

Université Mohamed Boudiaf - Msila

Faculté de Technologie

Département : Génie Electrique

Réf :



جامعة محمد بوضياف - المسيلة

كلية التكنولوجيا

قسم : الهندسة الكهربائية

Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master en Électrotechnique

Option : Commande Electrique

Présentés par :

HAMANI Sami

NOUIOUA Assil

Thème :

**Optimisation de Contrôle DTC du Moteur à
Induction Double Stator (MSDS) par l'Algorithme
de Baleine WOA**

Devant le jury composé de:

Dr. MAYOUF Messaoud	Prof	Président	Université de Msila
Dr. Abderrahim ZEMMIT	M.C.A	Encadreur	Université de Msila
Dr. Khaled BELHOUCHE	M.C.A	Co-Encadreur	Université de Msila
Pr. BELHAMDI Saad	M.C.B	Examineur	Université de Msila

Année Universitaire : 2021/2022



Remerciement

**Avant tout , nous remercions le dieu qui nous donne à la foi ,
du courage et patience afin d'accomplir ce modeste travail**

**La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au
concours de plusieurs personnes à qui nous voudrions
témoigner notre gratitude**

**J e tiens à remercier spécialement Dr. Abderrahim
ZEMMIT , qui fut la première à nos faire découvrir le sujet
qui a guidé nos mémoires et sa patience , sa disponibilité et
surtout ses judicieux conseils**

**Aussi un grand remerciement a l'encadreur Dr. Khaled
BELHOUCHE et les membres du jury pour accepter
d'examiner et juger notre travail .**

**Nous n'oublions pas de remercier tous les enseignants qui
ont contribué durant notre formation**

**Et enfin nous remercions l'ensemble des collègues de notre
promotion 2022 .**



Dédicace

avant tout, je veux remercier Dieu de m'avoir aidé et de m'avoir donné la force de réaliser ce que j'ai accompli , car si ce n'était pas pour lui, je ne pourrais jamais être ici aujourd'hui

je tiens à remercier mon encadreur Dr. Abdarrahim ZEMMIT de m'avoir guidé et aidé dans ce sujet et le remercier également pour tous ses efforts et son temps

A mon très cher père tu as toujours été a mes cotés pour me soutenir et m'encourager .

Que ce travail traduit ma gratitude et mon affection .

A ma trèschère mère

Quoi que je fasse ou que je dise , je ne saurai point te remercier comme il se doit,

Ton affection me couvre , ta bienveillance me guide et ta présence à mes cotes a toujours été ma source de force pour affronter les différents obstacles .

je tiens à remercier aussi mon très cher frère sa femme et leur petit fils, qui ont apporté le bonheur à notre famille, et les remercier aussi, de m'avoir toujours soutenu et aidé

HAMANI Sami



Dédicace

Avant tout je remercie ALLAH, le tout puissance de m'avoir
donné le volonté, la patience et la santé durant toutes mes
sincères

A mes très chère parents qui ma aidé dans ma vie
remerciements à toutes mes enseignant de L'université de
M'sila, notamment à mon encadreur **Dr. Abdarrahim
ZEMMIT** enseignant à l'Université de M'sila d'avoir proposé
le sujet sur lequel j'ai travaillé, et qui a assuré la direction et
l'encadrement du travail présenté dans cette mémoire.

NOUIOUA Assil

Table des Matières

Introduction Général	1
Chapitre I : Etat de l'art de la MASDS	
I.1 Introduction	3
I.2 Histoire des machines Electriques	4
I.3 Classification des machines électriques.....	5
I.3.1. Selon le type d'alimentation.....	5
I.3.2. Selon leur construction.....	5
I.4 Les caractéristiques des machines multiphasées.....	5
I.4.1 les machines multiphasées de type1.....	6
I.4.1 les machines multiphasées de type 2.....	6
I.5 Principe de fonctionnement de la machine multiphasées.....	8
I.6 Application des machine multiphasées.....	8
I.7 Avantages des machines multiphasées.....	9
I.8 Inconvénient des machines multiphasées	9
I.9 Conclusion.....	10
Chapitre II : Modélisation et simulation de la MASDS	
II.1 Introduction.....	11
II.2 Modélisation de la machine asynchrone double étoile.....	11
II.2.1 Description du moteur asynchrone à double étoile.....	11
II.2.2 Hypothèses simplificatrice.....	12
II.2.3 Modèle naturel de la MASDS.....	12
II.2.4 Equation électrique.....	13
II.2.5 Equation magnétique.....	13
II.2.6 Equation mécanique.....	14
II.2.7 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère biphasé.....	15
II.2.7 .1 Objectives des transformations matricielles.....	15
II.2.7.2 Transformations usuelles.....	15
II.2.7.2.1 La transformation de Clarke	15
II.2.7.2.2 La transformation de Concordia.....	16
II.2.7.2.3 Transformation de park.....	17
II.2.8 Choix de référence.....	19
II.2.8.1 Référentiel lié au stator	19
II.2.8.2 Référentiel lié au rotor	19
II.2.8.3 Référentiel lié au champ tournant.....	19
II.2.9.Modèle de la machine asynchrone double étoile.....	19
II.2.9.1 Application de transformation de park	20
II.2.9.2 Les transformations des tensions.....	20
II.2.9.3 Les transformations des courants.....	20
II.2.9.4 Les transformations des flux.....	20
II.2.9.5 Les équations des tensions.....	21
II.2.9.6 Les équations des flux.....	22
II.2.9.7 Equation mécanique	23
II.2.10 Deuxième modèle de la machine asynchrone double étoile.....	24
II.2.11 Passage du système (A ,B ,C) au système ((A,B) (X,Y) (O1,O2)).....	25

II.2.12 Mise sous forme d'équation d'état.....	25
II.2.13 simulation de la machine double étoile.....	26
II.2.13.1 Premier cas fonctionnement à vide.....	28
II.2.13.2 Deuxième cas fonctionnement en charge.....	29
II.2.14 Interprétation des résultats de simulation.....	30
II.2.14.1 A vide	30
II.2.14.2 En charge	30
II.3.Conclusion.....	31

Chapitre III : Commande DTC de la MASDS

III.1 Introduction.....	32
III.2 principe de la commande DTC.....	32
III.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur	33
III.4 Contrôle de flux statorique et couple électromagnétique.....	33
III.4.1 Principe de contrôle de flux statorique.....	33
III.4.2 Principe de contrôle du couple électromagnétique.....	35
III.4.3 Cas particulier : Application d'un vecteur d'un tension nul.....	36
III.4.4 Estimation de flux statorique	37
III.4.5 Estimation du couple électromagnétique	38
III.5. Elaboration des contrôleurs de flux et couple.....	38
III.5.1 Elaboration de contrôleur de flux	38
III.5.2 Elaboration de contrôleur du couple	39
III.6 Elaboration de table de commutation.....	40
III.6.1 Table de commande de flux... ..	40
III.6.2 Table de commande de couple.....	40
III.6.3 élaboration de la table de commutation pour le flux et le couple	41
III.7 Application de la DTC sur la MASDE.....	41
III.8 Commande directe du couple sans réglage de la vitesse	42
III.8.1 Interprétation du résultat	43
III.9 Commande directe du couple avec réglage de la vitesse.....	44
III.9.1 Test robustesse	45
III.10 Avantages de la commande directe du couple	46
III.11 Inconvénient de la commande directe du couple	47
III.12 Comparaison entre la commande DTC et la commande vectoriel	47
III.13	
Conclusion.....	48

Chapitre IV : Commande directe du couple optimisé par l'algorithme de baleine (DTC – Whale) de la MADS

IV.1 Introduction.....	49
IV.2 Algorithmes méta heuristiques.....	49
IV.2.1 Les algorithmes génétiques.....	50
IV.2.2 Algorithme d'optimisation des baleines.....	50
IV.2.2.1 Inspiration.....	50
IV.2.2.2 Modèle mathématique et algorithme d'optimisation.....	52

Proie encerclant.....	52
Méthode d'attaque au filet à bulles (phase d'exploitation)	53
Recherche de proies (phase d'exploration).....	54
IV.3.Algorithme WOA.....	55
IV.4 .Optimisation de Régulateur de vitesse PI de la MADS par l'algorithme de baleine(WAO)..	56
IV.4.1 Procédure d'optimisation de régulateur PI.....	56
IV.4.2 Optimisation du régulateur PI classique	57
IV.4.3 Résultats de simulation de la commande DTC par l'utilisation PI-WOA.....	58
IV.5 Conclusion	62
Conclusion générale	63
Annexes	65
Références bibliographiques	A

Liste des figures

Chapitre I

Figure (I.1): Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phase9

Chapitre II

Fig.II.1 principe de la transformation de Clark..16

Fig.II.2 montre le principe de la transformation de Park.....18

Figure II.3 : Présentation du le modèle Simulink de la machine asynchrone double étoile.....26

Fig.II.4 Performances de la conduite de la MASDS lors le démarrage à vide.....28

Fig.II.5 Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 14\text{N.m}$).....29

Chapitre III

Fig.III.1 Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux.33

Fig.III.2.a Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.....34

Fig.III.2.b Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.....34

Fig.III.3 Trajectoire du flux statorique.35

Fig.III.4 Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension36

Fig III.5 Application d'un vecteur nul, le terme résistif est négligeable.37

Fig.III.6 Contrôle à hystérésis à deux niveaux.....39

Fig.III.7 Correcteur du couple à trois niveaux40

Fig.III.8 Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MASDE.42

Fig.III.9 Commande DTC de la MASDE sans réglage de la vitesse43

Fig.III.10 Commande DTC de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge $C_r = 15\text{N.m}$ à $t = 3\text{ s}$ 44

Fig.III.11 Comportement de la MASDE vis-à-vis à variation de vitesse 314 rad/s à 260 rad/s à l'instant $t = 2.5\text{s}$45

Fig.III.12 Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge $C_r = 15$ et 20 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[3.5, 5]\text{s}$46

Fig.III.13 Comportement de la MASDE vis-à-vis l'augmentation de la résistance statorique de 50% à partir de $t = 1.5\text{ s}$46

Chapitre IV

Fig.IV.1 Comportement alimentaire des rorquals à bosse au filet à bulles.....51

Fig.IV.2 Mécanisme de mise à jour de la position de la spirale de recherche du filet à bulles.....52

Fig.IV.3 Mécanisme d'exploration mis en œuvre dans le cadre du WOA.	55
Fig.IV.4 Pseudocode de l'algorithme WOA.	56
Fig.IV.5 Principe d'optimisation de la commande DTC par algorithme WOA.	57
Fig.IV.6 Principe d'optimisation de la commande DTC par algorithme WOA.	58
Fig.IV.7 Variation de Vitesse sans et avec de l'Algorithme GWO.	59
Fig.IV.8 Variation de charge mécanique sans et avec de l'Algorithme WOA.	60
Fig.IV.9 Cercle de flux statorique son et avec WOA.	61

Annexes

Fig.A.2 Modèle de la MADS sous <i>Simulink</i> /MATLAB.	65
---	----

Liste des tableaux

Chapitre I

Tab.I.1 Machines multi-phasées de type-1.....	6
Tab.I.2 Machines multi-phasées de type-2.....	7

Chapitre III

Tab.III.1 Table de commande du flux.....	41
Tab.III.2 Table de commande du couple.....	42
Tab.III.3 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveauxavec les vecteurs tension nuls.	42
Tab.III.4 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension nonnuls.....	43
Tab.III.5 Etude comparative de la commande vectorielle et de la DTC.....	49

Chapitre IV

Tab.IV.1 paramètres de Algorithme WOA utilisé	59
Tab.IV.2 Valeurs numériques de la DTC avec PI et PI-WOA.	63

Annexes

Tab.A.1 Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation.....	A
Tab.B.1 La transformation de CONCORDIA et de CLARKE.	B

Glossaire

Symboles

- MADS:** Machine Asynchrone à Double stator.
- VSI :** voltage source inverter
- FEM:** Force électromotrice .
- FP:** Facteur de Puissance.
- GADS:** Génératrice Asynchrone à Double stator.
- MAS:** Machine Asynchrone.
- MCC:** Machine à Courant Continu MCC.
- MLI:** Modulation de Largeur d'Impulsion.
- MS:** Machine Synchrone.
- MSAP:** Machine Synchrone à Aimants Permanents.
- PI:** Proportionnel Intégral.
- DTC :**Commande direct de couple.
- WAO :**Whale optimiser .

Notations

Liste non-exhaustive des principaux paramètres et variables.

Paramètres de modélisation de la MADS:

R_s	(Ω)	Résistance statorique par phase,
R_r	(Ω)	Résistance rotorique par phase,
L_s	(H)	Inductance cyclique rotorique par phase,
L_r	(H)	Inductance cyclique rotorique par phase,
L_m	(H)	Inductance cyclique mutuelle(entre stator et rotor),inductance magnétisante,
l_s	(H)	Inductance propre d'une phase statorique,
l_r	(H)	Inductance propre d'une phase rotorique,
m_s	(H)	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,
m_r	(H)	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques,
M	(H)	Inductance mutuelle entre phase statorique et autre rotorique,
σ	(-)	Coefficient de dispersion de Blondel,
p	(-)	Nombre de paires de pôles,
f_v	(N.m.s/rd)	Coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice,
C_{em}	(N.m)	Couple électromagnétique de la génératrice,

Grandeurs électriques au stator:

$\mathbf{V}_{S_{a b c}}$	(V)	Tensions instantanées statoriques triphasées .
$\mathbf{V}_{S_{dq}}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d ,q)
$\mathbf{V}_{S_{\alpha\beta}}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère (α , β)
$[\mathbf{V}_{S_a} , \mathbf{V}_{S_b} , \mathbf{V}_{S_c}]$	(V)	Vecteur des tensions instantanés des phases a ,b et c statoriques
\mathbf{V}_s	(V)	Module du vecteur de tensions statoriques
$\mathbf{I}_{S_{a,b,c}}$	(A)	Courants instantanés statoriques triphasées
$\mathbf{I}_{S_{dq}}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère (d ,q)
$\mathbf{I}_{S_{\alpha\beta}}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère (α , β)
$[\mathbf{I}_{S_a} , \mathbf{I}_{S_b} , \mathbf{I}_{S_c}]$	(A)	Courants instantanées statoriques triphasées
\mathbf{P}_s	(W)	Puissance active statorique
\mathbf{Q}_s	(VAR)	Puissance réactive statorique

Grandeurs électriques au rotor :

$\mathbf{V}_{r_{a b c}}$	(V)	Tensions instantanées rotorique triphasées .
$\mathbf{V}_{r_{dq}}$	(V)	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d ,q)
$\mathbf{V}_{r_{\alpha\beta}}$	(V)	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (α , β)
$[\mathbf{V}_{r_a} , \mathbf{V}_{r_b} , \mathbf{V}_{r_c}]$	(V)	Vecteur des tensions instantanés des phases a ,b et c rotoriques
\mathbf{V}_r	(V)	Module du vecteur de tensions rotoriques
$\mathbf{I}_{r_{a,b,c}}$	(A)	Courants instantanés rotoriques triphasées
$\mathbf{I}_{r_{dq}}$	(A)	Courants rotoriques diphasées dans le repère (d ,q)
$\mathbf{I}_{r_{\alpha\beta}}$	(A)	Courants rotoriques diphasées dans le repère (α , β)
$[\mathbf{I}_{r_a} , \mathbf{I}_{r_b} , \mathbf{I}_{r_c}]$	(A)	Courants instantanées rotoriques triphasées
\mathbf{P}_r	(W)	Puissance active rotoriques
\mathbf{Q}_r	(VAR)	Puissance réactive rotoriques

Grandeurs magnétiques au stator :

$\Phi_{S_{a,b,c}}$	(Wb)	Flux instantané magnétique au stator
$\Phi_{S_{\alpha,\beta}}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère (α, β)
$\Phi_{S_{d,q}}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d,q)
$[\Phi_{S_a}, \Phi_{S_b}, \Phi_{S_c}]$	(Wb)	Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c statoriques
Φ_S	(Wb)	Module du vecteur de flux statorique

Grandeurs magnétiques au rotor :

$\Phi_{r_{a,b,c}}$	(Wb)	Flux instantané magnétique au rotor
$\Phi_{r_{\alpha,\beta}}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β)
$\Phi_{r_{d,q}}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d,q)
$[\Phi_{r_a}, \Phi_{r_b}, \Phi_{r_c}]$	(Wb)	Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c rotoriques
Φ_r	(Wb)	Module du vecteur de flux rotorique

Grandeurs mécaniques:

ω_r	(rad/s)	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation
ω_s	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs statoriques (champ tournant)
ω_{sr}	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (pulsation de glissement)
g	(-)	Glissement de la vitesse de rotation
f_s	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs statoriques
f_r	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques
N_s	(tr/min)	Vitesse du champ tournant
N_r	(tr/min)	Vitesse mécanique nominale de rotation

Introduction Générale

Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques, Les machines électriques polyphasées (six phases) sont très utilisées au niveau des applications spéciales pour leurs caractéristiques de souplesse et de confort, la faible maintenance, la robustesse, la flexibilité de la commande et leurs capacités d'évolution. Les avancées technologiques de l'électronique de puissance et de la microélectronique ont rendu les machines électriques faciles à commander et ont encore élargi leur champ d'utilisation. Les machines multi-phases sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Ces machines ont remplacé les machines à courant continu, grâce à leur simplicité de construction.

Les machines asynchrones sont utilisées beaucoup plus en moteur, et les machines synchrones en générateur. Cependant durant ces dernières années, les recherches dans le domaine des énergies renouvelables ont conduit à l'introduction des machines asynchrones comme générateur, pour leurs avantages, notamment en ce qui concerne l'absence du collecteur mécanique.

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines multiphasées (dont le nombre de phases est supérieur à trois) pour segmenter la puissance, Les machines électriques polyphasées (six phases) sont très utilisées au niveau des applications spéciales pour leurs caractéristiques de souplesse et de confort, la faible maintenance, la robustesse, la flexibilité de la commande et leurs capacités d'évolution. Les avancées technologiques de l'électronique de puissance et de la microélectronique ont rendu les machines électriques faciles à commander et ont encore élargi leur champ d'utilisation. Les machines multi-phases sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées.

A travers ces avantages, la machine multiphasées est utilisée dans plusieurs applications surtout dans le domaine des fortes puissances, entre autre, dans la production éolienne d'énergies électriques.

Cependant, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur : la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique sa commande.

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande vectorielle et la commande adaptative. Ces techniques utilisent des régulateurs aussi bien classiques que modernes qui rendent les commandes citées précédemment robustes.

Actuellement les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude, l'analyse et la commande des machines multiphasées, en particulier, les machines asynchrones à double stator qui nécessite une double alimentation triphasée statorique.

Dans le domaine de la commande, différentes approches sont utilisées. Il est possible de choisir des structures de commande beaucoup plus évoluée aux machines asynchrones à double stator MADS permettra d'obtenir des meilleures performances. Il s'agit de la commandes directe de couple (DTC) .

Notre objectif est d'étudier et de modéliser les machines asynchrones à double stator afin de lui appliquer les techniques de commande, particulièrement, le contrôle direct du couple du moteur a induction double stator utilisant la technique d'optimisation baleine.

