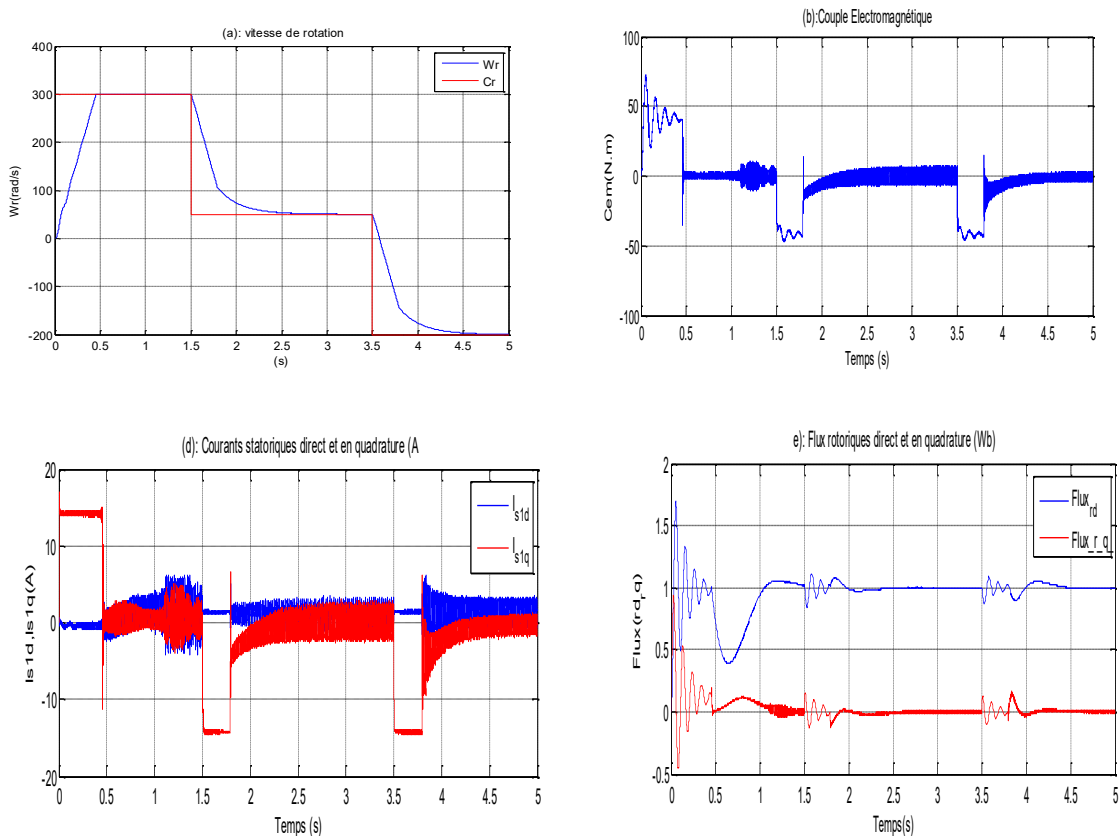


Figure (3.7): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de la MASDE à vide

- **Test de changement du sens de rotation**

Afin de tester la commande vectorielle appliquée à la MASDE, vis à vis d'une variation importante de la référence de vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse 300rad/s, 50rad/s, -200rad/s respectivement entre les intervalles de temps $t= [0.5]$ s,

$t= [1.53.5]$ s, $t= [3.5 5]$ s



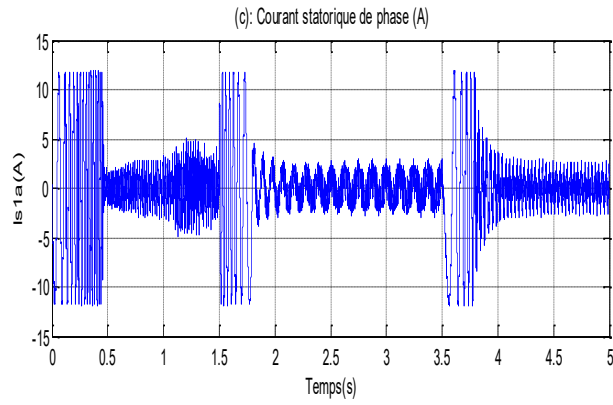
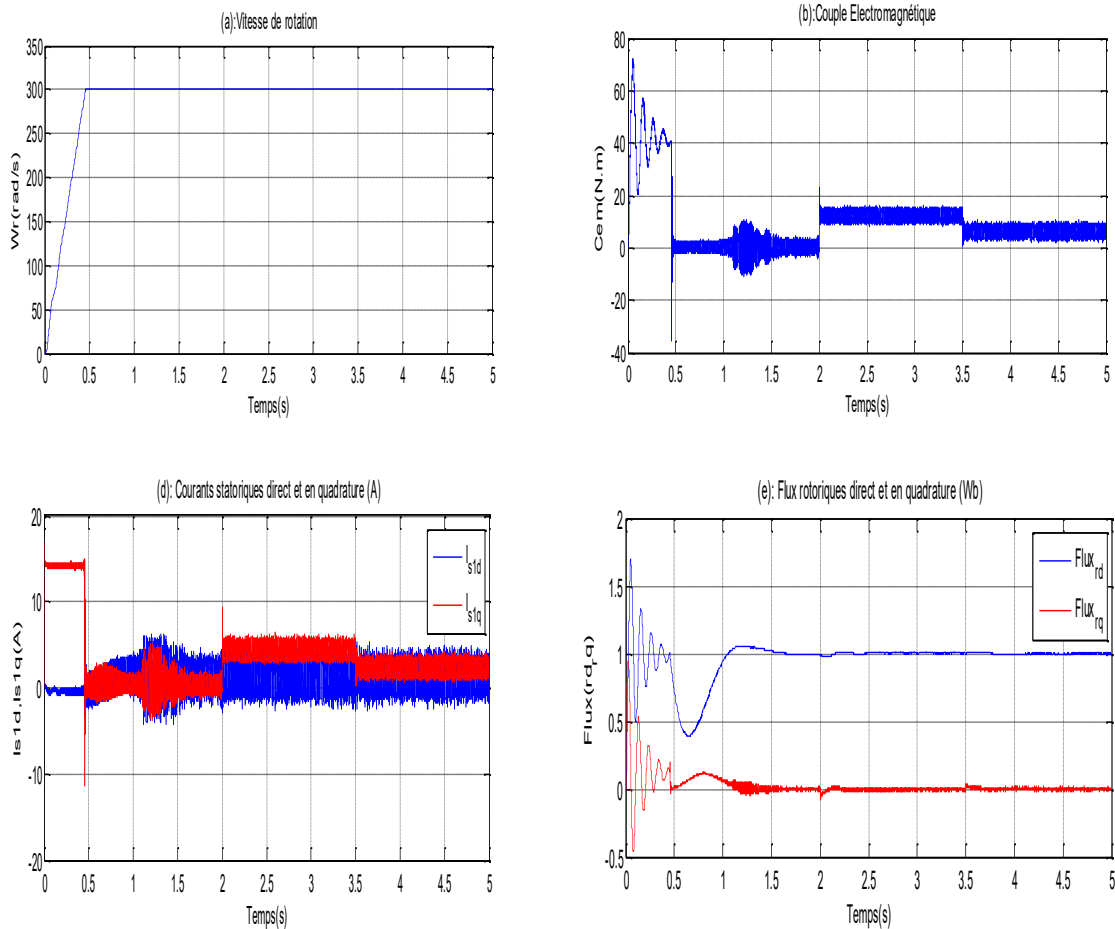


Figure (3.8): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de variation de vitesse de la MASDE

• **Test de variation de la charge :**

Dans ce test on applique des charges nominales $C_r = 12\text{N.m}$ et $C_r = 6\text{N.m}$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2\ 3.5]\text{s}$ et $t = [3.55]\text{s}$ en imposant la vitesse de référence 300rad/s .



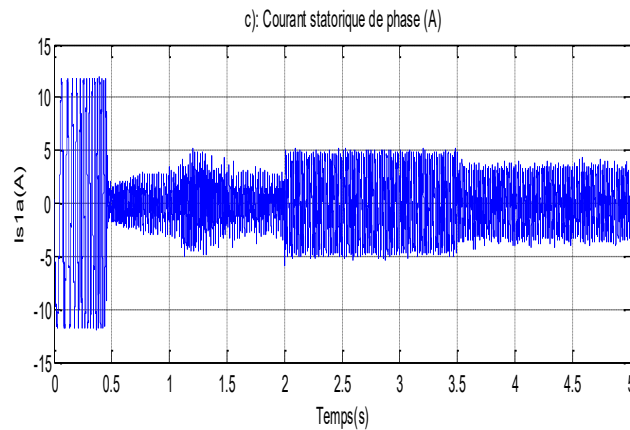


Figure (3.9): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DFOC en cas de variation de la charge de la MASDE

III.3. Réglage robuste de la vitesse appliquée à la MASDE par la logique floue type-1 et type-2

III.3.1. définition

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 [27].

III.3.2. Principe de la logique floue

Le principe de réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine du fait que les variables traitées ne sont pas des variables logiques mais des variables linguistiques, proches du langage humain. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système [28]. Toute une série de notions fondamentales est développée dans la logique floue. Ces notions permettent de démontrer et de justifier certains principes de base.

III.3.3. Quelques domaines d'applications

La commande floue s'avère être le champ d'application le plus actif à travers le monde [29.].

Parmi des applications de la commande floue:

➤ **Automobile :**

- Contrôle de la climatisation automatique.
- Boîtes de vitesses intelligentes.
- Systèmes de freinage ABS améliorés.

➤ **Robotique :**

- Navigation autonome des robots en environnements incertains.
- Interaction homme-machine plus naturelle.

➤ **Systèmes experts et intelligence artificielle :**

- Prise de décision en environnement incertain.
- Systèmes de recommandation.

➤ **Industrie et automatisation :**

- Régulation de processus complexes (température, pression, etc.).
- Optimisation de la production dans des conditions fluctuantes.

III.3.3.1. Les avantages et les inconvénients du réglage par logique floue

Les avantages essentiels sont [30] :

- La commande floue est en général robuste.
- La commande peut facilement être auto-adaptative
- Pas de modèle mathématique requis pour le procédé à réguler.

- La théorie est simple et peut s'appliquer à des systèmes complexes.

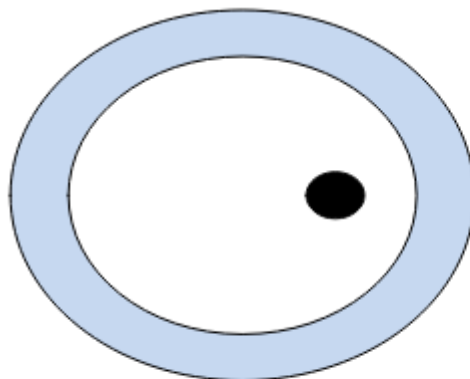
Par contre, les inconvénients sont :

- La précision du réglage souvent peu élevée.
- La cohérence des inférences non garantie à priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).
- La technique de réglage est totalement empirique.
- Les performances dépendent directement de l'expertise.
- Il y a aucune démonstration possible, par exemple il est impossible de prouver stabilité de la boucle.
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.

