

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université A. MIRA-BEJAIA
Faculté de Technologie
Département de Génie
Électrique



Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du Diplôme de Master

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

***Commande par la logique floue d'une
machine asynchrone double étoile***

Réalisé par :

AMARI Bilal

Encadré par :

Mr. LARBA. Mohamed

***Année Universitaire :
2023/2024***



Remerciements

En premier lieu je remercie le bon dieu pour le courage, la volonté et la patience qu'il nous a donné afin de mener ce travail à terme.

Je tiens à adresser mes vifs remerciements à mon encadrant Mr LARBA.M pour tous ses conseils et ses orientations qui m'ont permis d'accomplir ce projet.

Mes sincères gratitude aux membres de jury qui ont acceptés de juger ce travail.

A ma chère famille, pour leurs patiences et leurs sacrifices qui m'ont tout donné pour arriver à ce jour.

A mes très chers parents qu'aucun hommage ou remerciement ne pourraient être à la hauteur de l'amour dont ils ne cessent de me combler que dieu leur procure une longue vie.

A mon frère qui est tout pour moi, et mes chers amis à qui je suis vraiment reconnaissant.

Que tous ceux et celles qui m'ont soutenu tout au long de mon parcours trouvent ici l'expression de mes remerciements les plus sincères.

BILAL



Table des matières

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone double étoile	
I. 1 Introduction.....	3
I.2 Les machines multi-phasées.....	3
I.2.1 Machines multi-phasées de "type 1"	3
I.2.2 Machines multi-phasées de "type2"	5
I.3 Les avantages et les inconvénients des Machines Multi-phasées	6
I.3.1 Les avantages	6
I.3.2 Les inconvénients.....	6
I.4 Description de la machine asynchrone double étoile	7
I.5 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile	7
I.6 Hypothèses simplificatrices	8
I.7 Modèle triphasé de la machine asynchrone double étoile.....	9
I.7.1 Equations électriques.....	9
I.7.2 Equations magnétiques.....	10
I.7.3 Expression du couple électromagnétique.....	11
I.7.4 Equation mécanique	12
I.8 Modèle biphasé de la MASDE	12
I.8.1 Transformation de Park.....	12
I.8.2 Modèle de Park de la machine.....	13
I.8.2.1 Choix du référentiel.....	14
a. Référentiel lié au stator.....	14
b. Référentiel lié au rotor	14
c. Référentiel lié au champ tournant	14
I.8.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant	15
I.8.4 Equation mécanique	17
I.8.4.1 Puissance absorbée.....	17
I.8.4.2 Couple électromagnétique	17
I.9 Résultats de la simulation	19
I.10.1 Modélisation de l'onduleur de tension à commande MLI	22
I.10.1.1 Commande par modulation sinus-triangle	23
I.10.2 Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande MLI	25
I.10.2.1 Résultats de la simulation	25

Table des matières

I.10.3	Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux.....	27
I.10.3.1	Commandabilité d'un bras de l'onduleur	28
I.10.3.2	Fonction de connexion de demi-bras.....	28
I.10.3.3	La commande sinus-triangle à deux porteuses.....	29
I.10.3.4	Simulation de l'onduleur à trois niveaux par la commande sinus triangle à deux porteuses	30
I.10.4	Association de la MASDE-onduleurs de tension à trois niveaux.....	32
I.10.4.1	Résultats de simulation	32
	Conclusion	34
Chapitre II :Commande par mode de glissement de la machine asynchrone double étoile		
II.	1 introduction.....	35
II.2	La commande des systèmes par mode de glissement.....	35
II.3	Elaboration de l'algorithme de la commande.....	36
II.3.1	Choix des surfaces de glissement.....	36
II.3.2	Conditions d'existence et de convergence	36
II.3.3	Formulation de la loi de commande	37
II.4	Configuration des surfaces de régulation	40
II.4.1	Surface de régulation des courants statoriques	41
II.4.2	Surface de régulation du flux rotorique	43
II.4.3	Surface de régulation de la vitesse	44
II.5	Application de la commande par mode de glissement sur la MASDE	45
II.5.1	Simulation et interprétation des résultats	45
	Conclusion	50
Chapitre III :Commande par logique floue de la MASDE		
III.	1 introduction.....	51
III.2	Historique de la logique floue	51
III.3	Avantages et inconvénients de la commande par logique floue	52
III.3.1	Les avantages :	52
III.3.2	Les Inconvénients :	52
III.4	Domaines d'application.....	52
III.5	Principe de la logique floue	52
III.5.1	Ensembles flous et variables linguistiques.....	53
III.5.2	Opérateurs de logique floue	54
III.6	Structure générale de la logique floue.....	54
III.6.1	Fuzzification.....	55

Table des matières

III.6.2 La base de connaissances.....	56
III.6.3 Moteur d'inférence :	56
III.6.4 La défuzzification.....	56
III.7 Commande floue glissant de la vitesse d'une MASDE	57
III.7.1 Fuzzification.....	58
III.7.2 Base de règles :.....	58
III.7.3 Défuzzification.....	59
III.8 Simulation et interprétation des résultats	59
Conclusion	63

Conclusion Générale

Conclusion générale	64
ANNEXES.....	i
Bibliographies.....	liii

Liste des symboles

Liste des symboles

q	Nombre de phases statoriques	
q_α	Nombre équivalent de phases	
ω_s	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statorique	(rad/s)
ω_{gl}	Pulsation électrique fondamentale du glissement	(rad/s)
ω_r	Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotorique	(rad/s)
g	Glissement	
f_s	la fréquence des courants statorique	(Hz)
p	Nombre de paire de pôles du bobinage	
P_a	La puissance absorbée par la MASDE	(W)
$v_{abcs1,2}$	Tensions triphasées statoriques (étoiles 1 et 2)	(V)
$v_{a,b,cr}$	Tensions triphasées rotoriques	(V)
$v_{ds1,2eq}, v_{qs1,2eq}$	Tensions statoriques de commande équivalente suivant (d,q)	(V)
$v_{ds1,2}, v_{qs1,2}$	Tensions statoriques de commande non linéaire suivant (d,q)	(V)
v_{pm}	Valeur de l'onde de modulation	(V)
E	Tension continue à l'entrée de l'onduleur	(V)
$[V_{s1}], [V_{s2}], [V_r]$	Vecteurs de tensions d'étoile 1et 2 et du rotor	(V)
i_{abcr}	Courants triphasés rotoriques	(A)
$i_{abcs1,s2}$	Courants triphasés statoriques (étoiles 1 et 2)	(A)
$i_{ds1,qs1}$	Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)	(A)
$i_{ds2,qs2}$	Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q)	(A)
$i_{deq,peq}$	Courants statoriques de commande équivalente suivant (d,q)	(A)
$i_{dr,qr}$	Courants rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)	(A)
$[i_{s1}], [i_{s2}], [i_r]$ $[i]$	Vecteurs de courants de l'étoile 1, étoile 2 et du rotor Vecteur d'état	(A)
ϕ_{abcr}	Flux triphasés rotoriques	(Wb)
$\phi_{abcs1,s2}$	Flux triphasés statoriques (étoiles 1 et 2)	(Wb)
$\phi_{dr,qr}$	Flux rotoriques dans le référentiel de Park (d,q)	(Wb)
$\phi_{ds1,qs1}$	Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q)	(Wb)
$[\phi_{s1}], [\phi_{s2}], [\phi_r]$	Vecteur de flux de l'étoile 1, étoile 2 et du rotor	(Wb)
R_{s1}	Résistance d'une phase de l'étoile 1	(Ω)

Liste des symboles

R_{s2}	Résistance d'une phase de l'étoile 2	(Ω)
R_r	Résistance d'une phase rotorique	(Ω)
$[R_1], [R_2], [R_r]$	Matrices des résistances statoriques et rotoriques	(Ω)
L_m	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor	(H)
L_{mr}	La valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques	(H)
L_r	Représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de fuite du rotor	(H)
N	Vitesse asynchrone	(tr/min)
L_{s1}, L_{s2}	Représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de fuite de l'étoile 1, l'étoile 2	(H)
$[P(\theta_r)]$	Matrice de transformation d'enroulement rotorique	$[P(\theta_r)]$
$[P(\theta_{s1,s2})]$	Matrice de transformation du premier, deuxième enroulement statorique (étoile1, étoile 2) respectivement	
θ_r	Angle entre le stator (1) et le rotor	(rad)
C_{em}	Couple électromagnétique	(N.m)
C_r	Couple résistant du moteur	(N.m)
K_f	Coefficient de frottement	(N.m.s/rad)
J	Inertie totale des parties tournantes	(Kg.m ²)
$S(i_{ds1}), S(i_{qs1})$	Surface de glissement des courants de l'étoile 1 suivant (d,q)	
$S(i_{ds2}), S(i_{qs2})$	Surface de glissement des courants de l'étoile 2 suivant (d,q)	
$S(x)$	Surface de glissement de la variable x	
$S(\phi_r)$	Surface de glissement du flux rotorique	
$S(\omega_r)$	Surface de glissement de la vitesse	
$[U]$	Vecteur de commande	
U_{eq}	Commande équivalente (linéarisation exacte)	
U_n	Commande non linéaire (stabilisante)	
$e(x)$	Ecart de la variable à réguler	

Liste des abréviations

Liste des abréviations

MASDE : Machine (Moteur) Asynchrone Double Etoile

MLI : Modulation par Largeur d'Impulsion

NPC : Neutral point clamped

Liste des figures

Chapitre I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone double étoile

Figure I.1. Description schématique des enroulements de la MASDE	5
Figure I.2. Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	6
Figure I.3. Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.....	11
Figure I.4. vitesse rotorique de la MASDE (tr/min).....	17
Figure I.5. couple électromagnétique.....	17
Figure I.6. Les courants statoriques réels des deux étoiles.....	17
Figure I.7. Les courants statoriques direct et en quadrature.....	18
Figure I.8. Les flux rotoriques direct et en quadrature.....	18
Figure I.9. schéma d'un onduleur triphasé.....	20
Figure I.10. Les tensions de références sinusoïdales et la porteuse.....	24
Figure I.11. La commande f_1 de l'onduleur triphasé.....	24
Figure I.12. La tension V_{as1} de l'onduleur triphasé.....	23
Figure I.13. : association MASDE-onduleur	23
Figure I.14. vitesse rotorique (tr/min).....	24
Figure I.15. Couple électromagnétique.....	24
Figure I.16. courants statoriques (i_{as1} , i_{as2}).....	24
Figure I.17. courants i_{ds1} , i_{ds2} (A).....	24
Figure I.18. courants i_{qs1} , i_{qs2} (A).....	24
Figure I.19. schéma d'un onduleur à trois niveaux de structure NPC	24
Figure I.20. les tensions de références sinusoïdales et les deux porteuses.....	29
Figure I.21. Les commandes f_{11} et f_{12} de l'onduleur à trois niveaux.....	29
Figure I.22. La tension V_{as1}	29
Figure I.23. Schéma d'association MASDE-onduleur à trois niveaux.....	30
Figure I.24. vitesse rotorique (tr/min).....	31
Figure I.25. Couple électromagnétique.....	31
Figure I.26. courants statoriques (i_{as1} , i_{as2}).....	31
Figure I.27. courants i_{ds1} , i_{ds2} (A).....	31
Figure I.28. courants i_{qs1} , i_{qs2} (A).....	31

Liste des figures

Chapitre II : Commande par mode de glissement de la machine asynchrone double étoile

Figure II.1. Modes de fonctionnement dans le plan de phase.....	33
Figure II.2. Fonction sign (u) (non linéarité tout ou rien).....	36
Figure II.3. Phénomène de broutement.....	37
Figure II.4. Fonction de saturation ε (positif et petit).....	37
Figure II.5. Fonction de classe C1 (ε positif <i>et petit</i>).....	38
Figure II.6. schéma de régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement [6]....	43
Figure II.7. la vitesse de rotation (tr/min).....	44
Figure II.8 courants statoriques (ias1, ias2).....	44
Figure II.9. Couple électromagnétique.....	44
Figure II.10. flux rotorique en quadrature (Wb).....	44
Figure II.11. flux rotorique direct(Wb)	45
Figure II.12 la vitesse de rotation (tr/min).....	46
Figure II.13 Couple électromagnétique.....	46
Figure II.14 flux rotorique direct(Wb)	46
Figure II.15 la vitesse de rotation (tr/min).....	47
Figure II.16 Couple électromagnétique	47
Figure II.17 flux rotorique direct(Wb).....	47

Chapitre III : Commande par mode flou glissant de la MASDE

Figure III.1. classification des personnes selon leurs âges.....	50
Figure III.2. Système de commande par logique floue	52
Figure III.3. Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance triangulaire.....	54
Figure III.4. la vitesse de rotation (tr/min).....	56
Figure III.5. Couple électromagnétique.....	56
Figure III.6. flux rotorique direct(Wb).....	56
Figure III.7. la vitesse de rotation (tr/min).....	57
Figure III.8. Couple électromagnétique.....	58
Figure III.9. la vitesse de rotation (tr/min).....	58

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I-1- Machines multi-phasées de Type 1	2
Tableau I-2- Machines multi-phasées de Type 2	3
Tableau I-3- commutations et tension de chaque bras de l'onduleur.....	26

Chapitre II

Tableau II-1- Paramètres des régulateurs par mode glissant.....	43
---	----

Chapitre III

Tableau III-1- Table de variation de la sortie Δu	5
---	---

Introduction générale

Introduction générale

Les machines polyphasées jouent un rôle crucial dans les applications industrielles et de transport en raison de leur efficacité énergétique, leur couple élevé et leur robustesse. Ces machines, qui incluent les moteurs et générateurs triphasés, exploitent les avantages d'un système de phases multiples pour générer des champs magnétiques rotatifs plus lisses et continus. Cela permet une conversion d'énergie plus efficace et une meilleure performance dynamique par rapport aux machines monophasées. Selon Fitzgerald, Kingsley, et Umans, "la distribution des phases permet de réduire les pulsations de couple et d'améliorer la qualité de l'énergie fournie." En outre, l'utilisation des systèmes de contrôle avancés, comme les onduleurs multiniveaux et les techniques de modulation vectorielle, améliore encore l'efficacité et la flexibilité des machines polyphasées [1][2].

La machine asynchrone double étoile (MASDE) est un type de machine électrique triphasée qui se distingue par la présence de deux enroulements statoriques décalés de 30 degrés électriques. Cette configuration permet une meilleure répartition des courants et des flux magnétiques, ce qui améliore les performances de la machine, notamment en termes de couple et de réduction des vibrations. Parmi les avantages majeurs de cette machine on peut citer la fiabilité, la segmentation de la puissance par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée et la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques [3][4].

La commande par mode glissant (à structure variable) est une commande non linéaire basée sur la commutation de fonctions de variables d'état qui a connu un grand succès ces dernières années, cela est dû à sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse par rapport aux incertitudes du système et des perturbations entachant le processus.[4]

La commande par la logique floue est une approche de contrôle non linéaire qui limite le raisonnement humain pour gérer des systèmes complexes et incertains. Des études ont montré que les contrôleurs basés sur la logique floue peuvent offrir des performances comparables voir supérieures, à celles des contrôleurs conventionnels dans des conditions de fonctionnement variables [5].

Introduction générale

Ce travail consiste à étudier à travers des simulations numériques, les performances de la machine la plus courante des machines multi-phasées qui est la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux, contrôlée par deux commandes robustes à savoir la commande par mode de glissement et la commande par le mode flou glissant en intégrant la logique floue aux régulateurs de la commande par mode de glissement.

Ce travail s'articule de la manière suivante :

- Le premier chapitre, présente la modélisation de la MASDE et son alimentation par des tensions sinusoïdales équilibrées, ainsi que deux autres types différents d'onduleurs à commande MLI, onduleur triphasé et onduleur triphasé à trois niveaux.
- Le deuxième chapitre, est consacré à la commande par le mode de glissement de la MASDE, ce que va nous permettre de réguler sa vitesse et son flux rotorique.
- Le troisième chapitre, nous allons introduire des régulateurs flous à ceux de la commande par le mode glissant afin d'avoir une commande plus robuste.

Nous terminons ce travail par une conclusion générale et les perspectives ouverte par cette étude.

CHAPITRE I

Modélisation et simulation de la machine asynchrone double

étoile

I. 1 Introduction

La machine asynchrone est une machine électrique tournante basée sur le principe de l'induction électromagnétique. Elle est très utilisée dans l'industrie pour entraîner des machines et des équipements tels que des pompes, des ventilateurs, des compresseurs, des convoyeurs, des machines-outils et bien d'autres. Elle est principalement utilisée dans les applications industrielles nécessitant des vitesses variables et une bonne régulation du couple.

Dans ce chapitre, nous présentons au début les machines asynchrones polyphasées de type 1 et de type 2, et leurs avantages et inconvénients, ensuite nous examinons les différentes étapes pour modéliser une machine double étoile en utilisant le modèle de Park, nous décrivons également les équations électromécaniques de la machine, ainsi que les équations de courant et de tension pour les deux étoiles, finalement nous terminons par l'alimentation de notre machine avec des onduleurs MLI simples et des onduleurs MLI à trois niveaux et voir lesquels sont mieux pour la commande de la MASDE.

I.2 Les machines multi-phasées

Les machines multi-phasées, comme l'indique son nom, comporte comme la machine asynchrone triphasée classique deux parties :

- Une partie tournante à la forme cylindrique pleine sur un arbre est le rotor qui est construit à partir des enroulements raccordés sur eux-mêmes.
- Une partie immobile à la forme cylindrique creuse est le stator qui comporte plusieurs enroulements triphasés, couplés magnétiquement ou non entre eux, et dont les phases respectives sont groupées en plusieurs étoiles. Chaque étoile est alimentée par son propre convertisseur statique [6].

Il y a généralement deux types de machines multi-phasées "machines multi-phasées de type 1" et "machines multi-phasées de type 2", en fonction que le nombre de phases statoriques soit ou non un multiple de trois, et les cas où le nombre de phases est pair sont rarement considérés sauf s'il est multiple de trois, car ils offrent un meilleur équilibrage des courants ce qui réduit les vibrations et les efforts électromagnétiques non désirés sur le rotor.

I.2.1 Machines multi-phasées de "type 1"

Les machines multi-phasées de type 1 sont des machines dont le nombre de phases multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées : $q = 3i$ ($i = 1, 2, 3, 4, 5 \dots$). Ses machines sont également connues sous l'appellation machines multi-étoiles.

Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles). En effet, une machine double étoile dont le nombre de phases statorique $q = 6$ et les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$ [7].

Tableau I-1- Machines multi-phasées de Type 1 [9]

Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase (q _α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Pour pouvoir faire la différence entre les configurations possibles, on introduit un terme appelé le nombre de phases équivalent qui est défini comme suit :

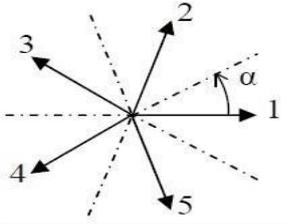
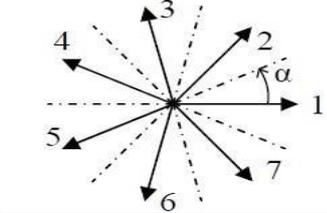
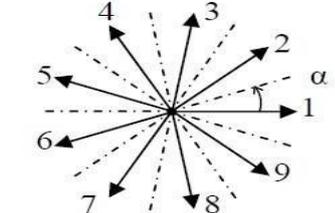
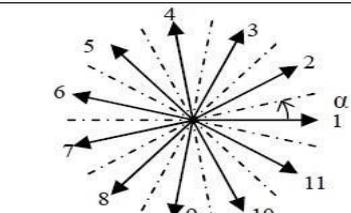
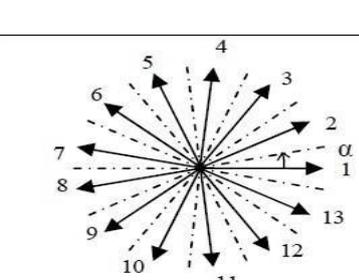
$$q_{\alpha} = \frac{\pi}{\alpha} \tag{I.2}$$

Avec α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

I.2.2 Machines multi-phasées de "type2"

Dans ce type de machine, le nombre de phases du stator q est nombre impair Si α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les phases sont alors régulièrement décalées de $\alpha = \pi/q$ on a toujours $q\alpha = \pi$.

Tableau I-2- Machines multi-phasées de Type 2 [9]

Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase (q_α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

I.3 Les avantages et les inconvénients des Machines Multi-phasées

I.3.1 Les avantages

Les machines multi-phasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles et parmi ces avantages on peut citer :

1. La segmentation de puissance, comme la machine multi-phasée contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases.
2. Pertes fer réduites conduisant à une amélioration de la performance globale [10].
3. Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase [10].
4. Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait de réduire le couple Pulsatoire et augmenterait l'efficacité de la machine.
5. Les machines à induction polyphasés font moins de bruit par rapport à ceux triphasés.
6. Les nombres des phases élevés fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasés donne la possibilité de démarrer et fonctionner même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit [10].

I.3.2 Les inconvénients

1. Le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine, et complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptées.
2. Certains harmoniques des courants statoriques ne contribuent pas à la création d'onde de la "f.m.m", et ne circulent donc qu'au stator. Dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, l'impédance vue par ces harmoniques peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante, et ce constitue l'inconvénient majeur des machines polyphasées alimentées par un onduleur de tension [11].

Grâce à ses multiples avantages, la machine double étoile est la machine multi-phasée la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué et avec un prix acceptable.

I.4 Description de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile est une machine électrique qui est composée d'un stator qui porte deux enroulements triphasés identiques décalés d'un angle $\alpha = 30^\circ$, et d'un rotor à cage d'écureuil. Ces enroulements sont disposés de manière à créer un champ magnétique tournant qui interagit avec le champ magnétique du rotor pour induire un courant et produire le couple moteur nécessaire au fonctionnement de la machine. Le stator est généralement constitué de tôles de fer laminées pour réduire les pertes par courants de foucault et est conçu pour optimiser le champ magnétique et la distribution du flux dans la machine.

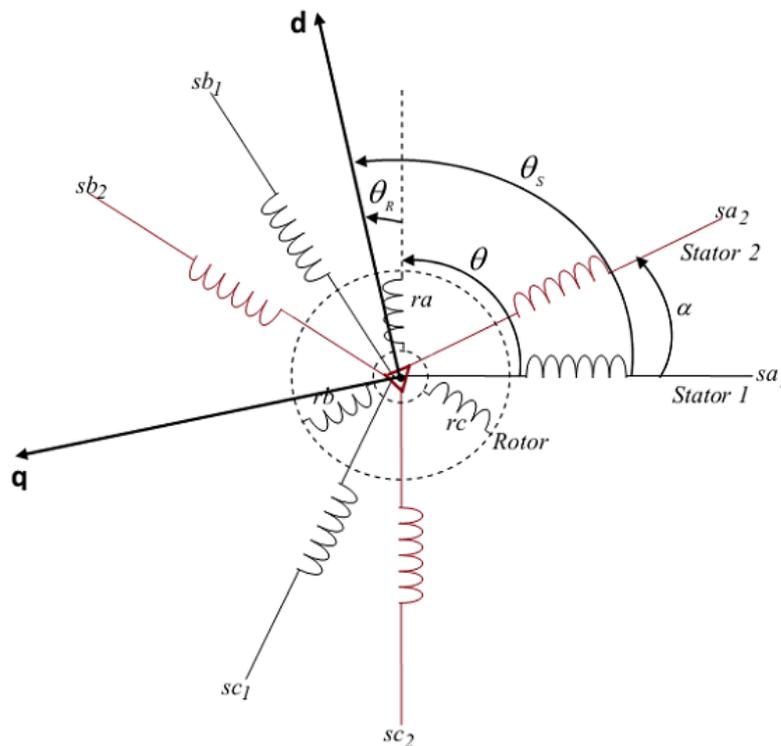


Figure I.1 Description schématique des enroulements de la MASDE [8]

I.5 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des 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_s ; 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 ω_s . Elle est définie comme suit [7] :

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \text{ [rad/s]} \quad (\text{I.3})$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse ω_r inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.4})$$

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

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.5})$$

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

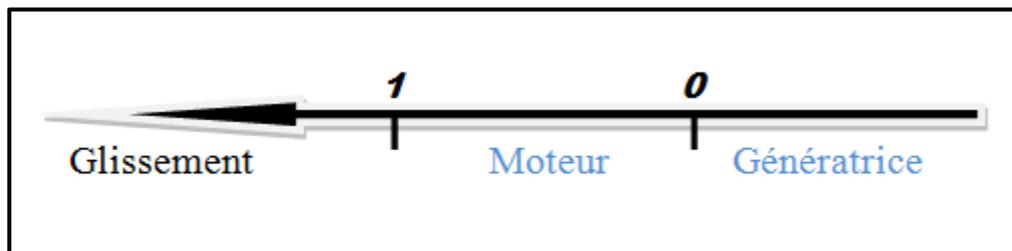


Figure I-2 : Modes de fonctionnement suivant le glissement

I.6 Hypothèses simplificatrices [11]

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale.
- Machine de construction symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire).
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

I.7 Modèle triphasé de la machine asynchrone double étoile

I.7.1 Equations électriques

Les équations électriques des étoiles (1 ; 2) et du rotor sont exprimées par :

➤ Pour l'étoile 1 :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{as1} = R_{as1} i_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = R_{bs1} i_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = R_{cs1} i_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.6})$$

➤ Pour l'étoile 2 :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{as2} = R_{as2} i_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ v_{bs2} = R_{bs2} i_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ v_{cs2} = R_{cs2} i_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.7})$$

➤ Pour le rotor :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_{ra} i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ 0 = R_{rb} i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ 0 = R_{rc} i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.8})$$

Sous forme matricielle, les systèmes précédents se présentent comme suit :

➤ Etoile 1 :

$$[v_{abc,s1}] = [R_{s1}][i_{abc,s1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc,s1}]$$

➤ Etoile 2 :

$$[v_{abc,s2}] = [R_{s2}][i_{abc,s2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc,s2}]$$

➤ Rotor :

$$[v_{abc,r}] = [R_r][i_{abc,r}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc,r}]$$

➤ Avec :

$$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$$

$$R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$$

$$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

➤ On a :

$$[R_{s1}] = \text{diag}[R_{as1} \ R_{bs1} \ R_{cs1}] ; [R_{s2}] = \text{diag}[R_{as2} \ R_{bs2} \ R_{cs2}] ;$$

$$[R_r] = \text{diag}[R_{ar} \ R_{br} \ R_{cr}]$$

$$[v_{s1}] = [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^T ; [v_{s2}] = [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^T ;$$

$$[v_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T$$

$$[\phi_{s1}] = [\phi_{as1} \ \phi_{bs1} \ \phi_{cs1}]^T ; [\phi_{s2}] = [\phi_{as2} \ \phi_{bs2} \ \phi_{cs2}]^T ;$$

$$[\phi_r] = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T$$

$$[i_{s1}] = [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1}]^T ; [i_{s2}] = [i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2}]^T ;$$

$$[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$$

I.7.2 Equations magnétiques

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et mutuelles sont exprimés par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2}] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont [6] :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{bs1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & (L_{bs2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) & (L_{br} + L_{mr}) & L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Les sous matrices des inductances mutuelles sont :

$$[L_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$[L_{s1,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta) & L_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta) & L_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$[L_{s2,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta - \alpha - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Les sous matrices $[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^T$, $[L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^T$, $[L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^T$

Avec : $L_{ms} = L_{mr} = L_{sr} = \frac{3}{2} L_m$.