Pour cela, notre manuscrit est organisé en quatre chapitres ;

- **Le premier chapitre**, présente un état de l'art sur la machine asynchrone à double stator 'MADS', afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application. En plus, une classification des différents types de cette machine sera présentée.
- **Le deuxième chapitre**, sera consacré à modélisation la MADS et de son alimentation a pour but de définir le processus à contrôler avec ses grandeurs physiques mesurables, ensuite nous abordons les problèmes liés à la modélisation de l'ensemble de ce variateur en aboutissant à son modèle de connaissance, où des résultats simulations seront présentés.
- **Le troisième chapitre**, on propose une technique de commande appelée DTC (Direct Torque Control) appliquée au convertisseur à deux niveaux de tension côté stator. Ce type de commande considère les convertisseurs associés à la MADS comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple.
- **Le quatrième chapitre**, exposera l'implantation d'Algorithme d'optimisation des baleines (WOA) avec la commande DTC de la MADS, dans le but d'optimiser les gains du régulateur PI, afin d'avoir améliorer les performances de la commande DTC de la MADS.

On clôturera le manuscrit par une conclusion générale dans la quelle sont valorisés les différents développements effectués. Des perspectives pour se travail est regalement envisages.

CHAPITRE I :

Etat de l'art de la MADS et leur techniques de commande

I.1. Introduction :

Les machines à courant alternatif à haute puissance ont trouvé de nombreuses applications. Mais lorsqu'ils sont alimentés par un convertisseur de source de tension, de fortes contraintes apparaissent sur les appareils électroniques de puissance et limitent leur fréquence de découpage. Le concept de segmentation de puissance a vu le jour pour permettre l'utilisation d'onduleurs à source de tension (VSI) avec des dispositifs électroniques de puissance de taille réduite.

Il existe différentes façons d'y parvenir, l'une d'entre elles consiste à utiliser des machines à courant alternatif alimentées par des onduleurs à plusieurs niveaux. Dans ce cas, la contrainte de tension est partagée entre les différents appareils connectés en série. Cette solution a été largement développée et étudiée depuis le passé. Une autre façon consiste à utiliser des machines multi-phases ou des machines multi-étoiles. Pour ce type de structure, chaque phase ou chaque étoile est alimentée par son propre VSI. Le courant par phase est alors réduit sans augmenter la tension par phase. De plus, cette solution améliore la fiabilité puisque la perte d'une ou plusieurs phases n'empêche pas le démarrage et le fonctionnement du moteur, mais elle implique une réduction du couple et augmente les pertes, bien entendu. Cependant, il est évident que les performances de ces machines en fonctionnement déséquilibré s'améliorent lorsque le nombre total de phases augmente. Un exemple courant d'une telle structure est le moteur à induction à double stator (MADS) alimenté par deux VSI triphasés. C'est un assez bon compromis entre une segmentation de puissance suffisante et un système pas trop compliqué.

En raison de ses avantages, cette machine est utilisée dans divers domaines tels que l'aéronautique, les navires et les domaines de grande puissance.

Néanmoins cette MADS alimentée par VSI est soumise à des courants harmoniques circulants statoriques importants. Ces courants sont à l'origine de pertes supplémentaires et nécessitent des calibres plus importants pour les dispositifs semi-conducteurs. Par conséquent, ces problèmes nous laissent penser que d'autres configurations de bobinages en étoile double devraient peut-être être envisagées et explorées. L'étude n'est pas aisée car les effets des harmoniques temporelles sont très importants. Des modèles

Serval ont déjà été développés, mais peu d'entre eux permettent d'étudier MADS avec un angle de décalage arbitraire entre ses deux ensembles d'enroulements triphasés. (1)

dans ce chapitre, nous allons voir l'état de l'art de la machine à double stator, ses avantages, ses inconvénients, ses domaines d'application et plus encore la classification et ses différents types seront présentés.

I.2. Historique des machines a inductions double stator :

En 1821, l'Anglais Michael Faraday fabrique le premier moteur électromagnétique. L'année suivante, Peter Barlow a ajouté un équipement. En 1831, Faraday propose le principe de l'induction Électromagnétisme ; pendant ce temps, Friedrich Emil Lenz de Russie et Joseph d'Amérique. Dans le cas d'Henry, il a fait un travail similaire, contribuant à cette découverte et comprendre ce phénomène. Ampli 1832 d'usine française Hippolyte Pixii, a réalisé un générateur de courant continu [3]. L'état de l'art des moteurs asynchrones à double stator (MADS) /En 1836, l'Anglais Hyde Clark réalisa l'existence d'une machine avec la structure opposée .Ce Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur . En 1842, Davidson a utilisé un des premier moteur tourne avec une réactance variable. L'apparaissent des moteurs froment qui atteint un couple de 500 N.m en 1848. Ces moteurs ont probablement été les premiers à être utilisés . Pour les applications industrielles. 1860 Fabrication industrielle par la société "l'Alliance" des Générateurs de structures complexes. En 1865, l'italien Antonio Paccinotti construit un Prototype de moteur à courant continu à induit anneau et collecteur radial dans le fonctionnement a été grandement améliorée. En 1888, Nikola Tesla a déposé plusieurs brevets pour tout ses systèmes polyphasés (transformateurs, générateurs de moteurs synchrones et asynchrones, etc.) [4].

Au cours de ces années, Edison et Tesla choisissaient entre courant continu ou production, utilisation et consommation alternatives d'électricité. On remarque dans ce bref historique, chercheurs et d'ingénieurs qui ne s'arrête pas améliorer, développer et inventer d'autres machines pour répondre aux besoins de nombreux applications industrielles et domestiques, cela a abouti à de nombreuses machines allant de "Micro machines" à "Giga machines". Possibilité de réguler l'énergie électrique, fourni par l'électronique de puissance, non seulement peut être modifié de manière significative des Conditions de fonctionnement des moteurs CC et CA , mais elles conduisent aussi au développement de nouveaux types de machines tels que les moteurs à courant continu sans balais (brushless), etc.

Ces machines peuvent être classées de plusieurs manières [4].

I.3. Classification des machines électriques :

La classification des machines peut se faire de différentes manières [6] :

Dépend de la méthode d'alimentation en courant/tension ou de la méthode d'alimentation. Dépend de la structure.

I.3.1. Selon le type d'alimentation :

- ❖ Machine à courant continu.
- ❖ Machines à courant continu série, parallèle ou composite.
- ❖ Appareil à courant alternatif.
- ❖ Machine synchrone. Machine asynchrone.

I.3.2. Selon leur construction :

- ❖ Machine asynchrone.
- ❖ Machine sans collecteur.
- ❖ Machine synchrone à aimants permanents.
- ❖ Une machine avec un collecteur.
- ❖ Machine à courant continu.
- ❖ Machine synchrone.

I.4. Les caractéristiques des machines multi phases :

Suivant le nombre de phase qu'on peut avoir dans le stator on peut distinguer deux types de machines multi phases "machines multi phases de type 1" sont appelées "les machines multi phases" et "machines multi phases de type 2" [2]. On peut avoir nombreuses configurations possible pour le nombre des phases donné suivant le décalage angulaire α entre les étoiles, alors on peut définir le nombre des phases équivalent comme suit :

$$np\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (\text{I. 1})$$

I.4.1. Les machines multi phases de type 1 :

Dans ce type le nombre des phases statoriques est un multiple de trois [2] :

$$n_{ph} = 3\eta \quad \eta = 1,2,3 \quad (I.2)$$

Nombre de Phases (n_{ph})	Nombre équivalent de phase ($n_{ph} \alpha$)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobine
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

Tab. 1.1 :Machines multiphasées de type 1

I.4.2. Les machines multi phases de type2 :

Les machines multiples de type2 dont le nombre de phases statorique(n_{ph}) impaire

$$n_{ph} = 2\eta + 1 \quad \eta = (1,2,3 \dots \dots) \quad (I.3)$$

Pour le décalage angulaire α entre deux bobines adjacents, les phases sont décalées régulièrement de

$$2\alpha = \frac{2\pi}{n_{ph}}$$

$$\text{Alors on a } n_{ph}\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (I.4)$$

Nombre de Phases (n_{ph})	Nombre de phase ($n_{ph} \alpha$)	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.3°	
13	13	13.8°	

Tab. 1.2 : Machines multi-phasées de type 2.

I.5.Principe de fonctionnement de la machine multi-phases :

On prendra comme exemple le principe de fonctionnement de la machine double étoile[9], Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle α)[10]. 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 définit comme suite[11] :

$$\omega_s = \frac{60f_s}{p} \text{ Rad/s} \quad (\text{I.5})$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant 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 statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.6})$$

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

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.7})$$

I.6. Applications des machines multi phases :

Les éoliennes à vitesse fixe sont couplées au réseau via les GAS, certains constructeurs utilisent un autre un système de conversion d'énergie éolienne basé sur la GASDE qu'afin d'améliorer le rendement. Ainsi, le bruit engendré par l'éolienne est alors plus faible pour les petites vitesses, la présence d'une deuxième étoile rend la conception de la machine particulière et augmente le cout et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble[3] .

*Une étoile de forte puissance à un grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses devant.

*Une étoile de faible puissance à un faible nombre de paires de pôles permettant de fonctionner aux vitesses de vent élevées .

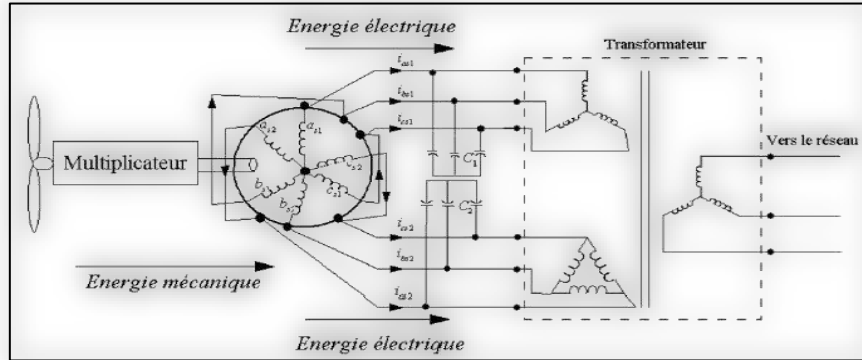


Figure (I.1): Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phase

I.7. Avantages des Machines Multi phases :

Les machines multi phases à un grand intérêt et en particulier la machine asynchrone double stator (MASDS) pour des différents raison telle que [9]:

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

I.8. Inconvénients des machines multi phases :

Cependant, la machine asynchrone présente des inconvénients tels que [12] :

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

I.9.Conclusion :

Ce chapitre a été orienté vers les machines polyphasées et ce qu'elles pourraient apporter de plus machines triphasées. Nous nous intéressons aux machines les plus courantes, les machines à double stator (MADS) et compte tenu de ses avantages, il est très intéressant et significatif de pouvoir étudier ce dernier en fonctionnement (moteur). Ensuite, nous passons d'abord à la modélisation de la fiche signalétique.

Chapitre II

Modélisation de la machines asynchrones à double stator (MADS)

II.1.Introduction

Ce chapitre permettra d'une part de modéliser de la machine électrique qui est fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MADS rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté. Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dite encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) , nous étudierons dans un premier temps la MADS directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique), nous passerons ensuite à l'alimentation de cette dernière par onduleurs de tension. Enfin, des résultats de simulation seront présentés et commentés.

II.2. Modélisation de la machine asynchrone double étoile

II.2.1 Description du moteur asynchrone à double étoile

Le moteur asynchrone triphasé à double stator est une machine qui comporte deux bobinages statoriques fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux stators sont décalés entre eux d'un angle $\alpha = 30^\circ$, chacun est composé de trois enroulements identiques. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal $2/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique[2] . Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé de courant équilibré, d'où la création d'un champ tournant glisse dans l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{II.1})$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de paires de pôles identique à celui du stator. La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écurieil constituée des barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Le rotor tourne à une vitesse différente de, pour cette raison, la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de

l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestant par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit le rapport

$g = \frac{ws-wr}{ws}$: est appelé glissement du rotor par rapport aux champs tournant du stator.

II.2.2 Hypothèses simplificatrice

Avant de commencer la modélisation de la machine, on considère quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses suivantes[3] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous admettons de plus que la f.é.m. créée par chacune des phases des deux armatures est 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 [4] [5].
- L'inductance de fuit mutuelle commune aux deux circuits (étoile1 et2) est négligeable.
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

II.2.3 Modèle naturel de la MASDS

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour, Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont [1]:

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{aligned} [Vs1] &= [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^T \\ [Is1] &= [I_{as1} \ I_{bs1} \ I_{cs1}]^T \\ [\varphi s1] &= [\varphi_{as1} \ \varphi_{bs1} \ \varphi_{cs1}]^T \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

Pour l'étoile 2:

$$\begin{aligned} [Vs2] &= [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^T \\ [Is2] &= [I_{as2} \ I_{bs2} \ I_{cs2}]^T \\ [\varphi s2] &= [\varphi_{as2} \ \varphi_{bs2} \ \varphi_{cs2}]^T \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Les vecteurs de tensions , courants et flux rotorique sont :

$$\begin{aligned} [Vr] &= [v_{ar}v_{br}v_{cr}]^T \\ [Ir] &= [I_{ar}I_{br}I_{cr}]^T \\ [\varphi r] &= [\varphi_{ar}\varphi_{br}\varphi_{cr}]^T \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

II.2.4 Equations électriques :

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permet d'écrire les relations Suivantes[1] :

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d[\varphi_{s1}]}{dt} \\ [V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d[\varphi_{s2}]}{dt} \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

II.2.5 Equations magnétique :

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes[1] :

$$\begin{aligned} [\varphi_{s1}] &= [L_{s1s1}][I_{s1}] + [M_{s1s2}][I_{s2}] + [M_{s1r}][I_r] \\ [\varphi_{s2}] &= [L_{s2s1}][I_{s1}] + [M_{s2s2}][I_{s2}] + [M_{s2r}][I_r] \\ [\varphi_r] &= [M_{rs1}][I_{s1}] + [M_{rs2}][I_{s2}] + [L_{rr}][I_r] \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

[1], [2], [Rr] les matrices des résistances statoriques (étoile 1et 2) et rotoriques respectivement.

$$\begin{aligned} [1] &= R_{s1}[ID]3 * 3 \\ [2] &= R_{s2}[ID]3 * 3 \\ [Rr] &= R_r[ID]3 * 3 \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

[ID]3 * 3 :la matrice identité d'ordre 3

Rs1 : la résistance d'une phase de la 1^{ere} étoile

Rs2 : : la résistance d'une phase de la 2eme étoile

Rr: : la résistance d'une phase de rotor

Les sous matrices des inductions dans l'équation sont exprimées comme suit[1] :

$$[L_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[L_{s1,r}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad \text{II.9}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_r + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_r + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad \text{(II.10)}$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad \text{(II.11)}$$

$$[M_{s1,r}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad \text{(II.12)}$$

$$[M_{s2,r}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) & \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad \text{(II.13)}$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T \quad \text{(II.14)}$$

Avec :

L_{s1} : L'inductance propre de la stator1.

L_{s2} : L'inductance propre de la stator2.

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor.

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

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

M_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre le stator et rotor.

II.2.6 Equation mécanique :

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes[1]:

$$\frac{d\Omega m}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega m) \quad (\text{II.15})$$

$$\frac{d\theta m}{dt} = \Omega m$$

Avec :

J : le moment d'inertie de la machine

C_{em} : le couple électromagnétique

C_r : le couple résistant (couple de la charge)

K_f : le coefficient de frottement

Couple électromagnétique :

$$C_{em} = \left(\frac{P}{2}\right) ([I_{s1}]^t) \frac{d}{d\theta} [L_{s1r}] [I_r] + [I_{s2}]^t \frac{d}{d\theta} [L_{s2r}] [I_r] \quad (\text{II.16})$$

II.2.7 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère biphasé

Le modèle de la machine dans le repère triphasé étant fort complexe, on fait appel pour sa simplification à la transformation biphasée [6]. Physiquement elle peut être expliquée par une transformation de trois enroulements de la machine en seulement deux enroulements . Cette simplification doit réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance avec la position du rotor, c'est-à-dire obtenir un modèle caractérisé par un système d'équation à coefficients constant.

II.2.7.1 Objectifs des transformations matricielles

L'objectif des transformations matricielles, encore appelées changement de variables, repose sur la recherche d'un référentiel, donc d'une nouvelle base pour les vecteurs et matrices afin que les nouvelles grandeurs, dites composantes relatives, correspondantes à une phase ne dépendent plus des autres. Les matrices qui lient les nouvelles grandeurs sont alors diagonales.

Une transformation matricielle fait correspondre à un vecteur $[I_{AB}] = [i_A \ i_B \ i_C]^T$ un autre vecteur $[I_{NB}]$, dans la nouvelle base par une matrice de transformation $[T]$.

$$[I_{NB}] = [T] \cdot [I_{AB}] \quad (\text{II.17})$$

La matrice de passage $[T]$ est intéressante, elle apporte des facilités pour résoudre les équations et en même temps elle laisse invariante la puissance complexe ou la puissance instantanée [7]

On démontre que la puissance complexe est invariante lors d'une transformation si la matrice de passage est unitaire. De même, on démontre que la puissance instantanée est invariante si la matrice de passage est orthogonale [8].

II.2.7.2. Les transformations usuelles

II.2.7.2.1. La transformation de Clarke

La transformation de Clarke permet le passage de trois grandeurs réelles (X_A, X_B, X_C), vers deux grandeurs fictives (X_α, X_β), pour des grandeurs quelconques (tensions, courant, flux, etc...) et en

l'absence de la composante homopolaire ($X_A+X_B+X_C=0$). La figure I.3 illustre la transformation de Clarke.

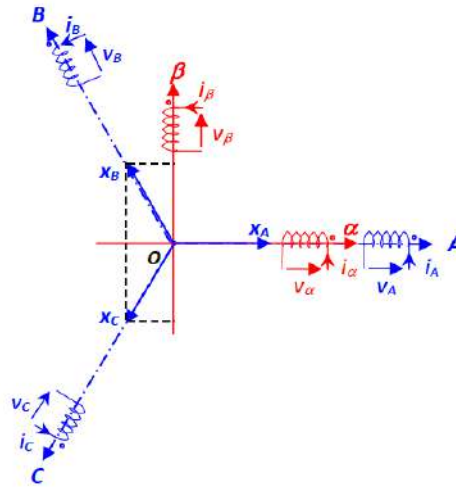


Figure II.1: principe de la transformation de Clark (exemple de seule étoile)

On peut définir la transformation de Clarke de la manière suivante :

$$[X_{\alpha,\beta}] = [CI] \cdot [X_{A,B,C}] \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

La transformation inverse est définie par :

$$[X_{A,B,C}] = [CI]^{-1} \cdot [X_{\alpha\beta}] \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$[CI]$ et $[CI]^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Clarke. Elle conserve l'amplitude des grandeurs transformées mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par le coefficient 3/2) [9].

II.2.7.2.2. Transformation de Concordia

C'est une modification de la transformation de Clark, afin de rétablir l'invariance de la puissance instantanée, mais l'amplitude des grandeurs n'est plus conservée. De plus, elle introduit une composante homopolaire dans le but de prendre en considération les régimes déséquilibrés ou dégradés de la machine, si nécessaire.