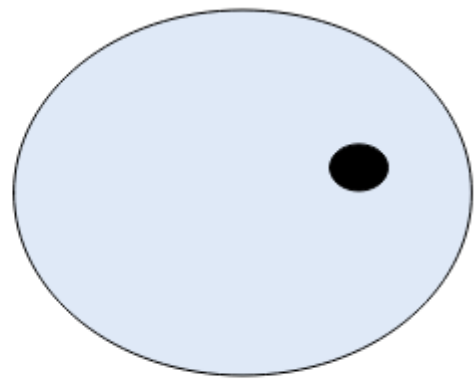
III.3.4. Eléments de base de la logique floue type 1 :

III.3.4.1. Les ensembles flous:

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certains ensembles [28.]. La théorie de ces ensembles flous repose donc sur la notion d'appartenance partielle: chaque élément appartient partiellement ou graduellement aux ensembles flous définis au préalable. Le contour de chaque ensemble flou de la figure (3.11) n'est pas "net", mais "flou" ou "graduel", ce qui différencie les deux théories sur les ensembles. Dans les ensembles flous, la permission qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble appelle le degré d'appartenance. ZADEH a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre : zéro, grand, négatif, petit...



a. Ensemble Classique



b. Ensemble Flou

Figure (3.10): Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou

Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1, on parle alors de fonction d'appartenance μ .

III.3.4.2. Variable linguistique

La notion de variable linguistique permet de modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur est inconnue. La variable linguistique peut être représentée par un triplet $(x, T(x), X)$ avec:

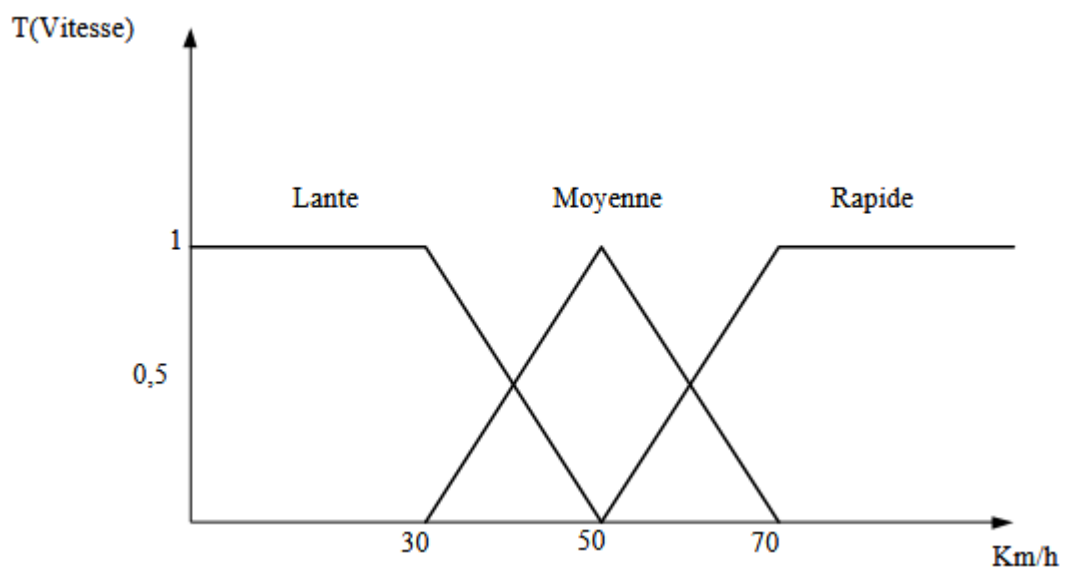
« x » le nom de la variable linguistique,

« $T(x)$ » l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de « x »

« X » univers de discours

Par exemple :

$x = \text{Vitesse}$ est une variable linguistique, son ensemble de valeurs peut être : $T(\text{Vitesse}) = [\text{Lente}, \text{Moyenne}, \text{Rapide}]$ où chaque terme dans $T(\text{Vitesse})$ est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $X = [0, 70]$ (Figure. 3.11).

**Figure (3.11):** Exemple d'une représentation floue de la variable (Vitesse)

III.3.4.3. Différentes formes de fonction d'appartenance

En général, on utilise pour les fonctions d'appartenance trois formes géométriques : Trapézoïdale, triangulaire et gaussienne, [31]. Les deux premières sont les plus souvent employées en raison de leurs simplicités.

Dans ce contexte on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par $\mu_A(x)$, qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance.

Il est à noter que l'ensemble des éléments de x pour lesquels $\mu_A(x) > 0$, Est appelé « support de A ». Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes [32]:

- **Fonction d'appartenance de type Triangulaire :**

$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } x \in [b, c] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

- **Fonction d'appartenance de type Trapézoïdale**

$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ 1 & \text{si } x \in [b, c] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } x \in [c, d] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

- **Fonction d'appartenance de type gaussienne**

$$\mu_A(x) = \exp\left(-\left(\frac{x-m}{2s}\right)^2\right) \quad (\text{III.23})$$

avec: - m : Centre de la gaussienne.

- s : Sa largeur.

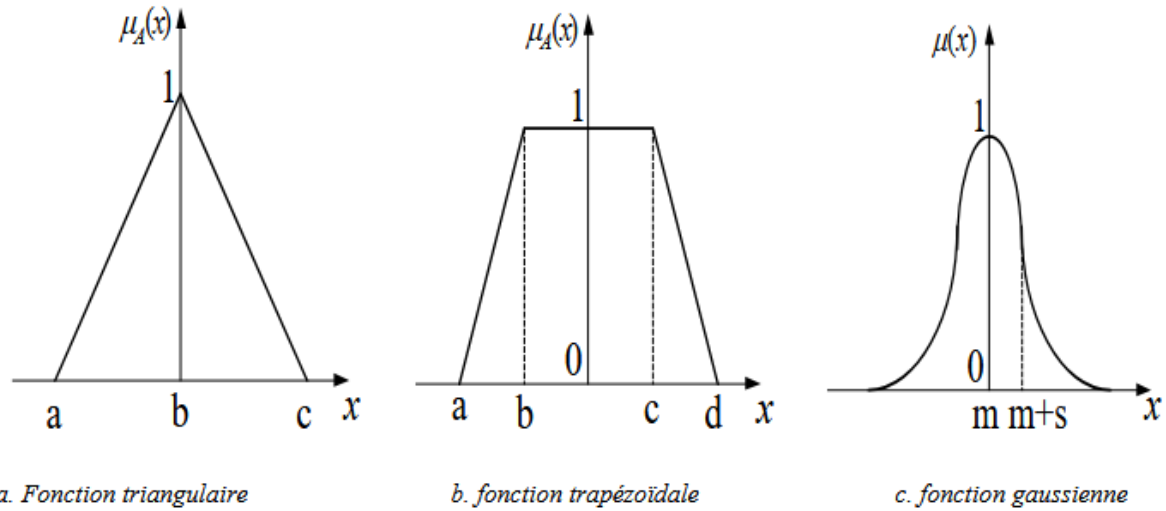


Figure (3.12): Formes usuelles des fonctions d'appartenance

III.3.5. Opérateurs en logique floue :

Soient A et B deux ensembles flous dans U ayant respectivement μ_A, μ_B comme fonctions d'appartenance. L'union, l'intersection et la complémentation des ensembles flous sont définis à l'aide de leur fonction d'appartenance.

Union (opérateur OU) : L'union de deux sous-ensembles flous A et B de E est un sous-ensemble flou $A \cup B$ qui est défini par le plus grand sous-ensemble flou qui contient A et qui contient B. Sa fonction d'appartenance est donnée par :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)]; \forall x \in E \quad (\text{III.24})$$

Intersection (opérateur ET) : L'intersection de deux sous-ensembles flous A et B de E est un sous ensemble flou $A \cap B$ qui est défini par le plus petit sous-ensemble contenu à la fois dans A et dans B. Sa fonction d'appartenance est donnée par :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)]; \forall x \in E \quad (\text{III.25})$$

Complément (opérateur NON) : Le complément d'un sous-ensemble flou A de E est un ensemble flou dénoté par \bar{A} dont la fonction d'appartenance est donnée par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x); \forall x \in E \tag{III.26}$$

Il s'agit de la généralisation des opérateurs négation, intersection et union de la théorie des ensembles ordinaires, voir figure (3.13).

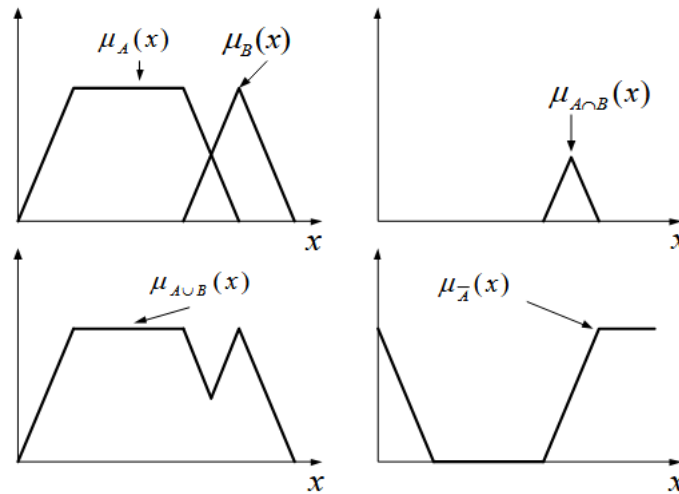


Figure (3.13): Opérateurs logiques

III.3.6. Concept des ensembles flous de type-2

Le concept des systèmes flous type-2 est basé sur les ensembles flous type-2. Ces derniers ont été introduits par Zadeh en 1975 comme extension du concept des ensembles flous ordinaires appelés ensembles flous type-1 [33.]. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un ensemble flou dans [0, 1]. De tels ensembles peuvent être utilisés dans les situations où nous avons de l'incertitude sur les valeurs d'appartenance elles-mêmes. L'incertitude peut être soit dans la forme de la fonction d'appartenance ou dans l'un de ses paramètres.

Considérons la transition des ensembles ordinaires vers les ensembles flous. Lorsque nous ne pouvons pas déterminer le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1, on utilise les ensembles flous type-1. Similairement, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans $[0, 1]$, on utilise alors les ensembles flous type-2. Ainsi, les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude. Alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre [34].

III.3.6.1. Représentation d'un ensemble flou type-2

Une fonction d'appartenance de type-2 peut être vue comme une fonction à deux variables. Pour chaque x de l'univers du discours et degré d'appartenance primaire μ_1 , nous aurons une appartenance secondaire μ_2 qui est un nombre ordinaire dans l'intervalle $[0,1]$. Ainsi, une fonction d'appartenance peut être définie par :

$$\mu_2(x, \mu_1): X \times [0,1] \rightarrow [0,1] \quad (\text{III.27})$$

X définit l'espace des entrées x . La figure (3.14) est une représentation en trois dimensions d'un ensemble flou type-2 gaussien, dont la fonction d'appartenance principale est gaussienne.