Et :

L_{s1} : Inductance propre du 1er stator.

L_{s2} : Inductance propre du 2ème stator.

L_r : Inductance propre du rotor.

L_{ms} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques.

L_{mr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques.

L_{sr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre une étoile et le rotor.

I.7.3 Expression du couple électromagnétique

L'expression est donnée par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle de rotation du rotor :

$$C_{em} = P \frac{\partial \omega}{\partial \theta_e} = \frac{\partial \omega}{\partial \theta_r} \quad (\text{I.16})$$

On a :

$$\omega = \frac{1}{2} ([\phi_{s1}][i_{s1}]^T + [\phi_{s2}][i_{s2}]^T + [\phi_r][i_r]^T) \quad (\text{I.17})$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left([i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_r]^T + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_r]^T \right) \quad (\text{I.18})$$

Avec :

P : Nombre de pair de pole.

θ_r : Angle de rotation du rotor.

θ_e : Angle électrique.

I.7.4 Equation mécanique

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation mécanique suivante [1] :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega \quad (\text{I.19})$$

A noter que :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (\text{I.20})$$

Et :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I.21})$$

I.8 Modèle biphasé de la MASDE

I.8.1 Transformation de Park

Pour modéliser la MASDE, on doit passer par la transformation d'un système triphasé en un système biphasé, puis l'inverse, en créant un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Pour ce faire, on utilise les matrices de transformation de Park direct et inverse qui suivent :

- Pour l'étoile 1 :

La matrice directe de Park :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

La matrice inverse de Park :

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

- Pour l'étoile 2 et le rotor, on remplace dans (II.17) et (II.18) θ par $(\theta - \alpha)$ et puis par $\theta_{gl} = \theta - \theta_r$, respectivement.

Avec : $\theta = \int_0^t \omega_{coord} dt$: angle entre les systèmes d'axes biphasés et triphasés.

ω_{coord} : vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasés.

I.8.2 Modèle de Park de la machine

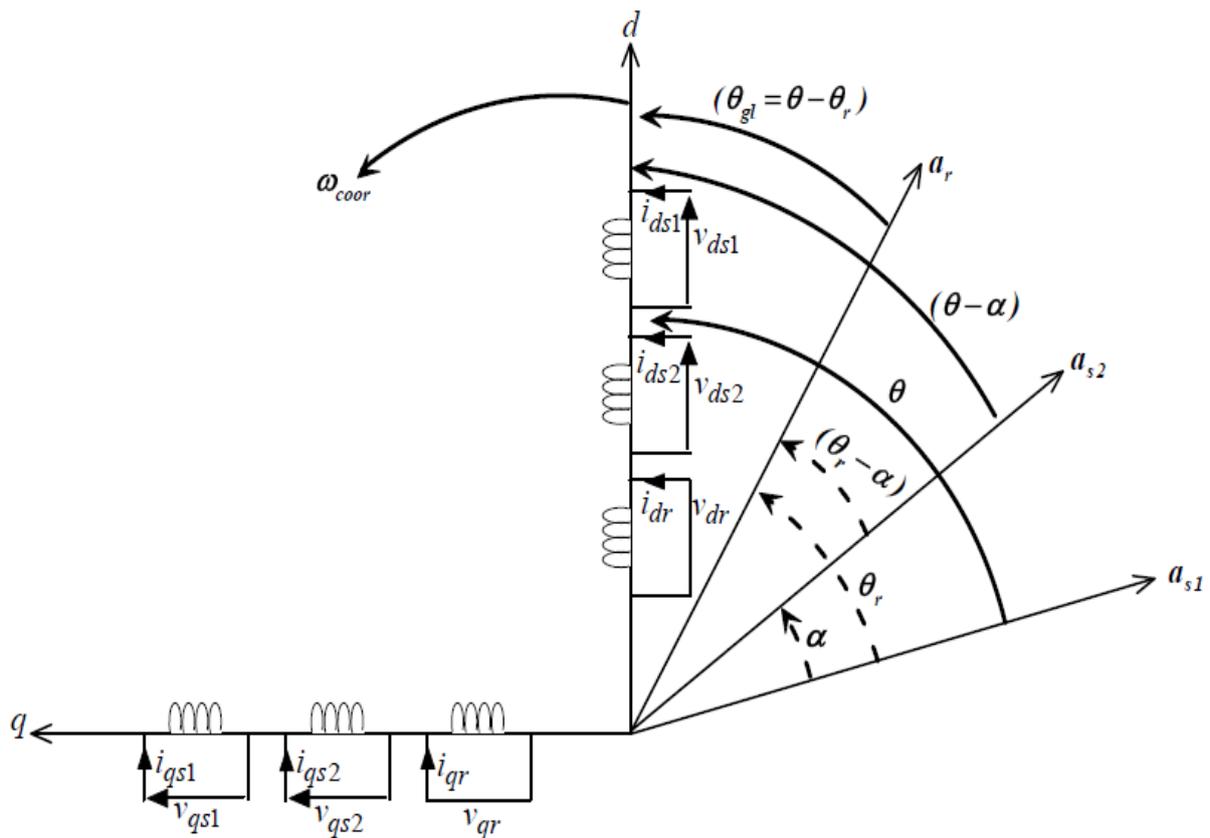


Figure I-3 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

I.8.2.1 Choix du référentiel

On a trois types de référentiels, on fait notre choix selon la vitesse accordée au repère (d, q) et ces référentiels sont :

a. Référentiel lié au stator

On a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

Ou

$$\theta_s = \theta_r + \theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt}$$

D'où :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -P\Omega$$

- Ce référentiel est utilisé quand la vitesse de rotation est constante ou au régime transitoire.

b. Référentiel lié au rotor

On a :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$$

- Ce référentiel est utilisé quand la vitesse de rotation est constante ou au régime transitoire.

c. Référentiel lié au champ tournant

On a :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_s$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - P\Omega$$

- Dans ce référentiel aucune simplification n'est introduite aux équations électriques transformées.

I.8.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant

Le modèle de la machine asynchrone double étoile dans un repère biphasé lié au champ tournant est obtenu en utilisant les transformations normalisées de Park, qui conservent la puissance. En appliquant ces transformations aux tensions et aux flux statoriques, nous obtenons le modèle électrique classique suivant :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - \omega_s\phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} + \omega_s\phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} - \omega_s\phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} + \omega_s\phi_{ds2} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - \omega_{gl}\phi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + \omega_{gl}\phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.24)$$

Où : $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

Les flux statoriques et rotoriques en (d, q) sont :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (I.25)$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta}{dt}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

D'où : $P\Omega = \frac{d\theta}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$

$(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: Inductances propres cycliques des étoiles 1 et 2.

$(L_r + L_m)$: Inductance propre cyclique du rotor.

En mettant le système d'équations (I.25) dans (I.24) on déduit :

$$[B][U] = [L][\dot{I}] - \omega_s[D][I] - \omega_{gl}[C][I] + [R][I] \quad (I.26)$$

Où :

$[U] = [v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}, v_{dr}, v_{qr}]^t$: Vecteur de commande.

$[I] = [i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}, i_{dr}, i_{qr}]^t$: Vecteur d'état, et $[\dot{I}] = \frac{d}{dt}[I]$.

$[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$.

$[R] = \text{diag}[R_{s1}, R_{s1}, R_{s2}, R_{s2}, R_r, R_r]$.

$$[L] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \\ -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} 0 & (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ -(L_{s1} + L_m) & 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m \\ -L_m & 0 & -(L_{s2} + L_m) & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

On met (I.26) sous forme d'état, On déduit :

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}([B][U] + \omega_{gl}[C][I] - [R][I] + \omega_s[D][I]) \quad (I.27)$$

I.8.4 Equation mécanique

I.8.4.1 Puissance absorbée

En négligeant les composantes homopolaires, et que la transformée de Park conserve la puissance instantanée, Alors on peut écrire la puissance absorbée de la machine asynchrone double étoile comme suit :

$$P_a = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (I.28)$$

En remplaçant les tensions ($v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}$) par leurs expressions de (I.24) dans (I.28), l'expression de la puissance absorbée devient :

$$\begin{aligned} P_a = & \underbrace{[R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2]}_{1^{\text{er}} \text{ terme}} \\ & + \underbrace{[i_{ds1} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} + i_{qs1} \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + i_{ds2} \frac{d}{dt} \phi_{ds2} + i_{qs2} \frac{d}{dt} \phi_{qs2}]}_{2^{\text{ème}} \text{ terme}} \\ & + \underbrace{[\omega_s (\phi_{ds1}i_{ds1} - \phi_{qs1}i_{qs1} + \phi_{ds2}i_{ds2} - \phi_{qs2}i_{qs2})]}_{3^{\text{ème}} \text{ terme}} \end{aligned} \quad (I.29)$$

L'expression de 'Pa' se compose de trois termes :

- 1^{er} terme : les Pertes Joule.
- 2^{ème} terme : La puissance électrique transformée en puissance mécanique en négligeant les pertes fer (énergie réservée).
- 3^{ème} terme : La puissance électromagnétique P_{em} .

I.8.4.2 Couple électromagnétique

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (I.30)$$

En remplaçant P_{em} par son expression de (I.29) dans (I.30), on obtient :

$$C_{em} = P(\phi_{ds1}i_{ds1} - \phi_{qs1}i_{qs1} + \phi_{ds2}i_{ds2} - \phi_{qs2}i_{qs2}) \quad (I.31)$$

Si on remplace les flux par leurs équations dans celle du couple, on aura :

$$C_{em} = PL_m[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - i_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (I.32)$$

A partir des expressions des flux rotoriques (direct ϕ_{dr} et en quadrature ϕ_{qr}) exprimées en (I.25), on déduit :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\phi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (I.33)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r + L_m} [\phi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})] \quad (I.34)$$

On obtient la formule du couple électromagnétique en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques exprimée dans le repère (d, q) en introduisant les équations (I.34) et (I.33) dans (I.32) et cela donne :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - \phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (I.35)$$

En ingénierie, la simulation est un moyen efficace et économique, couramment utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Actuellement, plusieurs outils de simulation, dont Matlab/Simulink, sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires. A cet effet, nous utilisons l'environnement Matlab/Simulink® pour simuler notre machine.

Nous alimentons notre MASDE par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, qui sont données comme suit :

- Pour l'étoile 1 :

$$\begin{aligned} v_{as1} &= V_m \sin(\omega_s t) \\ v_{bs1} &= V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs1} &= V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (I.36)$$

Avec ω_s : Pulsation d'alimentation. Et $V_m = \sqrt{2}V_{eff}$

- Pour l'étoile 2 : on prend du système d'équations (I.36) le terme $(\omega_s t)$ et on le remplace par $(\omega_s t - \alpha)$ et l'indice 1 devient 2.
- Notre MASDE a un rotor à cage d'écureuil, donc les tensions rotoriques (v_{ar}, v_{br}, v_{cr}) sont nulles.

I.9 Résultats de la simulation

Les figures (4, 5, 6, 7, 8, 9) montrent l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées suivie de l'application d'une charge de 400 N.m à l'instant $t=3s$.

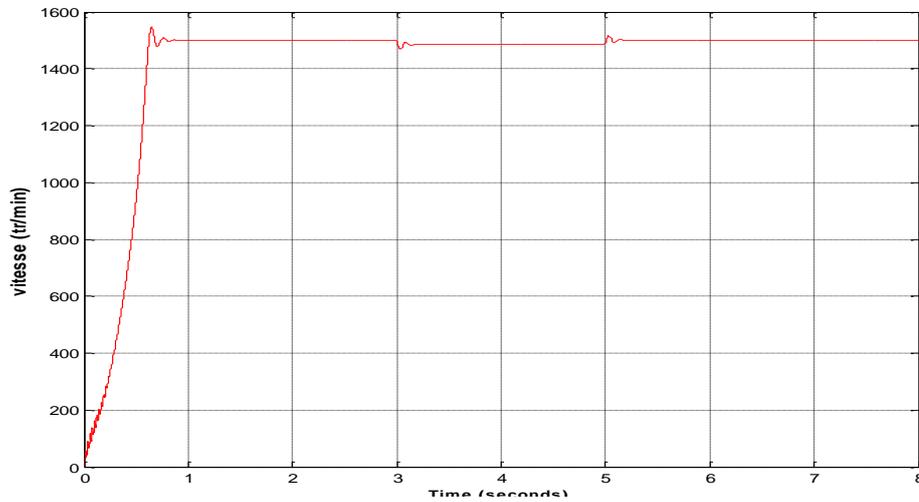


Figure I-4 : vitesse rotorique de la MASDE (tr/min)

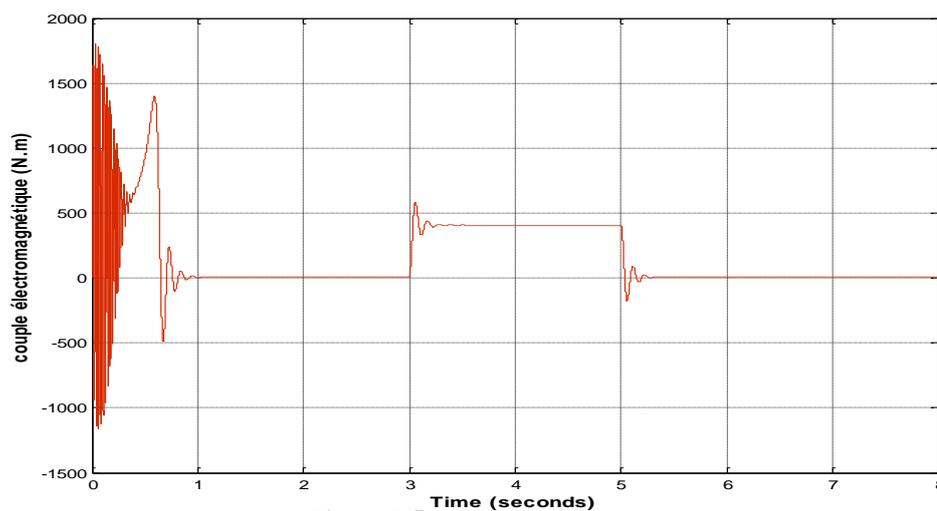


Figure I-5 : couple électromagnétique

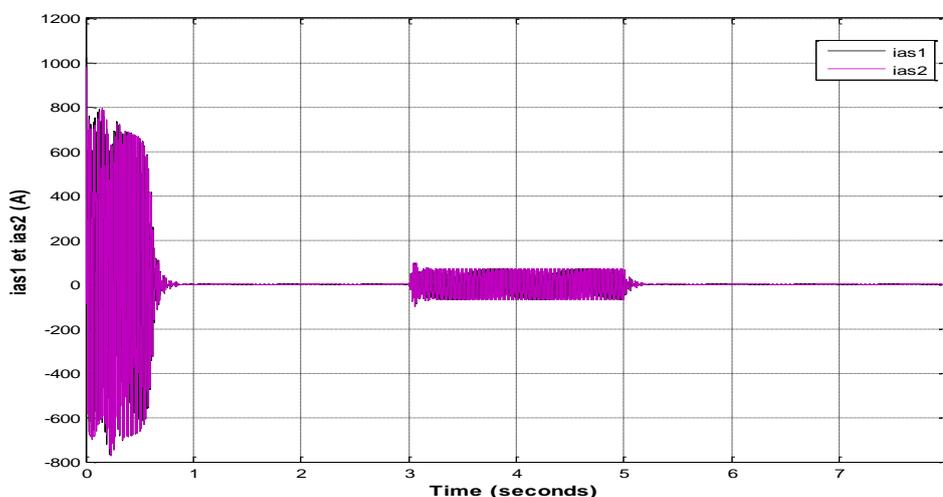


Figure I-6 : Les courants statoriques réels des deux étoiles

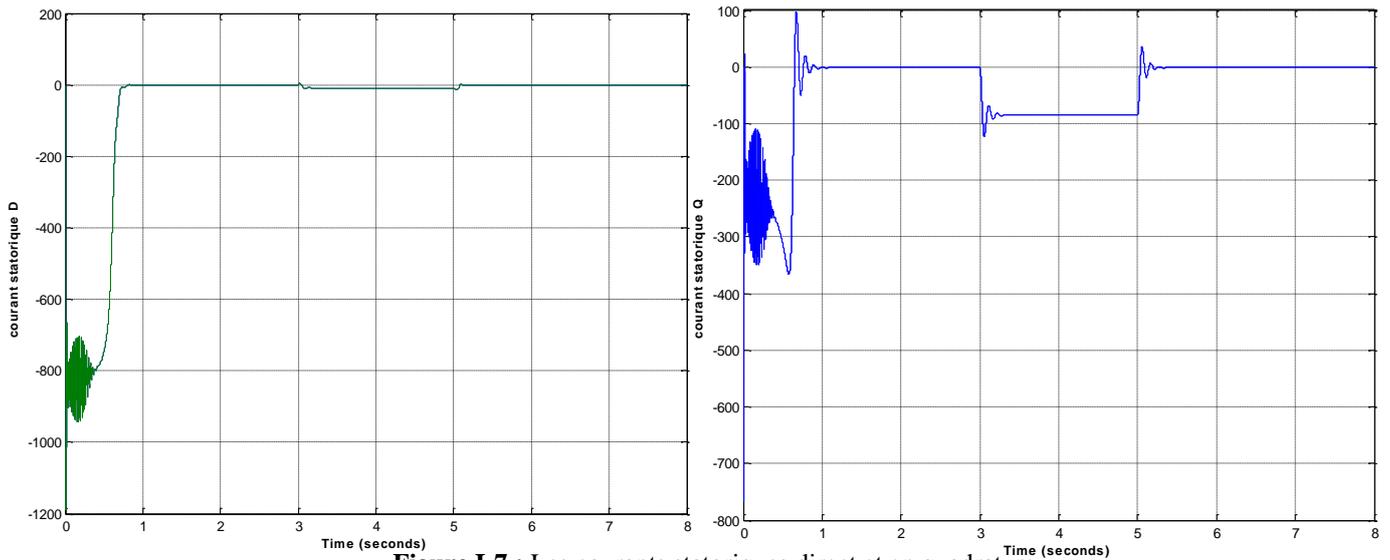


Figure I-7 : Les courants statoriques direct et en quadrature

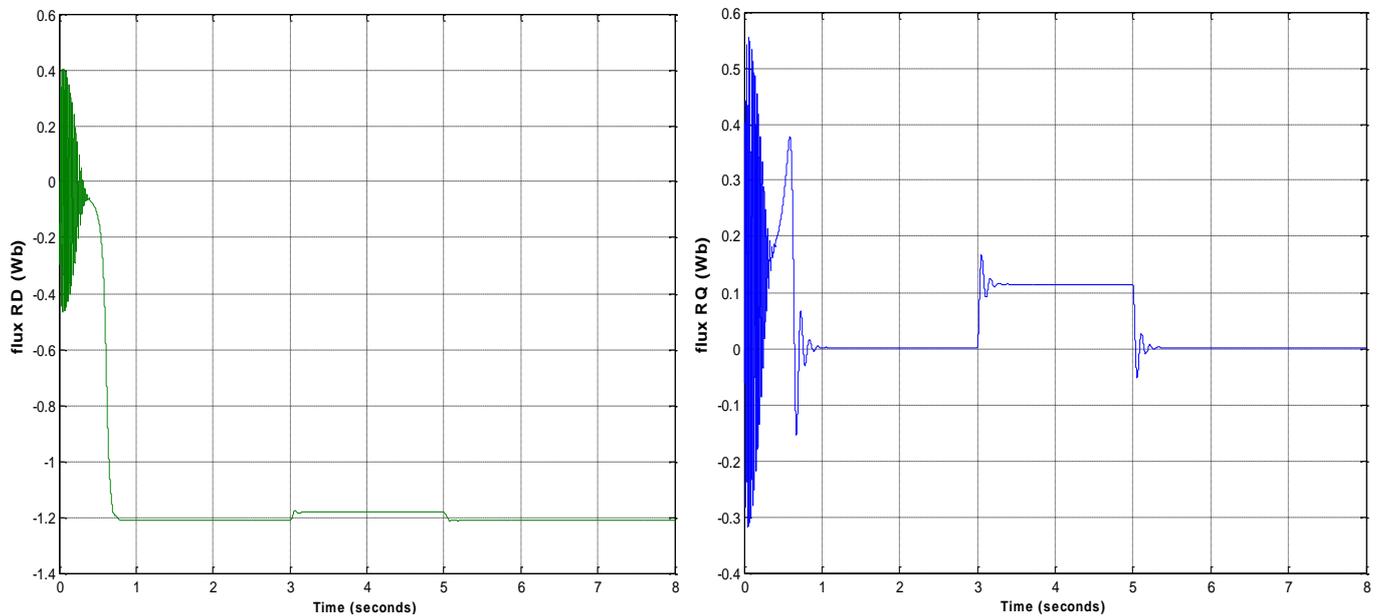


Figure I-8 : Les flux rotoriques direct et en quadrature

Les performances de la MASDE alimentée par deux systèmes triphasés (220v- 50Hz), et suivie de l'application d'une charge $C_r=400\text{Nm}$ entre $t = [3 ; 5]$ représentées ci-dessus nous montrent que :

- Au démarrage à vide :

La vitesse de rotation évolue quasi-linéairement et augmente jusqu'à sa stabilisation à $N=1499.78\text{tr/min}$ qui est très proche à la vitesse de synchronisme, et la trajectoire des courants statoriques selon (d, q) est proche à celle de la vitesse après des oscillations mineures pendant presque 0.7s.

Pour que le couple électromagnétique maîtrise l'inertie de la machine, les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} passent par un régime transitoire dont leurs valeurs sont plus grandes que le courant nominal, après ils prennent une forme sinusoïdale au régime permanent. Le couple électromagnétique, au début a un pic et présente des oscillations qui dure, ensuite à cause des frottements il diminue à 6.28 N.m (sa valeur minimale).

Les flux rotoriques d'axes (d, q) ont une ressemblance dans leurs évolutions au couple électromagnétique et leurs valeurs minimales sont respectivement -1.175Wb et 0.003Wb.

- Avec l'application de la charge $C_r = 400\text{N.m}$ à partir de $t=3\text{s}$:

La vitesse diminue à $N=1485.55\text{tr/min}$, et le même cas pour les courants selon (d, q) qui se stabilisent à $i_{sd1}=i_{sd2}=-8.79\text{A}$ et $i_{qs1}=i_{qs2}=-85\text{A}$. Contrairement, le couple électromagnétique, les courants statoriques, et les flux rotoriques (d, q), augmentent et se stabilisent à $C_{em}=406.29\text{N.m}$ (un peu plus grand que le couple de charge), $i_{as1}=i_{as2}=69\text{A}$, $\phi_{dr} = -1.182\text{Wb}$, $\phi_{qr} = 0.2\text{Wb}$.

Le glissement de notre machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation $v_{as1}(\text{V})$ et les courants statoriques $i_{as1}(\text{A})$ sont en phase de même signe, et dû à un effet inductif de la machine, et puisque la puissance est à un sens de transition positif, si les courants déphasent en arrière par rapport à la tension, veut dire que la machine absorbe l'énergie nécessaire pour la magnétisation de la charge et son alimentation par le réseau électrique.

Quand on enlève la charge, les performances de la machine asynchrone double étoile reviennent à celles du fonctionnement à vide.

- Pour pouvoir commander notre machine, nous avons besoin d'une alimentation par des convertisseurs statiques (filtre RLC, redresseur et onduleur MLI). Cette association convertisseur-machine permet de contrôler la vitesse et le couple générés par une action simultanée sur l'amplitude de tension et sa fréquence à base des onduleurs de tension à fréquence variable.