La transformation de Concordia est définie de la manière suivante :

$$[x_{\alpha,\beta,o}] = [C_o] \cdot [X_{A,B,C}] \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

La transformation inverse est définie par :

$$[X_{A,B,C}] = [C_o]^{-1}[X_{\alpha,\beta,o}] = [C_o]^T[X_{\alpha,\beta,o}] \quad (\text{II.24})$$

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

$[C_o]$ et $[C_o]^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Concordia.

I.2.7.2.3. Transformation de Park

La transformation de Park constitue à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes A, B, C, en un système équivalent à deux enroulement suivie d'une rotation. Créant la même force magnétomotrice. [10]. Elle permet de passer des référentiels (A,B,C) vers $(\alpha,\beta,0)$, puis (d,q,0). Le référentiel $(\alpha,\beta,0)$ est toujours fixe, par rapport à (A,B,C), par contre le référentiel (d,q,0) est mobile. Il forme avec le repère fixe $(\alpha,\beta,0)$ un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park.

On désigne par : "d" l'axe direct et par "q" l'axe en quadrature arrière.

La rotation dans le sens horaire est introduite par la matrice suivante :

$$[R(\theta)] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Donc :

$$[X_{d,q,o}] = [R(\theta)] \cdot [X_{\alpha,\beta,o}] \quad (\text{II.27})$$

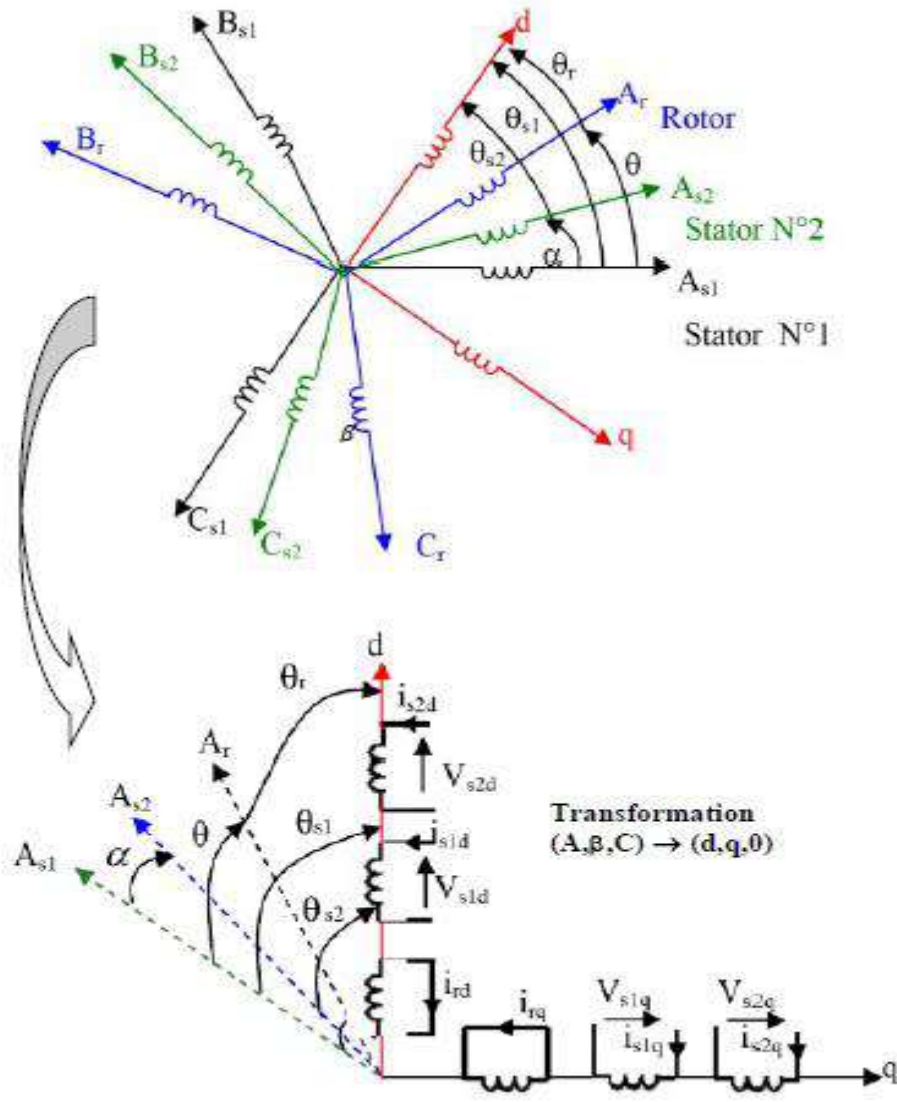


Figure II.2. montre le principe de la transformation de Park.

Pour conserver l'invariance de la puissance instantanée on utilise la transformation de Concordia associée à la matrice de rotation. La transformation de Park est alors définie de la manière suivante :

$$[X_{d,q,o}] = [P(\theta)]. [X_{A,B,C}] \quad (II.28)$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

Les nouvelles variables X_d et X_q sont appelées respectivement composantes directe et en quadrature. La transformation inverse est définie par :

$$[X_{A,B,C}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [X_{d,q,o}] \quad (\text{II.30})$$

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

$[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ Représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park. On vérifie que la matrice de passage obtenue est bien orthogonale afin que la puissance instantanée soit invariante :

$$[P(\theta)] = [P(\theta)]^{-1} = 1 \quad \text{II.32}$$

La composante homopolaire (o) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d,q).

II.2.8. Choix de référence

Il existe plusieurs choix de l'orientation du repère de Park qui dépendent des objectifs de l'application voulue [11].

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

II.2.8.1. Référentiel lié au stator

Pour ce type de choix, $\theta_s=0$ et $\omega_s=0$. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées[12].

I.2.8.2. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante[12].

II.2.8.3. Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel n'introduit pas de simplification. Cependant c'est le référentiel le plus utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable et dans l'étude de la transmittance du moteur relativement à de petites variations autour d'un régime de fonctionnement donné [12]. Ce référentiel se traduit par les conditions :

II.2.9. Modèle de la machine asynchrone double étoile

Dans cette modélisation la machine asynchrone double étoile est considérée comme étant deux machines mais partageant le même circuit magnétique avec un seule rotor.

Le passage de repère triphasé au repère biphasé de Park est assuré par la matrice $[(\theta s1)]$ pour

pour l'étoile 1

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Pour l'étoile 2:

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Pour le rotor

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

II.2.9.1. Application de la transformation de Park

Afin d'appliquer la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée, on définit une matrice unique de transformation pour les tensions, les courants et les flux.

II.2.9.2. Les transformations des tensions

$$[V_{s1}] = [P(\theta_{s1})][V_{s1p}] \quad (\text{II.36})$$

$$[V_{s2}] = [P(\theta_{s2})][V_{s2p}] \quad (\text{II.37})$$

II.2.9.3. Les transformations des courants

$$[I_{s1}] = [P(\theta_{s1})][I_{s1p}] \quad (\text{II.38})$$

$$[I_{s2}] = [P(\theta_{s2})][I_{s2p}] \quad (\text{II.39})$$

$$[I_r] = [P(\theta_r)][I_{rp}] \quad (\text{II.40})$$

II.2.9.4. Les transformations des flux

$$[\varphi_{s1}] = [P(\theta_{s1})][\varphi_{s1p}] \quad (\text{II.41})$$

$$[\varphi_{s2}] = [P(\theta_{s2})][\varphi_{s2p}] \quad (\text{II.42})$$

$$[\varphi_r] = [P(\theta_r)][\varphi_{rp}] \quad (\text{II.43})$$

Avec :

$$[V_{s1p}] = \begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s1q} \\ V_{s1o} \end{bmatrix} * [V_{s2p}] = \begin{bmatrix} V_{s2d} \\ V_{s2q} \\ V_{s2o} \end{bmatrix} * [I_{s1p}] = \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s1q} \\ I_{s1o} \end{bmatrix} * [I_{s2p}] = \begin{bmatrix} I_{s2d} \\ I_{s2q} \\ I_{s2o} \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

$$[I_{rp}] = \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_r \end{bmatrix} * [\varphi_{s1p}] = \begin{bmatrix} \varphi_{s1d} \\ \varphi_{s1q} \\ \varphi_{s1o} \end{bmatrix} * [\varphi_{s2p}] = \begin{bmatrix} \varphi_{s2d} \\ \varphi_{s2q} \\ \varphi_{s2o} \end{bmatrix} * [\varphi_{rp}] = \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

Nous avons pour l'étoile N°01 :

II.2.9.5. Les équations des tensions

Nous avons pour l'étoile N°01 :

$$[V_{abc_{s1}}] = [R_{s1}][I_{abc_{s1}}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc_{s1}}] \quad (\text{II.46})$$

En appliquant la transformation de Park, en multipliant chacun des membres de l'équation de tensions par $[P(\theta_{s1})]$ pour l'étoile 01 et par $[P(\theta_{s2})]$ pour l'étoile N°02

l'équation matricielle des tensions pour le référentiel (d,q,o):

$$[P(\theta_{s1})]^{-1} [V_{s1dqo}] = [R_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1} [I_{s1dqo}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1} [\varphi_{s1dqo}]) \quad (\text{II.47})$$

$$[V_{s1dqo}] = [R_{s1}][I_{s1dqo}] + [P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1} [\varphi_{s1dqo}]) + \frac{d}{dt} [\varphi_{s1dqo}] \quad (\text{II.48})$$

On démontre que:

$$[P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} [P(\theta_{s1})]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} \quad (\text{II.49})$$

On développe le système

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s1q} \\ I_{s1o} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s1d} \\ \varphi_{s1q} \\ \varphi_{s1o} \end{bmatrix} + \omega_{s1} \begin{bmatrix} \varphi_{s1d} \\ \varphi_{s1q} \\ \varphi_{s1o} \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

De plus en démontre que:

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1} I_{s1d} + \frac{d\varphi_{s1d}}{dt} - \omega_s \varphi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1} I_{s1q} + \frac{d\varphi_{s1q}}{dt} + \omega_s \varphi_{s1d} \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

De même raisonnement que pour l'étoile N°01 on aura à l'étoile N°02 les

$$\begin{cases} V_{s2d} = R_{s2} I_{s2d} + \frac{d\varphi_{s2d}}{dt} - \omega_s \varphi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2} I_{s2q} + \frac{d\varphi_{s2q}}{dt} + \omega_s \varphi_{s2d} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

De façon analogue pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{sr} \varphi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{rs} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

Si on pose $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{II.54})$$

Avec : ω_{sr} présente la vitesse de Glissement

ω_r présente la pulsation Rotorique

Le système suivant (II.55) présente en général les équations de tension de la machine asynchrone double étoile.

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1}I_{s1d} + \frac{d\varphi_{s1d}}{dt} - \omega_s\varphi_{s1q} \\ V_{s2q} = R_{s2}I_{s2q} + \frac{d\varphi_{s2q}}{dt} + \omega_s\varphi_{s2d} \\ V_{s2d} = R_{s2}I_{s2d} + \frac{d\varphi_{s2d}}{dt} - \omega_s\varphi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2}I_{s2q} + \frac{d\varphi_{s2q}}{dt} + \omega_s\varphi_{s2d} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{sr}\varphi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{rs}\varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

I.2.9.6. Les équations des flux

Les expressions des flux statorique et rotorique dans le référentiel triphasé sont données par les relations :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1s3}] \\ [I_{s1s3}] \\ [I_{s1s3}] \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

Pour la première étoile en multipliant:

$$[\varphi_{s1abc}] = [L_{s1s1}][I_{s1}] + [L_{s1s2}][I_{s2}] + [L_{s1s1}][I_r] \quad (\text{II.57})$$

$$[\varphi_{s1dq0}] = [P(\theta_{s1})][\varphi_{s1abc}] \quad (\text{II.58})$$

$$\begin{aligned} [\varphi_{s1dq0}] &= [P(\theta_{s1})][L_{s1s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1dq0}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2dq0}] + \\ &[P(\theta_{s1})][L_{s1r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdq0}] \end{aligned} \quad (\text{II.59})$$

La même manière a été suivie pour la transformation de la deuxième étoile ainsi que pour le rotor.

Le système (II.60) présente les équations des flux pour la machine asynchrone double étoile.

Après le développement du système (II.60) nous pouvons écrire les équations des flux de la machine asynchrone sous la forme (II.62).

$$\begin{cases} \varphi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rd} \\ \varphi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rq} \\ \varphi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rd} \\ \varphi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + \frac{3}{2}L_{ms}I_d + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s2d} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + \frac{3}{2}L_{ms}I_q + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s2q} \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

$$\text{Si on pose } \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m \quad (\text{II.61})$$

$$\begin{cases} \varphi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \varphi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\ \varphi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \varphi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

On peut présenter les flux de la MASDS sous la forme matricielle comme:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1d} \\ \varphi_{s2d} \\ \varphi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s2d} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1q} \\ \varphi_{s2q} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1q} \\ I_{s2q} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.64})$$

$L_{s1} + L_m$: Inductance propre cyclique du Stator N°01

$L_{s2} + L_m$: Inductance propre cyclique du Stator N°02

$L_r + L_m$: Inductance propre cyclique du rotor

1.2.9.7. Equation mécanique

L'expression du couple électromagnétique peut être obtenue à l'aide d'un bilan de puissance. En faisant appel aux flux et aux courants à partir du système d'équation (II.55), on peut avoir plusieurs expressions du couple toutes égales.

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{s1a}I_{s1a} + V_{s1b}I_{s1b} + V_{s1c}I_{s1c} + V_{s2a}I_{s2a} + V_{s2b}I_{s2b} + V_{s2c}I_{s2c} \quad (\text{II.65})$$

En tenant en compte le fait que la transformation de Park conserve la puissance instantanée, l'équation de la puissance de la MASDE peut être exprimée comme :

$$P = (V_{s1d})I_{s1q} + (V_{s1q})I_{s1d} + (V_{s2d})I_{s2q} + (V_{s2q})I_{s2d} \quad (\text{II.66})$$

Si on remplace les tensions dans l'équation (II.65) par (II.55) on obtient :

$$P = \left(R_{s1}I_{s1d} + \frac{d}{dt}\varphi_{s1d} - W_s\varphi_{s1q} \right) I_{s1d} + \left(R_{s1}I_{s1q} + \frac{d}{dt}\varphi_{s1q} + W_s\varphi_{s1d} \right) I_{s1q} + \left(R_{s2}I_{s2d} + \frac{d}{dt}\varphi_{s2d} - W_s\varphi_{s2q} \right) I_{s2d} + \left(R_{s2}I_{s2q} + \frac{d}{dt}\varphi_{s2q} + W_s\varphi_{s2d} \right) I_{s2q} \quad (\text{II.67})$$

$$P = R_{s1}I_{s1d}^2 + R_{s1}I_{s1q}^2 + R_{s2}I_{s2d}^2 + R_{s2}I_{s2q}^2 + I_{s1d}\frac{d}{dt}\varphi_{s1d} + I_{s1q}\frac{d}{dt}\varphi_{s1q} + I_{s2d}\frac{d}{dt}\varphi_{s2d} + I_{s2q}\frac{d}{dt}\varphi_{s2q} + W_s \left(I_{s1q}\varphi_{s1d} + I_{s2q}\varphi_{s2d} - I_{s1d}\varphi_{s1q} - I_{s2d}\varphi_{s2q} \right) \quad (\text{II.68})$$

Il est remarquable que l'équation de la puissance instantanée développée se compose de trois termes:

- 1^{er} Le premier terme représente les pertes de joules au niveau du stator ;
- 2^{ème} Le deuxième terme représente la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- 3^{ème} Le troisième terme représente la puissance électrique transformée à la puissance mécanique .

I.2.10.8. Couple électromagnétique

La relation reliant le couple électromagnétique à la puissance instantanée est

$$P_{em} = C_{em}\Omega \quad (\text{II.69})$$

$$P_{em} = W_s \left(I_{s1q}\varphi_{s1d} + I_{s2q_s}\varphi_{s2d} - I_{s1d}\varphi_{s1q} - I_{s2d}\varphi_{s2q} \right) \quad (\text{II.70})$$

$$C_{em} = P \left(I_{s1q}\varphi_{s1d} + I_{s2q_s}\varphi_{s2d} - I_{s1d}\varphi_{s1q} - I_{s2d}\varphi_{s2q} \right) \quad (\text{II.71})$$

P : nombre de pair de pôle.

En remplaçant les équations des flux dans l'équation de couple on aura :

$$C_{em} = w_s \left[I_{s1q} \left(L_{s1}I_{s1d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \right) + I_{s2q} \left(L_{s2}I_{s2d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \right) - I_{s1d} \left(L_{s1}I_{s1q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \right) - I_{s2d} \left(L_{s2}I_{s2q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_r) \right) \right] \quad (\text{II.74})$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques

$$\varphi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \quad (\text{II.75})$$

$$\varphi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \quad (\text{II.76})$$

On tire :

$$I_{rd} = \frac{\varphi_{rd}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (\text{II.77})$$

$$I_{rq} = \frac{\varphi_{rq}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (\text{II.78})$$

On remplace I_{rd} et I_{rq} dans l'équation du couple, on démontre que :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m+L_r} \left[\varphi_{rd}(I_{sq1} + I_{sq2}) + \varphi_{rd}(I_{sd1} + I_{sd2}) \right] \quad (\text{II.79})$$

I.2.10. Deuxième modèle de la machine asynchrone double étoile

La matrice de transformation utilisée dans ce cas afin de modéliser la MASDE est une matrice spéciale $[T(6)]^{-1}$ qui traite le modèle comme étant une machine hexaphasée

$$[T(6)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin(\alpha) & \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos(0) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\pi - \alpha) & \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) & \cos\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin(\pi - \alpha) & \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) & \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right) \\ & & & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & & & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.80})$$

Pour la MASDE l'angle de décalage est: $\alpha = \frac{\pi}{6}$

$$[T(6)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.81})$$

En remplaçant les expressions des courants de l'équation II.6 dans l'équation II.8 on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans un repère lié au stator.

I.2.11. Passage du système (A, B, C) au système ((A, B), (X, Y), (O1, O2))

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_x \\ V_y \\ V_{o1} \\ V_{o2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \\ V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.82})$$

I.2.12. Mise sous forme d'équation d'état

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous forme :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{II.83})$$

Avec

A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

Le vecteur d'état de notre modèle est le vecteur de flux.

En tenant en compte la référence choisie (référence statorique $\omega_s = 0$) le modèle finale de la machine asynchrone double étoile est présenté dans le système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_a}{T_{s1} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} * L_{s1}} & 0 \\ 0 & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} * L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s1} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} * L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} * L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s1} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} * L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} * L_r} \\ \frac{L_a}{T_r * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r * L_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_r * L_r} & -\omega_{sr} \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s1} * L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r * L_{s2}} & \omega_{sr} & \frac{L_a - L_r}{T_r * L_r} \end{bmatrix} \quad (II.84)$$

$$X = \begin{bmatrix} \varphi_{s1\alpha} \\ \varphi_{s1\beta} \\ \varphi_{s2\alpha} \\ \varphi_{s2\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_{s1\alpha} \\ V_{s1\beta} \\ V_{s2\alpha} \\ V_{s2\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

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

$$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}; T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}; T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_{s1} = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

II .2.13.Simulation de la machine asynchrone double étoile:

La simulation consiste à implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l’environnement Matlab/Simulink.