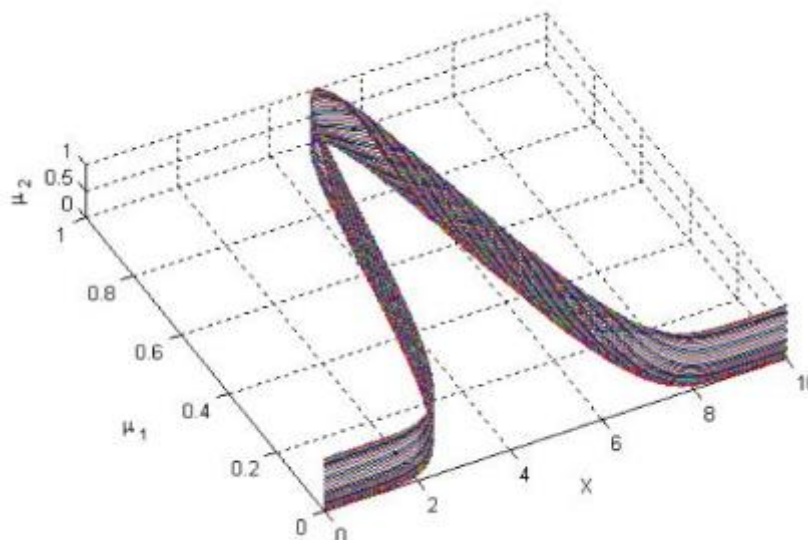


Figure (3.14): Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien.

III.3.6.2. Définitions

Un ensemble flou type-2, noté \tilde{A} est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle, $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$, c-à-d :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, \mu) / (x, \mu) J_x \subseteq [0,1] \tag{III.28}$$

Avec \int dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur x et u avec

$$0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, \mu) \leq 1$$

À chaque point fixe x de X, J_x est l'appartenance primaire de x, et x est appelé variable primaire. A chaque valeur de x, notée $x = x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ est appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$. Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$

Donc pour $x' \in X$ et $\forall u \in J_{x'} \subseteq [0,1]$, on a :

$$\mu_{\tilde{A}}(x = x', u) \cong \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(\mu) / u J_{x'} \subseteq [0,1] \tag{III.29}$$

Avec $0 \leq f_x(\mu) \leq 1$ Puisque $\forall x_2$ ce x_2 va appartenir à X, c.-à-d. $x' \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu_{\tilde{A}}(x)$ 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 (III.29), on peut écrire \tilde{A} . sous la forme suivante :

$$\tilde{A} = \{(x, \mu_{\tilde{A}}(x)) / \forall x \in X\} \tag{III.30}$$

ou comme

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / (u) \right] / x J_x \subseteq [0,1] \tag{III.31}$$

On représente sur la figure (3.16) les grandeurs floues déjà expliqués, voir [35.], [36.]. Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé appartenance primaire de x noté J_x telle que $J_x \subseteq [0,1] \forall x \in X$

L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée degré d'appartenance secondaire noté $f_x(u)$

Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont tous 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 terme des bornes gauches et droites $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c-s, c+s]$ où $c=(l+r)/2$ et

$$s= (r-l)/ 2.$$

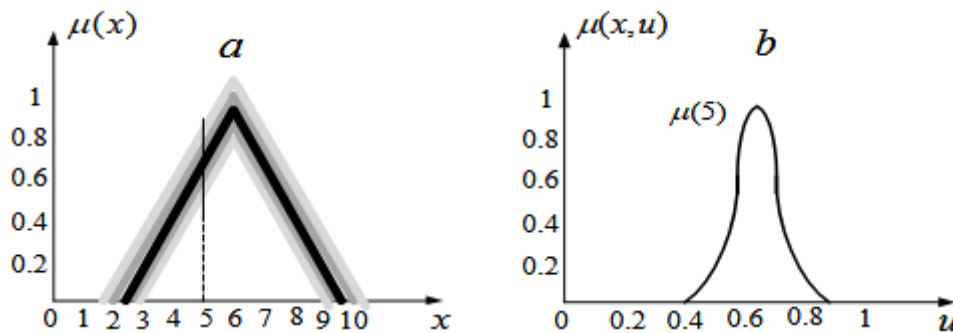


Figure (3.16): Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien.

(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 :

$$u_{principale}(x) = \int_{x \in X} u / x \text{ ou } f_{x'}(u) = 1 \tag{III.32}$$

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

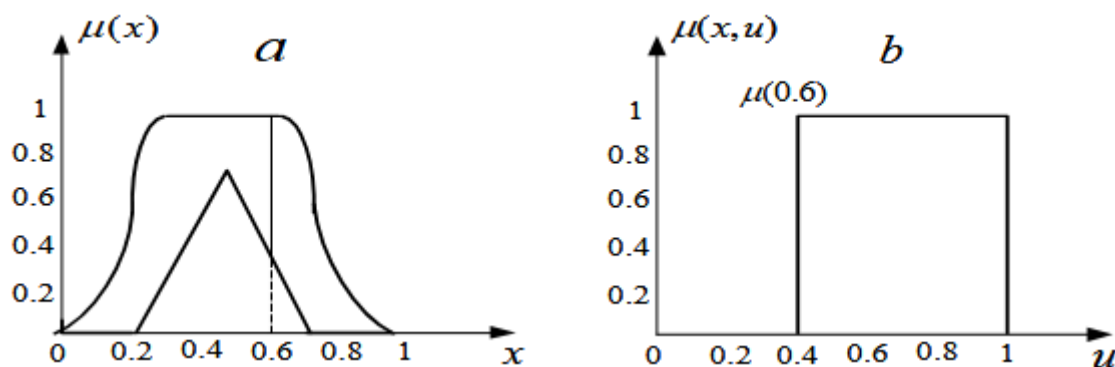


Figure (3.16): Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle.

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

- L'incertitude dans un ensemble flou type-2 \tilde{A} est représentée par une région bornée appelée «Footprint Of Uncertainty » FOU. C'est l'union de toutes les appartenances primaires : $FOU(\tilde{A}) = \cup_{x \in X} J_x$
- Fonction d'appartenance supérieur et fonction d'appartenance inférieur sont des fonctions d'appartenances de type-1 et sont les frontières du FOU d'un ensemble flou \tilde{A} type-2
- La fonction d'appartenance supérieure sera notée par $\bar{u}_{\tilde{A}}(x) \forall x \in X$ et la fonction d'appartenance inférieure sera notée par $\underline{u}_{\tilde{A}}(x) \forall x \in X$, alors nous avons :

$$\bar{u}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \tag{III.33}$$

$$\underline{u}_{\tilde{A}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \tag{III.34}$$

III.3.7. Systèmes flous type-2

Un système flou est dit de type-2, s'il inclut au moins un ensemble flou type-2 dans les fonctions d'appartenance définissant ses prémisses ou ses conséquences [34.] [37.]. L'inférence floue, dans ce type de système, conduit à l'obtention d'ensembles flous de sortie de type-2.

La structure d'un système flou type-2 est très similaire à celle d'un système flou type-1. Elle comporte un bloc de fuzzification, une base de règles et un mécanisme d'inférence. La seule différence est au niveau de la sortie. Dans le cas du type-2, le bloc de défuzzification est précédé d'un bloc réduction de type (figure 3.17) [28.] [39.] [40.].

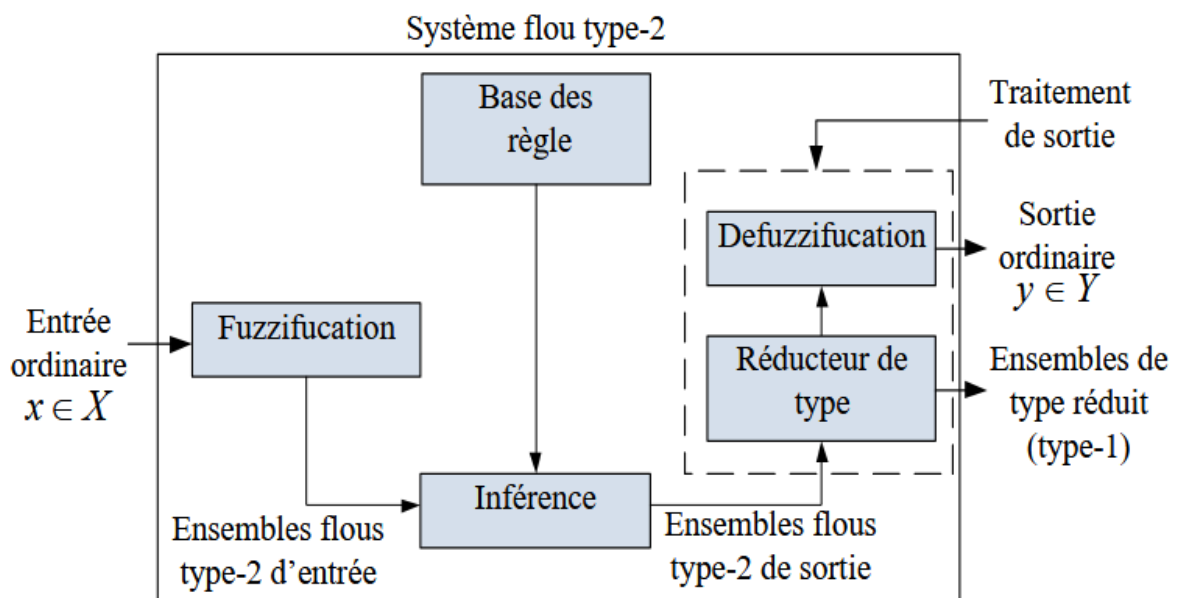


Figure (3.17): Structure générale d'un contrôleur flou type-2.

III.3.7.1. Fuzzification

Contrairement à la fonction d'appartenance type-1, La fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Cette représentation va nous permettre de tenir compte de ce qui a été négligé par le type-1 [41].

Dans cette thèse, seule la fuzzification de type gaussien sera utilisée, en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire.

III.3.7.2. Base des règles

La structure des règles reste exactement la même dans le cas des SFT-1. La l^{ième} règle dans un SFT-2 à la forme suivante :

$$[R^1: \text{si } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^1 \text{ et } x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^1 \text{ et } \dots \text{ et } x_p \text{ est } \tilde{F}_p^1, \text{ ALORS } y \text{ est } \tilde{G}^1] \tag{III.35}$$

ou les x_i sont des entrées, \tilde{F}_i^1 sont des ensembles flou de type-2 correspondant à l'entrée du système flou $x_i(i=1, \dots, p)$, y est la sortie et \tilde{G}^1 est l'ensemble conséquent [41].

III.3.7.3. Mécanisme d'inférence

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues (III.35) pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée ($x=x_1, x_2, x_3, \dots, x_p$) et la sortie scalaire y . La première étape dans l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associé à l^{ième} ensemble flou de sortie [35], [39]

$$F^1(\underline{x}) = \prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i) \tag{III.36}$$

Ensuite, si on note par \tilde{B}^1 l'ensemble flou de sortie correspondant à la composition de la l^{ième} règle \tilde{R}^1 et l'ensemble flou d'entrée \tilde{X}' , l'ensemble $F^1(\underline{x}')$ est combiné avec l'ensemble flou conséquent \tilde{G}^1 de la l^{ième} règle à l'aide de l'opérateur t-norme choisie \cap pour obtenir l'ensemble flou de sortie correspondant à la l^{ième} règle:

$$\mu_{\tilde{B}^1}(\underline{y}) = \mu_{\tilde{G}^1}(y) \cap \prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i) \tag{III.37}$$

Comme seulement les ensembles flous type-2 intervalle sont utilisés et l'opération t-norme produit est mise en œuvre, alors l'intervalle d'activation associé au l^{ième} ensemble flou de sortie est l'ensemble flou type-1 intervalle défini par :

$$F^1(\underline{x}) = \left| \underline{f}^1(\underline{x}) \overline{f}^1(\underline{x}) \right| \tag{III.38}$$

Ou $\underline{f}^1 = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^1}(x_1) * \underline{\mu}_{\tilde{F}_2^1}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{F}_p^1}(x_p)$ et $\overline{f}^1 = \overline{\mu}_{\tilde{F}_1^1}(x_1) * \overline{\mu}_{\tilde{F}_2^1}(x_2) * \dots * \overline{\mu}_{\tilde{F}_p^1}(x_p)$

Les termes $\underline{\mu}_{\tilde{F}_i^1}(x_i)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{F}_i^1}(x_i)$ sont respectivement des degrés d'appartenance inférieur et supérieur relatifs à $\mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i)$

III.3.7.4. 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).