I.10.1 Modélisation de l'onduleur de tension à commande MLI

L'onduleur est un convertisseur statique très connu en électronique de puissance par son rôle incontournable qui est la conversion du continu en alternatif. Ce convertisseur est utilisé dans des domaines d'application les plus variés spécialement dans la variation de vitesse des machines à courant alternatif. Nous pouvons le commander par une commande adjacente ou par la technique de modulation de largeurs d'impulsions (MLI). La figure (I.10) représente le schéma d'un onduleur triphasé.

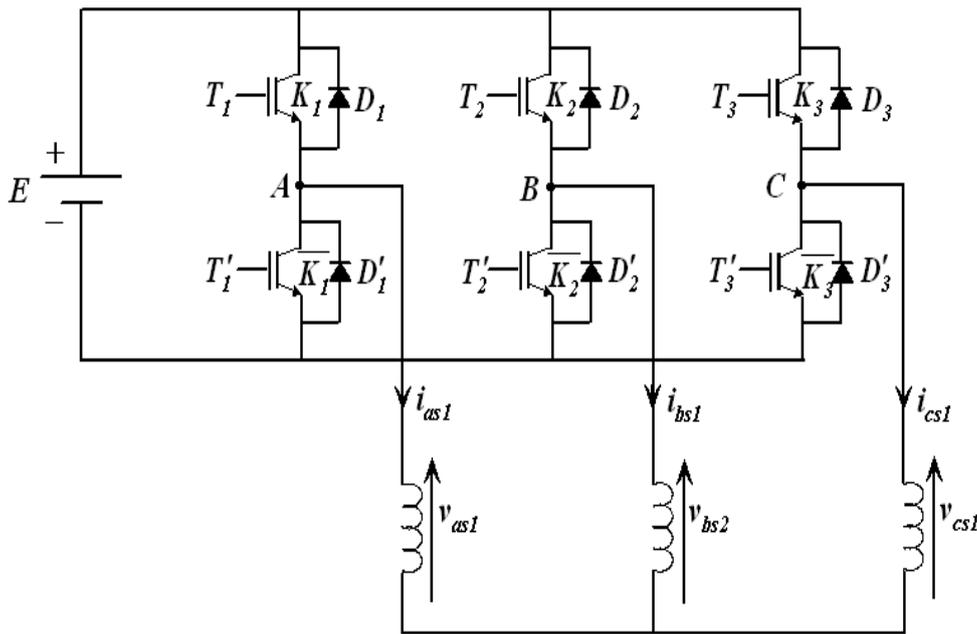


Figure I-9 : schéma d'un onduleur triphasé

- Les tensions composées :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f1 - f2) \\ v_{bc} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f2 - f3) \\ v_{ca} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f1 - f2) \end{cases} \quad (I.37)$$

- Les tensions simples :

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (I.38)$$

- De (I.37) et (I.38) on aura pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f1 \\ f2 \\ f3 \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{3} \quad (I.39)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f4 \\ f5 \\ f6 \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{3} \quad (\text{I.40})$$

I.10.1.1 Commande par modulation sinus-triangle

La modulation par largeurs d'impulsions sinus-triangle est réalisée en comparant une tension de référence modulante de basse fréquence à une porteuse triangulaire de haute fréquence.

- Les tensions de références sinusoïdales de l'étoile 1 sont :

$$\begin{cases} v_{refa1} = V_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refb1} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{refc1} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

- Pour l'étoile 2 : il suffit de remplacer $(2\pi ft)$ par $(2\pi ft - \alpha)$ et l'indice 1 par 2 dans l'équation de la première étoile (I.41)
- L'équation de la porteuse est :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Les figures suivantes présentent le principe de la commande MLI sinus-triangle avec $r=0.8$ et $m=21$.

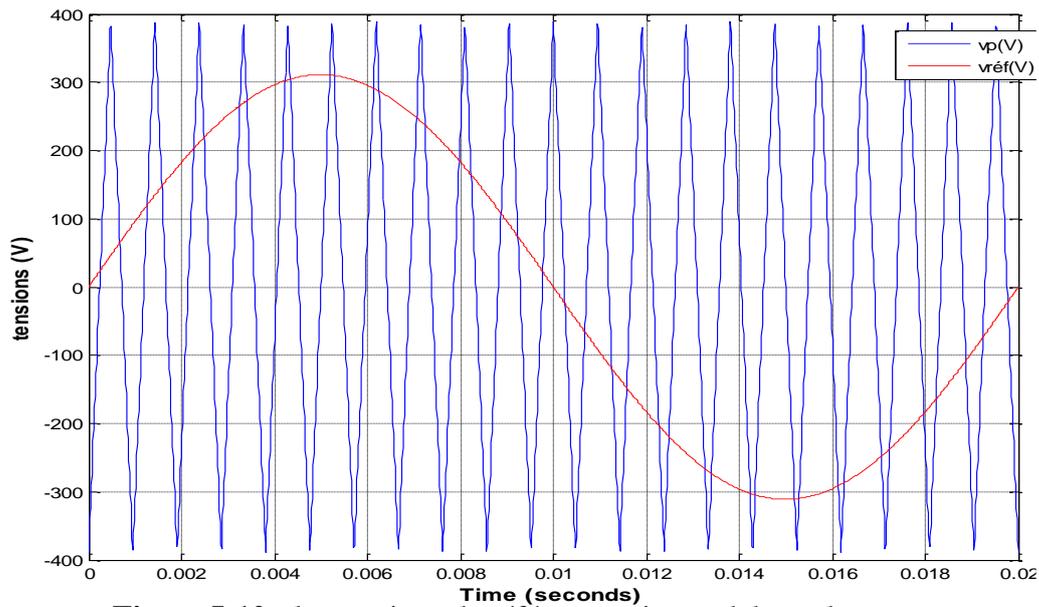


Figure I-10 : les tensions de références sinusoïdales et la porteuse

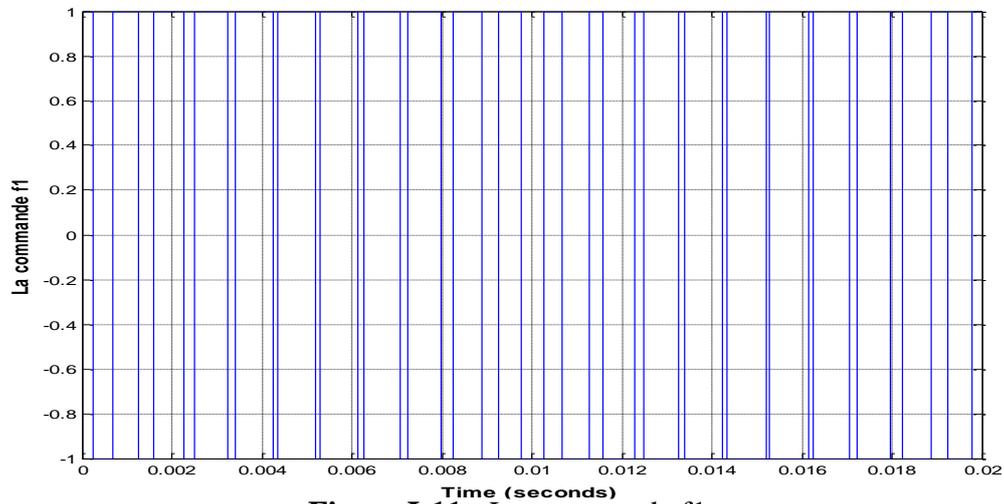


Figure I-11 : La commande f1

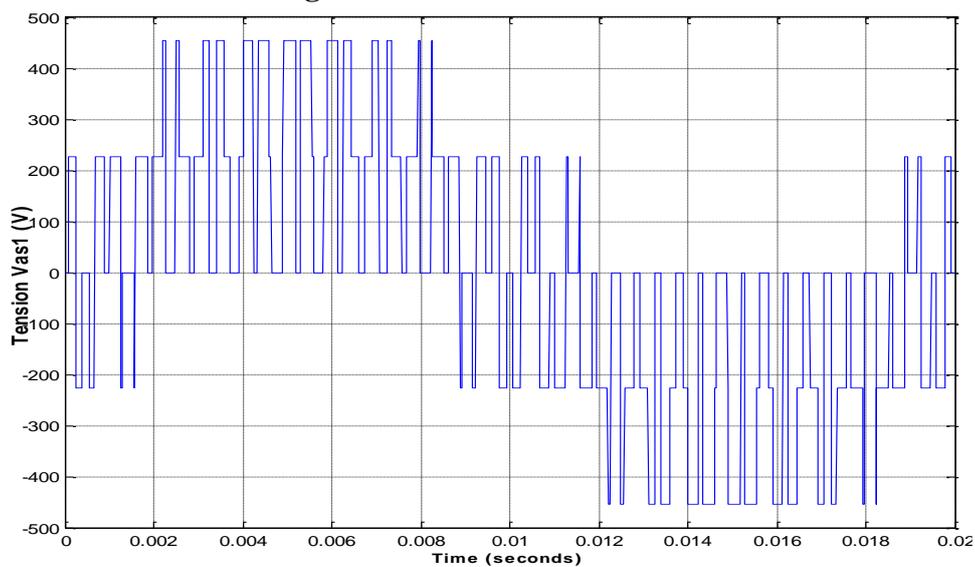


Figure I-12 : La tension Vas1

I.10.2 Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande MLI

La figure suivante présente le schéma d'association de la MASDE avec deux onduleurs de tensions à commande MLI sinus-triangle.

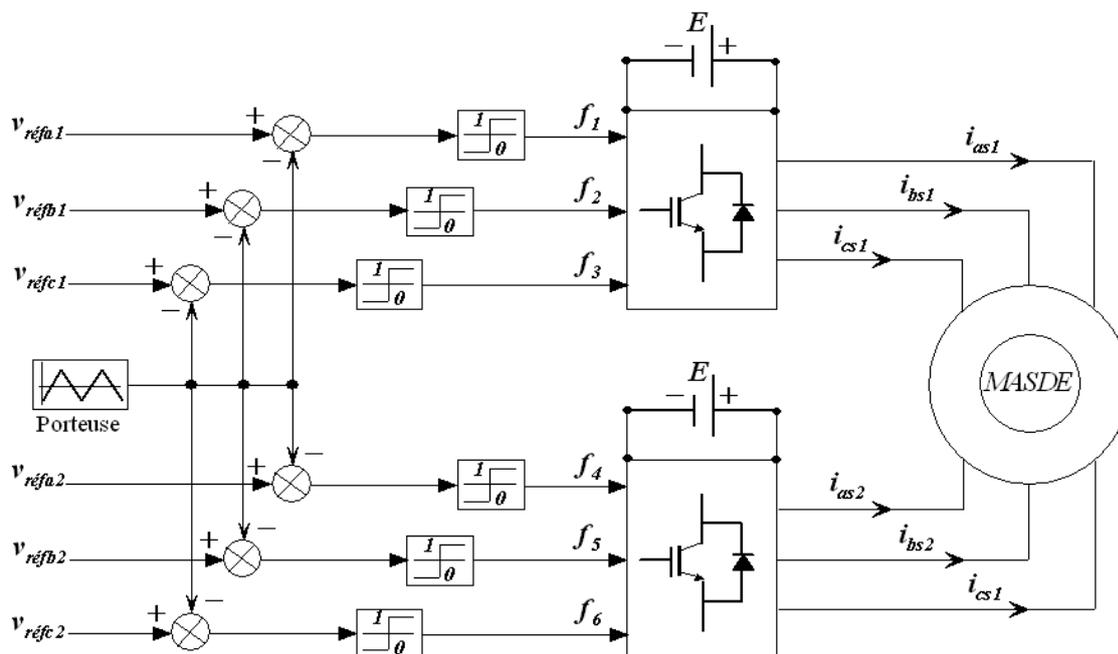


Figure I-13 : association MASDE-onduleur [11]

I.10.2.1 Résultats de la simulation

Les figures (15, 16, 17, 18, 19) montrent l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée avec deux onduleurs de tension à commande MLI sinus-triangle dont $r=0.8$ et $m=21$, suivi de l'application d'une charge $Cr=400N.m$ à l'instant $t=3s$.

Ces figures nous donnent des résultats similaires à ceux obtenus lors de l'alimentation direct de la machine par un réseau triphasé. Cependant, les allures des courants statoriques, les courants des axes (d, q), et l'allure du couple électromagnétique engendrent des ondulations en raison des harmoniques délivrés par les onduleurs, et cela affecte principalement le couple électromagnétique.

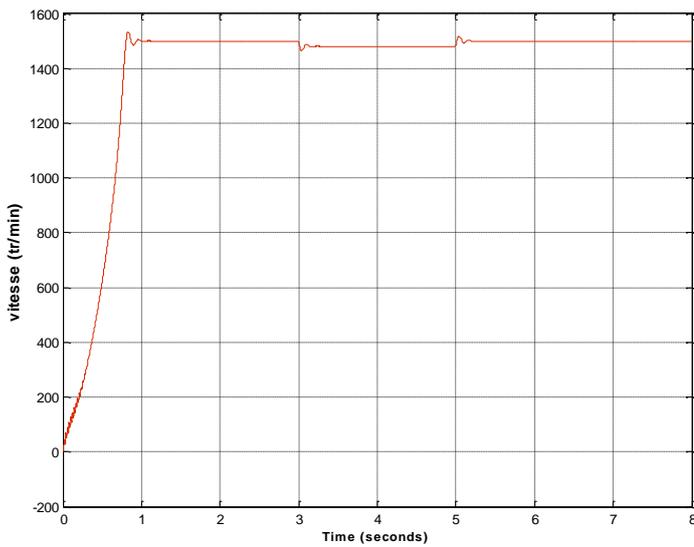


Figure I-14 : vitesse rotorique (tr/min)

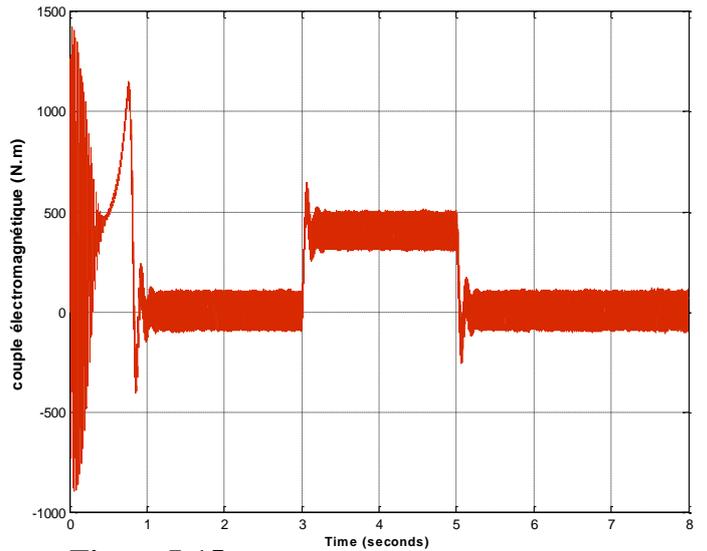


Figure I-15 : Couple électromagnétique

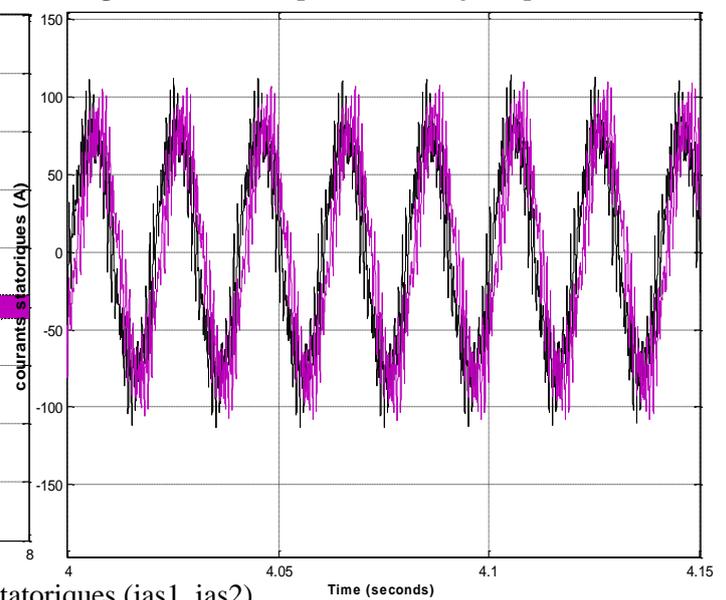
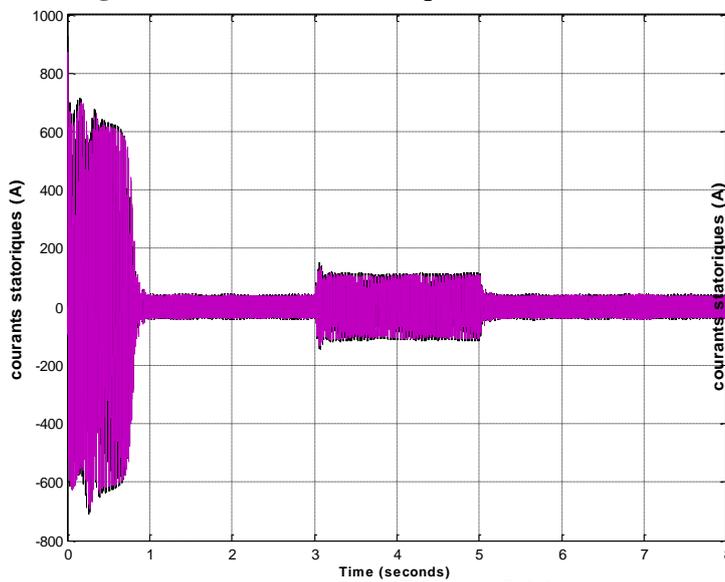


Figure I-16 : courants statoriques (ias1, ias2)

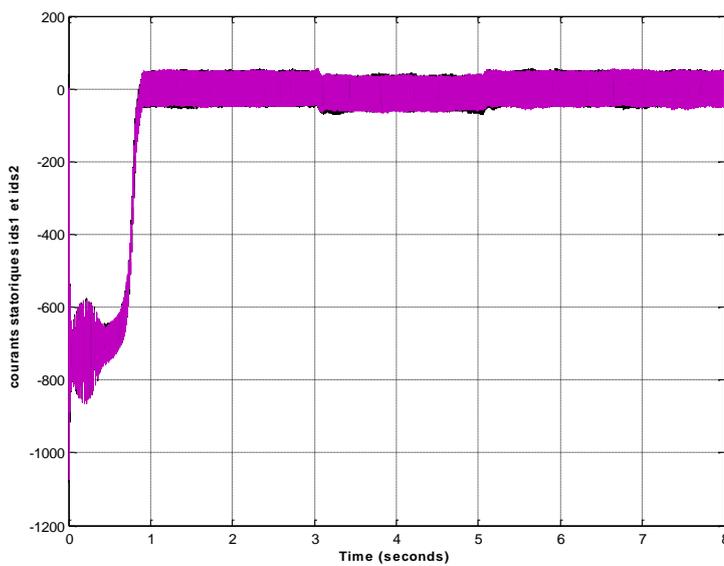


Figure I-17: courants ids1, ids2 (A)

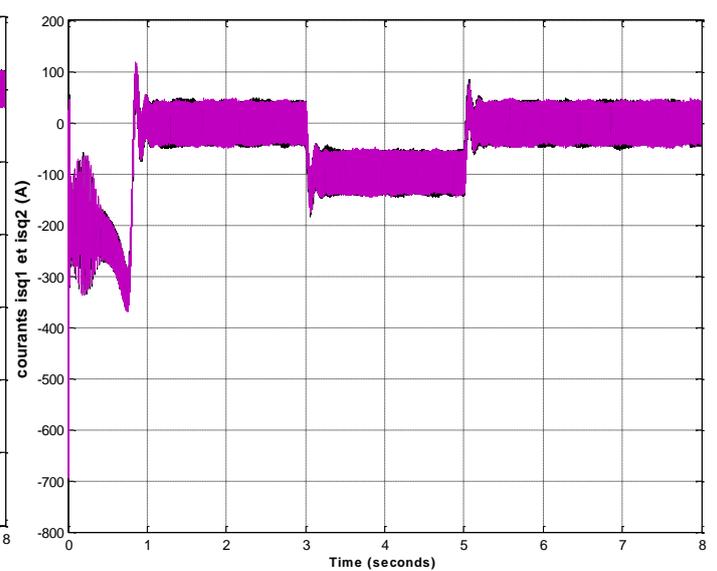


Figure I-18: courants iqs1, iqs2 (A)

I.10.3 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux

L'onduleur triphasé à trois niveaux est un onduleur qui a trois bras, chaque bras a quatre interrupteurs bidirectionnels, réalisé par la mise en antiparallèle d'un transistor et une diode, pour éviter le court-circuit de la source continue, ou l'ouverture de la charge alternative [15].

Le schéma d'un onduleur à trois niveaux est présenté dans la figure I-20 :

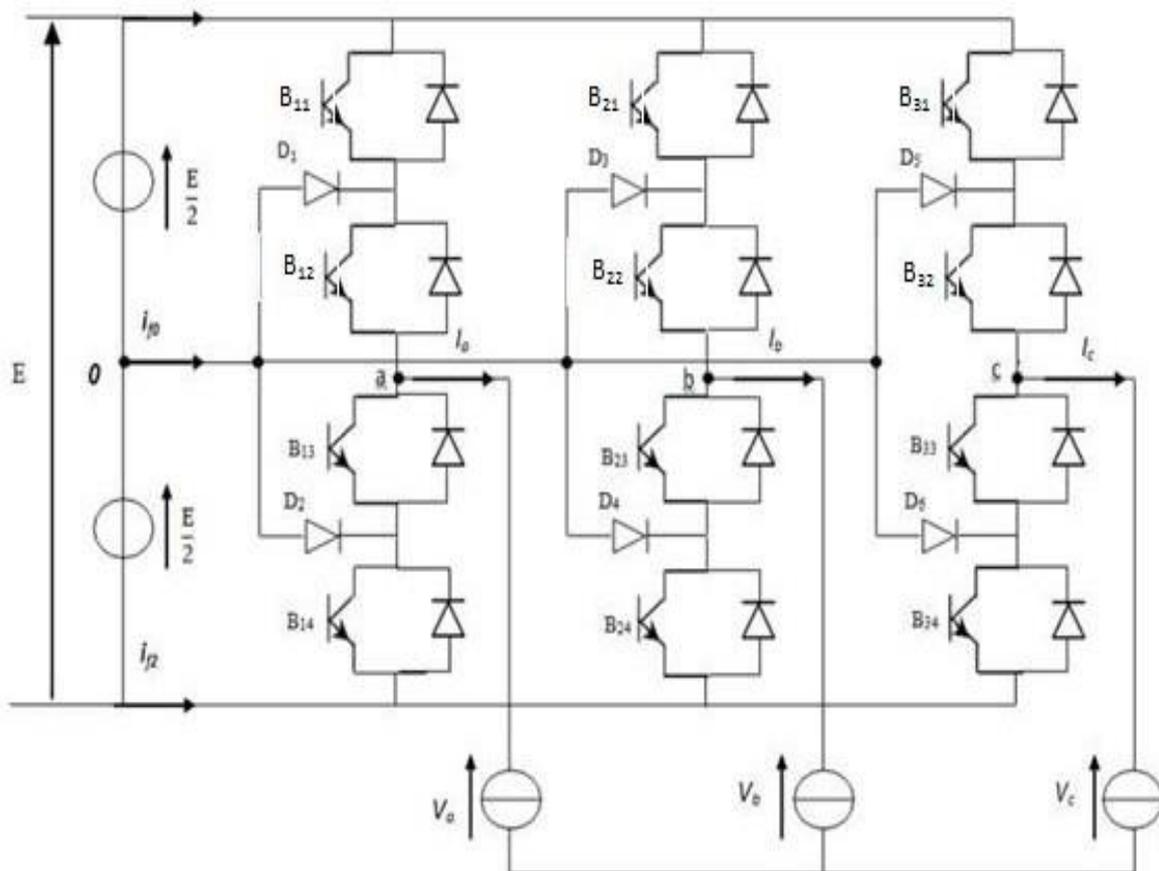


Figure I-19 : schéma d'un onduleur à trois niveaux de structure NPC [16]

L'analyse d'un bras de cet onduleur donne trois configurations qui sont :

- Première configuration : les diodes D_1 ET D_2 conduisent et la tension $V_a=0$.
- Deuxième configuration : les interrupteurs B_{k1} et B_{k2} sont commandés à l'état 1 et les autres interrupteurs à l'état 0, et $V_a=E/2$.
- Troisième configuration : les interrupteurs B_{k3} et B_{k4} sont commandés à l'état 1, les autres à 0 et la tension $V_a=-E/2$.

I.10.3.1 Commandabilité d'un bras de l'onduleur

Nous devons faire fonctionner l'onduleur en son mode commandable pour lui permettre de délivrer les trois niveaux de tensions désirés.

Les trois commandes complémentaires qui peuvent être appliquées sur le 1^{er} bras sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = \overline{F_{k2}} \\ F_{K3} = \overline{F_{k4}} \end{array} \right. \quad (1) \quad \longrightarrow \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = \overline{F_{k3}} \\ F_{K2} = \overline{F_{k4}} \end{array} \right. \quad (2) \quad \longrightarrow \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = \overline{F_{k4}} \\ F_{K2} = \overline{F_{k3}} \end{array} \right. \quad (3)$$

➤ C'est la commande (2) qui nous permet d'avoir les trois niveaux de tensions désirés.

Les connexions des interrupteurs de bras K sont liées par :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = 1 - F_{k3} \\ F_{K2} = 1 - F_{k4} \end{array} \right. \quad (I.37)$$

Le tableau suivant nous montre les états de commutations de chaque cellule (Bk1, Bk3) et (Bk2, Bk4).

Tableau I-3- commutations et tension de chaque bras de l'onduleur.