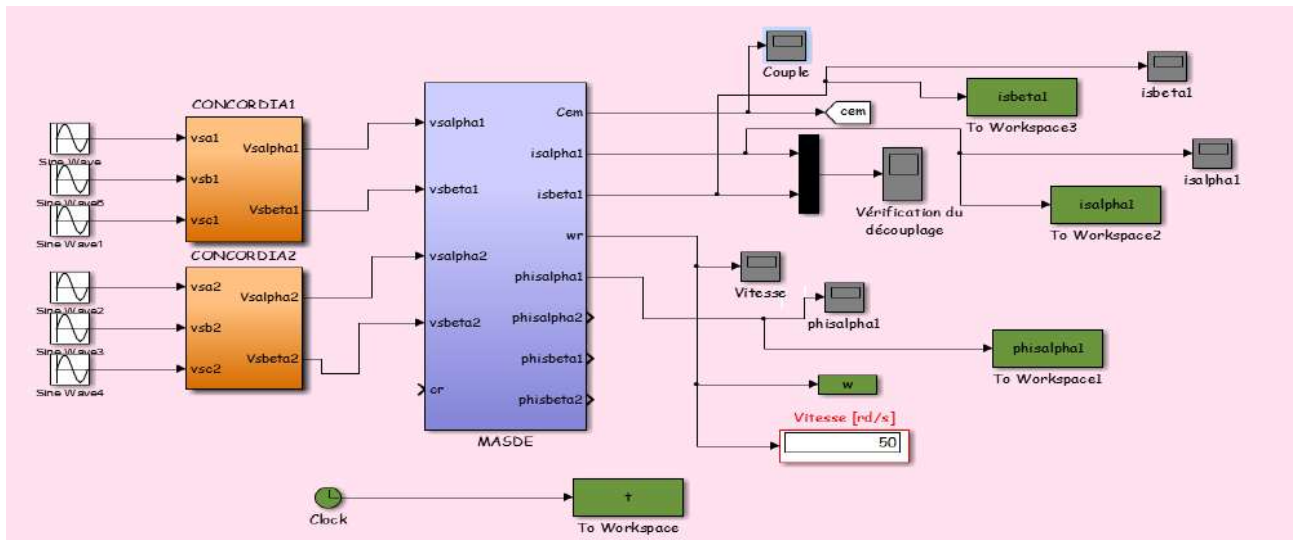


Figure II.3 : Présentation du le modèle Simulink de la machine asynchrone double étoile.

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

Pour le premier stator :

$$\begin{cases} V_{as1} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{bs1} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cs1} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.85})$$

Pour le deuxième stator :

$$\begin{cases} V_{as2} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{bs2} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{cs2} = V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (\text{II.86})$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension ($V_s = 220 \text{ V}$).

ω_s : Pulsation d'alimentation ($\omega_s = 100 \cdot \pi = 314 \text{ rad/s}$).

Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée dans ce travail sont donnés à l'Annexe.

L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé a été faite pour deux cas : à vide et en charge.

II.2.13.1.Premier cas : fonctionnement à vide:

*Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide $C_r = 0$.

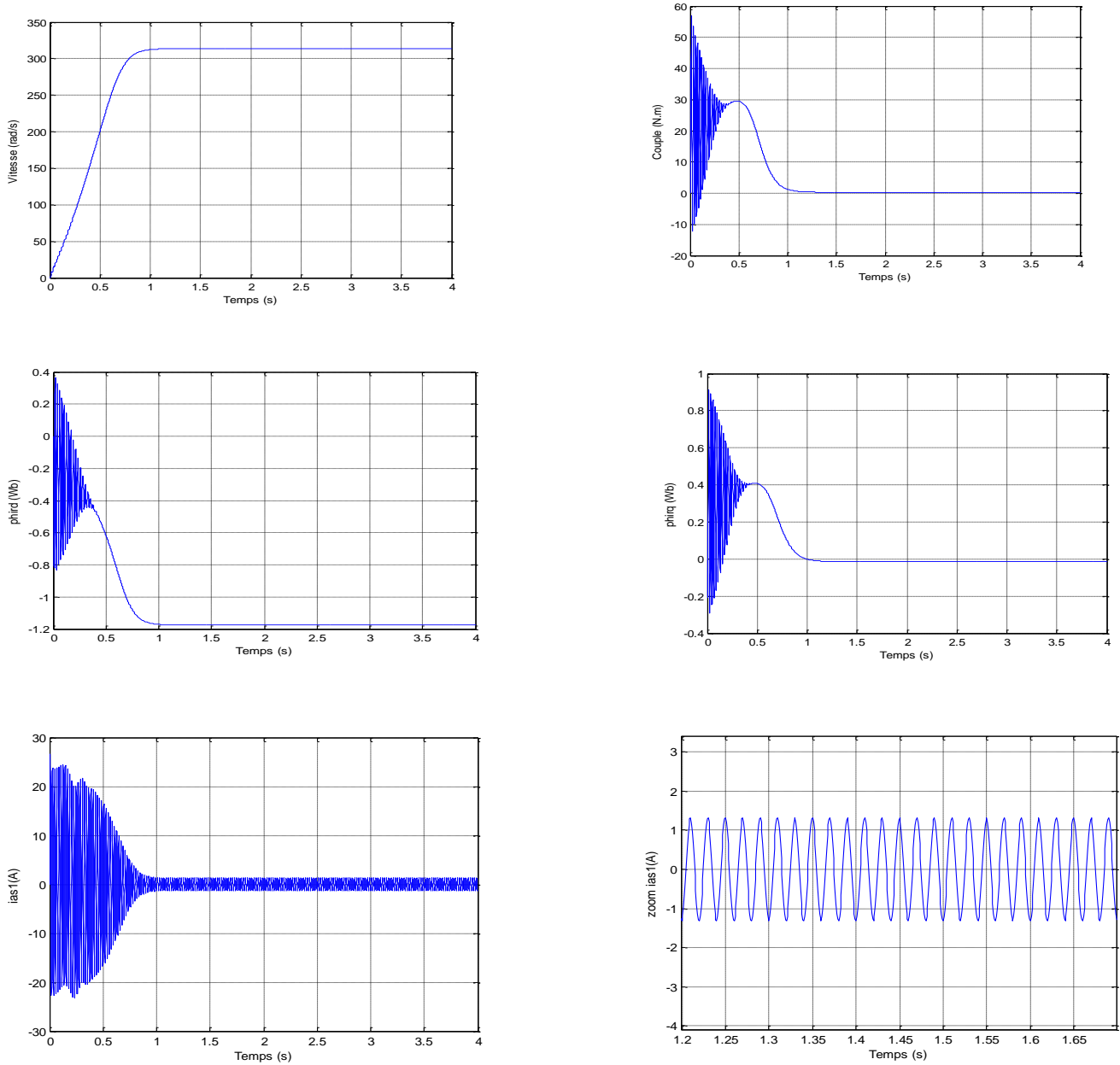


Figure II.4: Performances de la conduite de la MASDS lors le démarrage à vide

II.2.13.2. Deuxième cas : fonctionnement en charge

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 14 \text{ N.m}$) à l'instant .

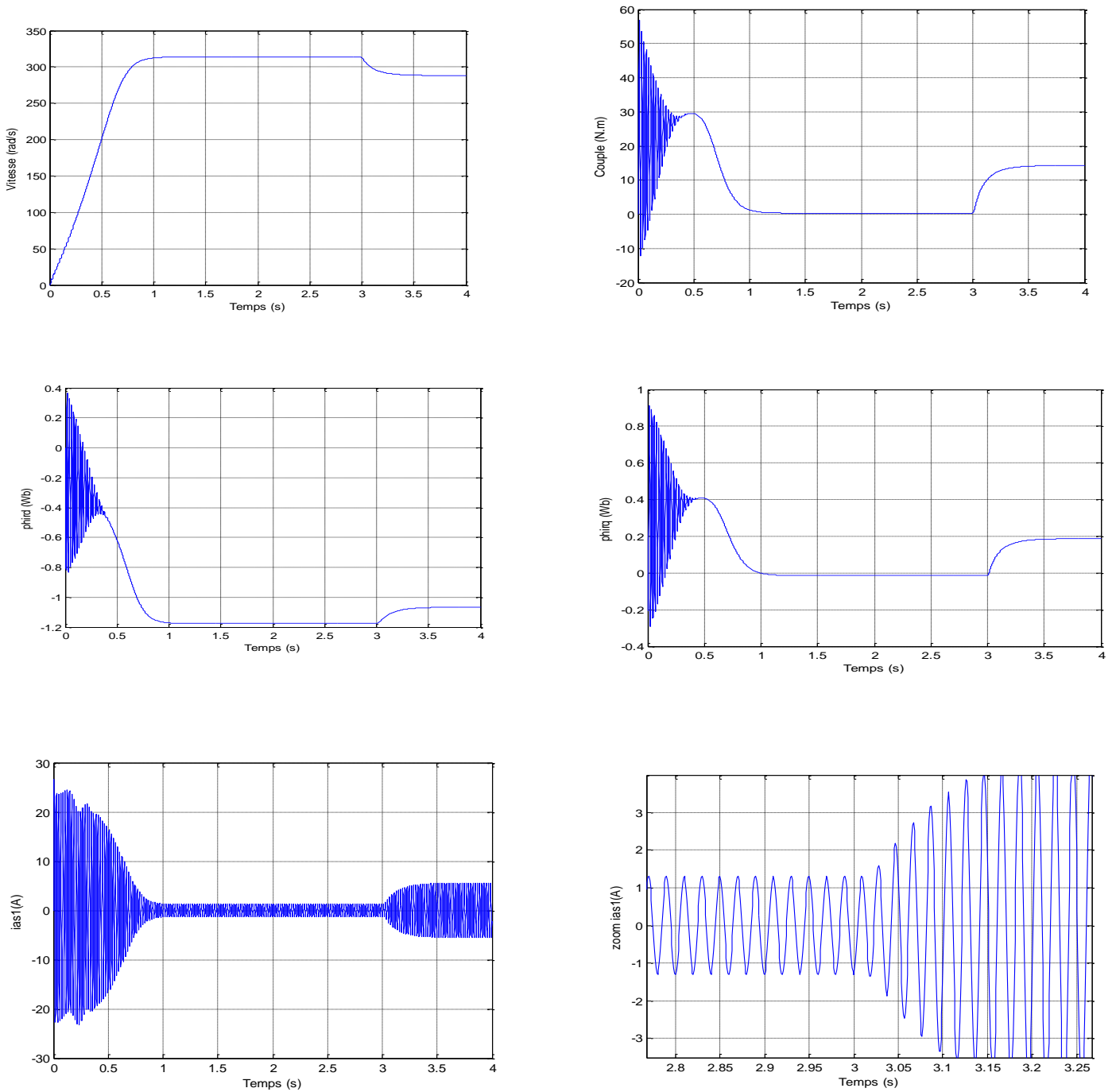


Figure II.5: Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 14 \text{ N.m}$)

II.2 14. Interprétation des Résultats de simulation:

II.2.14.1. A vide:

- La vitesse de rotation se stabilise presque à 313.52 rad/s très proche de celle du synchronisme après un régime transitoire d'environ 1.07 s (début du régime permanent).
- Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 57 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5 s où il rejoint 29.5 N.m , puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.314 N.m , qui est due aux frottements.
- L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique tel que : le flux Φ_{dr} à des oscillations presque dans la zone négative et se stabilise à la valeur -1.17 Wb , par contre le flux Φ_{qr} à des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle dans le régime établi.
- Les deux courants d'axe dont la même forme (les deux étoiles sont identiques). Ces courants sont de signe négatif et se stabilise à la valeur -1.6 A . La même chose pour les deux courants d'axe q, sauf que la valeur de courant en régime établi est presque nulle.
- Les courants de phases statorique ont une forme sinusoïdale et de même amplitude (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres $R_{s1} = R_{s2}$..etc.) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 ou 5 fois le courant nominal, leurs valeurs sont de l'ordre de 25 A pour permettre au couple électromagnétique de variation l'inertie de la machine, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances (0.9s) pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante (1.3A) au régime permanent.

II.2.14.2. En charge :

- ✓ En appliquant une charge de couple résistant $C_r = 14 \text{ N.m}$ (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t = 3\text{s}$.

On constate les mêmes performances qu'au démarrage.

- La vitesse de rotation chute jusqu'à atteindre la valeur $N = 288.3 \text{ rad/s}$ vitesse nominale.
- Le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.28 N.m .
- Le flux Φ_{dr} lors de l'application de la charge, augmente de -1.17 Wb à -1.06 Wb , aussi le flux Φ_{qr} augmente de 0 Wb à 0.15 Wb .
- les courants selon (d, q) diminuent et se stabilisent à $I_{ds1}=I_{ds2}= -2.6\text{A}$ et $I_{qs1}=I_{qs2}= -6.35\text{A}$.

II.3.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone à double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant la transformation de Concordia qui est une application partielle pour la transformation de Park

Le processus de démarrage du moteur, suivi par une application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK.

Les résultats de simulation obtenus par notre modèle sont conformes aux les résultats obtenus en théorie . Cette étape de validation ou vérification des essais de simulation est très utile pour l'intégration de la MADS dans le processus de commande.

L'insertion de la charge engendre une variation de la vitesse (diminution en fonctionnement moteur et augmentation en fonctionnement génératrice) et montre le fort couplage qui existe entre le flux et le couple ce qui rend le contrôle séparé très difficile. Pour remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de la commande direct de couple DTC (Direct Torque Control).

Chapitre III

La commande directe du couple DTC de la machine asynchrone double étoile (MASDE)

III.1 Introduction :

Le développement rapide de la capacité et fréquence de commutation du semi-conducteur de puissance dispositifs et l'avance continue de la puissance la technologie électronique a apporté de nombreux changements dans systèmes de conversion de puissance statique et moteur industriel zones de conduite. Les onduleurs GTO conventionnels ont limitation de leur tension de liaison continue et commutation la fréquence. Par conséquent, les moteurs à induction à double étoile fournir une solution attrayante pour les hautes puissances processus. Le contrôle vectoriel de l'entraînement par moteur à induction a permis d'être utilisé dans des applications nécessitant un contrôle rapide du couple tel que la traction. Dans un parfait contrôle orienté champ, le découplage les caractéristiques du flux et du couple sont affectées fortement par la variation des paramètres dans la machine. Le schéma proposé dans cet article est également basé sur contrôle direct du couple et du flux des machines à induction alimenté par deux VSI triphasés à l'aide d'une table de commutation. Dans cette méthode, la tension de sortie est sélectionnée et appliqué séquentiellement à la machine à travers un regard– jusqu'à table afin que le flux est maintenu constant et le couple est contrôlé par la vitesse de rotation de la flux statorique. Le contrôle direct du couple (DTC) est l'un du schéma de contrôle activement rechercher qui est basé sur le contrôle découplé du flux et du couple fournissant une réponse très rapide et robuste avec une construction de contrôle simple dans les variateurs de fréquence. Cette type de système associé à la DSIM présente avantages particuliers à la propulsion des navires de guerre les systèmes qui reposent sur une haute qualité d'énergie, disques durables. [18]

III.2. Principe de la commande DTC :

Les méthodes de contrôle direct du couple DTC incluent l'entraînement direct l'ouverture ou fermeture de l'onduleur en commutant à partir des valeurs de flux statorique calculées et couple. La commande des interrupteurs a pour but de fournir un vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les points de consigne. Connaître l'état électromagnétique du moteur pour déterminer le contrôle d'inverseur, il doit y avoir un modèle approprié de la machine. A partir des mesures de tension continue à l'entrée de l'onduleur et du courant stator, modèle d'approvisionnement à chaque instant : [9]

- Le flux statorique réel de la machine,

- Le couple réel qu'il développe, Sa vitesse de rotation. Il n'est pas nécessaire de mesurer la vitesse de l'arbre, ce qui est un grand avantage de ces méthodes.

Le flux et le moment magnétique calculés sont donc comparés à leurs valeurs de référence pour déterminer conversion de temps de commande. Habituellement, nous essayons de maintenir le débit constant

III.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur :

Après l'application de la transformation de Park, aux tensions phase-neutre, on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase

$$V_s = V_s \alpha + jV_s \beta = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} + [S_1 + S_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_3 e^{-j\frac{2\pi}{3}}] \quad (\text{III-1})$$

Par séquence on désigne le niveau de phase de chaque combinaison des variables S1 S2 S3 donnant un élément de l'ensemble (S1 S2 S3) ces variables sont de nature binaire il y a huit séquences de niveau de phase différent au totale.