III.3.7.4.1. Réduction de type

Etant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, elle doit être réduite avant qu'elle soit défuzzifiée. Pour transformer la sortie floue type-2 en un ensemble flou type-1, la méthode des centres d'ensembles (center of sets en anglais (cos)) est utilisée [38]. L'expression de l'ensemble flou de type réduit par cette méthode est donnée par [42], [40].

$$Y_{COS}(Y^1, \dots, Y^K, F^1, \dots, F^K) = \int \dots_{y^1} \int \dots_{y^K} \int \dots_{f^1} \int \dots_{f^K} 1 / \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \tag{III.39}$$

Étant donné que chaque ensemble dans l'équation (III.39) 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 :

$$Y_{COS}(Y^1, \dots, Y^K, F^1, \dots, F^K) = [y_l, y_r] \tag{III.40}$$

y_l et y_r sont deux points de gauche et de droite caractérisant l'ensemble réduit $Y_{cos} \cdot f^l(x)$. Est l^{ème} élément de l'intervalle d'activation de (III. 38) et y_j est un élément de l'intervalle type-2

$$Y_j = [y_l^j, y_r^j] .$$

III.3.7.4.2. Défuzzification

Le type réduit (III .40) sera déterminé par ses deux points extrêmes de droite et de gauche respectivement y_l et y_r . En appliquant le centre de gravité au type réduit, la sortie numérique sera donnée par [43.], [44.] :

$$Y = \frac{y_l+y_r}{2} \tag{III .41}$$

Contrairement aux systèmes flous type-1 où la sortie est caractérisée par un seul vecteur de fonctions de bases flous (FBF), un système flou type-2 est caractérisé par deux vecteurs de (FBF). Dans ce cas y_l peut être écrit comme suit :

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^k y_l^j f_l^j}{\sum_{j=1}^k f_l^j} = \sum_{j=1}^k y_l^j \xi_l^j = \underline{y}_l^T \underline{\xi}_l^T(\underline{x}) \tag{III.42}$$

Où f_l^j désigne le degré d'activation (soit \bar{f}^j ou \underline{f}^i) contribuant au point extrême de gauche y_l , $\xi_l^j = \frac{f_l^j}{\sum_{j=1}^k f_l^j}$ sont les composantes du premier vecteur de FBF, $\underline{\xi}_l^T(\underline{x}) = [\xi_l^1, \dots, \xi_l^k]$ $\underline{y}_l^T = [y_l^1, \dots, y_l^k]$.

De même,

$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^k y_r^j f_r^j}{\sum_{j=1}^k f_r^j} = \sum_{j=1}^k y_r^j \xi_r^j = \underline{y}_r^T \underline{\xi}_r^T(\underline{x}) \tag{III.43}$$

Où f_r^j désigne le degré d'activation (soit \bar{f}^j ou \underline{f}^i) contribuant au point extrême de gauche y_r , $\xi_r^j = \frac{f_r^j}{\sum_{j=1}^k f_r^j}$ sont les composantes du premier vecteur de FBF, $\underline{\xi}_r^T(\underline{x}) = [\xi_r^1, \dots, \xi_r^k]$ est la $\underline{y}_r^T = [y_r^1, \dots, y_r^k]$ conclusion du système flou type-2.

Finalement, l'équation (III.41) après substitution de (III.42) et (III.43) peut être donnée par :

$$Y = \frac{\underline{y}_l^T \underline{\xi}_l^T + \underline{y}_r^T \underline{\xi}_r^T}{2} \tag{III.44}$$

III.3.8. Application de la logique floue type-2 à la commande de la MASDE

Le contrôleur flou type-2 (CFT2) utilisé sera schématisé par la figure (3.18) suivante

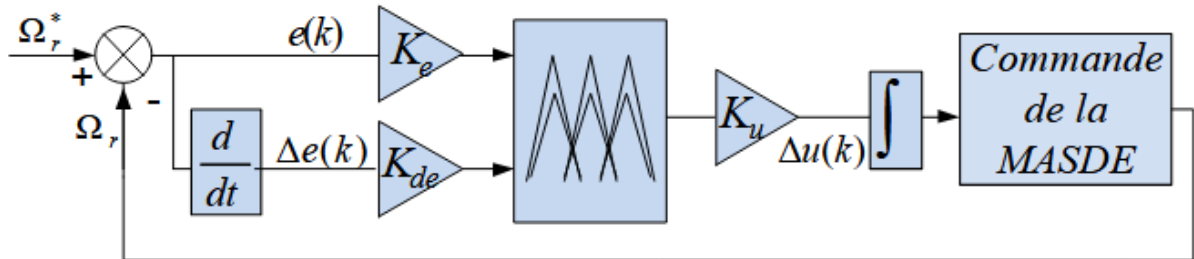


Figure (3.18): Structure du contrôleur flou type-2

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:

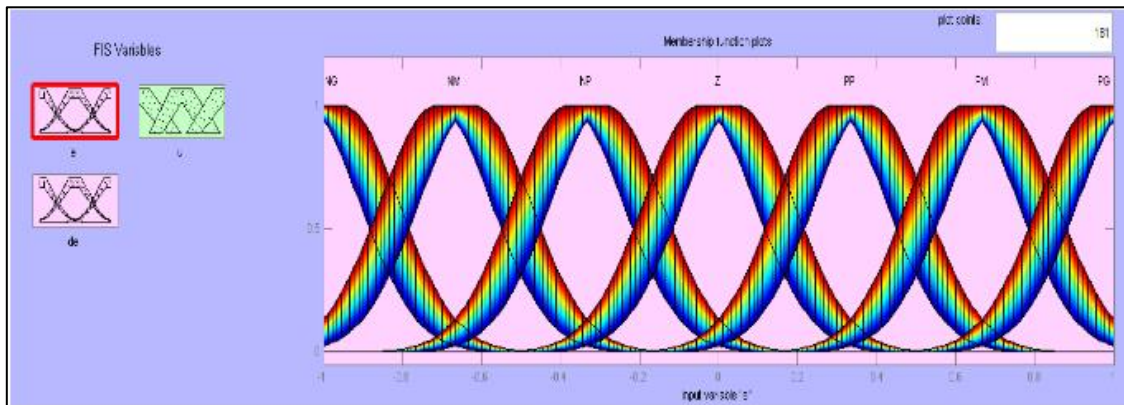


Figure (3.19): Les fonctions d’appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)

Tableau (3.1) : Matrice d'inférence de 7 ensembles flous

		E						
		Au	NG	NM	Z	PP	PM	PG
Δe	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP
	NP	NF	NG	NP	Z	PP	PM	
	Z	NF	NP	Z	PP	PM	PG	
	PP	NP	Z	PP	PM	PG	PG	
	PM	Z	PP	PM	PG	PG	PG	
	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG	

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.

La figure (3.20) 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

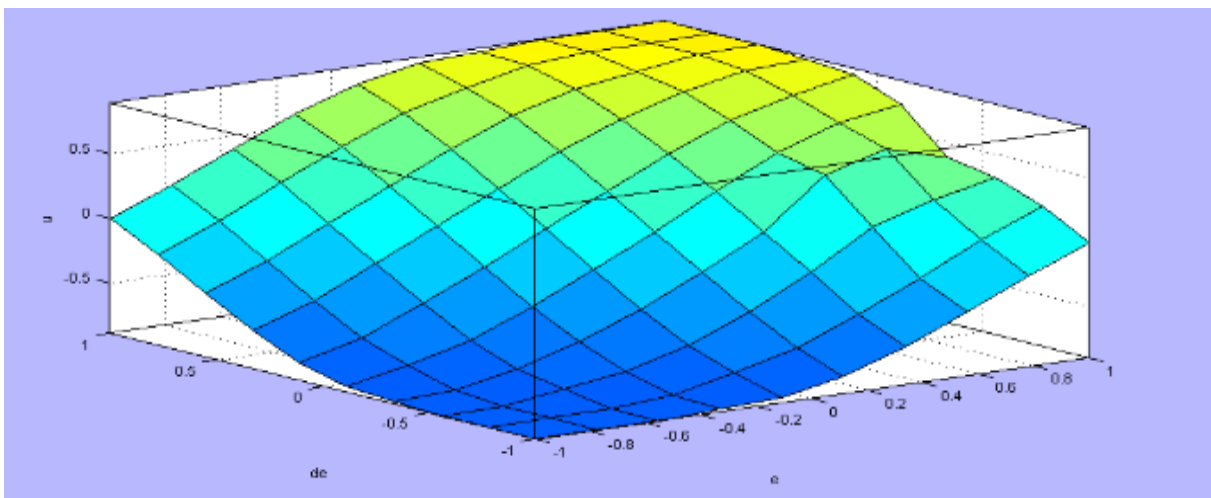


Figure (3.20): Surface caractéristique du contrôleur flou type-2

III.3.9. Résultats de simulation

DTC avec contrôleur flou type-2 L'application de réglage de la vitesse par contrôleur flou type-2 sur la MASDE avec la commande direct du couple est illustrée