V_K	B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}
$E/2$	1	1	0	0
$-E/2$	0	0	1	1
0	1	1	1	0

I.10.3.2 Fonction de connexion de demi-bras

On définit pour l'onduleur une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera F_{KM}^b telle que, K le numéro du bras ($K=1,2$ ou 3) et ($m=1$ pour le demi-bras de haut et 2 pour le demi-bras de bas) [16].

Pour un bras K , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k2}^b = F_{k2} \cdot F_{k4} \end{array} \right. \quad (I.38)$$

F_{k1}^b : associé au demi bras du haut.

F_{k2}^b : associé au demi bras du bas.

$F_{KM}^b = 1$ \longrightarrow Les deux interrupteurs du demi bras fermés.

$F_{KM}^b = 0$ \longrightarrow Tout autre cas.

- Tensions de sortie par rapport au point milieu 0 :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{a0} = (F_{11}^b - F_{12}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ v_{b0} = (F_{21}^b - F_{22}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ v_{c0} = (F_{31}^b - F_{32}^b) \cdot \frac{E}{2} \end{array} \right. \quad (\text{I.39})$$

- Tensions composées :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{AB} = v_{a0} - v_{b0} \\ v_{BC} = v_{b0} - v_{c0} \\ v_{CA} = v_{c0} - v_{a0} \end{array} \right. \quad (\text{I.40})$$

- Tensions composées en fonction des tensions de sortie de l'onduleur :

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{12}^b) \\ (F_{21}^b - F_{22}^b) \\ (F_{31}^b - F_{32}^b) \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{2} \quad (\text{I.41})$$

On a :

$$v_{n0} = \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3}$$

v_{n0} : tension entre le point milieu de l'alimentation continue et le point neutre de la charge.

On déduit les tensions simples de source en fonction des tensions de sortie :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{12}^b) \\ (F_{21}^b - F_{22}^b) \\ (F_{31}^b - F_{32}^b) \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{6} \quad (\text{I.42})$$

I.10.3.3 La commande sinus-triangle à deux porteuses

Cette stratégie exploite le fait qu'un onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un alimenté par $E/2$ et forme des demi-bras du bas de l'onduleur à trois niveaux [17], dans ce travail nous utilisons deux porteuses identiques, déphasées entre elles de $\pi/2$.

La stratégie est caractérisée par l'indice de modulation m et le taux de modulation r :

- L'indice de modulation m défini comme le rapport de la fréquence de la porteuse et celle de la référence ($m=fp/f$). La modulation est dite synchrone lorsque m est entier et asynchrone dans le cas contraire [17].
- Le taux de modulation r , qui est égale au rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude V_{pm} de la porteuse [17].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées comme suit :

- Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} v_{refa1} = V_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refb1} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{refc1} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

- Pour l'étoile 2 : il suffit de remplacer $(2\pi ft)$ par $(2\pi ft - \alpha)$ et l'indice 1 par 2 dans l'équation de la première étoile (I.43).
- La stratégie de commande d'un seul bras est définie en deux étapes :
- Les signaux V_{k1} et V_{k2} :

$$\begin{cases} \begin{cases} v_{refk} \geq v_{p1} \Rightarrow v_{k1} = E \\ v_{refk} < v_{p1} \Rightarrow v_{k1} = 0 \end{cases} \\ \begin{cases} v_{refk} \geq v_{p2} \Rightarrow v_{k2} = 0 \\ v_{refk} < v_{p2} \Rightarrow v_{k2} = -E \end{cases} \end{cases}$$

- Le signal V_{km} :

$$v_{k1} + v_{k2} = v_{km}$$

I.10.3.4 Simulation de l'onduleur à trois niveaux par la commande sinus triangle à deux porteuses

Après l'implantation du schéma bloc de l'onduleur sous MATLAB/SIMULINK avec ces paramètres :

Les signaux qui représentent le principe de la commande MLI sont déterminés par la comparaison de deux porteuses triangulaires et d'une référence sinusoïdale, figure (I-21).

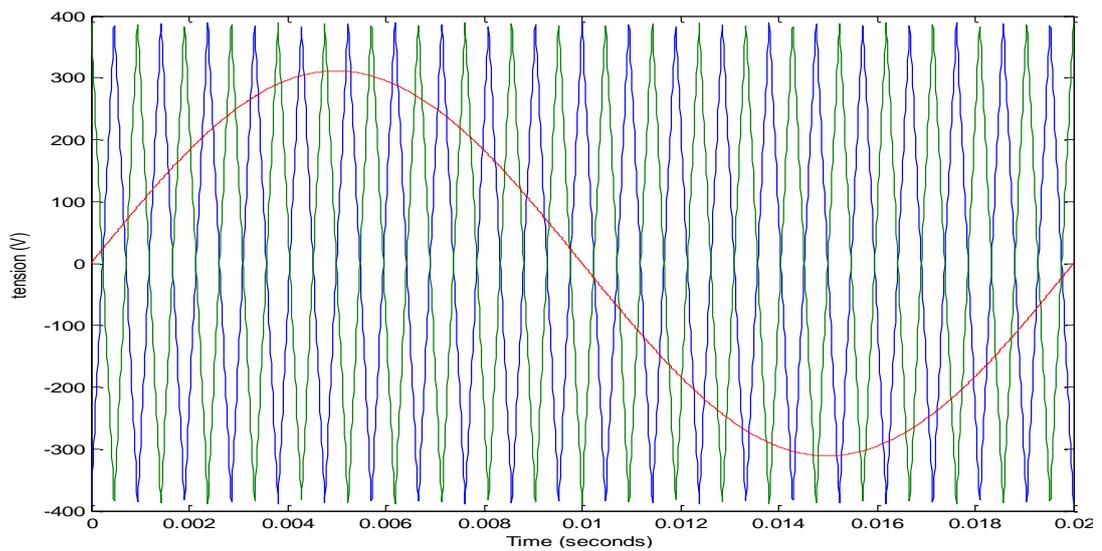


Figure I-20 : les tensions de références sinusoïdales et les deux porteuses



Figure I-21 : Les commandes f11 et f12

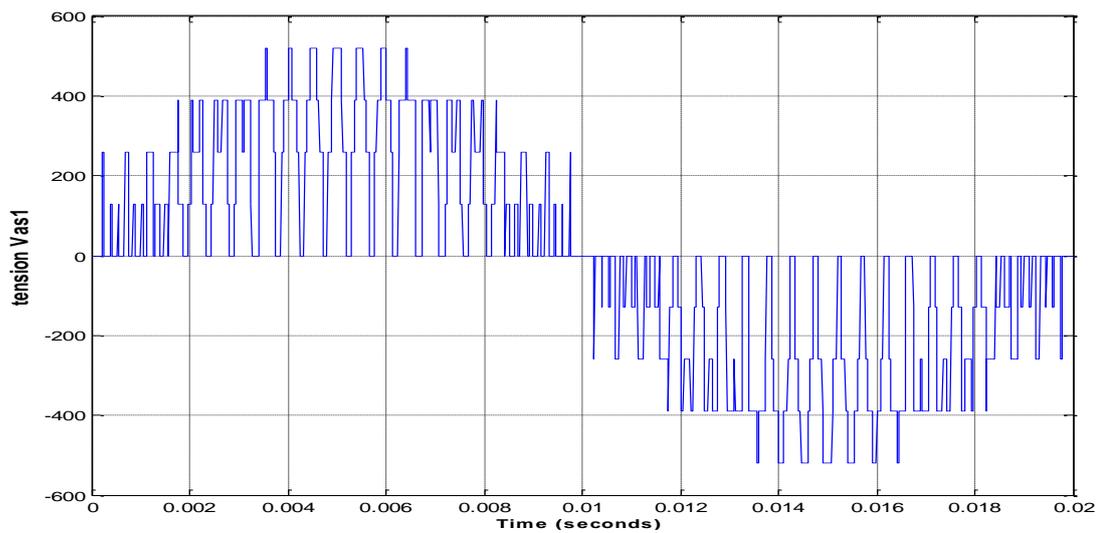


Figure I-22 : La tension Vas1

I.10.4 Association de la MASDE-onduleurs de tension à trois niveaux

La figure I-24 représente le schéma de l'association MASDE-onduleur de tension à trois niveaux :

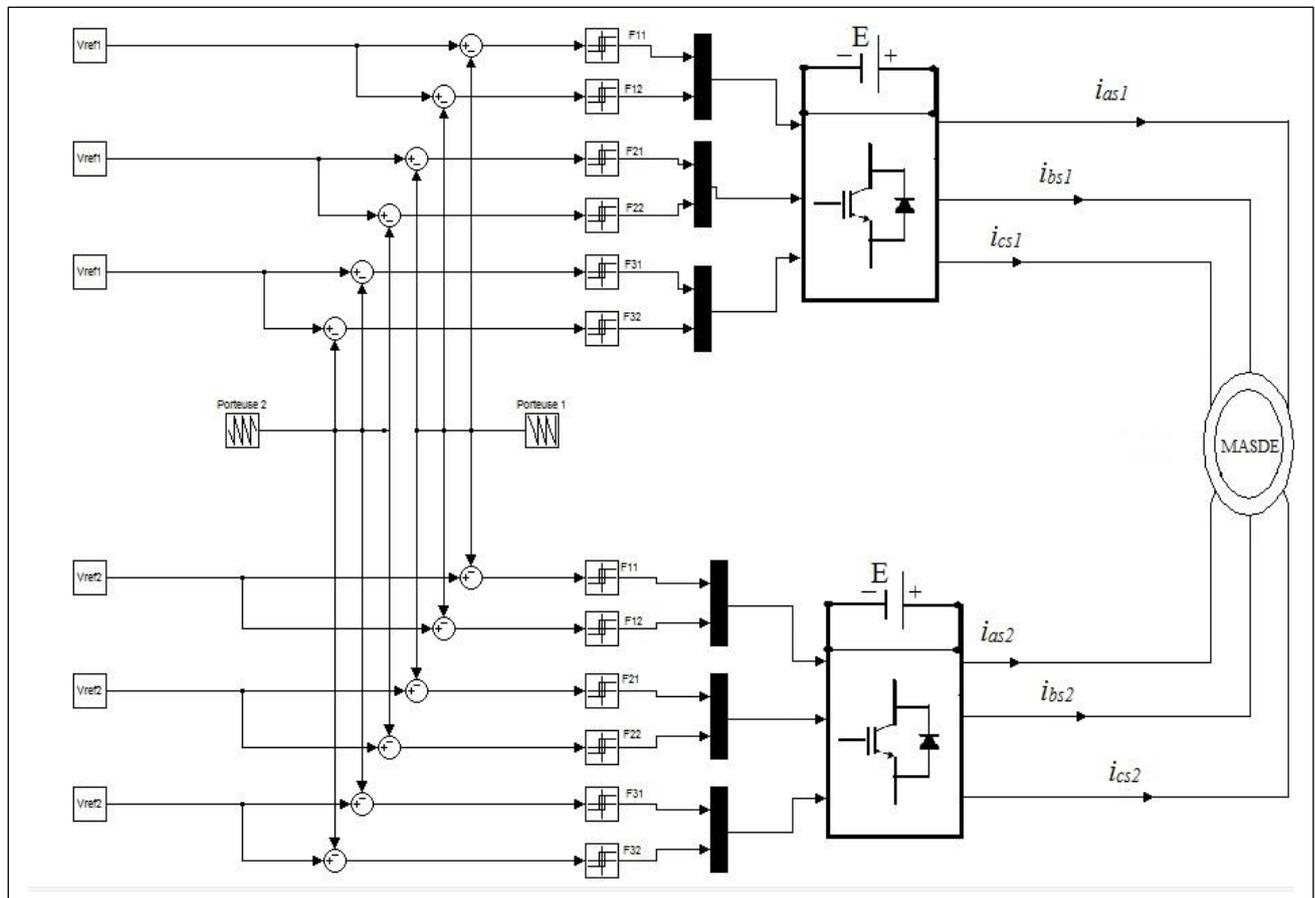


Figure I-23 : Schéma d'association MASDE-onduleur à trois niveaux

I.10.4.1 Résultats de simulation

Les figures (25, 26, 27, 28, 29) montrent l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande MLI à trois niveaux sinus-triangle dont $r=0.8$ et $m=21$, suivi de l'application d'une charge $Cr=400N.m$ à l'instant $t=3s$.

L'association MASDE-onduleur à trois niveaux nous a amené à des résultats approximativement similaires à l'alimentation par un réseau direct, sauf que les allures du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux des axes (d, q) ont engendré des petites ondulations en raison des harmoniques délivrées par les onduleurs.

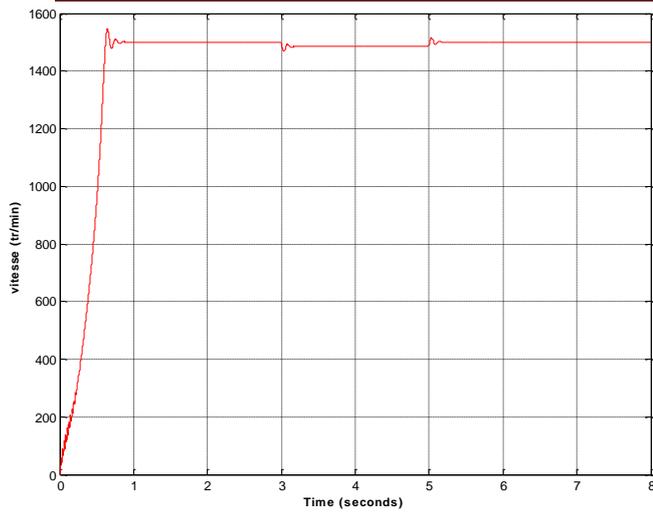


Figure I-24 : vitesse rotorique (tr/min)

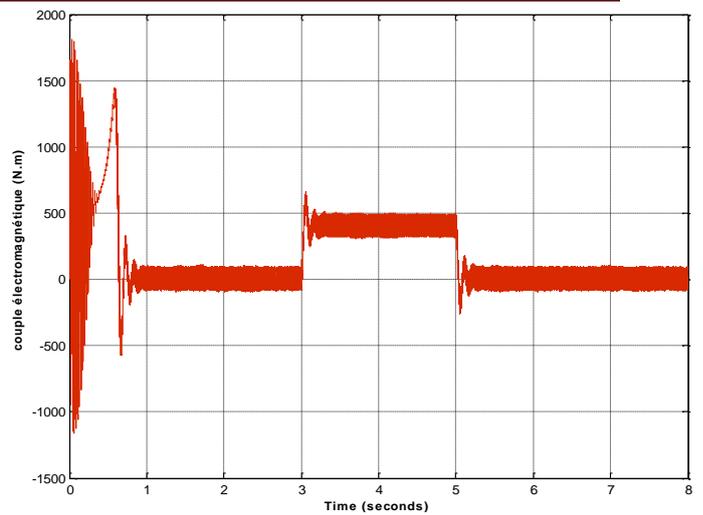


Figure I-25 : Couple électromagnétique

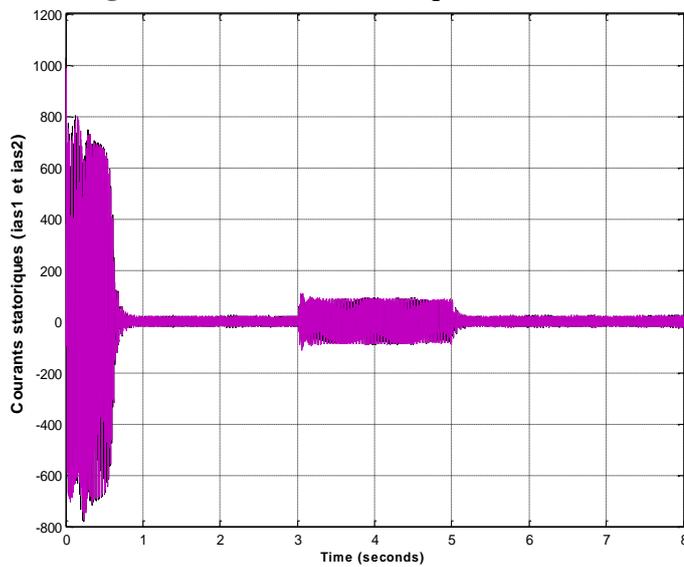


Figure I-26 : courants statoriques (ias1, ias2)

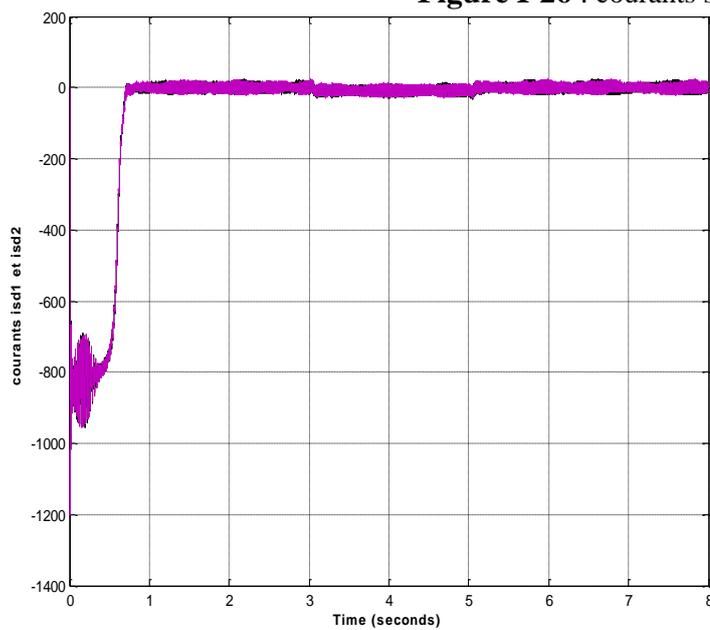
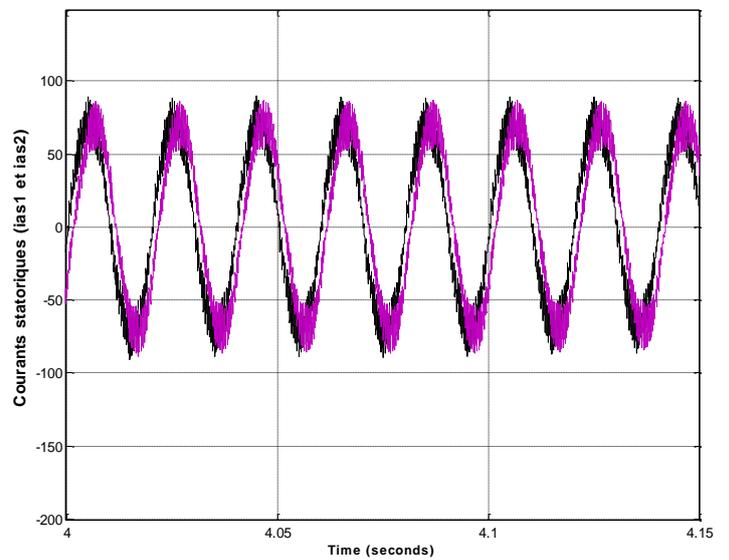


Figure I-27: courants ids1, ids2 (A)

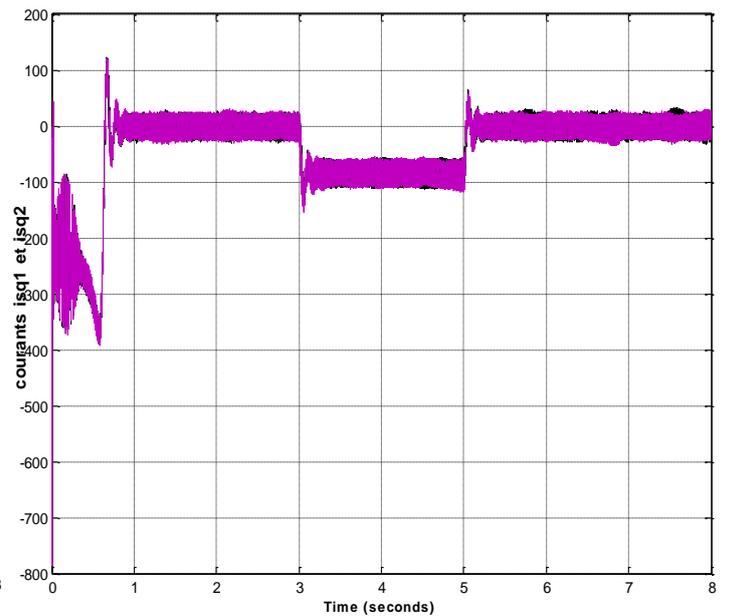


Figure I-28: courants iqs1, iqs2 (A)

Après les simulations des associations MASDE-onduleurs de tension à commande MLI et MASDE-onduleurs de tension à trois niveaux on constate que ce dernier présente plus d'avantages en termes de qualité de la tension de sortie, de réduction des ondulations de courant qui est très proche de la sinusoïde, et d'efficacité énergétique. Les onduleurs à commande MLI sinus-triangle simple sont plus simple à mettre en œuvre, mais peuvent entraîner des performances moindres en raison des niveaux d'harmoniques plus élevés et des ondulations de courant plus importantes, à cet effet nous choisissons l'association MASDE-onduleurs de tension à trois niveaux pour les commandes qu'on va réaliser dans les chapitres suivants.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par une présentation des machines multi phasées et leurs deux types. Ensuite, nous avons détaillé les aspects généraux de la machine asynchrone double étoile, en présentant sa constitution, son principe de fonctionnement, ainsi que ses avantages et inconvénients.

Nous avons également étudié la modélisation de cette machine à l'aide du modèle de Park et quelques hypothèses simplificatrices.

Enfin, nous avons présenté des résultats de simulation de la MASDE et son association avec deux types d'onduleurs sous l'environnement Matlab/Simulink.

Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter la commande de notre machine par le mode glissant.

CHAPITRE II

**Commande par mode de
glissement de la machine
asynchrone double étoile**

II. 1 introduction

La commande par mode de glissement est une méthode de contrôle robuste largement utilisée dans les systèmes non linéaires dynamiques, elle garantit une insensibilité aux perturbations et aux variations paramétriques en forçant la trajectoire du système à glisser le long d'une surface de commutation prédéfinie [18].

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'application de la commande par mode de glissement sur la MASDE. Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement, ensuite nous élaborons l'algorithme de la commande sur la MASDE en différentes étapes, et nous allons enfin montrer l'application de la commande sur la machine avec la simulation sous l'environnement Matlab/Simulink.

II.2 La commande des systèmes par mode de glissement

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement [19].

La commande de ces systèmes par mode de glissement a généralement deux modes de fonctionnement (figure II-1) :

- Le mode non glissant ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).
- Le mode glissant.

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [20].

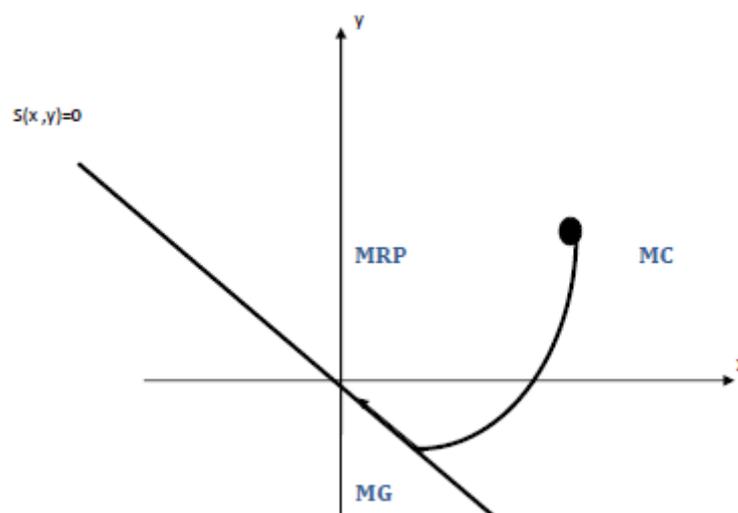


Figure II-1 : Modes de fonctionnement dans le plan de phase

II.3 Elaboration de l'algorithme de la commande

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [20] :

- Choix des surfaces de glissement.
- Etablissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande.

II.3.1 Choix des surfaces de glissement

Nous avons le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II.1})$$

Où $[X] \in R^n$ est le vecteur d'état du système, $[U] \in R^m$ est le vecteur de commande, avec $n > m$.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x^* , plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [21] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.2})$$

Avec :

λ : gain positif.

$e(x) = x^* - x$: écart de la variable à réguler.

r : degré relatif, c 'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande, tel que : $\frac{\partial s}{\partial x} \neq 0$ assurant la contrôlabilité.

$S(x)$: est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c 'est l'objectif de la commande.

II.3.2 Conditions d'existence et de convergence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [22]. Nous présentons deux types de fonctions qui sont :

- **La fonction directe de la commutation**

Cette approche est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [17] :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.3})$$

➤ La fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître $\dot{V}(x) < 0$.

Nous définissons par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}s^2(x) \quad (\text{II.4})$$

En dérivant cette équation on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{II.5})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [23].

II.3.3 Formulation de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement [11].

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue.

En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre la stabilité (U_n) [11].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{II.6})$$

U_{eq} : Correspond à la commande proposée par Filipov, et sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface $\dot{S}(x) = 0$.

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [11].

Pour mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (II.1), et on cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{II.7})$$

En remplaçant (II.1) et (II.6) dans (II.7), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} \{ [A][X] + [B]U_{\text{eq}} \} + \frac{\partial S}{\partial x} [B]U_n \quad (\text{II.8})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{\text{eq}} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A][X] \right\} \quad (\text{II.9})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial x} [B] \neq 0 \quad (\text{II.10})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (I.8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B]U_n \quad (\text{II.11})$$

Et la condition d'attractivité $S(x)\dot{S}(x) < 0$ devient :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B]U_n < 0 \quad (\text{II.12})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B]$.