L'ensemble des vecteurs de tensions délivrées par un onduleur à 2 niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés comme suit :

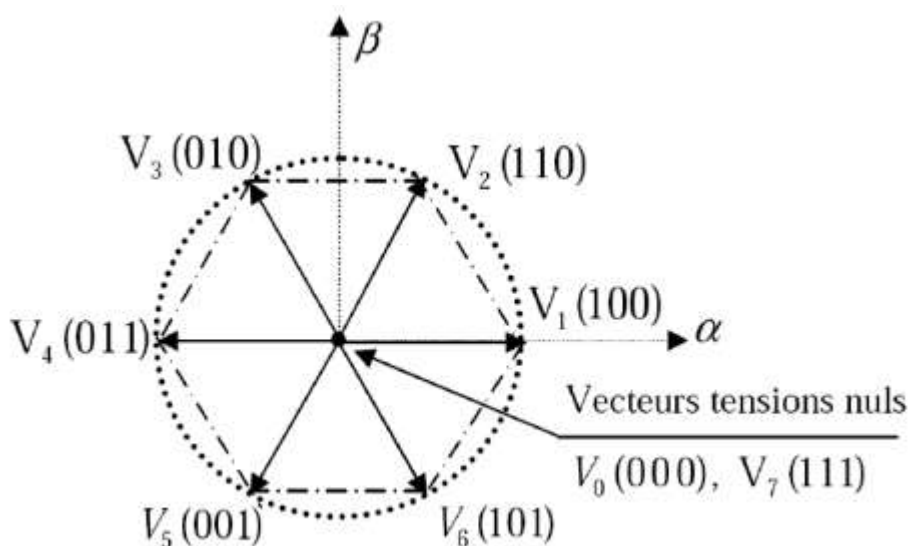


Fig.III.1 : Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux

III.4. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique :

III.4.1 Principe de contrôle de flux statorique :

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{F}_s}{dt} \quad (\text{III-2})$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{III-3})$$

On néglige le terme $R_s I_s$ (pour les grandes vitesses) sur l'intervalle $[0, T_e]$ pour simplifier on aura l'équation suivante [19] :

$$\overline{\Phi}_s(T_e) \approx \overline{\Phi}_s(0) + \overline{V}_s T_e \rightarrow \overline{V}_s T_e \approx \Delta \overline{\Phi}_s \quad (\text{III-4})$$

Ensuite, on assure que les extrémités du vecteur de flux du stator se déplacent le long d'un axe et d'une ligne droite. Il est conforme au vecteur tension imposé par l'onduleur de tension de la machine (Fig. III.2.a, figure III.2.b. [19]

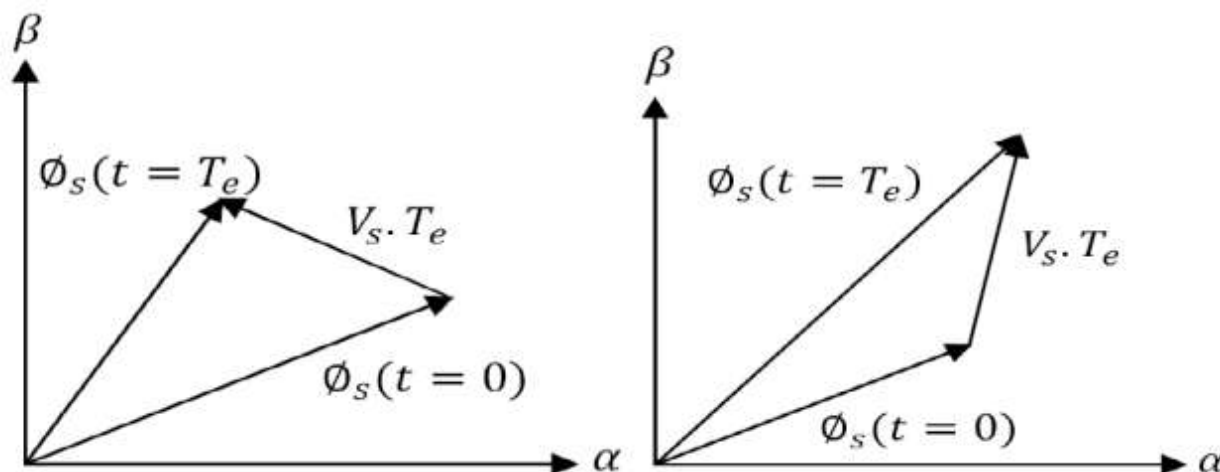


Fig.III.2. a : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique **Fig.III.2.b** : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module

L'allure du vecteur flux statorique va concerner vainqueur par l'usage successive des vecteurs des tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur progressive du flux statorique (figure (III.2.a) et (III.2.b)). Ainsi, selon le choix du vecteur de tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire approximativement rotative et préserver l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence presque constante. Cette résultat est éclaircie par la figure (III.3) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à 2 niveaux. On maintient le flux statorique pendant lequel une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence. [19]

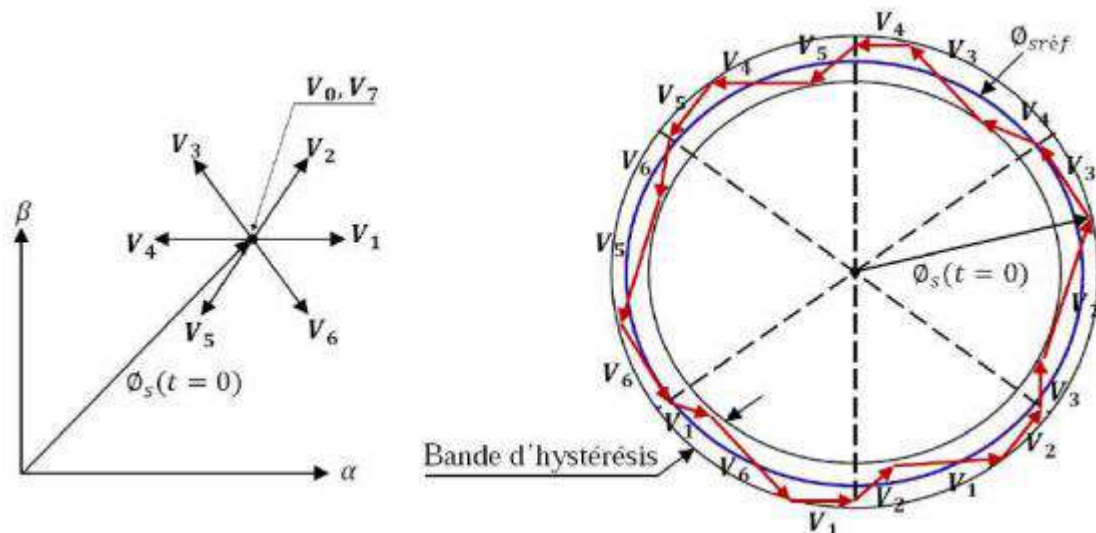


Fig. III.3 : Trajectoire du flux statorique

III.4.2 Principe de contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant :[19] [20] :

$$Cem = k(\Phi_S * \Phi_R) \quad (III-5)$$

$$Cem = k|\Phi_S| * |\Phi_R|\sin(\gamma) \quad (III-6)$$

K : est une constante dépendant des paramètres de la machine :

$$K = \frac{3 p Msr}{2 \sigma Ls . Lr} \quad (III-7)$$

Msr : L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

σ : Coefficient de dispersion de Blondel.

Φ_S : le flux de stator.

Φ_R : le flux de rotor.

γ : l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

En utilisant la notation complexe du flux statorique et du flux rotorique on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_S = [\Phi_S, \theta_S] = \Phi_S . e^{j\theta_S} \\ \Phi_R = [\Phi_R, \theta_R] = \Phi_R . e^{j\theta_R} \end{cases} \quad (III-8)$$

Où Φ_S et Φ_R : sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant $t(0)$. On remplace le flux statorique et le flux rotorique par leurs expressions dans celle du couple électromagnétique (III-5). Compte tenu que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence $\Phi_{Sréf}$, on obtient [20] :

$$Cem = K\Phi_{sréf} * \Phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (III-9)$$

Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence, l'expression (III-9) devient [21] :

$$C_{em} = K\Phi_{sréf} * \Phi_r \sin(\gamma) \quad (III-10)$$

Lorsque le flux est établi dans la machine on peut considérer, en négligeant les ondulations dues au découpage du convertisseur par rapport aux termes fondamentaux, quels modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximativement constants. [21]

Par conséquent, l'équation (III-9) nous permet de conclure que le changement

Le couple électromagnétique sur l'échelle de la période d'échantillonnage agit sur l'angle γ , entre les vecteurs flux stator et rotor (Figure III.4). [20]

Pour augmenter rapidement l'angle γ et donc le couple, il faut avancer

Le vecteur flux stator dans le sens de rotation est considéré comme positif. Dans (Figure III.4) nous voyons que cela peut

Obtenu en appliquant un vecteur tension avec une forte composante en quadrature

par rapport au vecteur flux. A l'inverse, la diminution du couple moteur en valeurs algébriques peut être

Obtenu rapidement en appliquant un vecteur tension avec des composantes fortes

Retard en quadrature. [20]

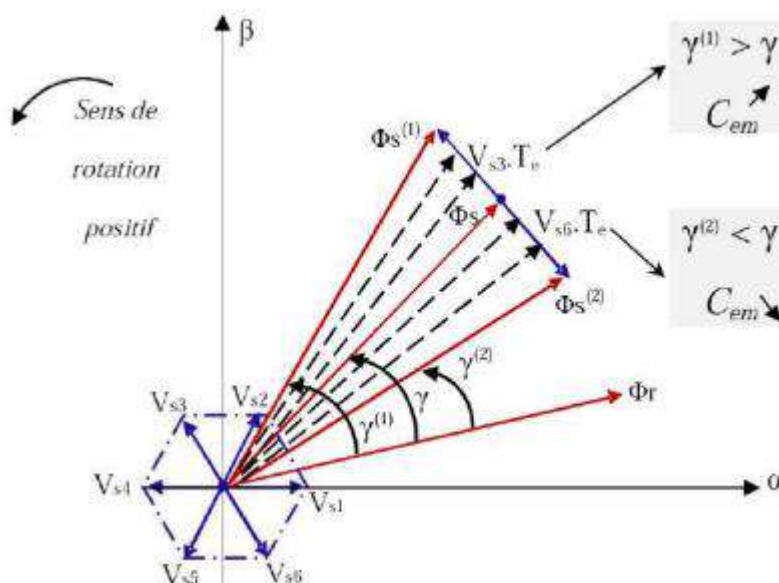


Fig.III.4 : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension

III.4.3. Cas particulier : Application d'un vecteur tension nul

Lorsque le terme de résistance est négligeable, c'est-à-dire en fonctionnement à grande vitesse

Haut, l'application du vecteur zéro a pour effet d'arrêter la rotation du vecteur flux stator.

Cependant, le flux rotorique continue son évolution en fonction de la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux du stator. Par conséquent, il existe un angle γ entre le flux statorique et le flux magnétique

Le rotor diminuera et le couple électromagnétique diminuera lentement. [19] (Figure III.5).

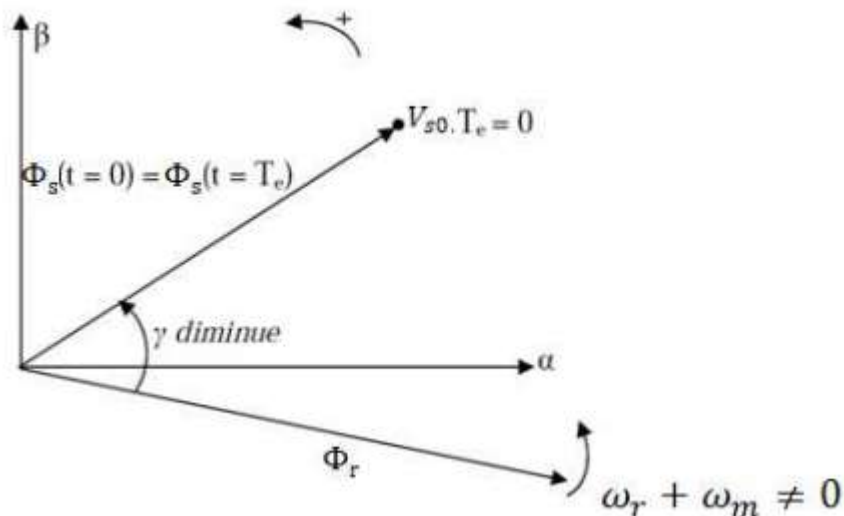


Fig. III. 5 : Application d'un vecteur nul, le terme résistif est négligeable

III.4.4 Estimation du flux stator :

L'estimation du flux du stator peut être effectuée en mesurant

Les grandeurs de courant et de tension du stator de la machine utilisent les équations suivantes. [9]

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III-11})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{III-12})$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Les équation (III-12) représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

On obtient les composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, après l'application de la transformation de CONCORDIA sur les tensions d'entrée mesurées V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} . [9]

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} Udc [S1 - \frac{1}{2}(S2 + S3)] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} Udc (S2 + S3) \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$, par

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III-16})$$

L'angle α_s entre la référentielle statorique et le vecteur flux Φ_s est égal :

$$\alpha_s = \arctan\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) \quad (\text{III-17})$$

III.4.5 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante : [9] [19]

$$C_{em} = p \cdot (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{III-18})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

III.5 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple :

III.5.1 Elaboration du contrôleur de flux :

Son but est de maintenir les extrema du vecteur Φ_s dans un cercle comme montre la figure (III.3). La sortie du correcteur doit indiquer la direction de développement du module Φ_s , pour sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela, un simple régulateur de hystérésis à deux niveaux s'adapte parfaitement et offre également des très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne $cflx$ qui indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($cflx=1$) ou diminuée ($cflx=0$) de façon à maintenir : (voir de figure III-6) [19].

$$|\Phi_{s\text{réf}} - \widetilde{\Phi}_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (\text{III-19})$$

Avec

$\Phi_{s\text{réf}}$: La consigne de flux.

$\Delta\Phi_s$: L'écart d'hystérésis du contrôleur de flux.

$\widetilde{\Phi}_s$: flux estimé.

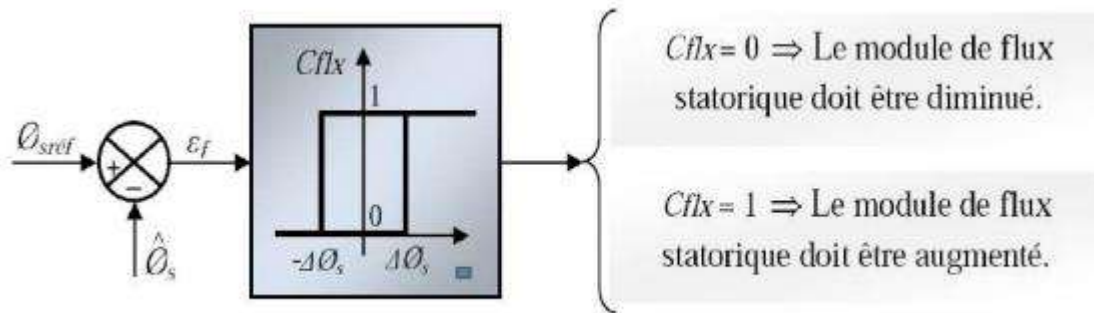


Fig.III.6 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

III.5.2 Elaboration du contrôleur du couple :

Le contrôleur de couple maintiendra le couple électromagnétique dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. Le couple électromagnétique peut être ajusté grâce à deux types de contrôleur d'hystérésis, comparateur d'hystérésis à deux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est le même que celui utilisé pour contrôler le module de flux statorique (Figure III.6), il a l'avantage de simplifier la mise en œuvre, mais il ne permet pas le contrôle du couple dans un seul sens de rotation, pour inverser le sens de rotation de machine, il faut passer les deux étapes de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux permette d'entraîner le moteur dans les deux sens de rotation, pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur est représentée par la variable logique booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl = 1$ pour une consigne positive et $ccpl = -1$ pour consigne négative) ou diminution ($ccpl = 0$). Statue

(Figure III.7) montre ce type de modificateur. [19] [20] .

$$|C_{réf} - \widehat{C}_{em}| \leq \Delta C \quad (III-19)$$

Avec :

$C_{réf}$: le couple de référence.

ΔC : L'écart d'hystérésis du contrôleur de couple.

C_{em} : couple électromagnétique estimé.

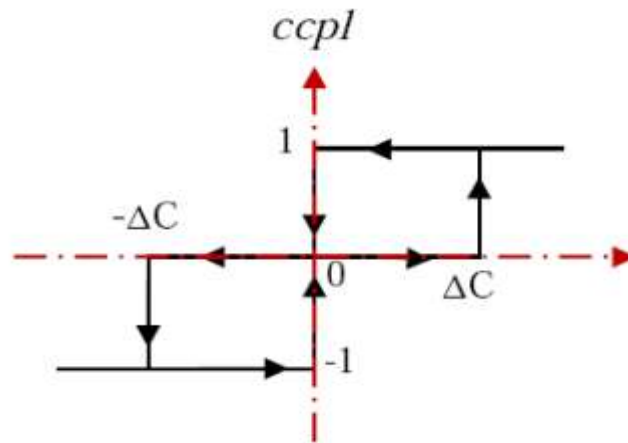


Fig.III.7 : Correcteur du couple à trois niveaux

III.6 Elaboration de la table de commutation :

Selon le principe du DTC, la sélection complète du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, effectué pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis . En particulier, la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux et couple. [21]

III.6.1 Table de commande du flux :

Le tableau de commande du flux résume les séquences de tension de fonctionnement à appliqué pour augmenter ou diminuer le module du flux du stator par zone [21]

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Φ_s ↗	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
Φ_s ↘	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tab.III.1 : table de commande du flux

III.6.2. Table de commande du couple :

Le tableau de commande du couple montre les séquences des vecteurs tension actifs à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur du couple.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
C_{em} ↗	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
C_{em} ↘	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tab.III.2 : table de commande du couple

IV.6.3. Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple :

Enfin, la comparaison des tables de commande de flux stator et de couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, qui peut être divisée en deux autres tables, la première avec le vecteur tension de fonctionnement et la deuxième avec le vecteur tension nul. :

flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	correcteur
Cflx=0	Ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 Niveaux
	Ccpl=0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	Ccpl= -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 niveaux
Cflx=1	Ccpl= 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 niveaux
	Ccpl=0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	Ccpl= -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3 niveaux

Tab.III.3 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls

flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	correcteur
Cflx=0	Ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 Niveaux
	Ccpl=0	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	
	Ccpl= -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 niveaux
Cflx=1	Ccpl= 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 niveaux
	Ccpl=0	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	
	Ccpl= -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3 niveaux

Tab.III.4 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension non nuls

III.7 Application de la DTC sur la MASDE :

La structure générale du contrôle direct du couple pour une machine asynchrone à double étoile est représentée sur la figure (Fig.III.8).

Dans ce système, les valeurs instantanées du flux et du couple peuvent être estimées à partir des tensions et courants statoriques.

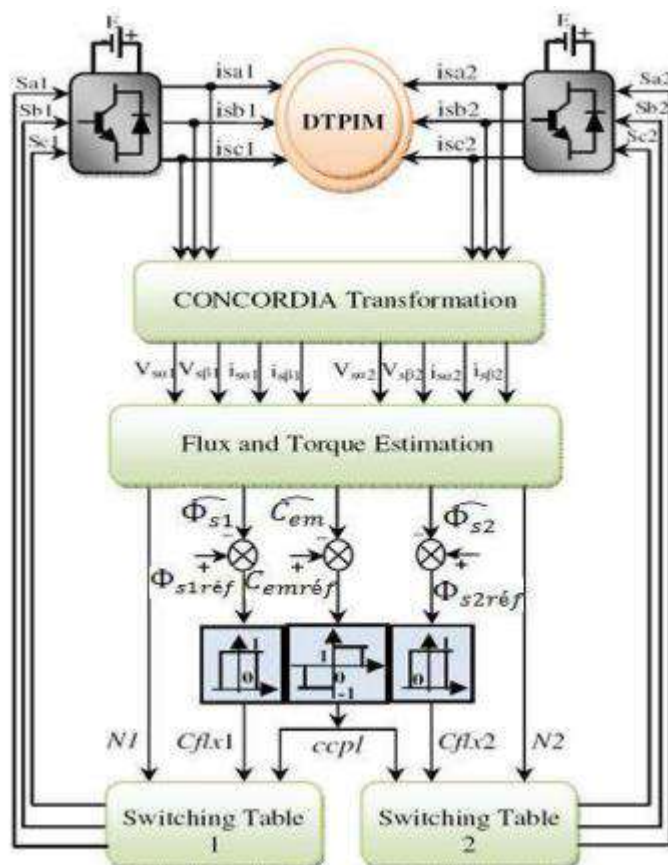


Fig.III.8 : Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MASDE

Le contrôle direct du couple est appliqué au modèle MASDE. Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par deux onduleurs de tension à deux niveaux qui sont commandés par technique DTC, en l'absence et présence d'une boucle de régulation de vitesse, à l'aide d'un comparateur de couple à hystérésis à trois étages, avec les vecteurs tension nuls et non nuls (actifs).

Les simulations sont réalisées pour une période d'échantillonnage (T_e) égale à ($10 \mu s$) et un flux magnétique statorique de référence est égal à ($1,2 \text{ Wb}$).

III.8 Commande directe du couple sans réglage de la vitesse :

Afin de bien tester la validité de la commande directe du couple, et pour prouver que la vitesse suit les variations du couple, on a enlevé la boucle de régulation de la vitesse et on a imposé un couple de référence, les résultats obtenus sont représentés dans la figure (Fig.III.9).