- Démarrage à vide

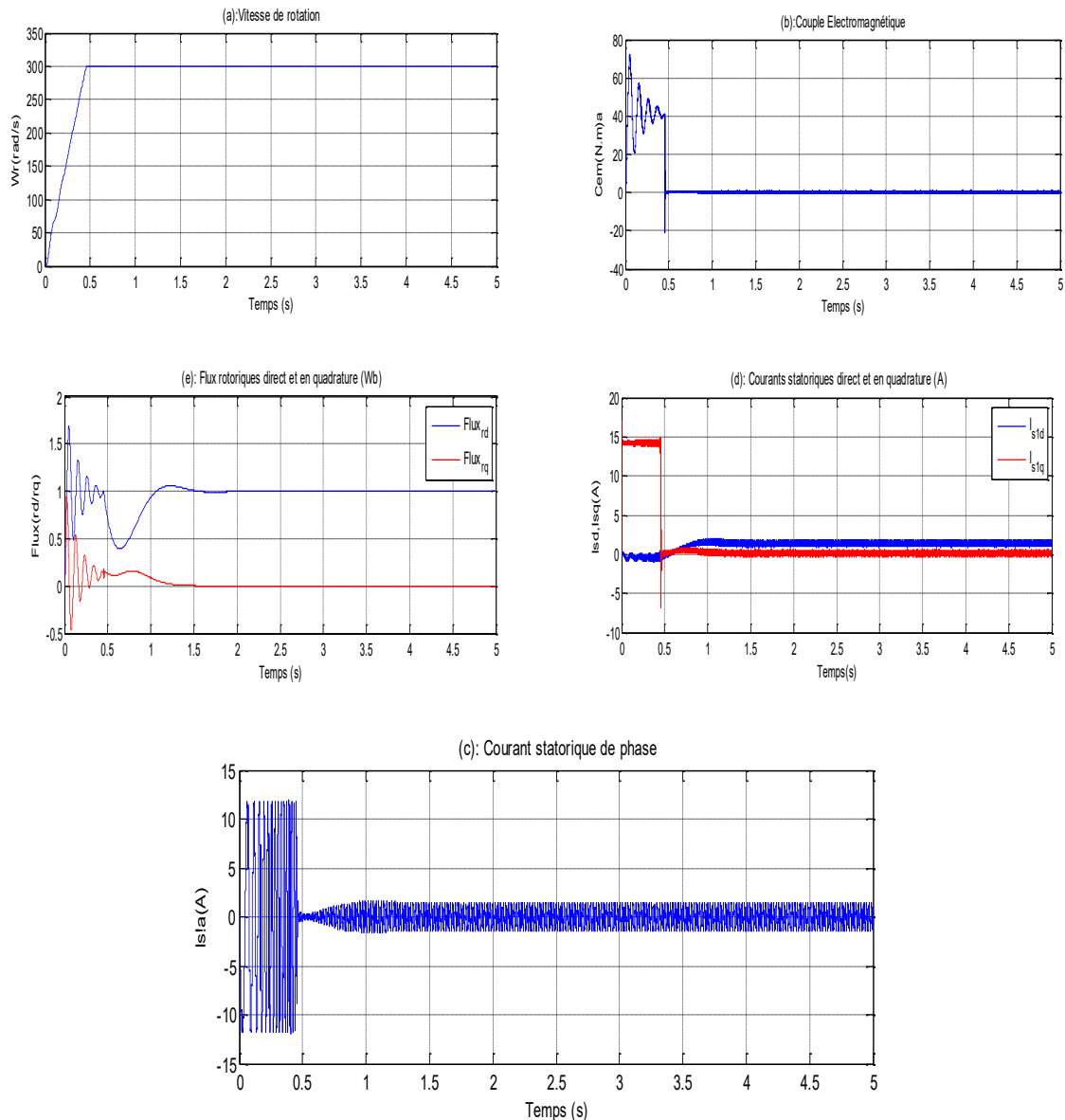


Figure (3.21): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC -CFT2 à vide de la MASDE*

- Test de changement du sens de rotation

Afin de tester la commande vectorielle appliquée à la MASDE, vis à vis d'une variation importante de la référence de vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse 300rad/s, 50rad/s, -200rad/s respectivement entre les intervalles de temps $t = [0 \ 1.5]s$,

$t = [1.5 \ 3.5]s$, $t = [3.5 \ 5]s$

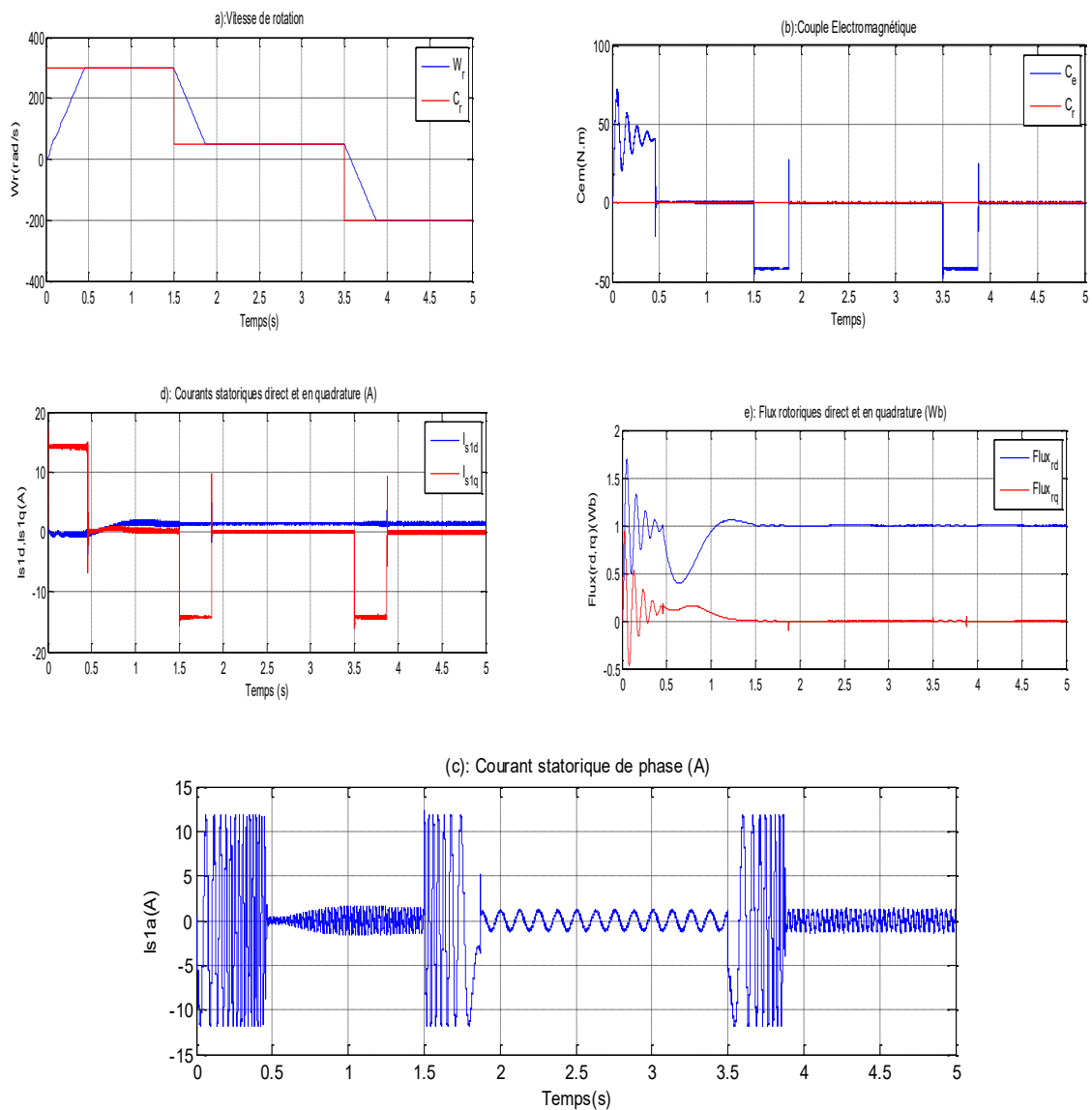


Figure (3.22): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC -CFT2 en cas de variation de la vitesse de la MASDE

- **Test de variation de la charge :**

Dans ce test on applique des charges nominales $C_r = 12\text{N.m}$ et $C_r = 6\text{N.m}$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2\ 3.5]\text{s}$ et $t = [3.5\ 5]\text{s}$ en imposant la vitesse de référence 300rad/s .

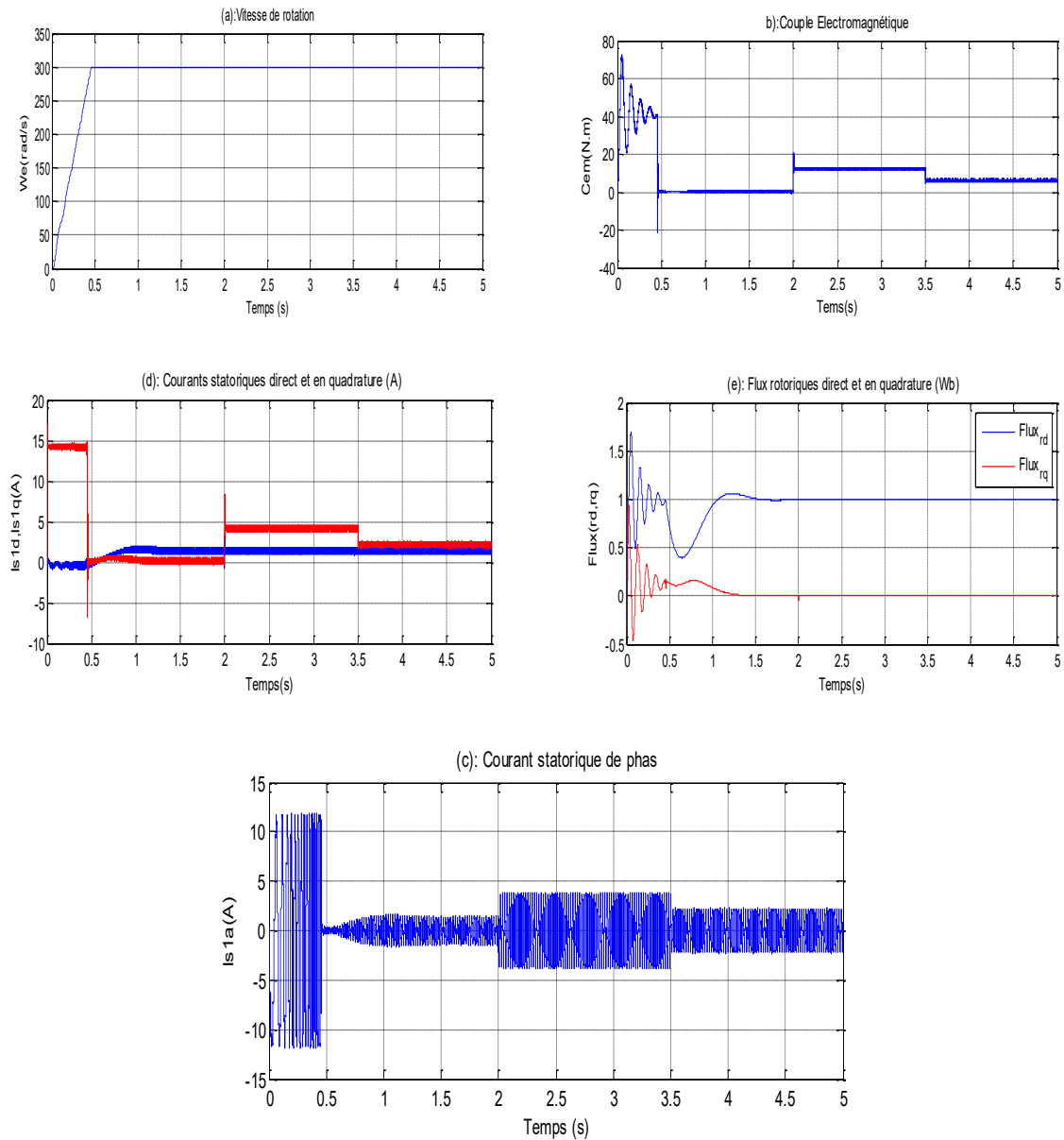


Figure (3.23): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 en cas de variation du charge de la MASDE

III.3.10. Étude comparative

On va également discuter l'influence de la variation de charge et de vitesse

pour faire une étude comparative entre la commande PI et PI-Floue, sur

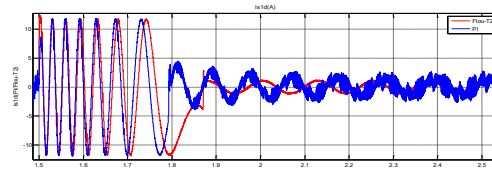
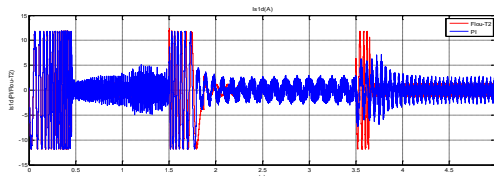
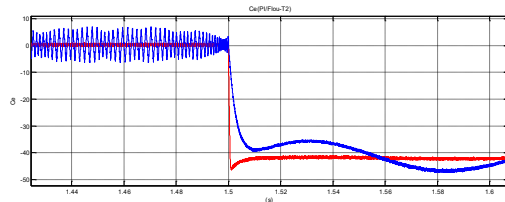
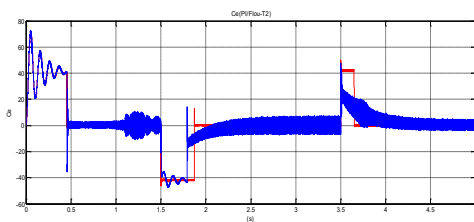
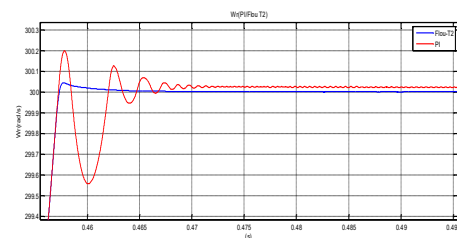
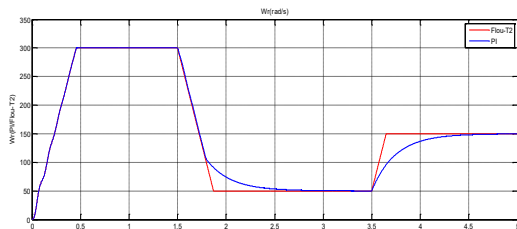
les réponses dynamiques de vitesse, de couple électromagnétique et des courants i_{sq1} , i_{sq1} .