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign* (Figure II.2).

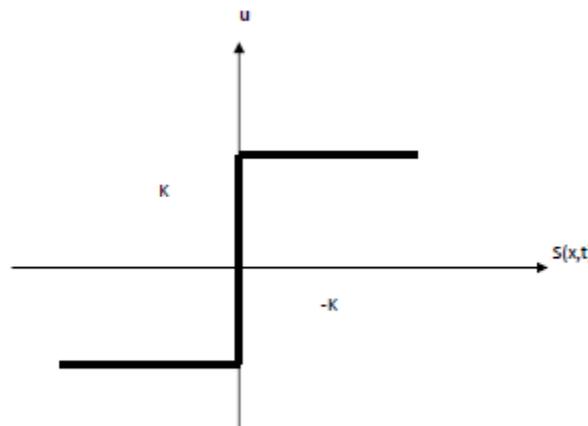


Figure II-2 : Fonction sign (u) (non linéarité tout ou rien)

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (chattering), qui se manifeste par des oscillations rapides et de faible amplitude à cause des changements rapides et discontinus de la commande. La figure II.3 représente le phénomène de broutement.

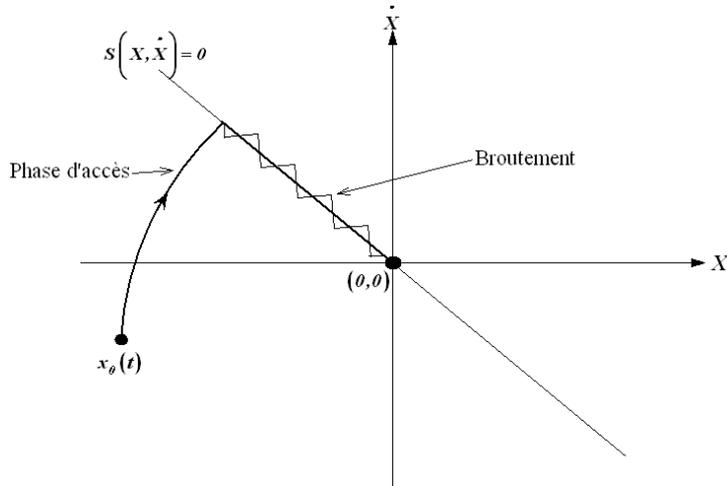


Figure II-3 : Phénomène de broutement

L'une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d'arrêt autour de la surface de glissement, Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (figure II.4).

$$\text{sat}(S(x)) = 1 \text{ si } S(x) > \varepsilon$$

$$\text{sat}(S(x)) = -1 \text{ si } S(x) < -\varepsilon$$

$$\text{sat}(S(x)) = \frac{S(x)}{\varepsilon} \text{ si } |S(x)| \leq \varepsilon$$

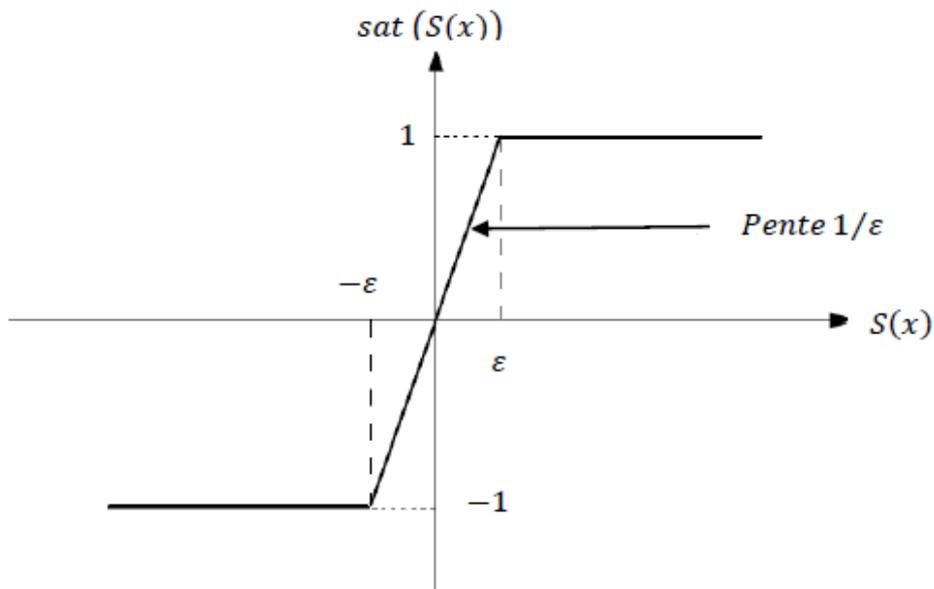


Figure II-4 : Fonction de saturation ε positif et petit

Nous obtenons alors la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \operatorname{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \operatorname{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Il y a aussi une autre fonction de classe C^1 qui peut la remplacer, on donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (figure II.5).

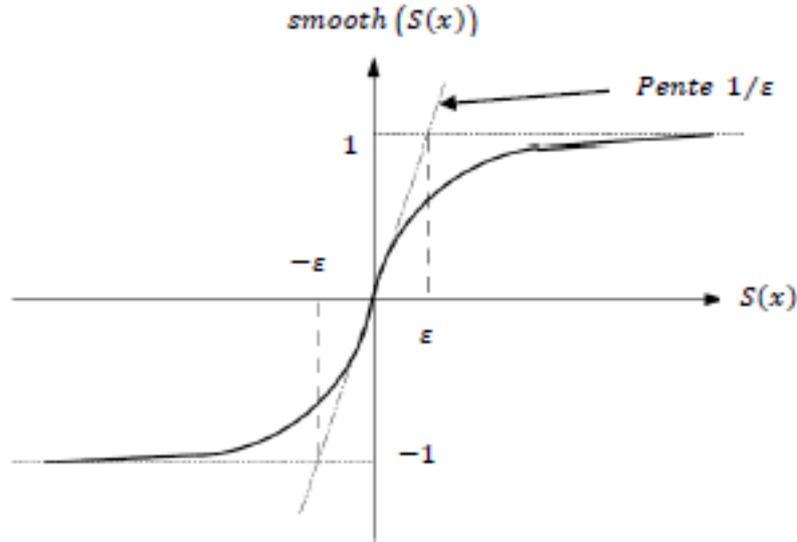


Figure II-5 : Fonction de classe C^1 (ε positif et petit)

D'où on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{II.14})$$

II.4 Configuration des surfaces de régulation

Avant de déterminer les surfaces de régulation, nous devons présenter les équations qui caractérisent notre machine en appliquant le principe d'orientation de flux ($\phi_{dr} = \phi_r^*$, $\phi_{qr} = 0$) sur les tensions et flux statoriques et rotoriques, ainsi le couple de son modèle biphasé lié au champ tournant.

L'objectif d'application de ce principe est d'assimiler le mode de fonctionnement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, en découplant le contrôle du couple et du flux [24].

Les expressions des courants statoriques des deux étoiles sur le repère (d, q), le flux rotorique, ainsi que la vitesse de rotation sous forme d'état sont [11] :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} i_{ds1} &= \frac{1}{L_{s1}} [V_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \omega_{gl}^* \phi_r^*)] \\
 \frac{d}{dt} i_{qs1} &= \frac{1}{L_{s1}} [V_{qs1} - R_{s1} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*)] \\
 \frac{d}{dt} i_{ds2} &= \frac{1}{L_{s2}} [V_{ds2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \omega_{gl}^* \phi_r^*)] \quad (II.15) \\
 \frac{d}{dt} i_{qs2} &= \frac{1}{L_{s2}} [V_{qs2} - R_{s2} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*)] \\
 \frac{d}{dt} \phi_r &= -\frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} \phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\
 \frac{d}{dt} \Omega_r &= \frac{1}{J} [P \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r^* - C_r - K_f \Omega]
 \end{aligned}$$

Avec :

$$\phi_r^* = \phi_{dr} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2})$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

II.4.1 Surface de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$S(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - i_{ds1} \quad (II.16)$$

$$S(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - i_{qs1} \quad (II.17)$$

$$S(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - i_{ds2} \quad (II.18)$$

$$S(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - i_{qs2} \quad (II.19)$$

En dérivant ces dernières on obtient :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \frac{d}{dt} i_{ds1}^* - \frac{d}{dt} i_{ds1} \quad (II.20)$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = \frac{d}{dt} i_{qs1}^* - \frac{d}{dt} i_{qs1} \quad (II.21)$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = \frac{d}{dt} i_{ds2}^* - \frac{d}{dt} i_{ds2} \quad (II.22)$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = \frac{d}{dt} i_{qs2}^* - \frac{d}{dt} i_{qs2} \quad (\text{II.23})$$

En remplaçant les courants statoriques selon les axes (d, q) des équations précédentes par le système d'équations donnés dans (II.15), on obtient :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \frac{d}{dt} i_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{ds1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \omega_{gl}^* \phi_r^*)] \quad (\text{II.24})$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = \frac{d}{dt} i_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{qs1} - R_{s1} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*)] \quad (\text{II.25})$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = \frac{d}{dt} i_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} [v_{ds2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \omega_{gl}^* \phi_r^*)] \quad (\text{II.26})$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = \frac{d}{dt} i_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}} [v_{qs2} - R_{s2} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*)] \quad (\text{II.27})$$

On a les tensions de commande suivantes :

$$v_{ds1}^* = v_{d1eq} + v_{dn1}, v_{qs1}^* = v_{q1eq} + v_{qn1}, v_{ds2}^* = v_{d2eq} + v_{dn2}, v_{qs2}^* = v_{q2eq} + v_{qn2}$$

En remplaçant les tensions v_{ds1} , v_{qs1} , v_{ds2} , v_{qs2} par les tensions de commande, on aura :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = \frac{d}{dt} i_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{d1eq} + v_{dn1} - R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \omega_{gl}^* \phi_r^*)] \quad (\text{II.28})$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = \frac{d}{dt} i_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{q1eq} + v_{qn1} - R_{s1} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*)] \quad (\text{II.29})$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = \frac{d}{dt} i_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} [v_{d2eq} + v_{dn2} - R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \omega_{gl}^* \phi_r^*)] \quad (\text{II.30})$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = \frac{d}{dt} i_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}} [v_{q2eq} + v_{qn2} - R_{s2} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*)] \quad (\text{II.31})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons : $S(i_{ds1}) = 0$, $S(i_{qs1}) = 0$, $S(i_{ds2}) = 0$, et $S(i_{qs2}) = 0$, ensuite, $\dot{S}(i_{ds1}) = 0$, $\dot{S}(i_{qs1}) = 0$, $v_{dn1} = 0$, $v_{qn1} = 0$.

A cet effet, on tire à partir des équations (II.28) - (II.31), les expressions de commande équivalentes v_{d1eq} , v_{d2eq} , v_{q1eq} , v_{q2eq} :

$$v_{d1eq} = L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1}^* + R_{s1} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \omega_{gl}^* \phi_r^*) \quad (\text{II.32})$$

$$v_{q1eq} = L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1}^* + R_{s1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \quad (\text{II.33})$$

$$v_{d2eq} = L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2}^* + R_{s2} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \omega_{gl}^* \phi_r^*) \quad (\text{II.34})$$

$$v_{q2eq} = L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2}^* + R_{s2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*) \quad (\text{II.35})$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(ids1) \dot{S}(i_{ds1}) < 0$, $S(ids2) \dot{S}(i_{ds2}) < 0$, $S(iqs1) \dot{S}(i_{qs1}) < 0$ et $S(iqs2) \dot{S}(i_{qs2}) < 0$ doivent être vérifiées. En substituant les équations (II.32) - (II.35) dans (II.28) - (II.31) respectivement :

$$\dot{S}(i_{ds1}) = -\frac{1}{L_{s1}} v_{dn1} \quad (\text{II.36})$$

$$\dot{S}(i_{qs1}) = -\frac{1}{L_{s1}} v_{qn1} \quad (\text{II.37})$$

$$\dot{S}(i_{ds2}) = -\frac{1}{L_{s2}} v_{d2n} \quad (\text{II.38})$$

$$\dot{S}(i_{qs2}) = -\frac{1}{L_{s2}} v_{qn2} \quad (\text{II.39})$$

On prend :

$$v_{dn1} = K_{ds1} \frac{S(i_{ds1})}{|S(i_{ds1})| + \varepsilon_{ds1}} \quad (\text{II.40})$$

$$v_{qn1} = K_{qs1} \frac{S(i_{qs1})}{|S(i_{qs1})| + \varepsilon_{qs1}} \quad (\text{II.41})$$

$$v_{d2n} = K_{ds2} \frac{S(i_{ds2})}{|S(i_{ds2})| + \varepsilon_{ds2}} \quad (\text{II.42})$$

$$v_{qn2} = K_{qs2} \frac{S(i_{qs2})}{|S(i_{qs2})| + \varepsilon_{qs2}} \quad (\text{II.43})$$

II.4.2 Surface de régulation du flux rotorique

La surface de régulation du flux est :

$$S(\phi_r) = \phi_r^* - \phi_r \quad (\text{II.44})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \quad (\text{II.45})$$

Avec : $i_{ds1} + i_{ds2} = i_d$ et en substituant $\dot{\phi}_r$ du système (II.15) dans (II.45), on aura :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_d \quad (\text{II.46})$$

On a le courant de commande : $i_d^* = i_{deq} + i_{dn}$, en l'introduisant dans (II.46), on trouve :

$$\dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{deq} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} i_{dn} \quad (\text{II.47})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent $S(\phi_r) = 0$, donc $\dot{S}(\phi_r) = 0$ et $i_{dn} = 0$, d'où on peut tirer i_{deq} de la relation (II.47) :

$$i_{deq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} (\dot{\phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \phi_r) \quad (\text{II.48})$$

Durant le mode de convergence, $S(i_{ds1}) \dot{S}(i_{ds1}) < 0$ doit être vérifiée, en substituant (II.48) dans (II.47), ça donne :

$$\dot{S}(\phi_r) = -\frac{R_r}{L_r+L_m} i_{dn} \quad (\text{II.49})$$

On prend la commande non linéaire suivante :

$$i_{dn} = K_{\phi_r} \frac{S(\phi_r)}{|S(\phi_r)| + \varepsilon_{\phi_r}} \quad (\text{II.50})$$

II.4.3 Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse avec un degré relatif $r=1$ est :

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (\text{II.51})$$

Avec : $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$ d'où :

$$\dot{\omega}_r = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r+L_m} ((i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r^*) - \frac{K_f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \quad (\text{II.52})$$

En dérivant la surface $S(\omega_r)$, on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r+L_m} \phi_r^* i_q + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r \quad (\text{II.53})$$

En remplaçant le courant i_q par le courant de commande $i_{q^*} = i_{qeq} + i_{qcn}$ dans (II.53) :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r+L_m} \phi_r^* i_{qeq} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r+L_m} \phi_r^* i_{qcn} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r \quad (\text{II.54})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\omega_r) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(\omega_r) = 0$ et $i_{qcn} = 0$, d'où on obtient la formule de la commande équivalente de (II.54) :

$$i_{qeq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_r+L_m}{L_m \phi_r^*} [\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r] \quad (\text{II.55})$$

Durant le mode de convergence, $\dot{S}(\omega_r) S(\omega_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (II.55) dans (II.54) :

$$\dot{S}(\omega_r) = -\frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r+L_m} \phi_r^* i_{qcn} \quad (\text{II.56})$$

On prend la commande douce suivante :

$$i_{qcn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \varepsilon_{\omega_r}} \quad (\text{II.57})$$

II.5 Application de la commande par mode de glissement sur la MASDE

La figure (II.) représente le schéma de régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement :

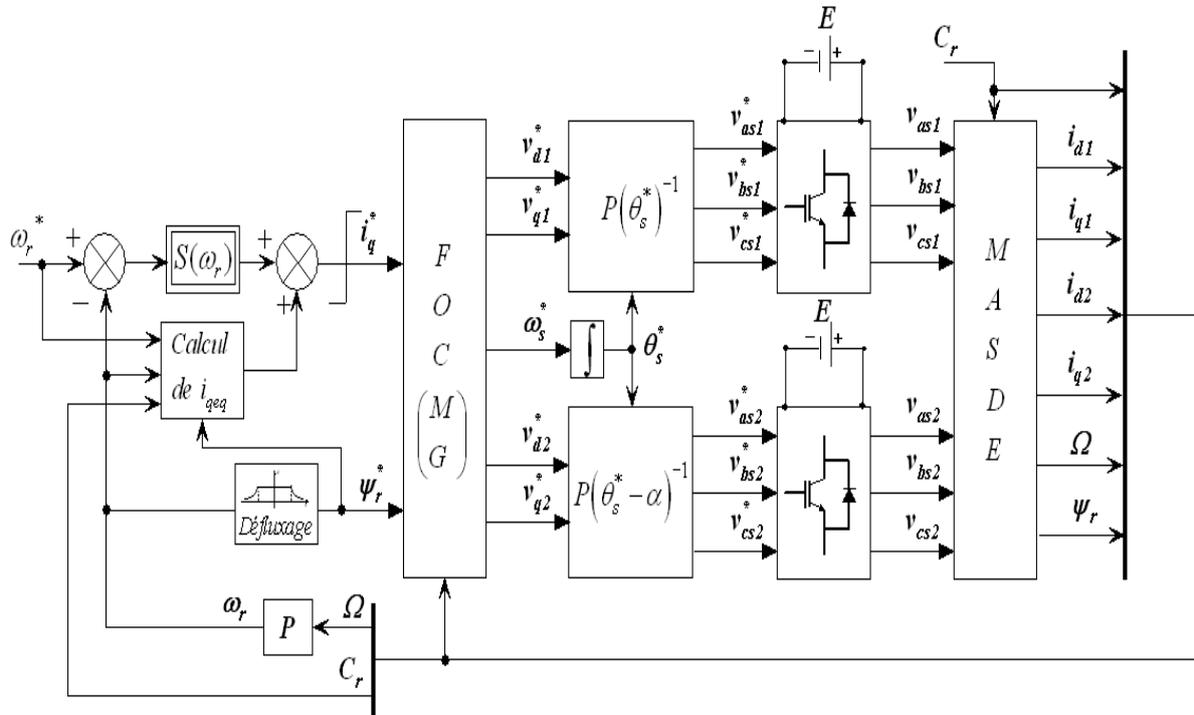


Figure II-6 : schéma de régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement [11]

II.5.1 Simulation et interprétation des résultats

Les figures (6, 7, 8, 9, 10) représentent les performances de la machine asynchrone double étoile avec la régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'application d'une charge $C_r=400N.m$ entre les instants [3s, 5s], en imposant la vitesse de référence $\omega_r^*=130 \text{ rad/s}$ qui est $N^*=1241.4 \text{ tr/min}$.

Tableau II-1- Paramètres des régulateurs par mode glissant

surfaces	$S(\omega_r)$	$S(\varphi_r)$	$S(i_{ds1})$	$S(i_{qs1})$	$S(i_{ds2})$	$S(i_{qs2})$
K	500	430	150	150	150	150
ϵ	0.5	0.05	0.1	0.1	0.1	0.1

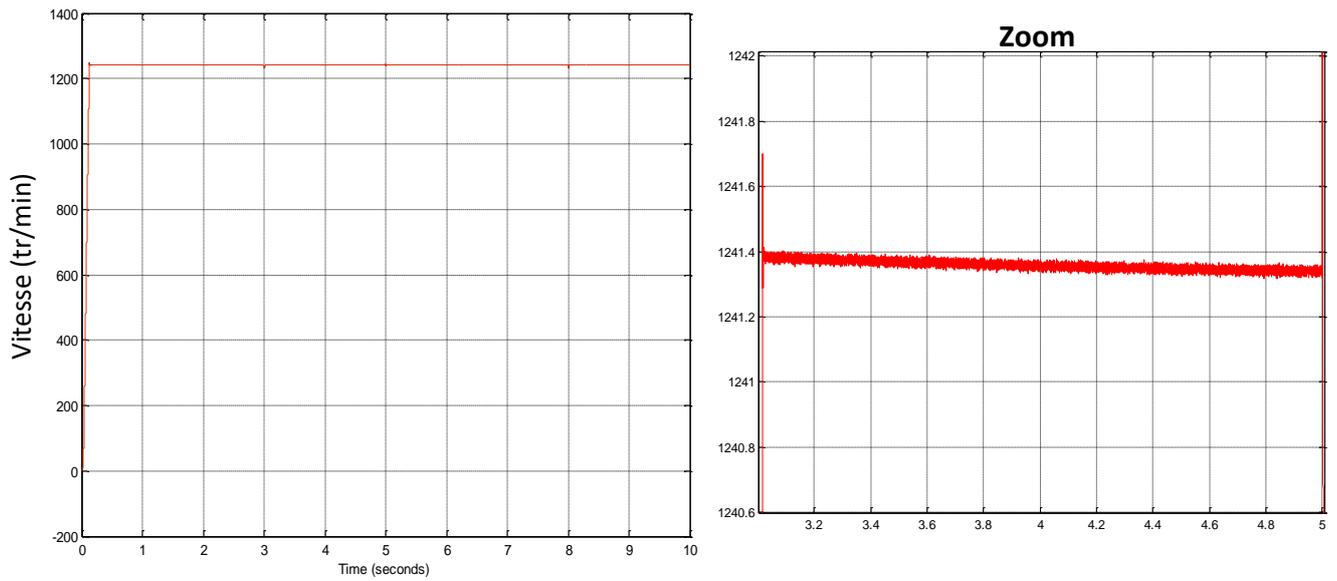


Figure II-7 : la vitesse de rotation (tr/min)

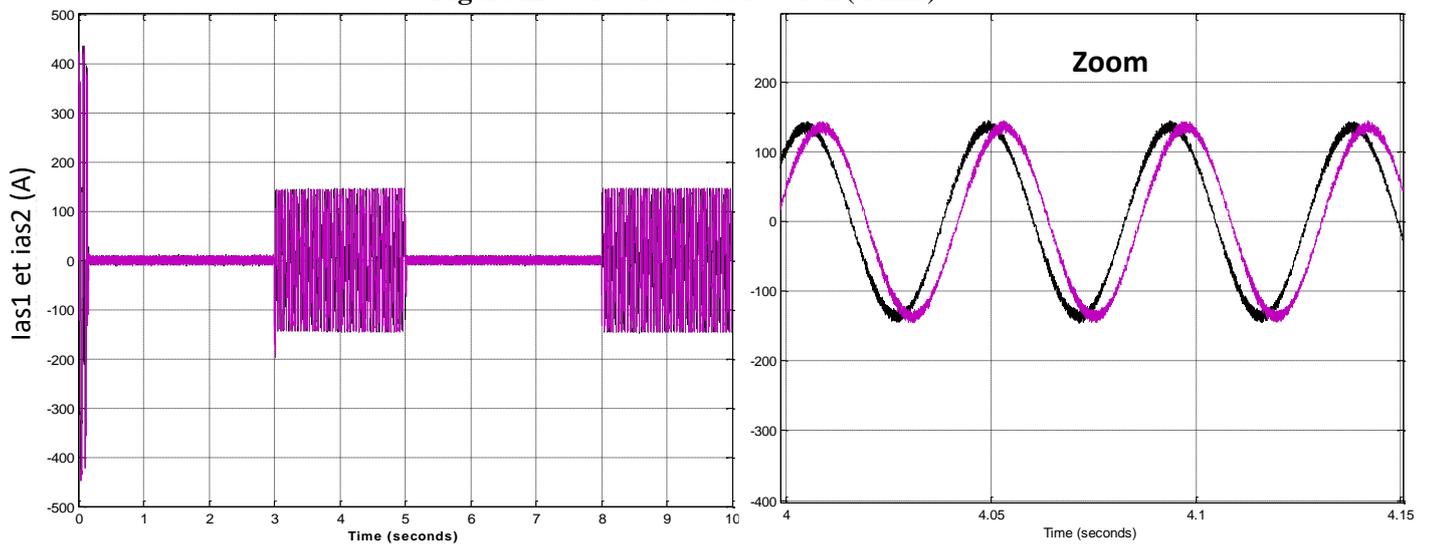


Figure II-8 : Les courants statoriques ias1, ias2 (A)

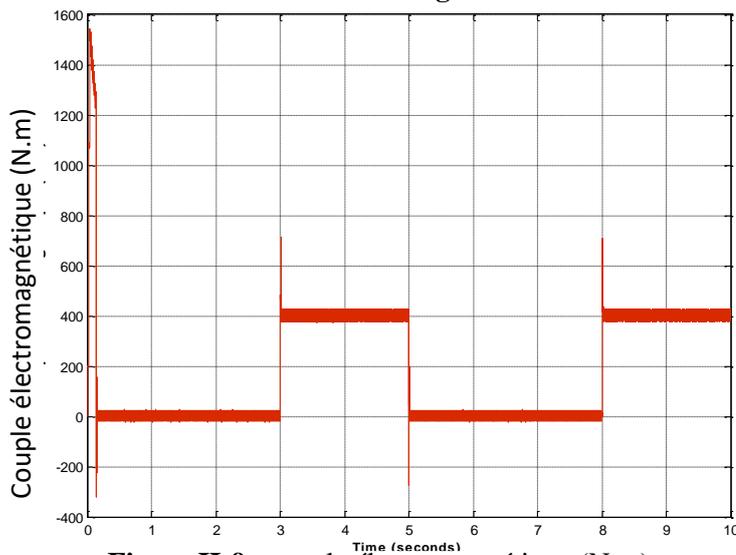


Figure II-9 : couple électromagnétique (N.m)

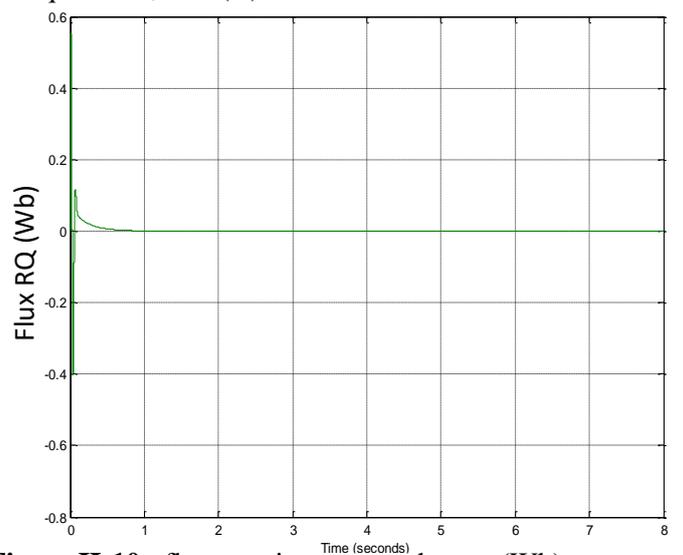


Figure II-10 : flux rotorique en quadrature (Wb)

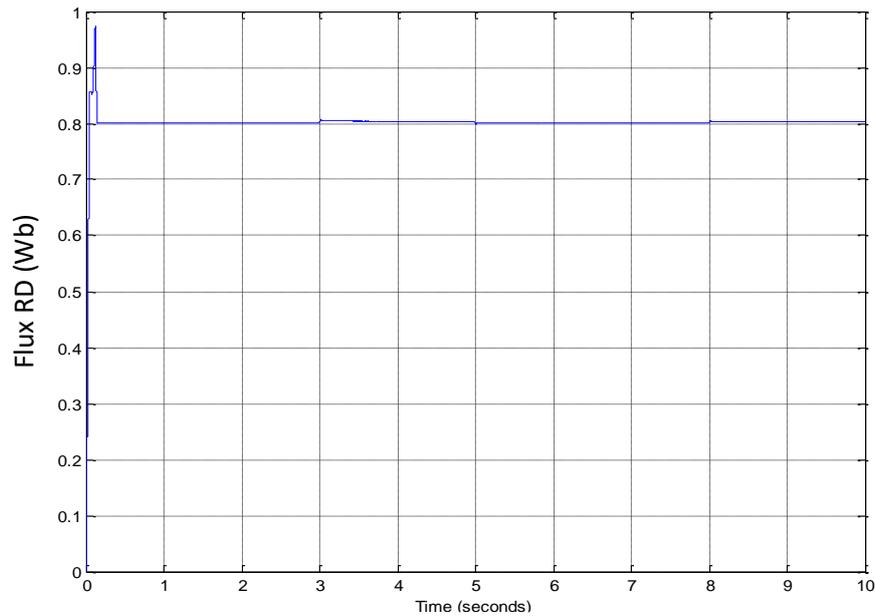


Figure II-11 : flux rotorique direct (Wb)

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement jusqu'à sa valeur de référence à $t=0.15s$, cependant, lorsqu'on applique une charge elle diminue légèrement et revient à sa référence dès qu'on l'enlève. Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} débutent avec une valeur largement plus grande que le courant nominal, après $0.15s$ ils se stabilisent à leur valeur nominale. Le couple électromagnétique engendre un pic, ensuite il rejoint le régime permanent à $t=0.16s$ avec un petit dépassement quand on applique la charge, cette dernière cause une augmentation du C_{em} afin de compenser le couple résistant. Les flux rotoriques (direct et en quadrature) suivent leurs références $\phi_{dr} = 0.8Wb$ et $\phi_{qr} = 0Wb$ après avoir des pics au début pendant $0.1s$.