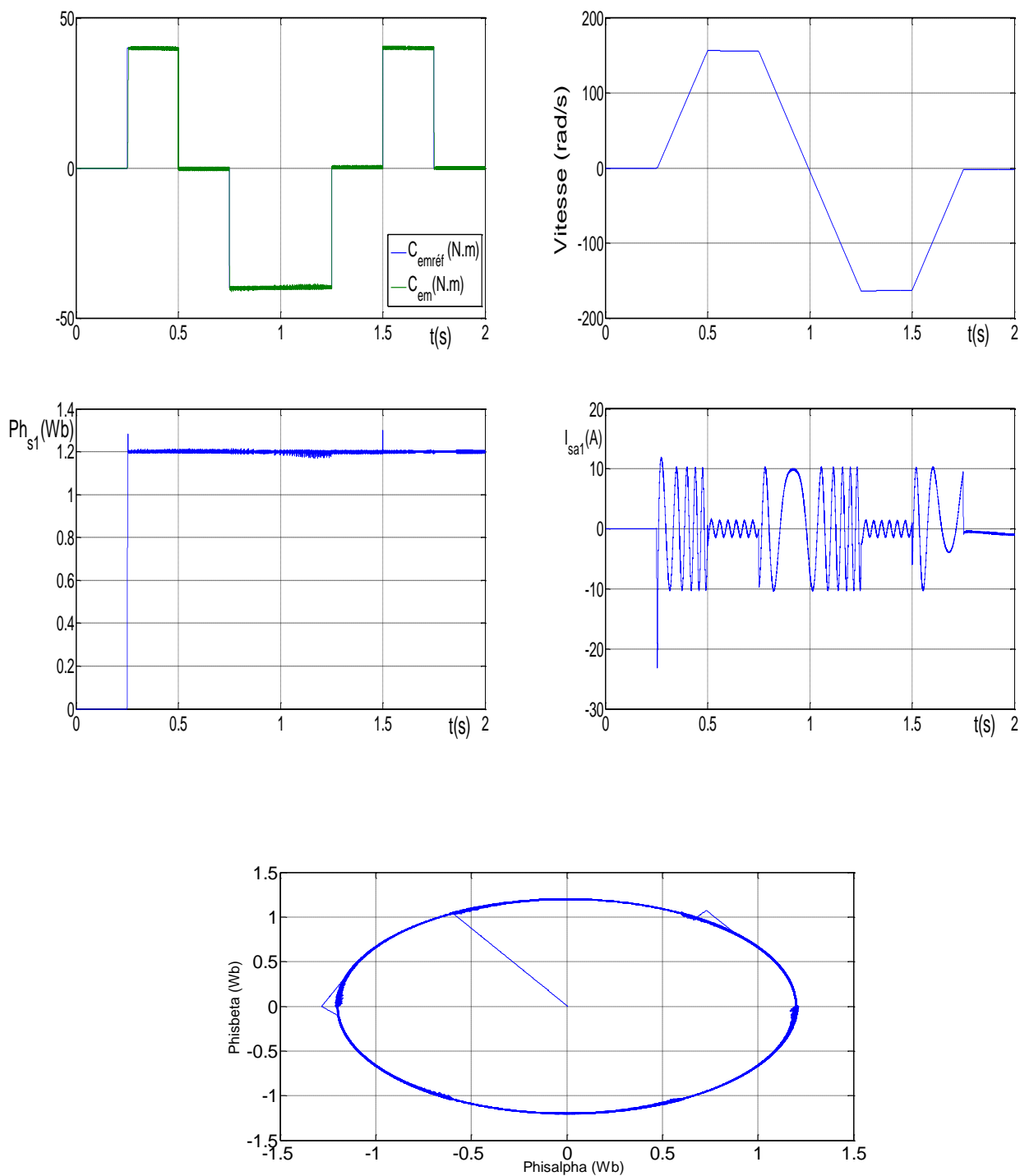


Fig.III.9 : Commande DTC de la MASDE sans réglage de la vitesse

III.8.1 Interprétations des résultats :

Les résultats de simulation montrent que le couple électromécanique est suivi par le couple de référence et le flux statorique égale le flux imposé 1.2 Wb

Le découplage entre flux et couple est naturel (absence de circuits de découplage)

La vitesse répond sans dépassement aux variations du couple, la trajectoire de l'extrémité du flux est pratiquement circulaire, et son amplitude est maintenue constante.

III.9 Commande directe du couple avec réglage de la vitesse :

On va introduire une boucle de régulation de la vitesse pour obtenir le couple électromagnétique de référence. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures ci-dessous.

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A ($t = 3s$) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à ($15N.m$), le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (314 rad/s). Le flux statorique suit sa référence (1.2 Wb), sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure de l'hystérésis.

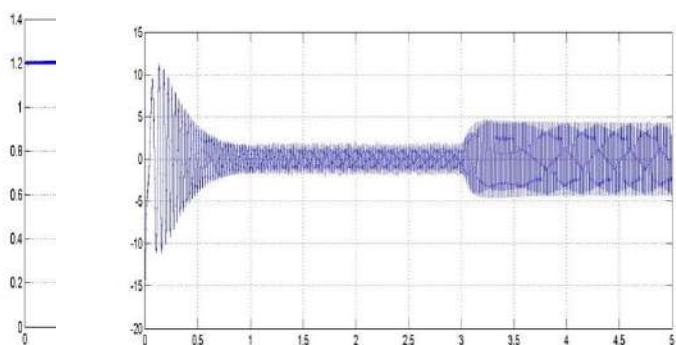
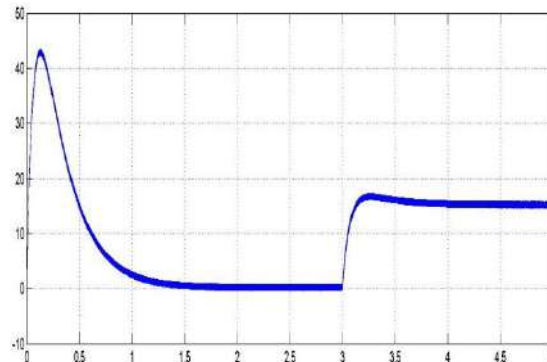
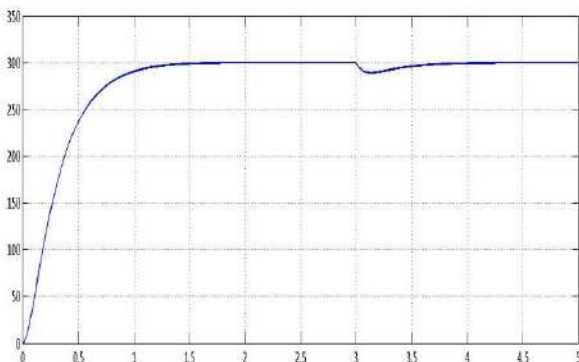


Fig.IV.10 : Commande DTC de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge $C_r = 15N.m$ à $t = 3s$

III.9.1 Test de robustesse :

Pour bien juger cette commande, plusieurs tests sont effectués ont effectués. (Variation de vitesse, variation de charge, variation de la résistance statorique de la machine).

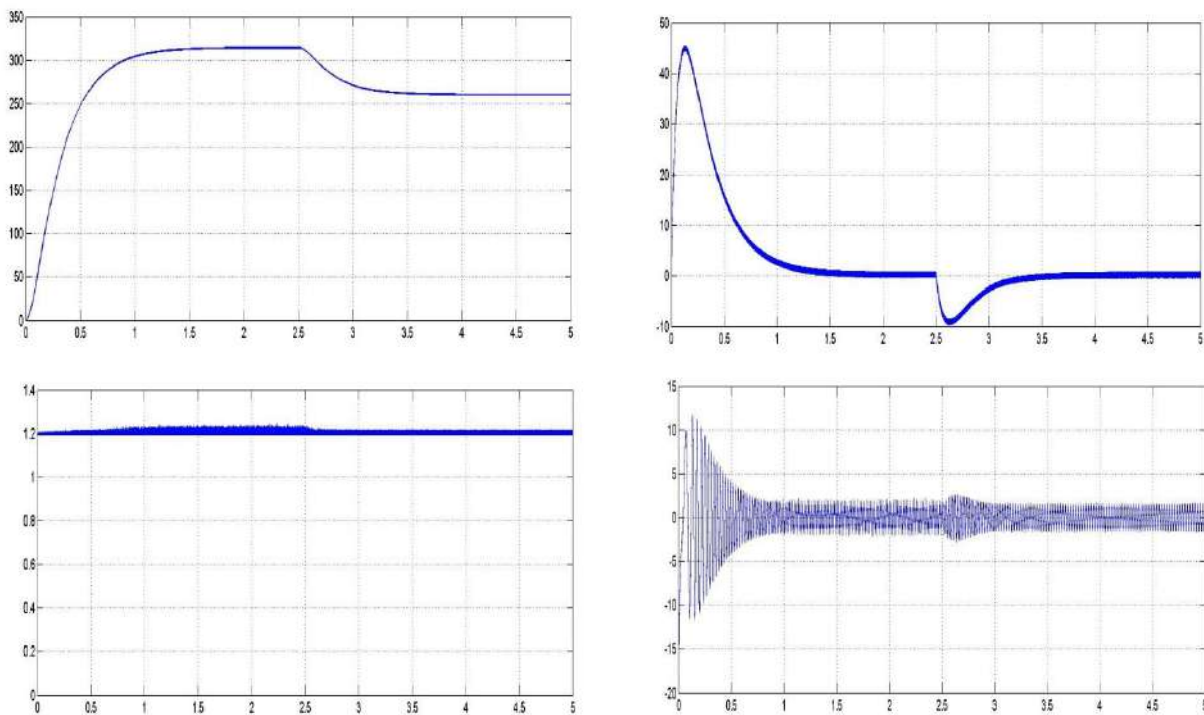
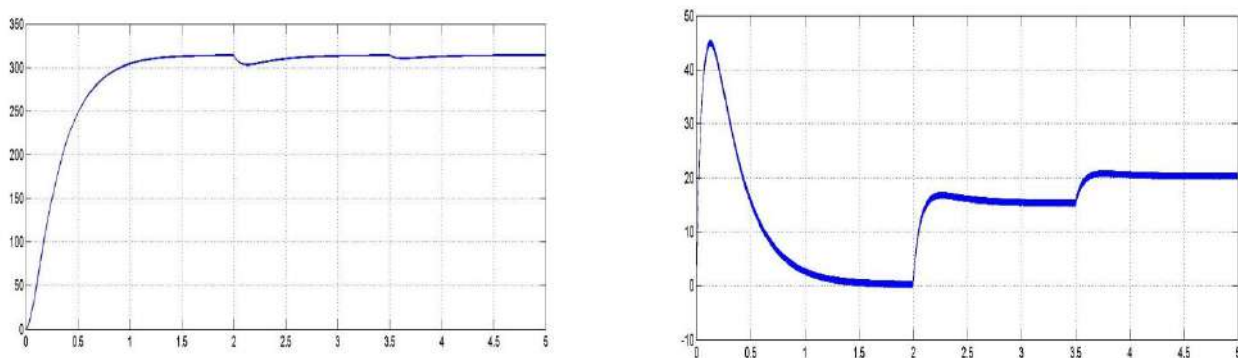


Fig.III.11 : Comportement de la MASDE vis-à-vis à variation de vitesse 314 rad/s à 260 rad/s à l'instant $t=2.5s$



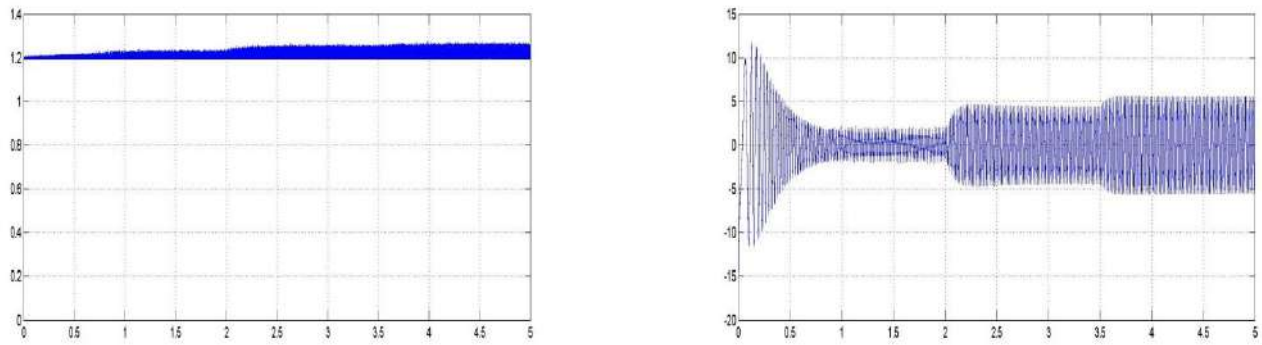


Fig.III.12 : Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge $C_r = 15$ et 20 N.m
Respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[3.5, 5]$ s

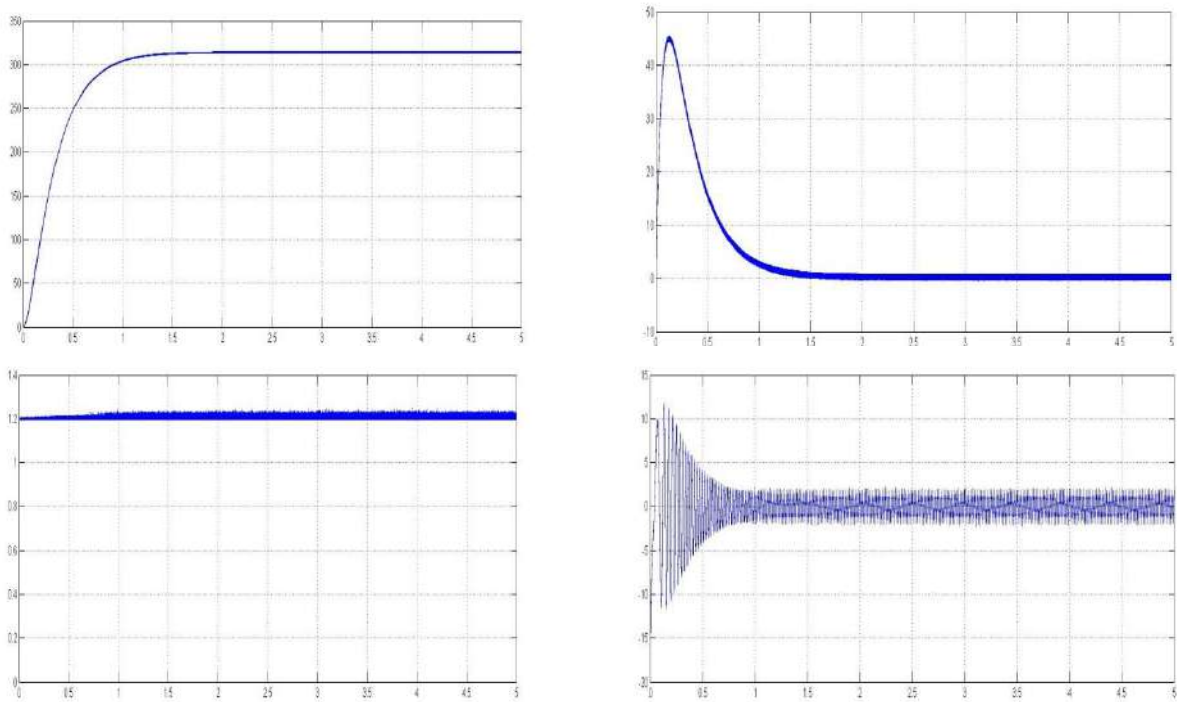


Fig.III.13: Comportement de la MASDE vis-à-vis l'augmentation de la résistance statorique
de 50 % à partir de $t=1.5$ s

L'interprétation de simulation pour test de robustesse obtenus montrent clairement que :

- La variation de vitesse à $t = 2.5$ s de 314 rad/s à 260 rad/s. elle suit parfaitement sa consigne est sans dépassement et le flux statorique suit sa valeur de référence imposée (1.2Wb). (Fig.III.11)
- La vitesse, le couple électromagnétique, le flux et le courant statorique présentent une meilleure précision et une insensibilité vis-à-vis la variation de la charge (Fig.III.12).
- La commande garde ses performances malgré l'augmentation de la résistance statorique de 50% à $t=1.5$ s de sa valeur nominale due à l'échauffement, ce qui montre sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques (Fig.III.13).

III.10 Avantages de la commande directe de couple : [17].

- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Bon contrôle moteur même sans régulateur de vitesse.
- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- Absence de circuits de découplage.
- Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- La dynamique rapide de couple et du flux.
- Très grande réactivité en couple.
- Très grande précision en vitesse.

III.11 Inconvénients de la commande directe de couple :[17]

- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis)
- Difficulté à contrôler le couple et le flux à très faible vitesse.
- Niveau de bruit élevé à basse vitesse.

III.12 Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle :

Le tableau ci-dessous résume les principales différences entre la commande directe du couple (DTC) et la commande par orientation de flux (FOC) : [17]

	Type de commande	
	FOC	DTC
Robustesse	No Robuste	Robuste
Capteur des vitesses	Nécessaire	Moins nécessaire
La commande MLI	Nécessite un MLI	Pas de MLI
Découplage	Nécessite d'orientation	Naturelle
Référence de coordonnées	Coordonnée liée au champ tournant «d, q»	Référentiel lié au stator « α , β »
Les performances dynamiques.	Elevée	Elevée

Tab.III.5 : Etude comparative de la commande vectorielle et de la DTC

III.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté la commande directe du couple (DTC) de la MADS ce type de contrôle est basé sur une régulation des valeurs instantanées du couple et du flux statorique par hystérésis à partir du choix d'un ou plusieurs vectrices tensions menant finalement à une action directe sur les configurations du convertisseur statique.

Le contrôle direct du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine, et plusieurs avantages significatifs (simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, ... etc.), mais la non maîtrise de la fréquence de commutation reste le problème numéro un pour cette stratégie de commande, pour ces avantages la DTC utilise dans toutes les application standards avec ou sans capteur de vitesse.

Différents tests ont été effectués, montrent bien la robustesse de cette commande, où elle offre une meilleur dynamique et une bonne précision.

Chapitre IV :

Amélioration des performances de la commande DTC par l'Algorithme de baleine (WAO) de la MADS

IV.1 Introduction :

Depuis une décennie les chercheurs ont tenté de résoudre les problèmes d'optimisation qui sont très difficiles, d'une façon la plus efficace possible. Les algorithmes méta heuristiques permettent de s'approcher d'une ou de plusieurs solutions à des problèmes dits "difficiles" qui s'apparentent à des problèmes d'optimisations. Le principe d'une méta heuristique est de minimiser ou de maximiser une fonction objective [24].

Il y a beaucoup d'optimisation de méta heuristiques, elles se distinguent classiquement en deux groupes : les méthodes de recherche locale et les méthodes de recherche globale. L'avantage du méta heuristique est de trouver un minimum global à un problème de minimisation et de ne pas rester bloqué sur un minimum local. Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou maximum (optimum) d'une fonction donnée. On peut aussi trouver des problèmes d'optimisation pour lesquels les variables de la fonction à optimiser sont soumis à des contraintes qui évoluent dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, on a une forme particulière de ce que l'on appelle un problème d'optimisation sous contraintes [23].