Le régulateur PI de vitesse est remplacé par un régulateur flou de type 2.

magnétiques de la DTC-CFT2 et la DFOC en cas la MASDE à vide

- Test de changement du sens de rotation

Nous avons testé la commande vectorielle appliquée à MASDE et en commande flou type2, par rapport à un grand changement de la vitesse de référence, le changement de vitesse de référence de 300 rad/s, 50 rad/s, 150 rad/s est introduit respectivement entre les intervalles de temps $t = [0, 1,5]$ s, $t = [1,5, 3,5]$ s, $t = [3,5, 5]$ s.



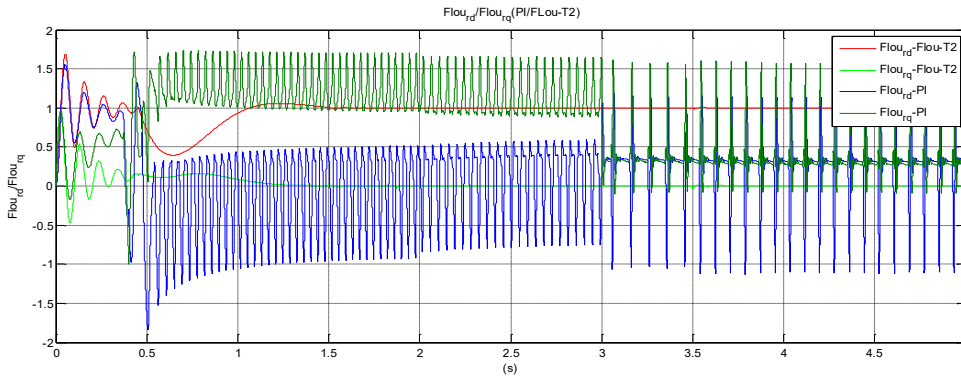
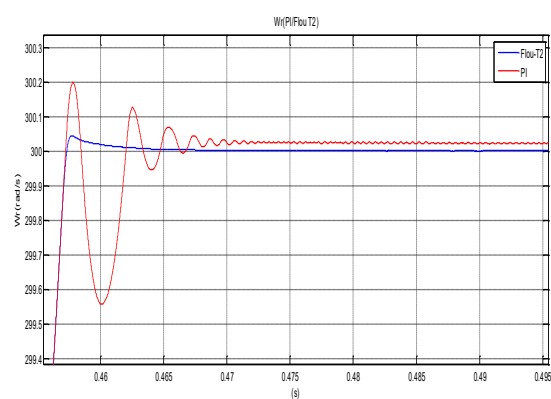
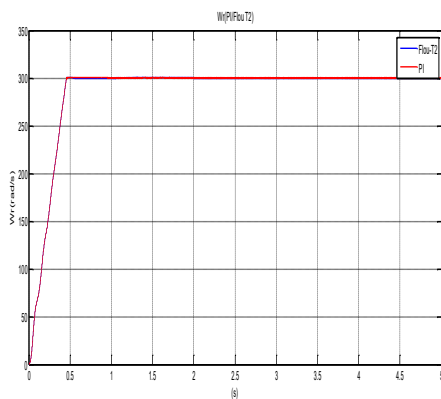


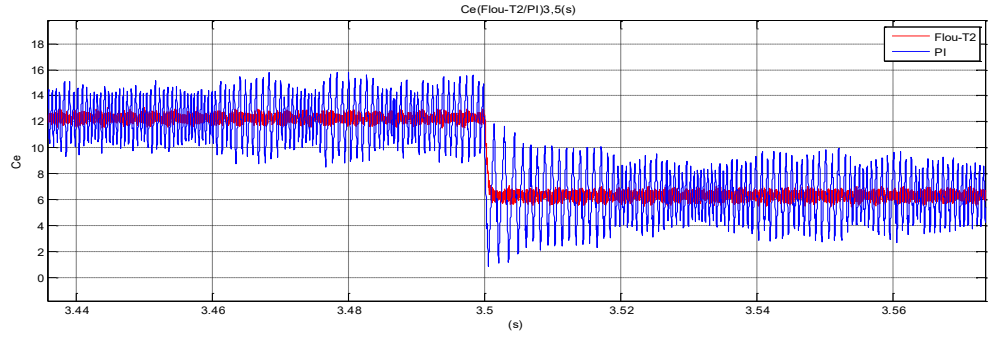
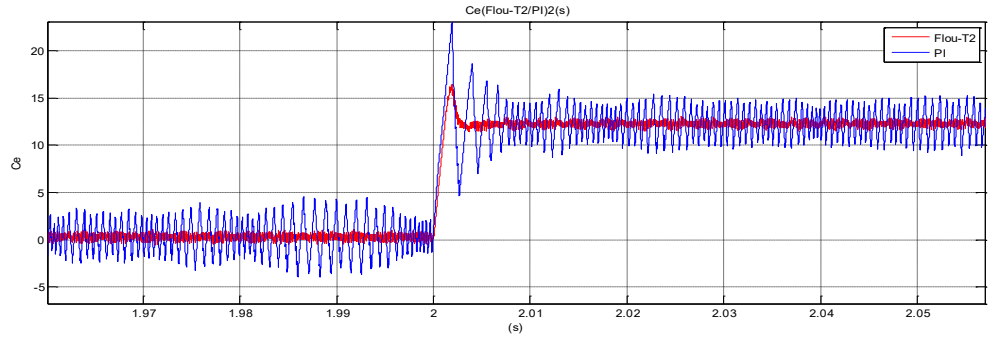
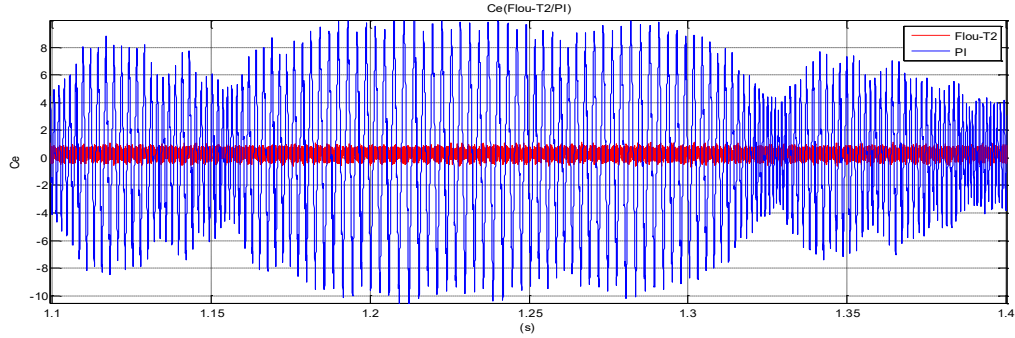
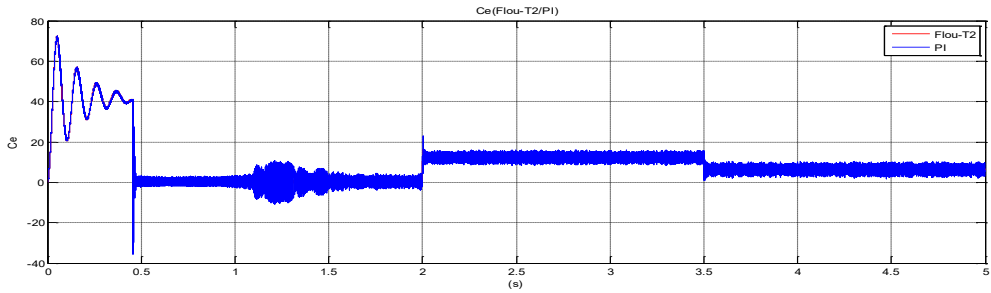
Figure (3.24): Comparaison entre les Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 et la DFOC en cas de variation de la vitesse de la MASDE

D'après les résultats présentés dans les figures (3.8) et (3.22) et la figure (3.24), nous observons un meilleur suivi pour le régulateur flou que pour le régulateur PI. Comme les régulateurs flous présentent un léger dépassement par rapport aux régulateurs PI, ils ignorent les pics qui surviennent immédiatement après l'application de la charge, notamment en régime transitoire. Les performances sont très similaires à celles du régulateur PI, comme le montre l'attention portée aux réponses à l'application de la charge.

- **Test de variation de la charge :**

Dans ce test on applique des charges nominales $C_r=12N.m$ et $C_r=6N.m$ respectivement entre les intervalles de temps $t= [2\ 3.5]s$ et $t= [3.5\ 5]s$ en imposant la vitesse de référence $300rad/s$.