- **Test de robustesse 1**

Pour tester la robustesse de notre commande par mode de glissement, nous allons faire un test de robustesse qui est l'inversion de sens de rotation à l'instant $t=3s$ suivi par une application de charge $C_r=400N.m$ entre les instants $[5s, 7s]$. Les figures (11, 12, 13, 14) présentent les résultats obtenus lors d'application du test sur notre commande :

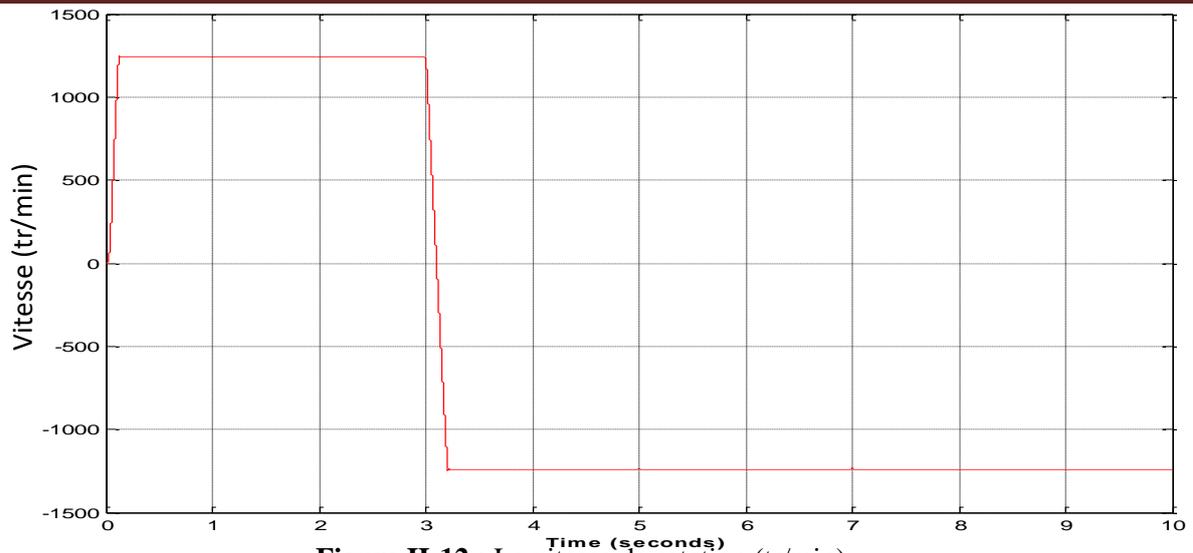


Figure II-12 : La vitesse de rotation (tr/min)

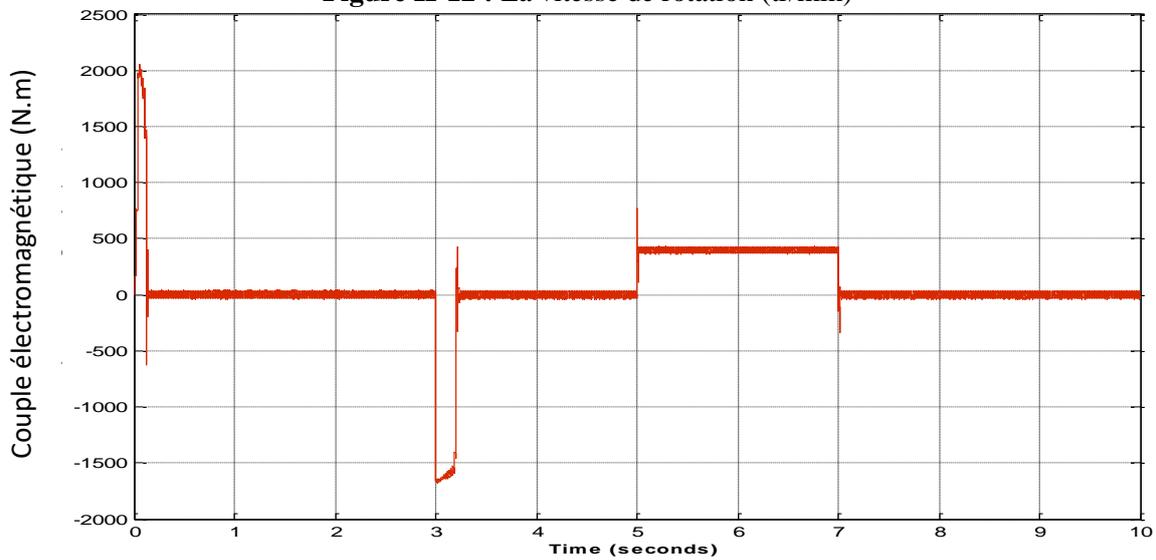


Figure II-13 : Le couple électromagnétique (N.m)

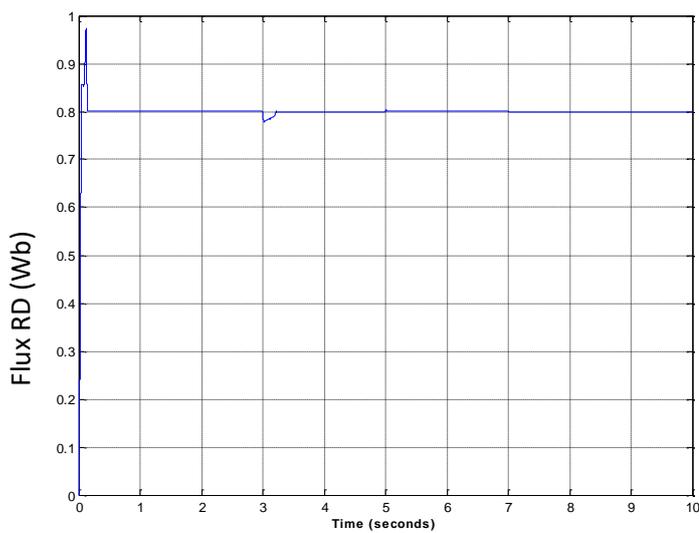


Figure II-14 : Flux rotorique direct (Wb)

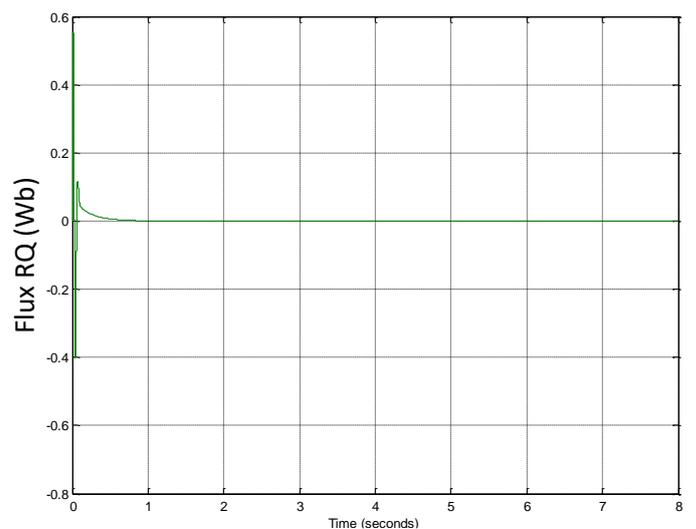


Figure II-15 : Flux rotorique en quadrature (Wb)

Avant l'inversion du sens de rotation, les caractéristiques de la MASDE évoluent d'une manière comme celles observées lors de la simulation de notre commande. Cependant, à t=3s

la vitesse s'inverse et suit sa consigne négative, ainsi elle se stabilise à $t=3.29s$ sans dépassement. Le couple électromagnétique diminue quand on inverse le sens de rotation et revient à sa valeur dès que la vitesse se stabilise. Les flux rotoriques engendrent une légère perturbation pendant l'inversion. Ensuite, lorsqu'on applique la charge à $t=5s$ les caractéristiques de la MASDE évoluent exactement comme celles de la première simulation.

- **Test de robustesse 2**

Le deuxième test de robustesse est l'augmentation de la résistance rotorique avec 75% à partir de $t=3s$ avec l'application de la charge $C_r=400N.m$ entre $t= [3s, 5s]$. Les figures (15, 16, 17) présentent les résultats obtenus lors d'application du test sur notre commande :

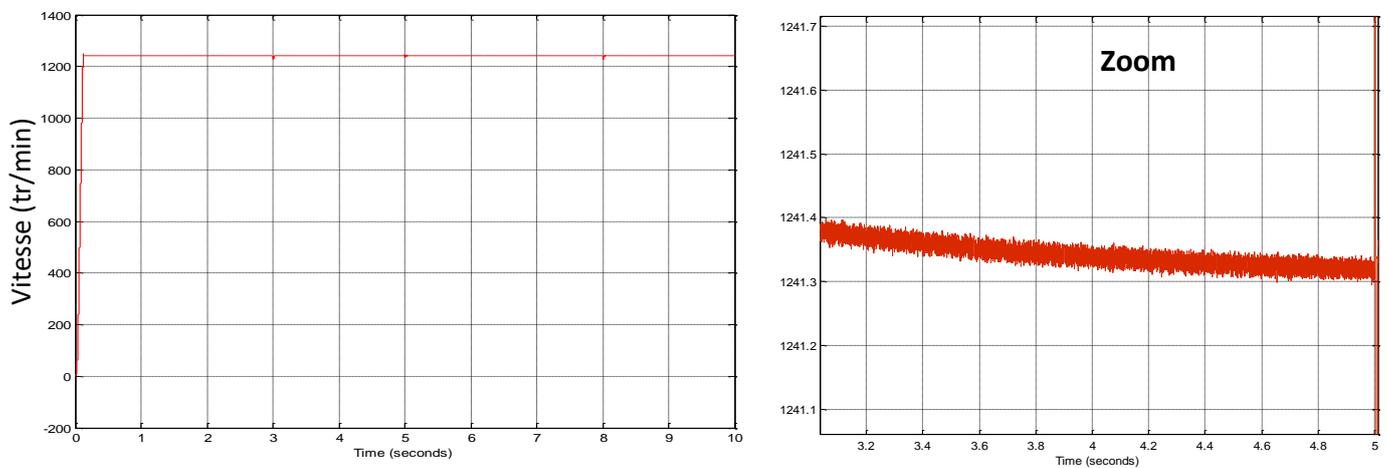


Figure II-16 : La vitesse de rotation (tr/min)

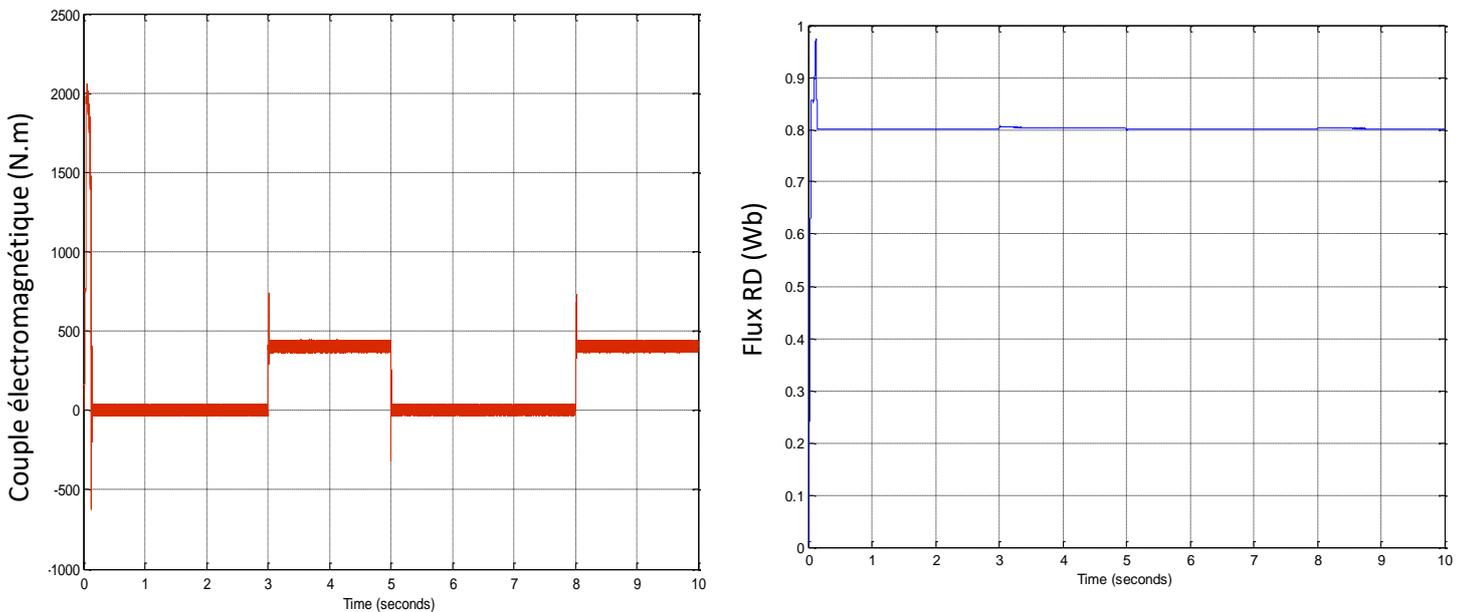


Figure II-17 : Le couple électromagnétique (N.m)

Figure II-18 : Flux rotorique direct (Wb)

D'après les résultats obtenus de ce test de robustesse, on constate qu'aucune influence n'a été sur la vitesse de rotation, car elle suit toujours sa référence, ainsi que la stabilité du couple électromagnétique est remarquable en comparant avec le fonctionnement normal. Cependant, nous remarquons une légère perturbation par le flux rotorique direct à cause de l'effet de la variation de la résistance rotorique et de la charge simultanément.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la commande par mode de glissement sur la machine asynchrone double étoile dont l'objectif était la régulation de la vitesse de rotation. Au début, nous avons présenté le principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, ensuite, nous avons élaboré l'algorithme de notre commande en choisissant des surfaces de glissement, ainsi que la loi de commande. Enfin, nous avons appliqué notre commande sur le MASDE en les implantant sous l'environnement Matlab/Simulink, et des résultats de simulation ont été présentés et interprétés.

La commande par le mode de glissement nous a donné des réponses dynamiques rapides et une précision élevée dans le suivi des références de vitesse et de couple avec une légère erreur de vitesse en appliquant la charge. Le broutement (chattering) est son inconvénient principal qui peut entraîner usure prématurée des composants mécaniques et des actionneurs, par des oscillations rapides et de faible amplitude autour de la surface de glissement, réduisant ainsi la durée de vie du système.

Afin de résoudre ce problème et dans le but d'éliminer l'erreur de vitesse, nous allons présenter dans le chapitre suivant la commande par logique floue en mode glissant, en remplaçant les régulateurs du mode de glissement par des régulateurs flous.

CHAPITRE III
Commande par logique floue de
la MASDE

III. 1 introduction

La commande par la logique floue est une technique avancée de contrôle non linéaire utilisée pour améliorer les performances et la robustesse des systèmes. Cette technique repose sur l'utilisation des règles floues pour gérer les incertitudes et les variations paramétriques, permettant une adaptation dynamique aux conditions de fonctionnement des systèmes à commander. Cette approche est particulièrement bénéfique pour la machine asynchrone double étoile, qui nécessite une régulation précise en raison de sa complexité structurelle.

Dans ce chapitre, nous allons présenter un bref historique de la logique floue, et nous aborderons ses avantages et ses inconvénients, ainsi que ses domaines d'applications. Nous passerons ensuite vers la description de la commande par logique floue avec ses différentes étapes. Enfin nous appliquerons cette commande pour la régulation de la vitesse de la MASDE contrôlée par le mode de glissement et on présentera les résultats de la simulation et leurs interprétations avec des tests de robustesse effectués.

III.2 Historique de la logique floue

Les prémisses de la logique floue sont apparues avant les années 1940, avec les premières approches, par des chercheurs américains, du concept d'incertitude jusqu'à 1965, pour que le concept de sous-ensemble floue soit proposé par L. ZADEH, automaticien de réputation internationale, professeur à l'université de BERKLEY en Californie, qui a contribué à la modélisation de phénomène sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équations différentielles.

En 1974 MAMDANI expérimentait la théorie énoncée par ZADEH sur une chaudière à vapeur, matériel dont on connaît la complexité, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. Ce type de commande a été largement utilisé au Japon à la fin des années 80 et au début des années 90, sur le métro (juillet 1987) grâce au chercheur japonais SUGENO, qui a introduit la logique floue au Japon en 1985.

Enfin, il est intéressant de noter que depuis quelques années des processeurs flous sont apparus sur le marché, et sont de véritables processeurs dédiés à des applications de réglage par la logique floue [25].

III.3 Avantages et inconvénients de la commande par logique floue

III.3.1 Les avantages :

- La bien gérance des systèmes non linéaires et complexes.
- Tolérance aux imprécisions et aux incertitudes.
- Possibilité d'implémenter des connaissances linguistiques.
- Disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour microprocesseur ou PC « Solution logiciel », soit pour les circuits intégrés (processeurs dédiés, Fuzzy processors), « Solution matérielle » [26].

III.3.2 Les Inconvénients :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage.
- L'approche artisanale et non systématique.
- Aucune méthode formelle pour l'ajustement.
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non-linéaire.

III.4 Domaines d'application

Les systèmes flous sont utilisés dans plusieurs applications industrielles, gestionnaires, et médicales. On peut citer :

- Automobile (contrôle de la traction, régulateurs de vitesse adaptifs).
- Electronique de consommation (appareils électroménagers).
- Robotique (contrôle de mouvement, navigation autonome)
- Systèmes de commandes industriels (contrôle de processus, régulation de température).
- Gestion de l'énergie (optimisation de la consommation, gestion des réseaux intelligents).

III.5 Principe de la logique floue

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité.

Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle $[0,1]$.

Ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont « nets », tandis que pour les ensembles flous les contours sont graduels, ou encore flous.

Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée dans la figure III.1 :

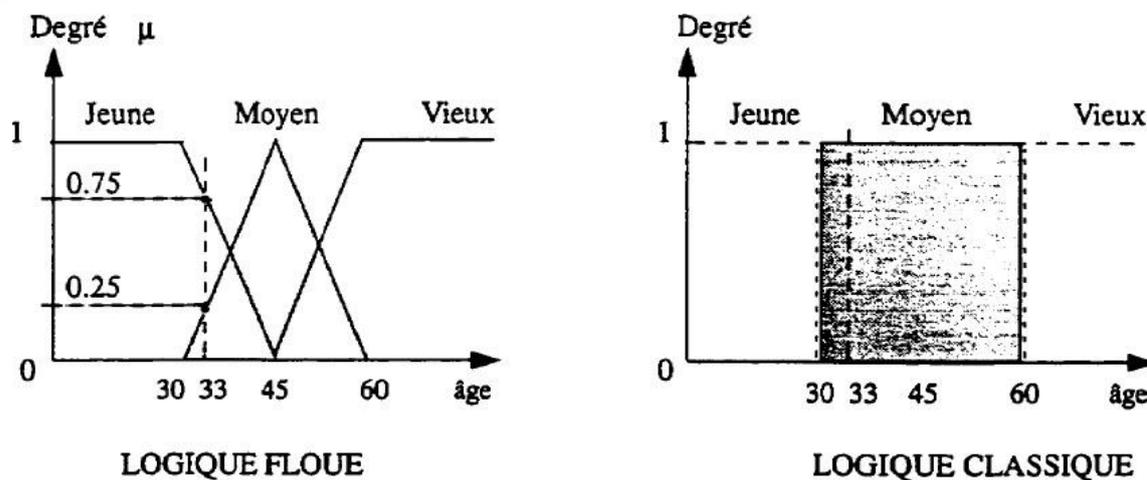


Figure III-1 : classification des personnes selon leurs âges

Dans cette figure on remarque que la classification entre ces personnes par la logique floue se fait par des degrés progressivement avec des valeurs entre $[0, 1]$, par exemple la personne qui a 33 ans est classifiée dans l'ensemble (moyen) avec une valeur $\mu=0.25$, et dans l'ensemble jeunes avec $\mu=0.75$.

On peut ainsi résumer la terminologie de la figure par :

- Variable linguistique : Âge
- Valeur d'une variable linguistique : Jeune, Moyen, Vieux, ...
- Ensembles flous : "jeune", "Moyen", "Vieux", ...
- Plage de valeurs : (0, 30, 45, 60, ...)
- Fonction d'appartenance : $\mu_E(x) = a$ ($0 \leq a \leq 1$)
- Degré d'appartenance : 'a'

III.5.1 Ensembles flous et variables linguistiques

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables Linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques qui sont

normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [27].

III.5.2 Opérateurs de logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des règles d'inférence par des opérateurs ET/OU. Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. Le plus souvent, les opérateurs ET/OU sont réalisés respectivement par les règles « *min* » et « *max* ». Il y a alors une certaine affinité avec les règles de la logique classique. Cependant, il existe un grand nombre de règles pour la réalisation des opérateurs ET/OU qui tiennent compte du caractère particulier de la logique floue [28].

- **Opérateur OU (l'union)**

La fonction d'appartenance de l'union $A \cup B$ est définie par :

$$\begin{aligned}\mu_{A \cup B}(x) &= \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \\ \mu_{A \cup B}(x) &= \mu_A(x) + \mu_B(x)\end{aligned}$$

On cherche ici à savoir de combien un élément est-il dans l'un des deux ensembles.

- **Opérateur ET (l'intersection)**

La fonction d'appartenance de l'intersection $A \cap B$ est définie par :

$$\begin{aligned}\mu_{A \cap B}(x) &= \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \\ \mu_{A \cap B}(x) &= \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)\end{aligned}$$

On cherche ici à savoir de combien un élément est-il dans les deux ensembles.

- **Opérateur NON (complément)**

Si A est l'ensemble flou, son complément \bar{A} , la fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ du complément de l'ensemble A , notée \bar{A} , est définie pour tout $u \in U$ par :

$$\mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A(u)$$

III.6 Structure générale de la logique floue

Nous pouvons distinguer quatre parties principales constituant la structure d'un régulateur flou comme illustré dans la figure III.2 :

- La base de connaissances.
- La fuzzification.

- Le moteur d'inférence.
- La défuzzification.