IV.2 Méthode méta heuristique :

Les algorithmes d'optimisation méta heuristiques sont de plus en plus populaires dans les applications d'ingénierie parce qu'ils : S'appuient sur des concepts assez simples et sont faciles à mettre en œuvre, n'ont pas besoin d'informations de gradient, peut contourner l'optima local, peut être utilisé dans un large éventail de problèmes couvrant différentes disciplines. Les algorithmes méta heuristiques d'inspiration naturelle résolvent les problèmes d'optimisation en imitant des phénomènes biologiques ou physiques. On peut les regrouper en trois grandes catégories : basé sur l'évolution, basé sur la physique, et des méthodes basées sur l'essaim. Les méthodes basées sur l'évolution s'inspirent des lois de l'évolution naturelle. Le point fort de ces méthodes est que les meilleurs individus sont toujours combinés ensemble pour former la prochaine génération d'individus. Les méthodes basées sur la physique imitent les règles physiques de l'univers. Les algorithmes les plus populaires sont le recuit

simulé. le troisième groupe de méthodes inspirées de la nature comprend des techniques basées sur l'essaim qui imitent le comportement social de groupes d'animaux. L'algorithme le plus populaire est l'optimisation de l'essaim de particules, développé à l'origine par Kennedy et Eberhart, PSO s'inspire du comportement social de l'élevage d'oiseaux. Il utilise un certain nombre de particules (solutions candidates) qui volent dans l'espace de recherche pour trouver la meilleure solution (c'est-à-dire la position optimale).

Pendant ce temps, ils tracent tous le meilleur emplacement (la meilleure solution) sur leur chemin. En d'autres termes, les particules considèrent leurs propres meilleures solutions ainsi que la meilleure solution que l'essaim a obtenue jusqu'à présent [24].

IV.2.1 les algorithmes génétiques :

Les algorithmes génétiques sont une méthode d'optimisation basée sur les mécanismes de la sélection naturelle. La solution optimale est recherchée à partir d'une population de solution en utilisant des processus aléatoires. La recherche de la meilleure solution est effectuée en créant une nouvelle génération de solution par application successive, à la population courante, de trois opérateurs : la sélection, le croisement et la mutation. Ces opérations sont répétées jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit atteint [26].

IV.2.2 Algorithme d'optimisation des baleines :

IV.2.2.1 Inspiration :

Les baleines sont des créatures fantaisistes. Ils sont considérés comme les plus grands mammifères du monde. Une baleine adulte peut mesurer jusqu'à 30 m de long et peser 180 tonnes. Il existe 7 espèces principales différentes de ce mammifère géant tel tueur, Minke, Sei, bosse, droite, nageoire arrière et bleu. Les baleines sont surtout considérées comme des prédateurs[24].

Ils ne dorment jamais parce qu'ils doivent respirer à la surface des océans[27]. En fait, la moitié du cerveau ne fait que dormir. Ce qui est intéressant à propos des baleines, c'est qu'elles sont considérées comme des animaux très intelligents avec émotion.

Selon Hof et Van Der Gucht[28] , Les baleines ont des cellules communes dans certaines parties de leur cerveau, semblables à celles des cellules fusiformes humaines. Ces cellules sont responsables du jugement, des émotions, et les comportements sociaux chez les humains. En d'autres termes, les cellules fuseau nous distinguent des autres créatures. Les baleines ont deux fois plus de ces cellules

qu'un humain adulte, ce qui est la principale cause de leur intelligence. Il a été prouvé que les baleines peuvent penser, apprendre, juger, communiquer, et même devenir émotionnel comme un humain le fait, mais visiblement avec un niveau d'intelligence bien inférieur. Il a été observé que les baleines (surtout les épaulards) sont aussi capables de développer leur propre dialecte.

Un autre point intéressant est le comportement social des baleines. Ils vivent seuls ou en groupe. Cependant, ils sont surtout observés en groupes. Certaines de leurs espèces (les épaulards par exemple) peuvent vivre en famille pendant toute leur vie. L'une des plus grosses baleines à fanons est le rorqual à bosse (*Megaptera novaeangliae*).

La chose la plus intéressante à propos des baleines à bosse est leur méthode de chasse spéciale. Ce comportement de recherche de nourriture est appelé méthode d'alimentation au filet à bulles. Le rorqual à bosse préfère chasser le krill en bancs ou les petits poissons près de la surface. On a observé que cette recherche de nourriture se fait en créant des bulles distinctives le long d'un cercle ou d'un chemin en forme de "9", (figure 1).

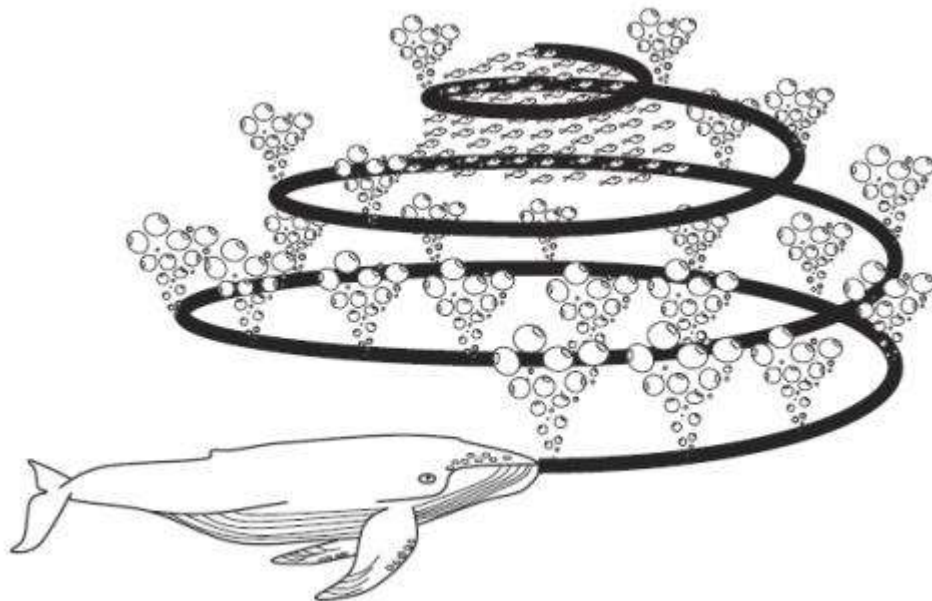


Figure IV.1 : Comportement alimentaire des rorquals à bosse au filet à bulles[25].

Avant 2011, ce comportement n'a été étudié qu'à partir de l'observation en surface. Toutefois, Goldbogen et al. [29] a enquêté sur ce comportement à l'aide de capteurs d'étiquettes. Ils ont capturé 300 cas d'alimentation de 9 rorquals à bosse individuels au moyen d'un filet à bulles étiqueté. Ils ont

trouvé deux manœuvres associées à la bulle et les ont appelées " spirales ascendantes " et " doubles boucles ".

Dans l'ancienne manœuvre, Les rorquals à bosse plongent à environ 12 m de profondeur, puis commencent à créer des bulles en forme de spirale autour de la proie et remontent vers la surface à la nage. La manœuvre ultérieure comprend trois étapes différentes : la boucle de corail, lobtail, et boucle de capture. Il convient de mentionner ici que l'alimentation au filet à bulles est un comportement unique qui ne peut être observé que chez les rorquals à bosse.

Dans ce travail, la manœuvre d'alimentation du réseau à bulles en spirale est modélisée mathématiquement afin de réaliser l'optimisation.

IV.2.2.2 Modèle mathématique et algorithme d'optimisation :

a) Proie encerclant :

Les rorquals à bosse peuvent reconnaître l'emplacement de leurs proies et les encercler. Puisque la position de la conception optimale dans l'espace de recherche n'est pas connue a priori, l'algorithme WOA suppose que la meilleure solution candidate actuelle est la proie cible ou est proche de l'optimum. Une fois que le meilleur agent de recherche est défini, les autres agents de recherche vont donc essayer de mettre à jour leurs positions vers le meilleur agent de recherche. Ce comportement est représenté par les équations suivantes[25] :

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}(t) - \vec{X}^*(t)| \quad (\text{III.1})$$

$$\vec{X}(t + 1) = \vec{X}^*(t) - \vec{A} \cdot \vec{D} \quad (\text{III.2})$$

où t indique l'itération en cours, \vec{A} et \vec{C} sont des vecteurs de coefficients, \vec{X}^* le vecteur de position de la meilleure solution obtenue à ce jour, X est le vecteur de position .

Les vecteurs \vec{A} et \vec{C} sont calculés comme suit

$$\vec{A} = 2\vec{a} \cdot \vec{r} \cdot \vec{a} \quad (\text{III.3})$$

$$\vec{C} = 2 \cdot \vec{r} \quad (\text{III.4})$$

où a est diminué linéairement de 2 à 0 au cours des itérations (dans les phases d'exploration et d'exploitation) et r est un vecteur aléatoire dans[0,1].

b) Méthode d'attaque au filet à bulles (phase d'exploitation) :

Afin de modéliser mathématiquement le comportement du filet à bulles des baleines à bosse, deux approches sont conçues comme suit :

➤ **Mécanisme d'encerclement rétractable** : Ce comportement est obtenu en diminuant la valeur de a dans l'équation (3) , Notez que la plage de fluctuation de \vec{A} est également diminuée d'une valeur de a . En d'autres termes, \vec{A} est une valeur aléatoire dans l'intervalle [-A, A] où a est diminué de 2 à 0 au cours des itérations. Réglage des valeurs aléatoires pour A en [-1,1], la nouvelle position d'un agent de recherche peut être définie n'importe où entre la position originale de l'agent et la position du meilleur agent actuel[25].

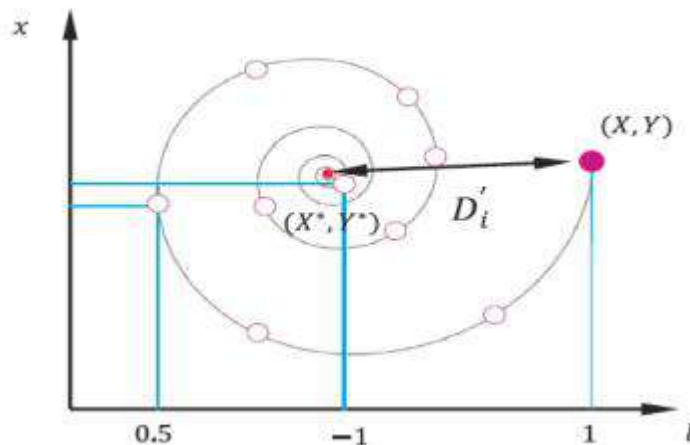
➤ **Position de mise à jour en spirale** : Comme on peut le voir à la Fig.(2), cette approche calcule d'abord la distance entre la baleine située à (X, Y) et la proie située à (X*, Y *) . Une équation en spirale est ensuite créée entre la position de la baleine et sa proie pour imiter le mouvement en hélice des baleines à bosse comme suit :

$$\vec{X}(t + 1) = \vec{D}' e^{bt} \cos(2\pi l) + \vec{X}^*(t) \text{ (III.5)}$$

Où $\vec{D}' = |\vec{X}^*(t) - \vec{X}(t)|$ et indique la distance de la première baleine à sa proie (meilleure solution obtenue à ce jour), b est une constante pour définir la forme de la spirale logarithmique, l est un nombre aléatoire en [-1,1], et est une multiplication élément par élément. Notez que les rorquals à bosse nagent autour de la proie dans un cercle rétrécissant et le long d'un chemin en forme de spirale simultanément. Pour modéliser ce comportement simultané, nous supposons qu'il y a une probabilité de 50 % de pouvoir choisir entre le mécanisme d'encerclement rétrécissant ou le modèle en spirale pour mettre à jour la position des baleines pendant l'optimisation[25]. Le modèle mathématique est le suivant :

$$\begin{cases} \vec{X}^*(t) - \vec{AD} & p < 0.5 \\ \vec{D}' e^{bt} \cos(2\pi t) + \vec{X}^*(t) & p \geq 0.5 \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{(III. 6)} \\ \text{(III. 7)} \end{matrix}$$

où P est un nombre aléatoire dans [0,1].



FigureIV.2 : Mécanisme de mise à jour de la position de la spirale de recherche du filet à bulles [25]

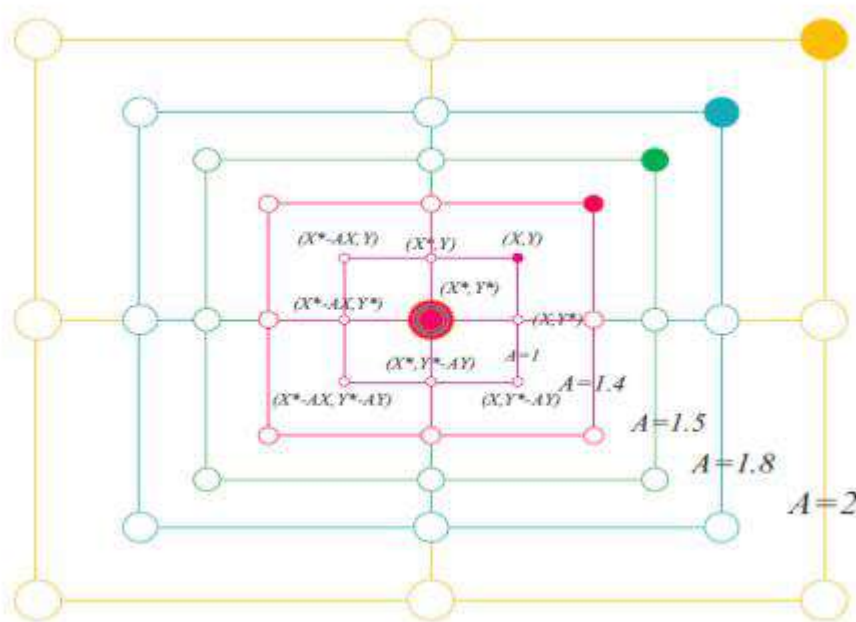
C) Recherche de proies (phase d'exploration) :

La même approche basée sur la variation du vecteur \vec{A} peut être utilisée pour la recherche de proies (exploration). En fait, les baleines à bosse fouillent au hasard en fonction de la position de l'autre. Par conséquent, nous utilisons \vec{A} avec les valeurs aléatoires supérieures à 1 ou inférieures à -1 pour forcer l'agent de recherche à s'éloigner d'une baleine de référence. Contrairement à la phase d'exploitation, nous mettons à jour la position d'un agent de recherche dans la phase d'exploration en fonction d'un agent de recherche choisi par le client au lieu du meilleur agent de recherche trouvé jusqu'ici. [22] Ce mécanisme et $|\vec{A}| > 1$ mettent l'accent sur l'exploration et permettent à l'algorithme WOA d'effectuer une recherche globale [25]. Le modèle mathématique est le suivant :

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}_{\text{rand}}(t) - \vec{X}(t)| \quad (\text{III.8})$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_{\text{rand}} - \vec{A} \cdot \vec{D} \quad (\text{III.9})$$

où \vec{X}_{rand} est un vecteur de position aléatoire (une baleine aléatoire) choisi parmi la population actuelle. Certaines des positions possibles autour d'une solution particulière avec $A > 1$ sont illustrées à la Figure(IV.3).



FigureIV.3 : Mécanisme d'exploration mis en œuvre dans le cadre du WOA[25].

IV.3. Algorithme WOA :

Le pseudocode de l'algorithme WOA est présenté à la Figure (IV.4), D'un point de vue théorique, WOA peut être considéré comme un optimiseur global car il inclut la capacité d'exploration/exploitation. De plus, le mécanisme hyper cube proposé définit un espace de recherche dans le voisinage de la meilleure solution et permet aux autres agents de recherche d'exploiter le meilleur enregistrement actuel dans ce domaine. La variation adaptative du vecteur de recherche A permet à l'algorithme WOA de passer en douceur de l'exploration à l'exploitation : en diminuant A , certaines itérations sont consacrées à l'exploration ($|A| \geq 1$) et le reste à l'exploitation ($|A| < 1$). Remarquablement, WOA ne comprend que deux paramètres internes principaux à régler (A et C).

Bien que des mutations et d'autres opérations évolutives aient pu être incluses dans la formulation de WOA pour reproduire pleinement le comportement des baleines à bosse, nous avons décidé de minimiser le nombre d'heuristiques et le nombre de paramètres internes et de mettre en œuvre une version très basique de l'algorithme WOA. Cependant, l'hybridation avec des schémas de recherche évolutifs pourrait faire l'objet d'études futures [25].

```

Initialize the whales population  $X_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ )
Calculate the fitness of each search agent
 $X^*$  = the best search agent
while ( $t <$  maximum number of iterations)
  for each search agent
    Update  $a$ ,  $A$ ,  $C$ ,  $l$ , and  $p$ 
    if1 ( $p < 0.5$ )
      if2 ( $|A| < 1$ )
        Update the position of the current search agent by the Eq. (2.1)
      else if2 ( $|A| \geq 1$ )
        Select a random search agent ( $X_{rand}$ )
        Update the position of the current search agent by the Eq. (2.8)
      end if2
    else if1 ( $p \geq 0.5$ )
      Update the position of the current search by the Eq. (2.5)
    end if1
  end for
  Check if any search agent goes beyond the search space and amend it
  Calculate the fitness of each search agent
  Update  $X^*$  if there is a better solution
   $t = t + 1$ 
end while
return  $X^*$ 

```

Figure IV.4 : Pseudocode de l'algorithme WOA[25]

IV.4 Optimisation de Régulateur de Vitesse PI de la MADS par l'Algorithme de baleine (WOA)

Nous avons vu précédemment que la régulateur utilisés pour commander la vitesse de la MADS ont donné des performances satisfaisantes notamment au niveau du régime dynamique. Mais l'inconvénient majeur remarqué est le manque de techniques de conception. Afin de remédier ce problème et pour améliorer les performances obtenues, cette partie est consacrée à l'application de l'algorithme de baleine pour la conception et l'optimisation des gains de régulateurs PI classique.

IV.4.1 Procédure d'optimisation de régulateur PI

La procédure d'optimisation est un algorithme génétique qui agit sur les paramètres du régulateur. La figure suivante (Figure. IV.5) illustre le schéma de cette procédure.

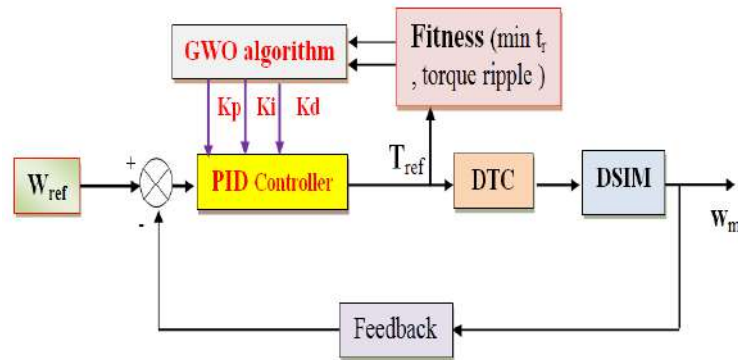


Figure. IV.5 :Principe d'optimisation de la commande DTC par algorithme WAO.