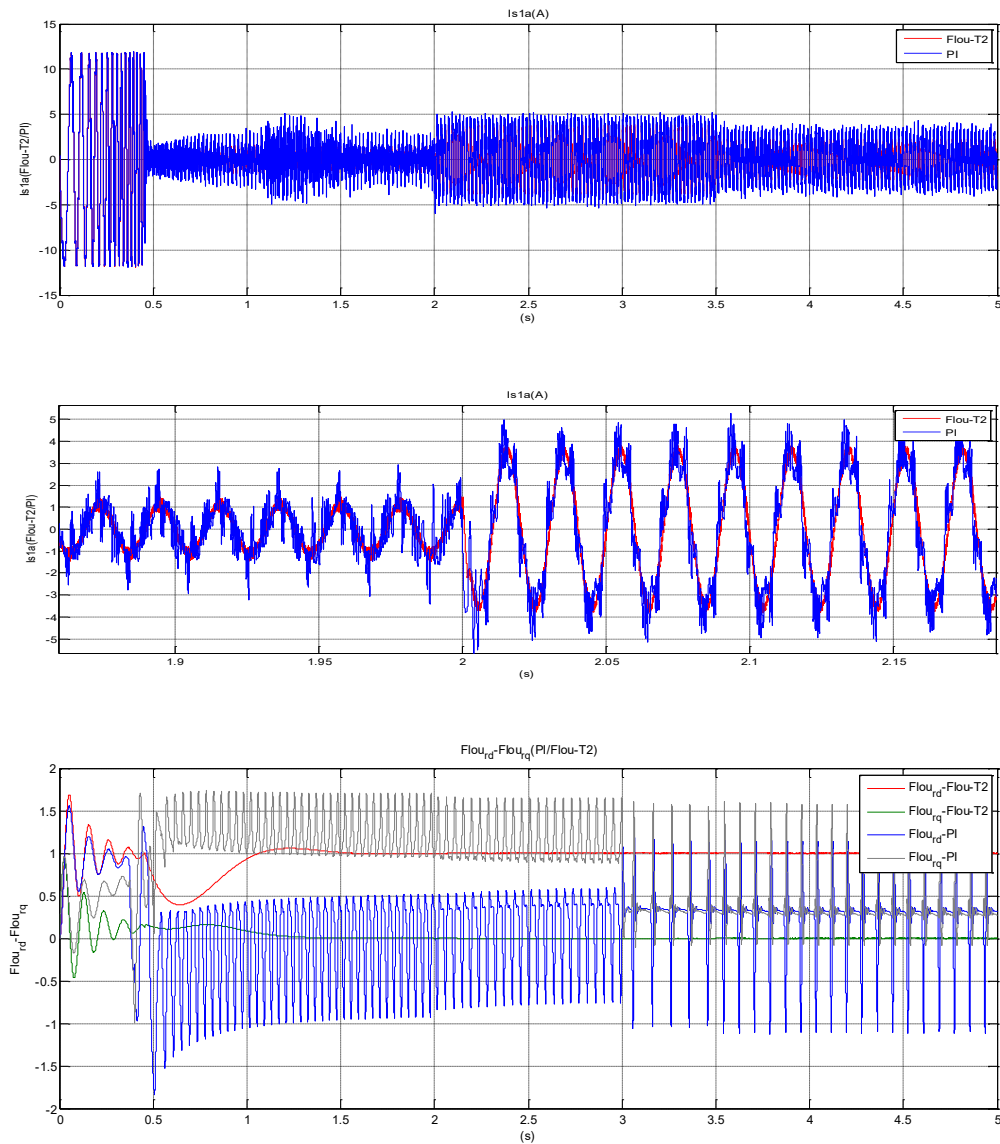


Figure (3.25): Comparaison entre les Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT2 et la DFOC en cas de variation du charge de la MASDE

D'après les résultats présentés dans la figures (3.25), nous observons un meilleur suivi pour le régulateur flou que pour le régulateur PI. Comme le régulateur flou produit un léger dépassement par rapport au régulateur PI, il néglige les pics qui apparaissent immédiatement après l'application des charges, notamment en régime transitoire.

III.4. Conclusion

Ce chapitre présente une méthode de contrôle basée sur la logique floue. Un contrôleur flou, utilisant une table de décision préconfigurée, est intégré à un système de contrôle de moteur asynchrone à deux arbres en étoile (MASDE). Ce choix a été fait car la logique floue est plus à même de gérer les situations où les informations sont inexactes ou incertaines.

Les résultats de simulation démontrent une amélioration des performances du système, notamment en termes de vitesse et de stabilité. Le contrôleur flou (FLC) reste efficace même en cas de variation de vitesse et de couple.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail porte sur la commande d'une machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension. Nous avons donc opté pour une commande vectorielle avec pilotage du flux rotorique par la méthode indirecte et la commande PI floue.

Une étude générale du modèle MASDE est présentée, basée sur le modèle de Park équivalent et prenant en compte des hypothèses simplifiées. Ce modèle met clairement en évidence le couplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique. Cette machine est alimentée par deux onduleurs de tension commandés par la technologie PWM. Les résultats de simulation montrent clairement que le flux et le couple de cette machine sont fortement couplés. Ceci nous a incités à introduire une approche de commande distincte, le pilotage du flux rotorique, qui comprend deux méthodes : directe et indirecte. Dans notre travail, nous avons mis en œuvre une commande vectorielle indirecte utilisant un régulateur PI. Cette commande, utilisant un régulateur PI, offre des performances acceptables ; cependant, elle reste sensible aux variations du couple résistant et de la vitesse de référence. La commande vectorielle de la MASDE, alimentée par deux onduleurs de tension, utilisant des régulateurs PI conventionnels, présente certains inconvénients. Afin d'améliorer la robustesse de la commande vectorielle, une autre technique de commande basée sur la logique floue a été proposée. Cette technique offre d'excellentes performances dynamiques par rapport aux régulateurs PI conventionnels.

Pour améliorer la régulation de vitesse, une technique de contrôle vectoriel basée sur un régulateur flou a été appliquée. Le contrôle de vitesse par un régulateur flou (FLC) rend la régulation MASDE robuste aux variations de la machine. Ces résultats sont clairement démontrés par l'étude comparative présentée à la fin du chapitre 3. Les perspectives suivantes devraient être suggérées pour ce travail :

- ✓ L'utilisation d'onduleurs multiniveaux ;
- ✓ L'application d'autres techniques de contrôle robustes, telles que la commande DTC, la logique floue de type II, la logique floue de type III et la commande adaptative.

Annexe A

Paramètres de la machine asynchrone double étoile [45]:

Puissance nominale : $P_n = 4.5$ kW;
Tension nominale : $V_n = 220/380$ V;
Courant nominal : $I_n = 6.5$ A;
Résistance statorique en étoile 1 : $R_{s1} = 3.72$ Ω ;
Résistance statorique en étoile 2 : $R_{s2} = 3.72$ Ω ;
Résistance rotorique : $R_r = 2.12$ Ω ;
Inductance statorique en étoile 1 : $L_{s1} = 0.022$ H ;
Inductance statorique en étoile 2 : $L_{s2} = 0.022$ H ;
Inductance rotorique : $L_r = 0.006$ H ;
Inductance Mutuelle : $L_m = 0.3672$ H ;
Nombre de paires de pôles : $p = 1$;
Coefficient de frottement : $K_f = 0.001$ N.m/rd/s ;
Angle de décalage : $\alpha = 30$ Degrés ;
Inertie du moteur : $J = 0.0625$ Kg. m² ;

Annexe B

Calcul des régulateurs

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. Le calcul des régulateurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles [46], [6], [47]

B.1. Régulateurs de 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. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

D'après le système (3.16) on a :

$$\begin{cases} V_{s1d} = (R_{s1} + L_{s1}S)I_{s1d} \\ V_{s2d} = (R_{s2} + L_{s2}S)I_{s2d} \end{cases} \quad (\text{T.1})$$

Donc :

$$\begin{cases} I_{s1d} = \frac{V_{s1d}}{(R_{s1} + L_{s1}S)} \\ I_{s2d} = \frac{V_{s2d}}{(R_{s2} + L_{s2}S)} \end{cases} \quad (\text{T.2})$$

Les boucles de régulation des courants ids1 et ids2 sont représenté par la figure (T.1) suivante

:

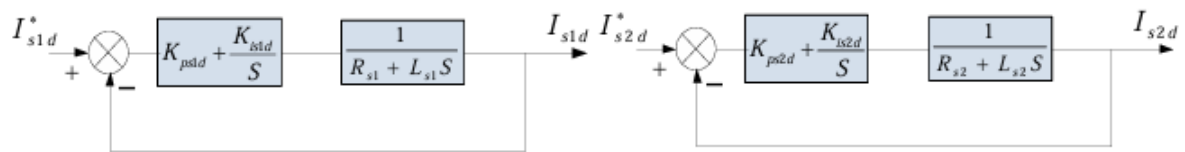


Figure (T.1): Schéma fonctionnel des régulateurs des courants Is1d et Is2d

Les fonctions de transfert d'un régulateur PI est :

$$\begin{cases} C_{s1d}(S) = K_{ps1d} + \frac{K_{is1d}}{S} \\ C_{s2d}(S) = K_{ps2d} + \frac{K_{is2d}}{S} \end{cases} \quad (\text{T.3})$$

On a donc:

$$\begin{cases} V_{s1d} = \left(K_{ps1d} + \frac{K_{is1d}}{S} \right) (I_{s1d}^* - I_{s1d}) \\ V_{s2d} = \left(K_{ps2d} + \frac{K_{is2d}}{S} \right) (I_{s2d}^* - I_{s2d}) \end{cases} \quad (\text{T.4})$$

Les fonctions de transfères en boucle fermée sont:

$$\begin{cases} \frac{I_{s1d}}{I_{s1d}^*} = \frac{\frac{K_{ps1d}S + K_{is1d}}{L_{s1}}}{S^2 + \frac{R_{s1} + K_{ps1d}}{L_{s1}}S + \frac{K_{is1d}}{L_{s1}}} \\ \frac{I_{s2d}}{I_{s2d}^*} = \frac{\frac{K_{ps2d}S + K_{is2d}}{L_{s2}}}{S^2 + \frac{R_{s2} + K_{ps2d}}{L_{s2}}S + \frac{K_{is2d}}{L_{s2}}} \end{cases} \quad (\text{T.5})$$

Le dimensionnement des régulateurs est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (T.5) est du deuxième ordre, nous imposant deux pôles à partie réelle négative. Le dénominateur de la fonction de transfert de chaque régulateur est de la forme:

$$D(S) = S^2 + 2\xi\omega_0 S + \omega_0^2 \quad (\text{T.6})$$

Donc, nous obtenons les paramètres des régulateurs, en fonction de l'amortissement ξ et de la pulsation propre ω_0 . Pour une erreur statique de 5%, le temps de réponse t_r d'un système est exprimé en fonction de ξ et ω_0 par:

$$T_{r_{5\%}} = \frac{5}{\xi\omega_0} \quad (\text{T.7})$$

L'amortissement est en générale choisie comme amortissement critique c'est-à-dire $1 = \xi$. Par identification entre les équations (T.5) et (T.6), nous obtenons les paramètres suivants du régulateur PI (Les mêmes calculs effectués pour les régulateurs I_{s2d} , I_{s1q} et I_{s2q})

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{ps1d} = 2\xi\omega_0 L_{s1} - R_{s1} \\ \quad K_{is1d} = \omega_0^2 L_{s1} \\ K_{ps2d} = 2\xi\omega_0 L_{s2} - R_{s2} \\ \quad K_{is2d} = \omega_0^2 L_{s2} \\ K_{ps1q} = 2\xi\omega_0 L_{s1} - R_{s1} \\ \quad K_{is1q} = \omega_0^2 L_{s1} \\ K_{ps2q} = 2\xi\omega_0 L_{s2} - R_{s2} \\ \quad K_{is2q} = \omega_0^2 L_{s2} \end{array} \right. \quad (\text{T.8})$$

B.2. Régulateur de flux

Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale.