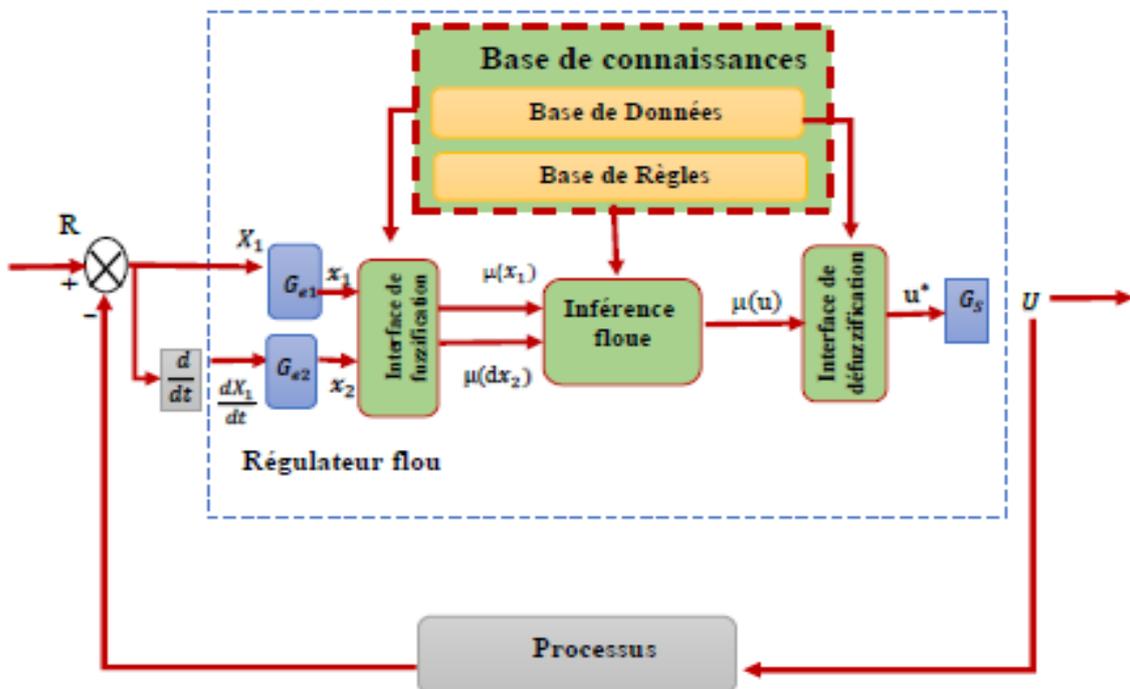


Figure III-2 : Système de commande par logique floue [29]

III.6.1 Fuzzification

Le rôle de cette interface est de transformer les entrées en variables linguistiques et définir les fonctions d'appartenance qui sont généralement représentées sous formes triangulaires et trapézoïdes.

Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales, Les différents ensembles sont caractérisés par des désignations standards :

- Positif Grand PG
- Positif Moyen PM
- Positif Petit PP
- Zéro ZE
- Négatif Petit NP
- Négatif Moyen NM
- Négatif Grand NG

III.6.2 La base de connaissances

Une base de données dont laquelle se trouve les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôle linguistiques et la manipulation des données floues dans le régulateur [30].

- **Base de données :** fournit des informations nécessaires qui sont utilisées pour établir des règles de commande et manipuler avec les données de système de logique floue.
- **Base de règles :** représente la stratégie de commande et l'objectif souhaité à travers des règles de commande linguistique.

III.6.3 Moteur d'inférence :

A partir de la base des règles et les sous-ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence floue permet la détermination des variables floues de sortie.

Dans les inférences du régulateur par logique floue interviennent les opérateurs ET/OU. L'opérateur ET s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle tandis que l'opérateur OU lie les différentes règles.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes :

- Régulateur de type Mamdani (max-min).
- Régulateur de type Larsen (max –prod).
- Méthode de Sugeno.

III.6.4 La défuzzification

La défuzzification consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou. Dans le cas d'un raisonnement basé sur l'inférence de règles floues, plusieurs méthodes existent, les plus couramment utilisées sont :

- Méthode du centre de gravité.
- Méthode de moyenne de maximum.
- Méthode de moyenne pondérée.

III.7 Commande floue glissant de la vitesse d'une MASDE

Un régulateur à mode glissant oblige le système à suivre (glisser) une trajectoire prédéfinie dans l'espace d'état, malgré les variations des paramètres ou les perturbations de charge. L'intégration de la commande floue avec la commande par mode glissant permet d'une part, limiter le phénomène de broutement, et d'autre part, d'exploiter la robustesse de la commande à structure variable [6].

Dans cette commande, les régulateurs de vitesse et les quatre courants sont substitués par un régulateur mode glissant-flou. Les deux entrées du régulateur sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega_r$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée Δu .

- Les trois grandeurs, e , Δe et Δu sont normalisées comme suit :

$$E = G_e e ; \Delta E = G_{\Delta e} \Delta e ; \Delta U = G_{\Delta u} \Delta u$$

Où G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

Le régulateur floue est composé de :

- Calculateur de variation de vitesse au fil du temps.
- Des échelles associées à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande
- Bloc de fuzzification.
- Les règles floues déterminées.
- Bloc de défuzzification qui convertit les variations de la commande.
- Un calculateur de la valeur intégrale de la commande (sommateur).

III.7.1 Fuzzification

Dans cette étape, les valeurs numériques d'entrée sont transformées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrée, telles que l'erreur de vitesse et sa variation, subissent une opération de flottage (fuzzification) et sont converties en ensembles flous.

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre l'exemple de la figure III.3 :

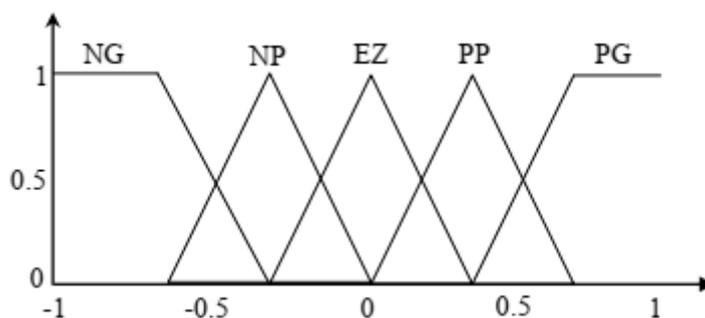


Figure III-3 : Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance triangulaire

III.7.2 Base de règles :

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou.

Le tableau suivant représente une table d'inférence pour deux variables d'entrée : l'erreur de vitesse e_ω et sa dérivée Δe_ω qui est la variation de vitesse, variable de sortie « Δu ».

Tableau III-1- Table de variation de la sortie Δu

Δe_ω							
e_ω	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

III.7.3 Défuzzification

La défuzzification consiste à déduire une valeur numérique précise de la sortie du régulateur (X_r) à partir de la conclusion résultante floue ($\mu_{res}(X_r)$) issue de l'opération d'inférence [31].

On présente dans ce qui suit l'une des méthodes les plus utilisées, qui est la méthode du centre de gravité. Cette méthode donne généralement de meilleurs résultats malgré l'exigence d'une grande puissance de calcul. Elle consiste à prendre comme décision à la sortie l'abscisse X_{GR} du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(X_r)$. Cette abscisse est déterminée par la relation suivante :

$$X_{GR} = \frac{\int X_r \mu_{res}(X_r) dx_r}{\int \mu_{res}(X_r) dx_r} \quad (\text{III.1})$$

La mission de la commande floue-mode glissant est la même que celle d'un contrôleur par mode de glissement à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramenée à un système asservi. A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées $e(t)$ et $\dot{e}(t)$ et l'inférence des règles floues [32].

La variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$\frac{de(t)}{dt} = \dot{e}(t) \cong \frac{e(t+1) - e(t)}{T_e} \quad (\text{III.2})$$

T_e : la période d'échantillonnage.

Pour appliquer la commande floue-mode glissant, il faut de remplacer les gain constants ($K\omega_r, K\phi_r$) des régulateurs en mode de glissement par des régulateurs flous.

III.8 Simulation et interprétation des résultats

Les figures (4,5,6,7) représentent les performances de la MASDE de la régulation de vitesse et du flux rotorique par la commande floue glissant, suivi d'une application de charge de $C_r=400\text{N.m}$ entre $t = [3\text{s}, 5\text{s}]$ et une vitesse de référence $\omega^*_r=130 \text{ rad/s}$ qui est $N^*=1241.4\text{tr/min}$.

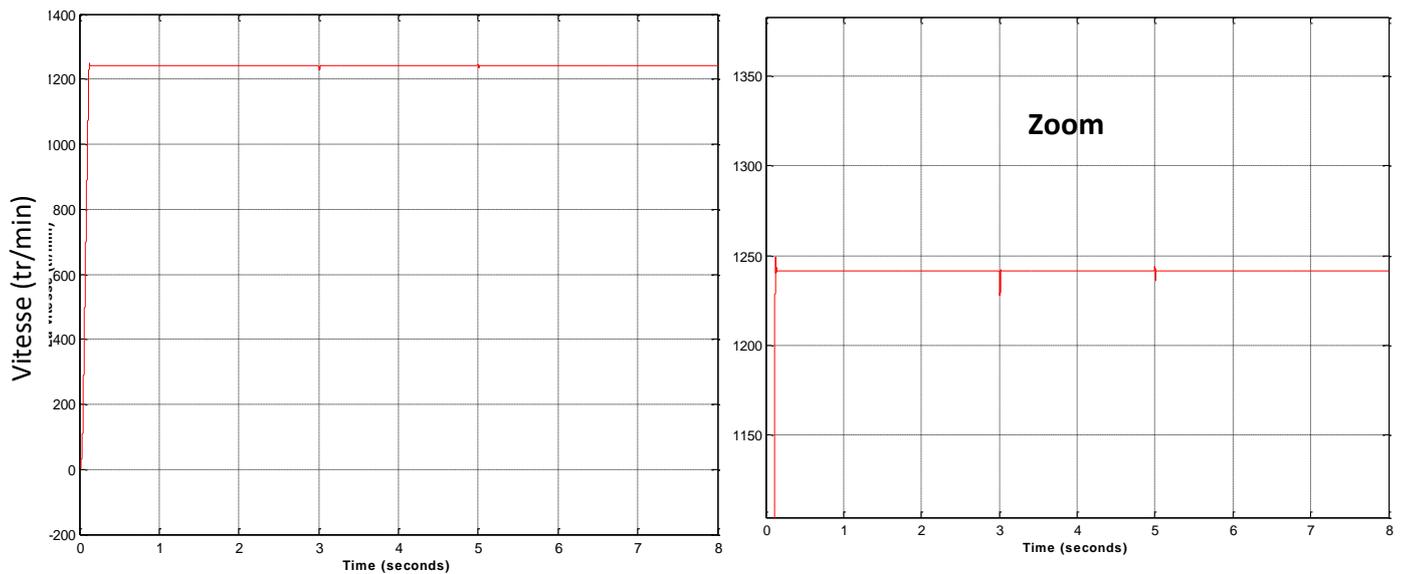


Figure III-4 : La vitesse de rotation (tr/min)

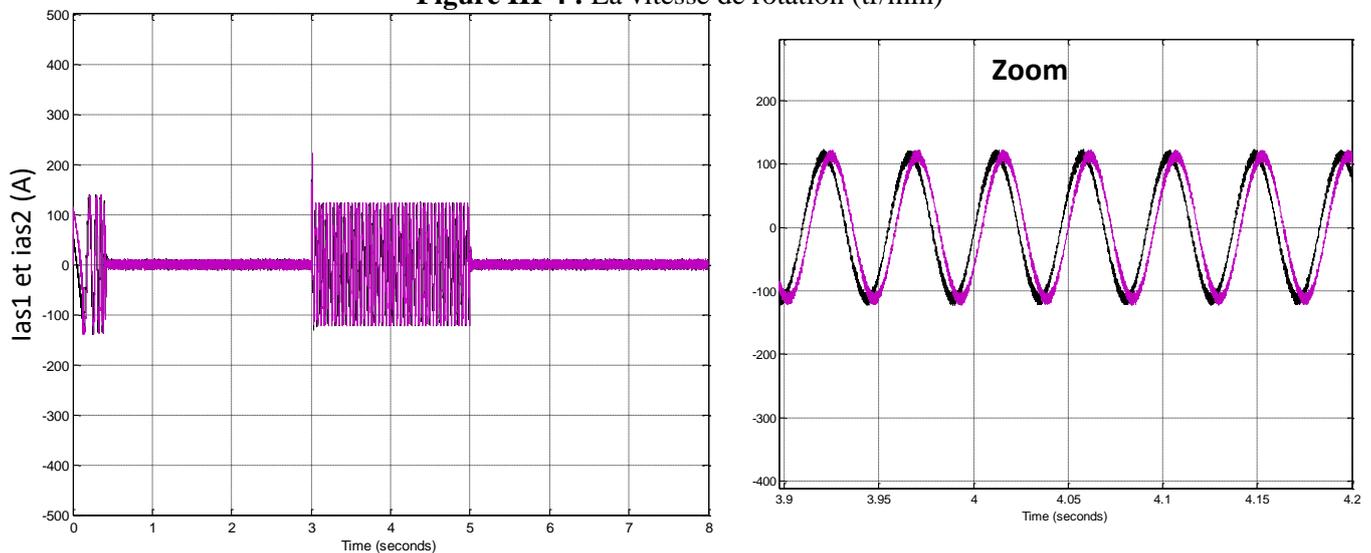


Figure III-5 : Les courants statoriques ias1, ias2 (A)

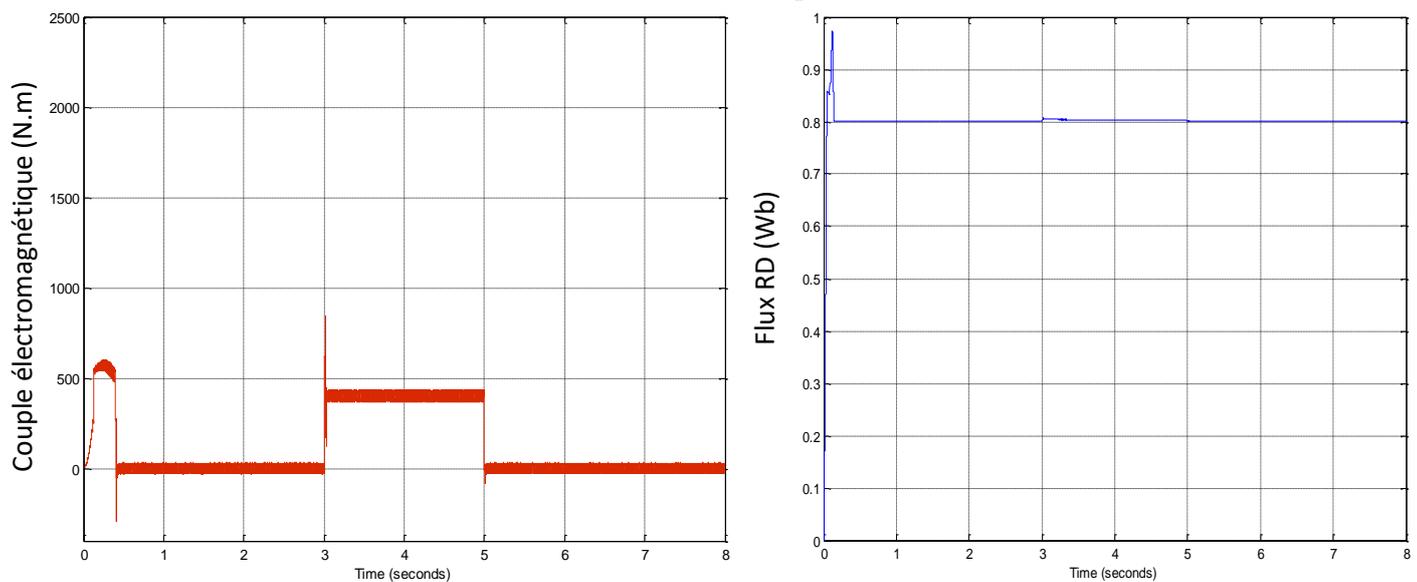


Figure III-6 : couple électromagnétique (N.m)

Figure III-7 : Flux rotorique direct (Wb)

D'après les résultats de la simulation nous constatons que l'erreur de vitesse est éliminée et cette dernière suit sa référence qui est $\omega^*r=130\text{rad/s}$, cependant les autres caractéristiques à savoir les courants statoriques ainsi que les flux rotoriques sont presque similaires à ceux de la commande par mode de glissement.

- **Test de robustesse 1**

Ce test consiste à l'inversion de sens de rotation à l'instant $t=3\text{s}$ suivi par une application de charge $C_r=400\text{N.m}$ entre les instants $[5\text{s}, 7\text{s}]$. Les figures (7, 8, 9) présentent les résultats obtenus lors d'application du test sur notre commande :

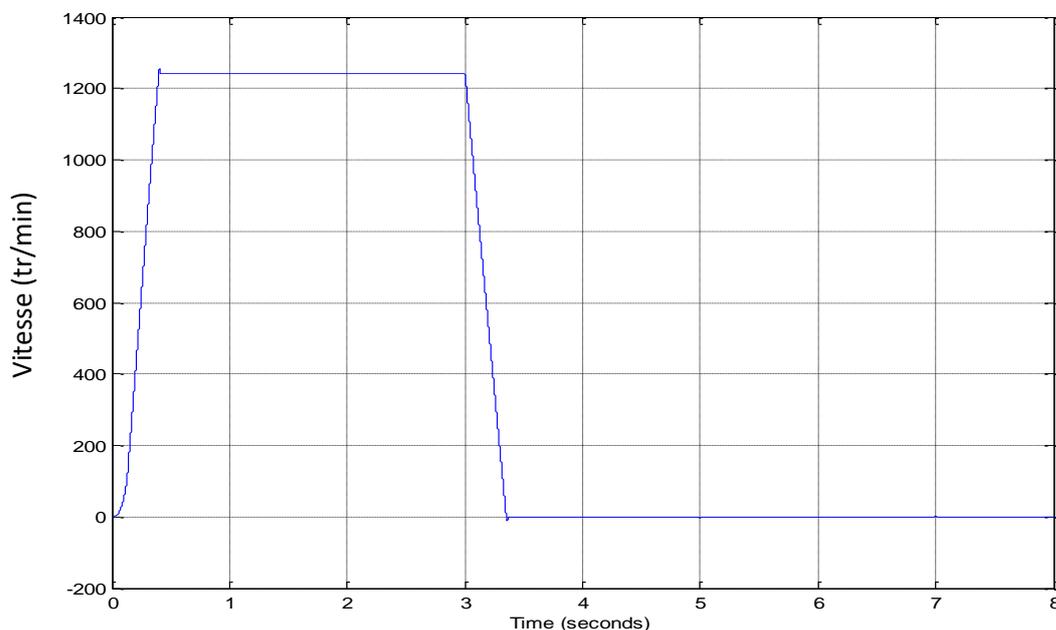


Figure III-7 : La vitesse de rotation (tr/min)

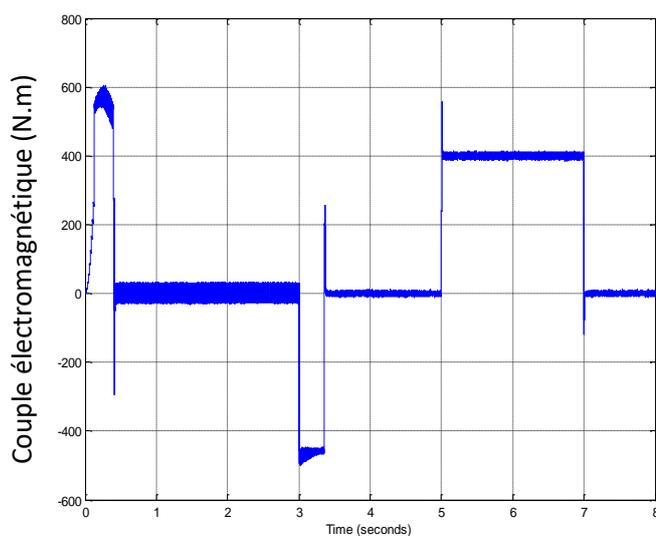


Figure III-8 : couple électromagnétique (N.m)

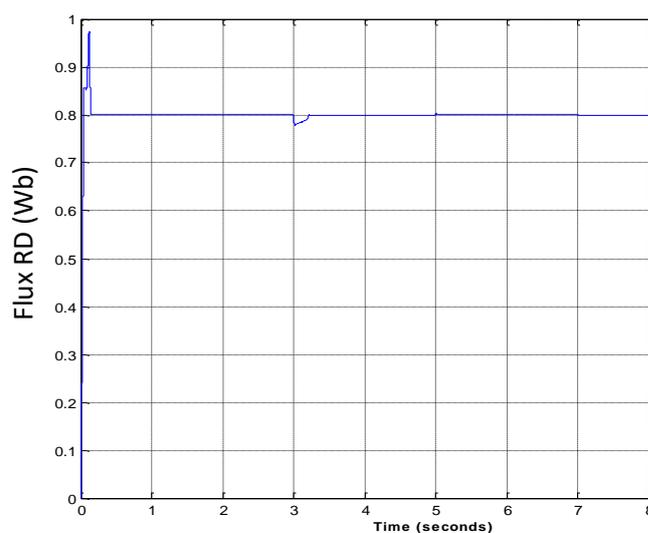


Figure III-9 : Flux rotorique direct (Wb)

- Test de robustesse 2

Ce test de robustesse consiste à l'augmentation de la résistance rotorique avec 75% à partir de $t=3s$ avec l'application de la charge $C_r=400N.m$ entre $t= [3s, 5s]$. Les figures (10, 11, 12) présentent les résultats obtenus lors d'application du test sur notre commande :

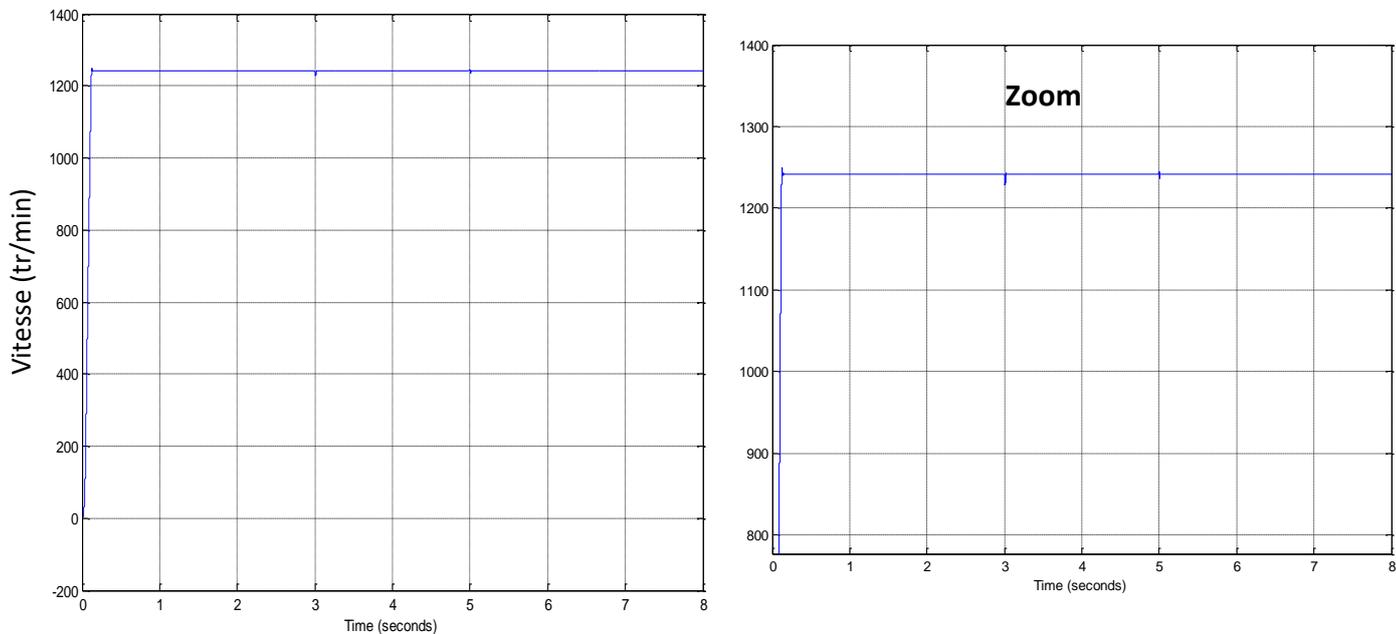


Figure III-10 : La vitesse de rotation (tr/min)

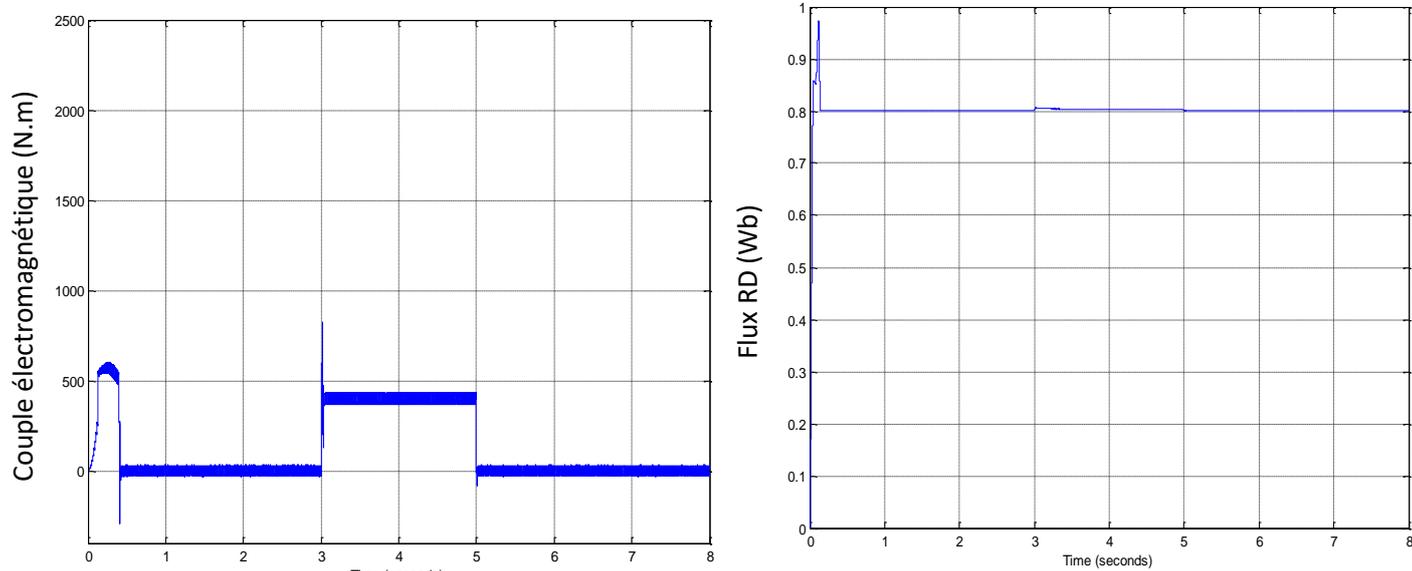


Figure III-11 : couple électromagnétique (N.m)

Figure III-12 : Flux rotorique direct (Wb)

La commande par mode flou glissant a prouvé sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques (augmentation de la résistance rotorique), car nous observons que l'erreur de vitesse est éliminée et cette dernière suit sa référence à vide et en charge. Cependant, on remarque des petites perturbations au niveau des flux rotoriques direct et en quadrature.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons opté à l'amélioration de la régulation de vitesse par mode de glissement en introduisant des régulateurs flous aux régulateurs glissant.