On a:

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1+T_r S} 2I_{s1d} \quad (\text{T.9})$$

Donc :

$$\frac{\Phi_r}{2I_{s1d}} = \frac{L_m}{1+T_r S} \quad (\text{T.10})$$

Comme la dynamique du courant est plus rapide que la dynamique du flux, les courants I_{s1d} , I_{s2d} sont supposés déjà arrivés à ses valeurs de références I_{s1d}^* , I_{s2d}^* . D'où le schéma-bloc de la

régulation du flux rotorique (Figure B.2):

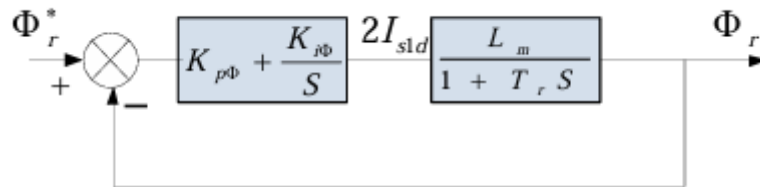


Figure (B.2): Schéma fonctionnel du régulateur de flux Φ_r

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{K_{p\Phi_r} S + K_{j\Phi_r} \frac{L_m}{T_r}}{S^2 + \frac{1}{T_r} (1 + L_m K_{p\Phi_r}) S + \frac{L_m K_{j\Phi_r}}{T_r}} \quad (\text{T.11})$$

De la même manière, pour dimensionner le régulateur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les paramètres du régulateur seront:

$$\begin{cases} K_{p\Phi_r} = \frac{(2\xi\omega_0 T_r - 1)}{L_m} \\ K_{j\Phi_r} = \frac{\omega_0^2 L_m}{L_m} \end{cases} \quad (\text{T.12})$$

B.3. Régulateur de vitesse

D'après l'équation mécanique, nous avons:

$$\frac{\Omega_m}{C_{em}} = \frac{K_m}{1+T_m S} \quad (\text{T.13})$$

Avec :

$$K_m = \frac{1}{K_f} \quad \text{ET} \quad T_m = \frac{J}{K_f}$$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse:

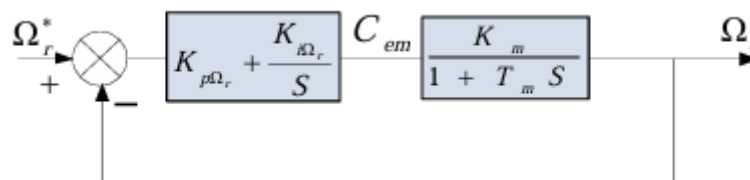


Figure (B.3): Schéma fonctionnel du régulateur de la vitesse Ω_r

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe (boucle de vitesse) seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles internes (boucles de flux et des courants). La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega_m}{\Omega_r^*} = \frac{\frac{K_m}{T_m}(K_{p\Omega_m}S + K_{j\Omega_m})}{S^2 + \frac{(1+K_m K_{p\Omega_m})}{T_m}S + \frac{K_m K_{j\Omega_m}}{T_m}} \quad (\text{T.14})$$

Par imposition des pôles en boucles fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI:

$$\begin{cases} K_{p\Omega_m} = \frac{(2\xi\omega_0 T_m - 1)}{K_m} \\ K_{j\Omega_m} = \frac{\omega_0^2 T_m}{K_m} \end{cases} \quad (\text{T.15})$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, « Study and simulation of spacevector PWM control of Double-Star Induction Motors », 2000 IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47
- [2] B.hemici & M.O.Mahmoudi, « Méthodologie de Commande de la Machine Asynchrone Incluant la Logique Floue », mémoire d'ingénieur, ENP, 1997
- [3] A.Kalantari, M. Mirsalim, H.Rastegar, « Adjustable speed drive based on fuzzy logic for a dual three-phase induction machine », Electrimacs, pp 18-21, 2002
- [4] Beriber Dalila, « Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC », mémoire de magistère, ENP, 2004.
- [5] HELLALI LALLOUANI (Commande directe du couple basée sur la logique flouetype-2 d'une machine asynchrone double étoile),DOCTORAT En SCIENCES, Université de M'sila ,28-06-2020
- [6] E. Merabet, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de magistère, Université de Batna 2008
- [7] D. Hadiouche, Contribution `a l'étude de la machine asynchrone double étoile :modélisation, alimentation et structure, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, décembre 2001
- [8] L.Benalia, "Commande en Tension des Moteurs à Inductions Double Alimentés". Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2010.
- [9] Laid. KHETTACHE, Etude et modélisation des Machines électriques double étoile, Université Mémoire de master académique, Kasdi Merbah Ouargla, 2013
- [10] RADJELI Hamoud, Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour argentation, Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas -setif-1, 2014
- [11] T.Zoheir , Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile (Modélisation, Alimentation et Commande), Qours, Université d'EL-Oued, Juin 2014

BIBLIOGRAPHIE

- [12] Hocine AMIMEUR, Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, Thèse de doctorat, Université de Batna, 2008
- [13] Brahim KIYYOUR Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Thèse de doctorat Université Mohamed Khider – Biskra . 2020
- [14] J. Louis, Commande rapproches des convertisseurs statique ,1. Lavoisier 2009
- [15] S. Fernandez, Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau, Thèse de doctorat, Université Lille 1, Nord deFrance, 2013.
- [16] C.Krishna, P. Sree, Analysis, Simulation &Comparison of Various Multileve Inverters Using Different PWM Strategies, IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 9, no. 2, PP54-65, 2014.
- [17] E. Manmasson, « Commande rapprochée de convertisseur statique », 1 : lavoisier, 2009
- [18] B. Robyns, «Commande vectorielle de la machine électrique asynchrone», éditions techniques, Paris, 2007
- [19] E.MERABET, A.BELAYALI, Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator, Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005
- [20] R. Husson, "Méthode de commande des machines électrique", Lavoisier 2003
- [21] L.HOCINE, N.GASMI, Etude et Commande de la Machine Asynchrone Monophasée en Régime Linéaire et Saturé, Mémoire d'ingénieur de l'université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Alger, Algérie, Juin 2005
- [22] H. Amimeur, "Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile", Thèse de doctorat, université de Batna, Algérie, 2012
- [23] T. Boutabba, "Commande vectorielle en temps discret d'une machine asynchrone" Mémoire de magister, université de Batna, 2008

BIBLIOGRAPHIE

- [24] A. Larabi, "Contribution a l'étude de la commande vectorielle discret de la machine asynchrone" Thèse de Doctorat, ENP. Alger, 2001
- [25] M. Hechelef, "Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle" Thèse de Doctorat, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2017
- [26] R. Sadouni, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Mémoire de Magister, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010
- [27] Y. Mihoube, "Commande Neuro-Floue d'une machine asynchrone ", Mémoire de Magister, USTO, Algérie, 2002
- [28] M. Cirstea, A. Dinu, J. Khor, M. McCormick, "Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems", Newnes, An imprint of Elsevier Science, pp 412, 2002
- [29] P Borne, J. Roziner, J.Ydieulot, L .Dubois, "Introduction à la commande floue " Edition Technip, paris, 1998.
- [30] A.Kaufmann, "Introduction à la logique flou", Techniques de l'Ingénieur, 2012
- [31] J. R. Tong –Tong, "La logique floue", Edition Hermes, paris ,1995
- [32] H. Buhler, "Réglage par logique floue ", Presses polytechniques romandes, 1994
- [33] L. A. Zadeh, "The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning-1 ", Information sciences, Vol. 8, pp. 199 – 249, 1975
- [34] N. N. Karnik, J. M. Mendel, "Type-2 fuzzy logic systems", IEEE transaction on fuzzy systems, Vol. 7, No. 6, 1999
- [35] A.Khemis, "Application du logique flou type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone", Mémoire de Magister, université de Biskra, Algérie, 2011
- [36] I. J. Eyoh, "Interval Type-2 atanasov-intuitionistic fuzzy logic for uncertainty modelling", Thèse de Doctorat, université de Nottingham, 2018

BIBLIOGRAPHIE

- [37] C.Kheireddine, "Structures d'identification et de commande des systèmes nonlinéaires basées sur les techniques floues", Thèse de Doctorat, université deBatna, Algérie, 2006
- [38] J. M. Mendel, "Computingderivatives in interval type-2 fuzzylogicsystems",IEEE transactions on fuzzysystems, Vol. 12, No. 1, 2004
- [39] K. Loukal, "Commande Robuste des Machines Asynchrones à DoubleAlimentation à Base des systèmes Flous Type Deux machine asynchrone",Thèse de Doctorat, université de M'sila, Algérie, 2017
- [40] L. Hellali, S. Belhamdi, B. Loutfi, R. Hassen, "Direct torque control ofdoubly star induction machine fed by voltage source inverterusing type-2 fuzzylogic speed controller", Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 73, No. 4,pp. 202-207, 2018
- [41] M. M. Annane, "Analyse de stabilité et synthèse des systèmes flous de type-2",Mémoire de Magister, université de Sétif, Algérie, 2011
- [42] H. Wu, J.M. Mendel, "Uncertainty bounds and their use in the design of interval type-2 fuzzy logic systems", Fuzzy Systems, IEEE Transactions on, Vol. 10, No. 5, pp. 622–639, 2002
- [43] K. Chafaa, L. Saidi, M. Ghanai, K. Benmahammed, "Indirect adaptive interval type-2 fuzzy control for nonlinear systems", International Journal of Modelling, Identification and Control, Vol.2, No.2, pp. 106–119, 2007
- [44] O. Castillo, P. Melin, "Type-2 fuzzy logic: theory and applications", Springer, 2008
- [45] M. Elkhyre, "Amélioration des performances de régulation d'une machine double étoile par les techniques de l'Intelligence artificielle", Thèse de Doctorat, université de Batna, Algérie, 2013.
- [46] H. B. Zemamouche, "Application de la MLI vectorielle aux onduleurs multiniveaux à base de GTO et d'IGBT", Mémoire de Magister, université d'Annaba, Algérie, 2010

BIBLIOGRAPHIE

[47] Vol. 5, No. 5, pp. 1910-1920, May 2008. B. Meliani, "Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel", Thèse de Doctorat, université de Sidi Bel Abbes, 2014.

Theme ; Commande flou type 2 Appliquée à un moteur asynchrone double étoile (MASDE)

Résumé : Ce mémoire présente une étude de la commande floue d'une machine asynchrone double étoile par flux rotorique orienté. Le système d'alimentation de cette machine comporte deux onduleurs. Après avoir présenté la modélisation de la machine, nous avons abordé la commande vectorielle de la MASDE par orientation du flux rotorique. Nous nous sommes intéressés au régulateur PI classique et à l'impact de son remplacement par d'autres régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que les régulateurs floue, les quel surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée. Les résultats de simulations par Matlab et les tests de robustesse seront présentés.

Mots Clés : MASDE, Commande vectorielle PI, Régulateur floue de type 1, PI floue.

«ملخص»

العنوان

تحكم الضبابي من النوع الثاني المطبق على محرك لاتزامني ثنائي الطور

ملخص

تهدف هذه المذكرة الى عرض دراسة تحكم بواسطة معدل للسرعة يعتمد على تقنية المنطق الغامض في الماكينة الكهربائية اللاتزامنية ثنائية النجمة . ويتكون نظام التغذية لهذه الالة من موجين .

بعد ماقدمنا نبذة حول الماكينة اللاتزامنية ثنائية النجمة وطرق استعمالها كمحرك . قمنا بإيجاد الصيغة الرياضية للمكانة وذلك لتسهيل تطبيق التحكم الاشعاعي بواسطة توجيه تدفق الدوار الذي يركز أساسا على معدل تناسبي وتكاملي بمبدأ كلاسيكي , وبعد استعمال هذا الأخير لاحظنا عدم كفاءتها في المجال الديناميكي المؤقت وكذا في حالات تغيرات وسائط الماكينة . ولذلك لجأنا الى استخدام طرق أخرى تعتمد على تقنيات الذكاء الصناعي ونذكر منها المنطق الغامض . هذه التقنيات الأخيرة جلبت تحسينات كبيرة ومعتبرة في التحكم في هذه الماكينة وقد عرضنا نتائج المحاكاة المفصلة ببرنامج المطالب لكل تقنية وكذا المقارنة بينهم .

كلمات مفتاحية

الماكينة اللاتزامنية ثنائية النجمة , تحكم شعاعي تناسبي وتكاملي , معدل ذو المنطق الغامض من النوع الأول , معدل ذو نمط تناسبي و تكاملي منطق غامض .