Au début, Nous avons présenté un bref historique sur la logique floue, puis nous avons donné ses avantages et inconvénients ainsi que ses domaines d'application. Ensuite, nous avons expliqué son principe et sa structure générale. Enfin, on a terminé par décrire la commande par la logique floue en suivant les étapes de conception d'un régulateur flou.

Les résultats obtenus lors de l'application de la commande flou glissant montrent l'amélioration des performances dynamiques de la machine asynchrone double étoile, et ils nous ont confirmé la robustesse de cette commande même en variations paramétriques durant le fonctionnement de la MASDE.

Conclusion

Générale

Conclusion générale

Conclusion générale

Cette étude a été dédiée complètement à la commande de la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux par la commande en mode flou glissant en introduisant les régulateurs de la logique floue dans les régulateurs du mode de glissement.

Dans le premier chapitre, nous avons commencé par une généralité sur les machines polyphasées dont la MASDE fait partie, ensuite nous avons présenté la modélisation de cette machine en deux modèles (triphase et biphasé). Enfin, en implantant le modèle mathématique de notre machine sous l'environnement Matlab/Simulink, les résultats de simulation obtenus avec trois alimentations différentes (sources triphasées équilibrées, onduleurs de tension à commande MLI et onduleurs de tension à trois niveaux à commande MLI) sont donnés à la fin du chapitre.

Dans le deuxième chapitre, nous avons décrit la commande par mode de glissement, en élaborant son algorithme, avec le choix de ses surfaces de glissement à savoir celles des courants statoriques, flux rotoriques ainsi que la vitesse. Enfin, nous avons appliqué cette commande sur la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux. Cette commande présente certains inconvénients tels que le phénomène de broutement qui est le problème majeur de cette commande, ainsi que sa sensibilité aux incertitudes qui peut être affectée par les variations des paramètres du système.

Dans le troisième chapitre, Afin d'améliorer les performances du système commandé, nous avons appliqué la technique de l'intelligence artificielle à savoir : la logique floue en ajoutant les régulateurs flous à ceux du mode glissant.

Les résultats obtenus montrent clairement que cette technique est plus performante et donne des meilleurs résultats par rapport à la commande par mode glissant.

Les perspectives ouvertes par cette étude sont :

- Commande floue adaptative en mode glissant de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux.
- Commande en mode flou glissant sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile.
- Commande de la machine asynchrone double étoile avec d'autres intelligences artificielles telles que : les réseaux de neurones.

ANNEXES

ANNEXES

Paramètres de la machine asynchrone double étoile :

Tension nominale	$V_n = 220/380 V$
Courant nominal	$I_n = 9.8 A$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$
Moment d'inertie	$J = 2.5 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.04 \text{ N.m.s/rd}$
Résistance rotorique	$R_r = 0.021 \Omega$
Résistances des enroulements de l'étoile 1 ET 2	$R_{s1} = R_{s2} = 0.071 \Omega$
Inductance de fuite des enroulements de l'étoile 1 ET 2	$L_{s1} = L_{s2} = 0.0007 H$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.9849 H$
Inductance de fuite d'une phase rotorique	$L_r = 0.000335 H$
Fréquence nominale	$F = 50 \text{ Hz}$

Les figures (A.1, A.2, A.3, A.4, A.5) représentent respectivement les schémas : de simulation de la MASDE avec son alimentation par des tensions triphasées, des onduleurs à commandes MLI et des commandes en modes glissant et logique floue.

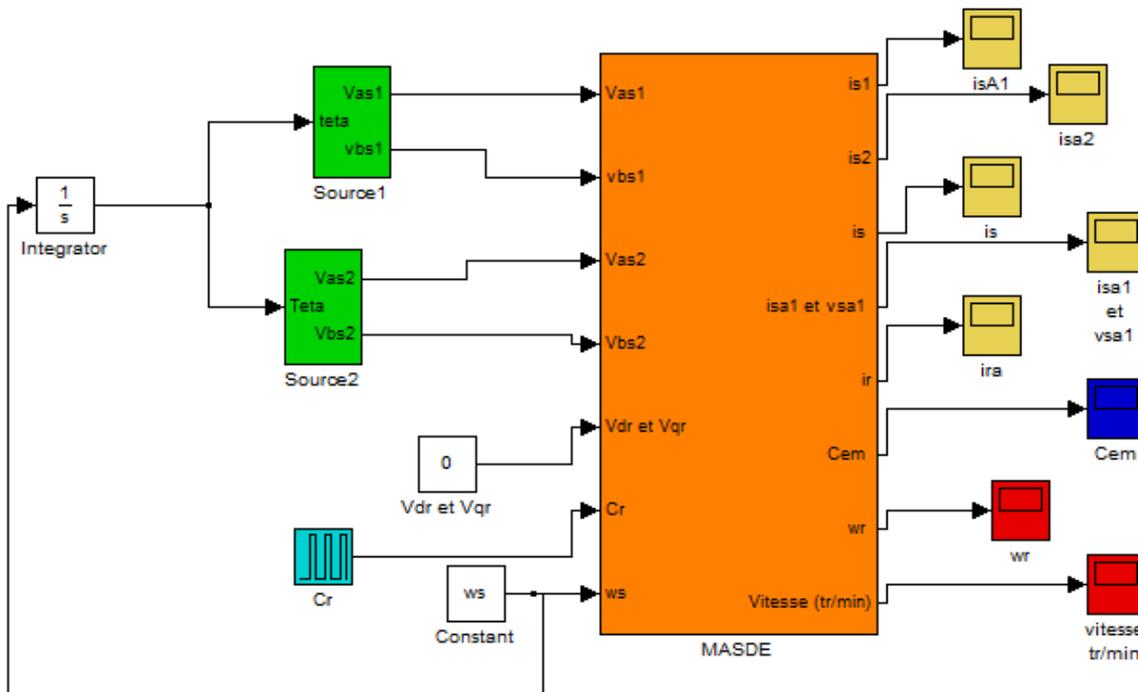


Figure A.1. Schéma alimentation de la MASDE avec 2 sources triphasées

ANNEXES

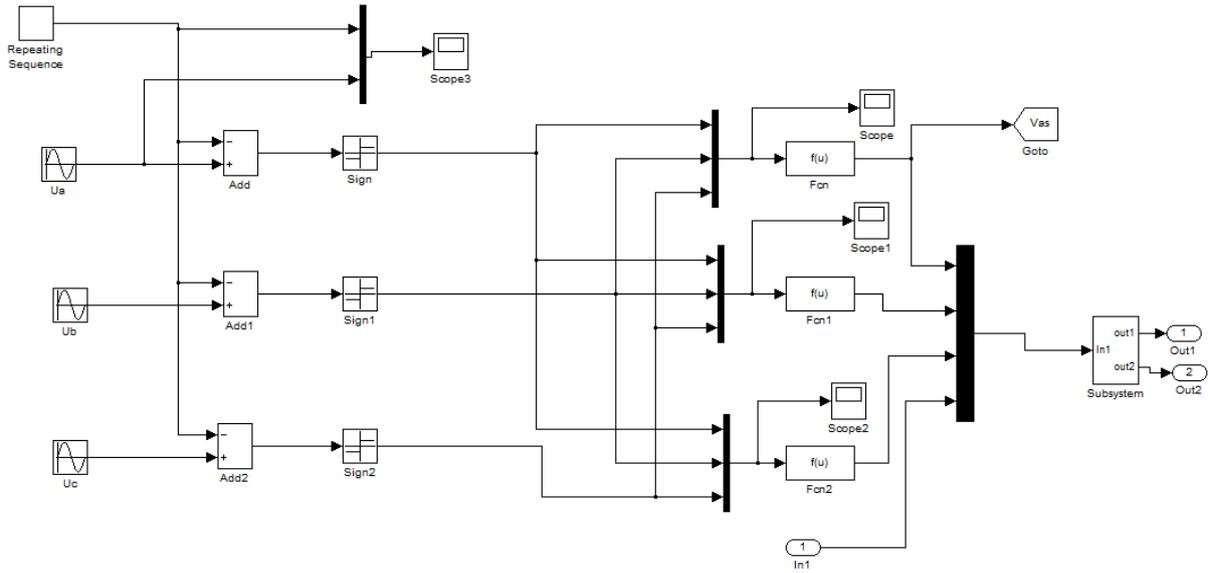


Figure A.2. Schéma de simulation onduleur MLI

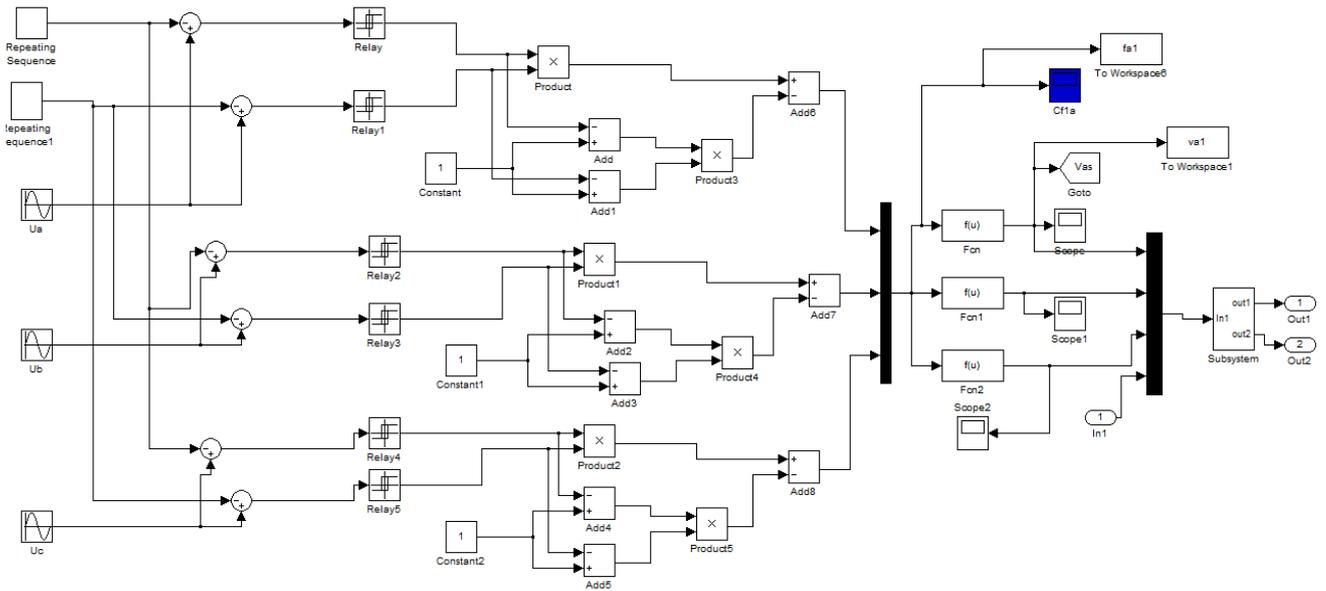


Figure A.3. Schéma de simulation onduleur 3 niveaux MLI

ANNEXES

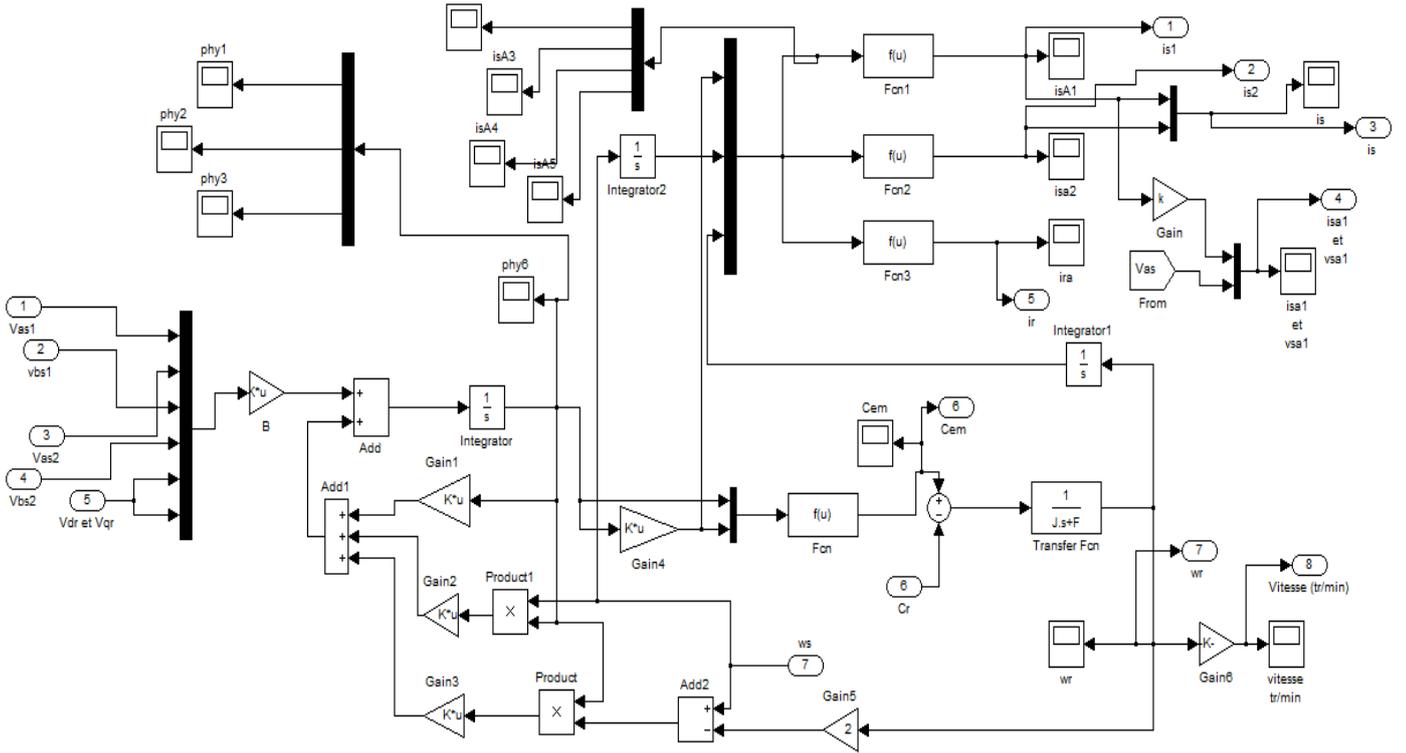


Figure A.4. Schéma de simulation de la MASDE

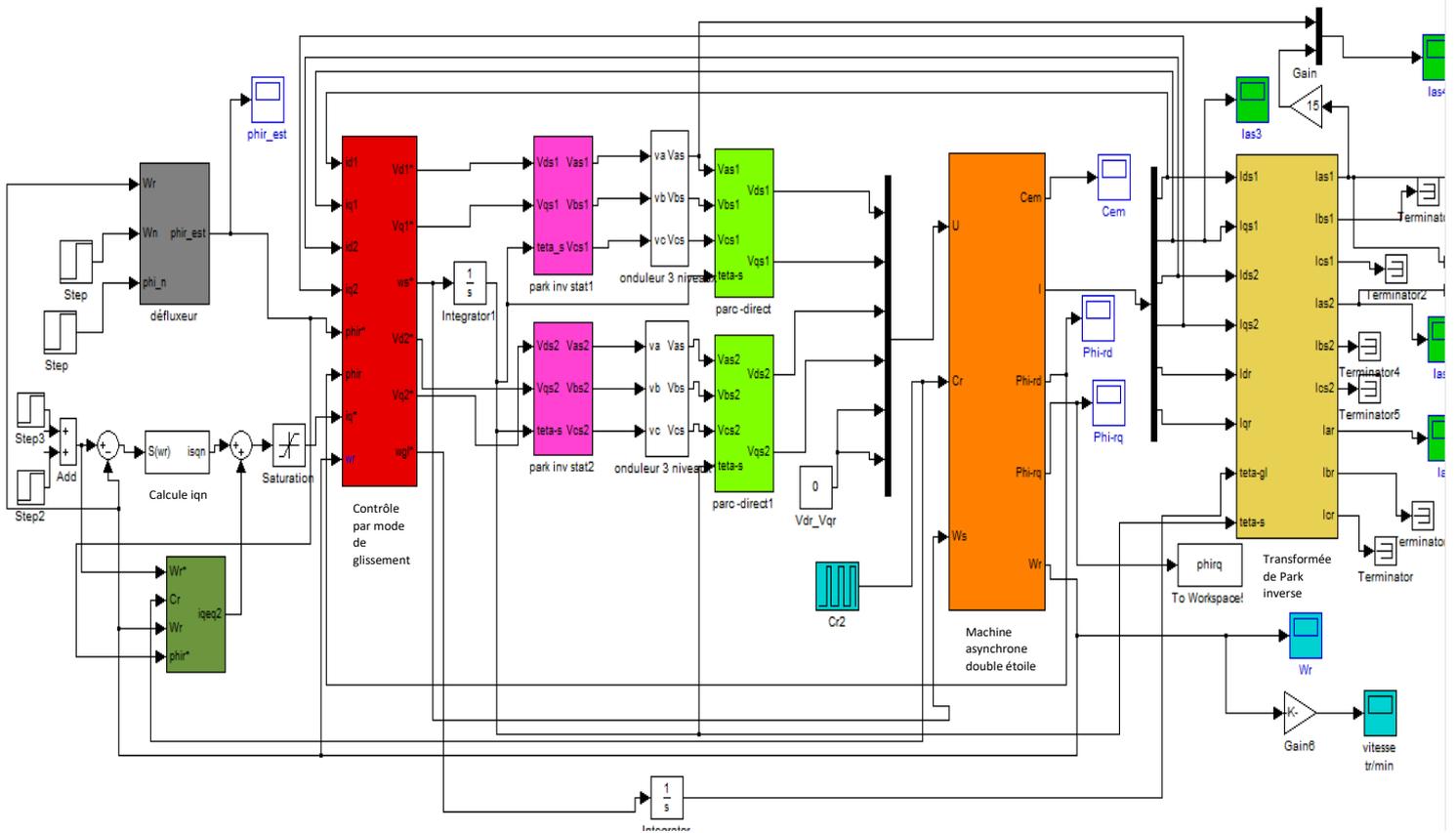


Figure A.5. Schéma de simulation de la commande par mode de glissement

Bibliographies

Bibliographies

- [1] Fitzgerald, A, E, Kingsley, Uman “ electric machinery” McGraw-hill education.2013.
- [2] Bose, B, K “modern power electronics and AC drives.” Prentice Hall.2002.
- [3] Gupta, R, et Al.” Performance analysis of dual stator winding induction machine.” IEEE transactions on energy conversion. 2015.
- [4] Boumediene, sereir, ahmed, Abdelghani “la commande sans capteur de vitesse d’une machine asynchrone double étoile”. Article de recherche Bucarest, 2018.
- [5] Mendel, J. M. “uncertain rule-based fuzzy logic systems introduction and new directions”. 2001
- [6] Rahali, "Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile « MASDE » ", thèse doctorat de l’université Mohamed Boudiaf - M’sila, janvier 2020
- [7] Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structures", thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy I, France, Décembre 2001.
- [8] Smail, Belkacem Azzi, "Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile : Application à la Traction Electrique", mémoire de fin d’étude master académique université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou, septembre 2014
- [9] Allal. A « Grandeurs Non Invasives Pour Le Diagnostic Des Machines Asynchrones » Magister en électrotechnique, Université Ferhat Abbas Sétif, année 2010.
- [10] G.K.Singh, «Multi-phase induction machine drive research —a survey» electric power systems research 61(2002) 139-147.
- [11] Amimeur. H “ Contribution à la commande de la machine asynchrone double étoile par mode de glissement “ Magister en électrotechnique, Université El Hadj Lakhdar Batna, année 2008.

Bibliographies

- [12] Mousli et Tahir, "Etude des Machines Asynchrones Multiphasées en Régimes Normal et Dégadé", Mémoire fin d'étude master, université Abderrahmane Mira Bejaïa, année 2014/2015.
- [13] Tir Zoheir, "Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile (Modélisation, Alimentation et Commande)", Université d'EL-Oued, Juin 2014.
- [14] Rachid Abdessemed, "Modélisation et simulation des machines électriques". Ellipses édition année 2011.
- [15] Titouche Nacer "Etude et commande d'un onduleur à trois niveaux". Ecole nationale polytechnique, EL-Harrach, ALGER 2014.
- [16] Rebai, Cherfa "Commande par flou-mode glissant d'un moteur asynchrone double étoile alimentée par onduleurs à trois niveaux", Mémoire de fin d'étude, juin 2019.
- [17] Hadbi et Henda "Machine synchrone à double étoile". Ecole nationale polytechnique ENP, promotion 2003.
- [18] Utkin, V.I "Sliding modes in control optimization". (1992).
- [19] A. L. Nemmour, "Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation", Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Avril 2002.
- [20] L.Abdelhamid, "Contribution à l'amélioration des performances des générateurs éoliens-évaluation de l'impact des énergies renouvelables sur l'environnement", Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2012.
- [21] H. Amimeur, D. Aouzellag, R. Abdessemed, K. Ghedamsi, Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems, *Electrical Power and Energy Systems* 42 (2012) 60–70.
- [22] M.Kercha, « Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent », Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 2005.
- [23] C.P.Coleman, D.Groddle, « A comparison of robustness fuzzy logic, PID, sliding mode control », *IEEE*, pp.1654-1659, 1994.
- [24] T.Laamayad, F. Naceri, R. abdessemed, S. Belkacem "A new fuzzy sliding mode controller application to the dual star induction machine (DSIM)", ICE O'11, université de Batna.
- [25] J. Yan, M. Ryan & J. Power, "Using fuzzy logic", Prentice Hall International (UK), 1994.

Bibliographies

- [26] B.Larafi, A.Rachid, A. Kessal, E.Merabet (2018). Control Neuro-Fuzzy of a Dual Star Induction Machine (DSIM) supplied by Five-Level Inverter. *Journal of Power Technologies*, 98(1), 70-79.
- [27] H. Mohammed " Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes,2017.
- [28] Y.Elbia, "Commande Floue Optimisee d'une Machine asynchrone a Double Alimentation à Flux Orienté". Mémoire de Magister de l'universite de Batna, 2009.
- [29] Y. Kichene, B. Zaouali, ‘’ Commande intelligente floue d'une machine asynchrone double étoile’’ Mémoire de Master Université Mohammed Boudiaf - M'sila, 2019.
- [30] I. Laghouag " Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone", Mémoire de master, Université de m'sila, 2016.
- [31] T.Boumadiene, « Commande par mode flou glissant de la machine asynchrone double alimentée utilisée en aérogénérateur », Mémoire de Magister, Université d'Oran, 2015.
- [32] T.Laamayad, « Commande optimale d'une machine asynchrone apport de la logique floue», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.

Résumé

Résumé :

Pour des applications de forte puissance, les machines multi-phasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Ce projet de fin d'étude consiste essentiellement à étudier l'exemple le plus courant des machines multi-phasées : la machine asynchrone double étoile (MASDE). Ce mémoire, présente en premier lieu une étude de modélisation et d'alimentation de la MASDE par deux onduleurs, l'un à commande MLI sinus-triangle et l'autre à trois niveaux à commande MLI. En second lieu nous présentons la commande par mode de glissement de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux, cette commande présente certains inconvénients tels que le phénomène de broutement qui est le problème majeur de cette commande, ainsi que sa sensibilité aux incertitudes qui peut être affectée par les variations des paramètres du système. Afin d'améliorer les performances du système commandé, nous avons appliqué la technique de l'intelligence artificielle à savoir : la logique floue en intégrant les régulateurs flous à ceux du mode glissant. Les résultats obtenus montrent clairement que cette technique est plus performante et donne des meilleurs résultats par rapport à la commande par mode glissant.

Mots clés : MASDE, Commande mode glissant, Onduleur trois niveaux, Logique floue