Notre objectif est d'optimiser le temps de réponse et les ondulations du couple, c'est-à-dire de minimiser l'erreur entre le couple électromagnétique et sa référence.

La procédure d'optimisation des paramètres des régulateurs peut être résumée par les étapes suivantes:

- ❖ Générer aléatoirement une population initiale ;
- ❖ Evaluer cette population ;
- ❖ Appliquer les opérateurs de l'algorithme WOA ;
- ❖ Evaluer la nouvelle population;
- ❖ Répéter la procédure pour un nombre de générations donné ;
- ❖ Choisir le meilleur solution ;
- ❖ Dans ce qui suit, on appliquera cette procédure au la régulateur PI classique de vitesse .

IV.4.2 Optimisation du régulateur PI classique

L'optimisation de ce régulateur se fait par une algorithme génétique développée sous MATLAB. Voici les paramètres de l'algorithme utilisé :

Description	Parameters
Nombre d'agents de recherche	30
Nombre maximal d'itérations	50
a	[0, 2]
R ₁ et r ₂	[0, 1]

Tableau.IV.1 :paramètres de Algorithme Baleine utilisé .

IV.4.3 Résultats de simulation de la commande DTC par l'utilisation PI-WOA

Pour pouvoir montrer l'utilité de l'optimisation des gains du PI classique par l'algorithme de baleine (WOA), on a effectué les mêmes étapes de simulation. D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque bien l'amélioration des performances dynamiques de la commande DTC de la MADS.

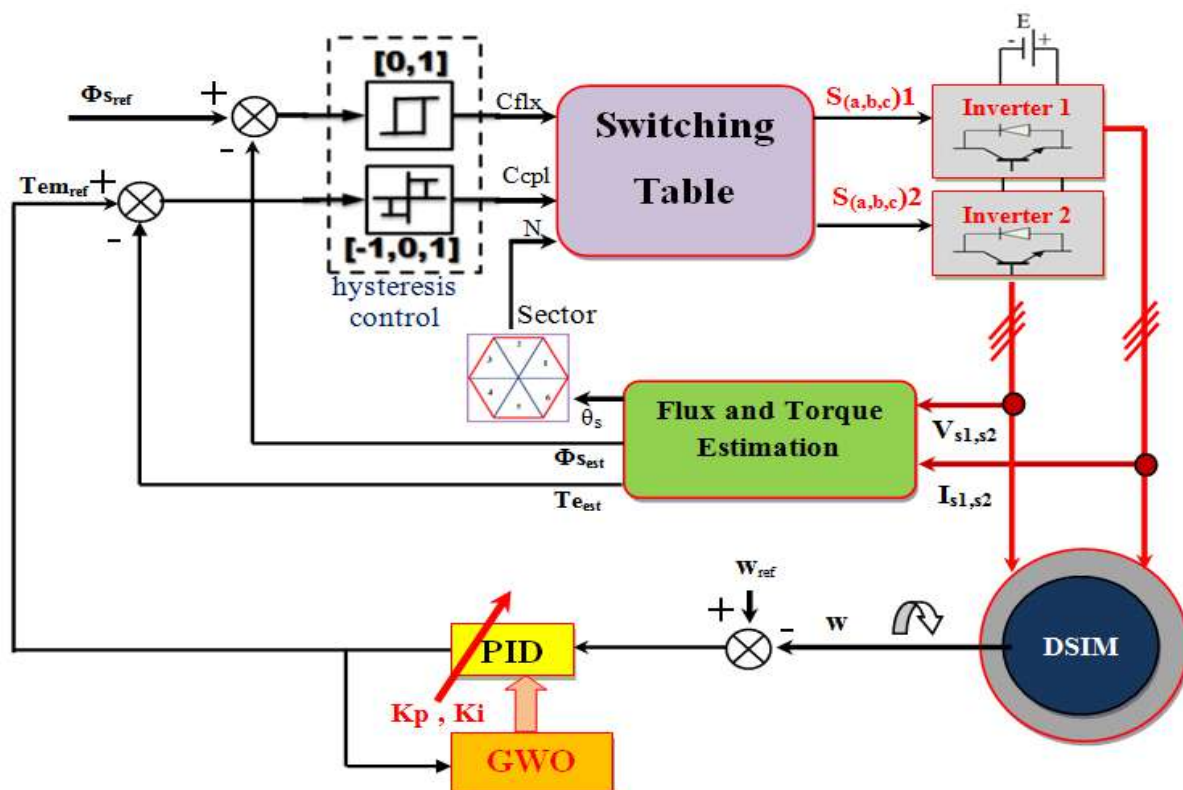
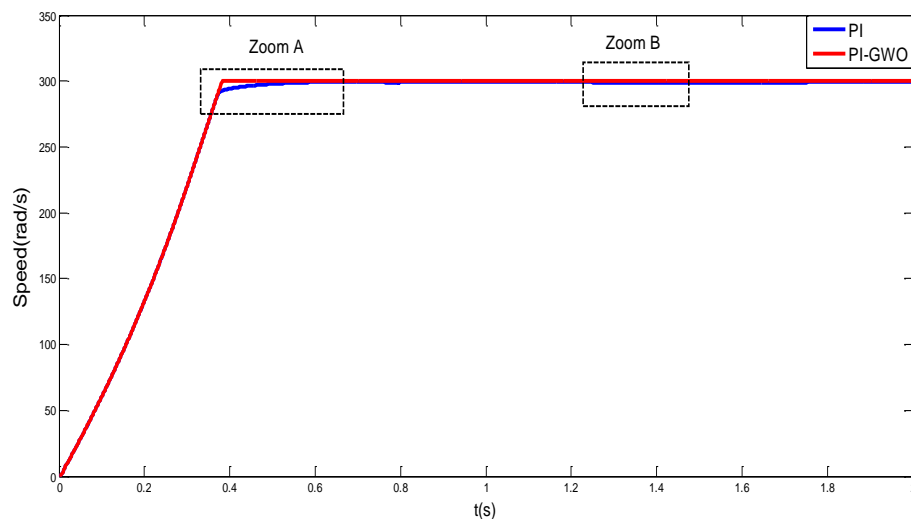


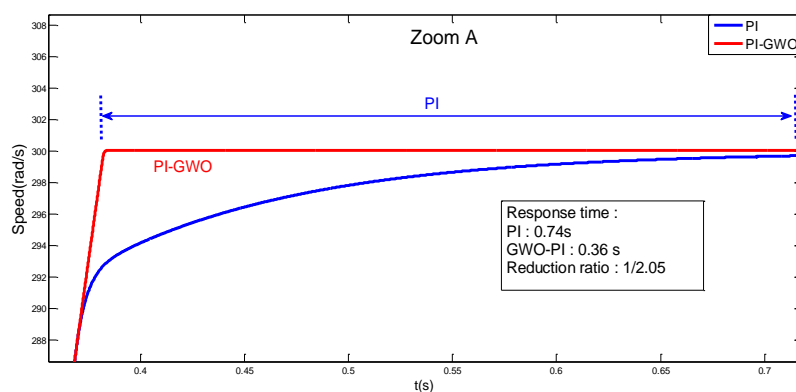
Figure. IV.6 : Schéma bloc global d'implantation de l'algorithme de baleine (WOA) pour l'ajustement des gains K_P et K_I du régulateur PI dans la commande DTC de MADS.

Les résultats de la simulation pour les deux stratégies de contrôle (DTC Classique et proposé DTC-WOA) ont été testées en utilisant la MADS de 4.5kW,

La figure IV.7, la figure IV.8 et IV.9 correspond à la variation de vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le flux statorique respectivement, obtenus sans charge que le démarrage et l'état de connexion de la charge nominale de fonctionnement normal.



a) Zoom A



b) Zoom B

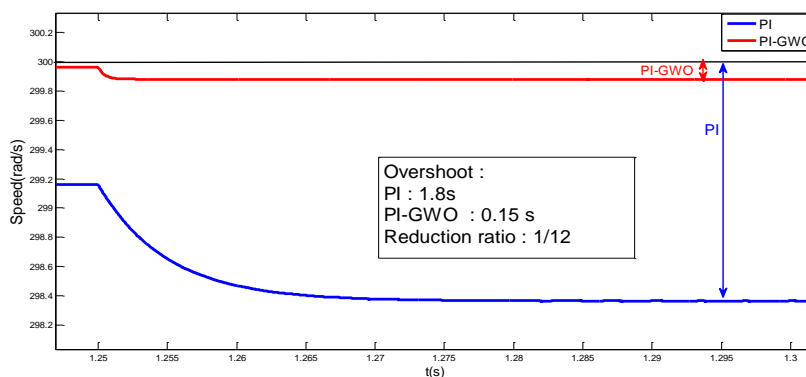
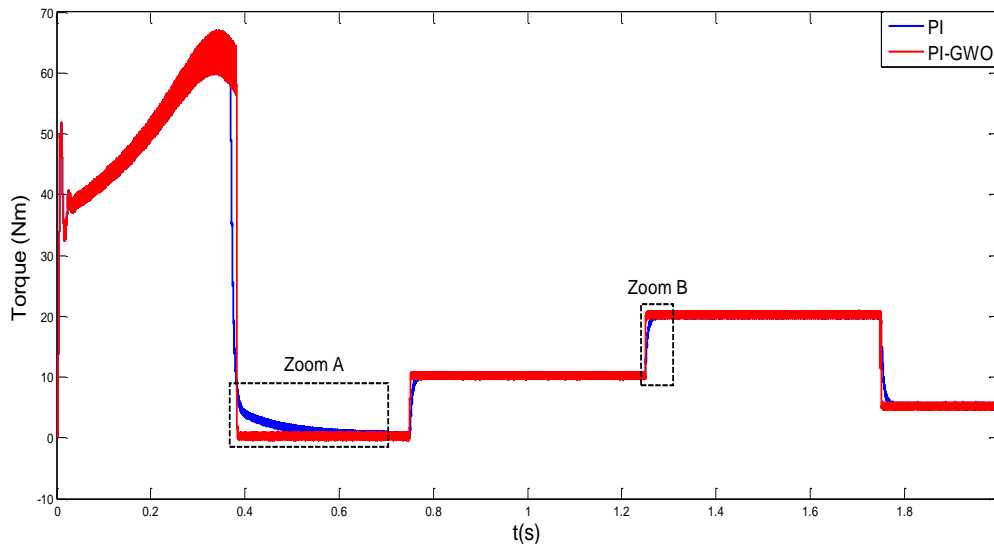


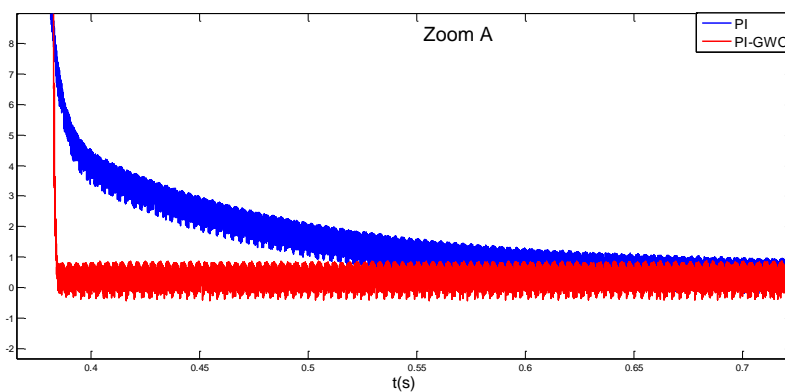
Figure. IV.7 : Variation de Vitesse sans et avec de l'Algorithme WOA .

La Figure.IV.7, on peut voir qu'au démarrage sans charge ou en cas de charge nominale, le contrôleur DTC-WOA atteint sa référence rapidement, sans dépassement de vitesse par rapport à la conséquence DTC classique . l'excellente performance dynamique , la réduction des oscillations du couple et de flux.

Le suivi du couple électromagnétique est représenté sur la Figure. IV.8 La commande DTC-WOA proposé montre une amélioration significative de l'intervalle de temps correspondant à la période de l'évolution rapide des conditions de charge en terme de temps de réponse et de dépassement.



a) Zoom A



b) Zoom B

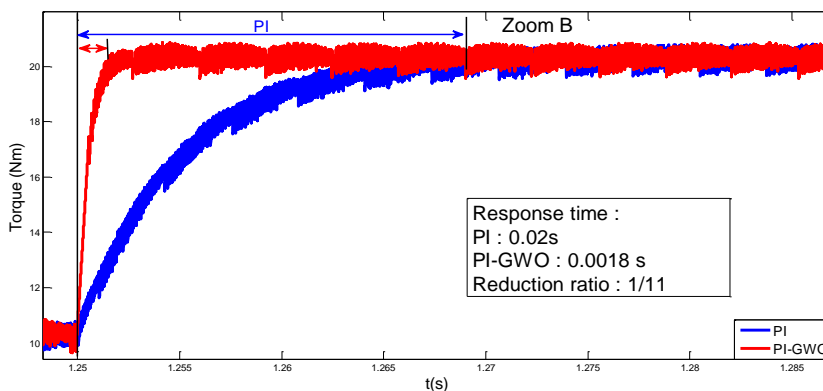


Fig.IV.8 variation de charge mécanique sans et avec de l'Algorithme WOA.

Une comparaison est faite ici entre le régulateur conventionnel PI et le PI optimisé par l'Algorithme WOA où ce dernier montre une minimisation d'ondulation au niveau de flux statorique par rapport au PI conventionnel comme montré dans la figure IV.9.

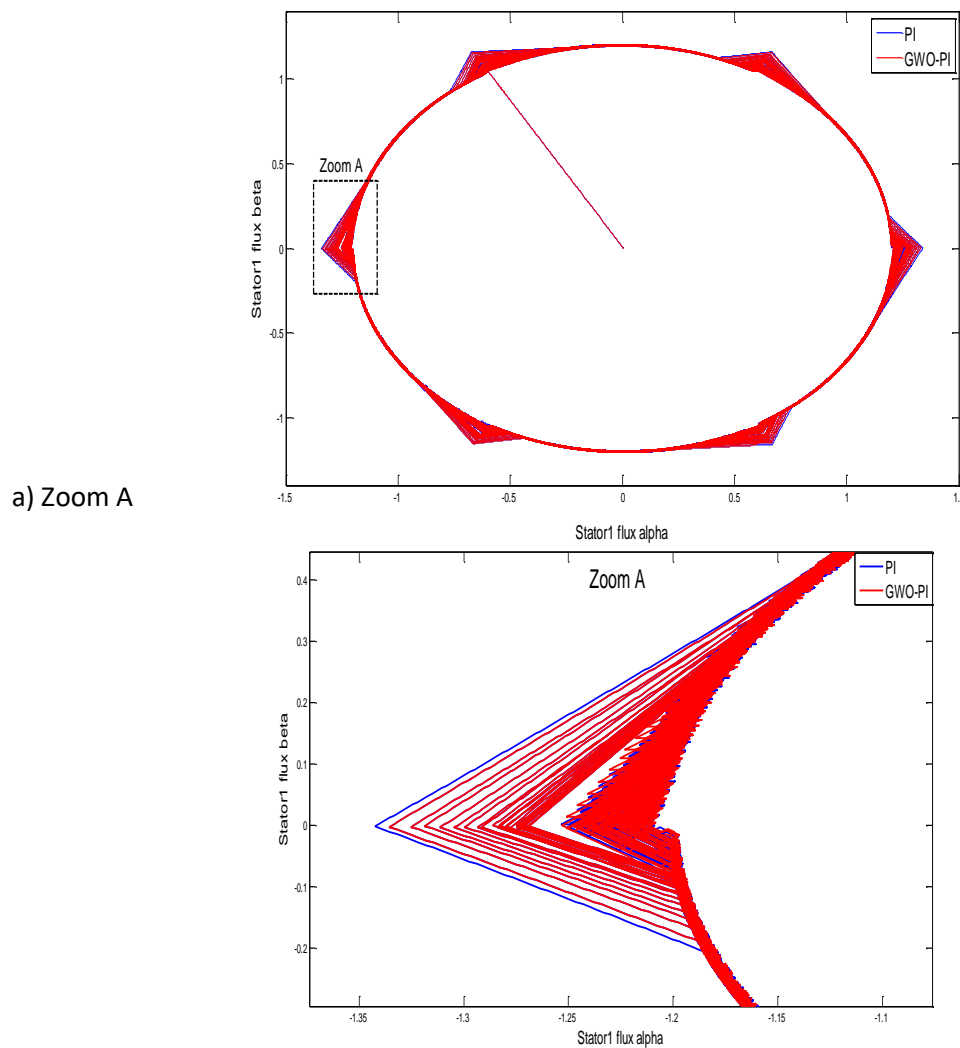


Figure. IV.9 : Cercle de flux statorique son et avec WOA .

Le tableau IV.2 donne les valeurs numériques de différents critères de vitesse et couple électromagnétique ; le flux statorique des deux contrôleurs, PI et PI-WOA. De ces valeurs obtenues, il est clair que la grandeur d'erreur obtenue dans différents critères pour la méthode classique soit supérieure que celle obtenue par la méthode proposée basée sur l'Algorithme WOA.

Performance		DTC	DTC-WOA	Amélioration
				Reduction . Ratio (%)
W (rad/s)	Temps de réponse (s)	0.42	0.18	57.14
	Dépassement (rad/s)	10.00	1.00	90.00
C _e (N.m)	Temps de réponse (s)	0.63	0.23	63.49
	Dépassement (N.m)	0.60	0.08	86.67
	Ondulation (N.m)	0.45	0.16	64.44
φ _s (Wb)	Ondulation (Wb)	0.048	0.03	37.50

Tableau.IV.2 : Valeurs numériques de la DTC avec PI et PI-WOA .

D'après les figures IV.11 à IV.13 et le tableau IV.2, les principales contributions de ce travail sont:

- la réduction de l'ondulation et de dépassement de couple et flux ;
- l'amélioration du temps de réponse de la vitesse et couple ;
- la Robustesse DTC-WOA pour suivre le couple électromagnétique d'entraînement de la vitesse du son de référence efficace.

IV.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté la commande directe du couple d'une machine asynchrone à double stator MADS en utilise la régulateur PI optimisé Algorithme d'optimisation des baleines (WOA).

L'algorithme WOA employé pour trouver les gains optimaux du contrôleur PI pour la commande DTC da MADS afin de réduire au minimum leurs ondulations par conséquence la réduction le temps de réponse . On s'avère que l'index d'exécution pour différents critères d'erreur pour le contrôleur proposé employant l'Algorithme WOA est moins que le contrôleur ajusté manuellement. D'après les résultats, il est clair qu'il y a une réduction d'ondulation et le temps de réponse au niveau de couple électromagnétique et aussi au niveau du flux statorique de la machine quand la méthode proposée de WOA est employée.

Finalement, nous pouvons dire que l'Algorithme WOA est un outil d'optimisation très puissant où les résultats que nous avons obtenu après son utilisation nous sont satisfaisants. Donc cet outil a donné un sens à notre contribution.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire, fait la synthèse de la commande d'un moteur asynchrone à double Stator (MADS) alimenté en tension, commandé par la commande directe de couple classique et Optimisée par Algorithme d'optimisation des baleines (WOA), pour la régulation de la couple et le flux , par un choix optimale d'un vecteur de tension (commutation).

Le premier chapitre de ce travail a été consacré à la présentation d'une étude théorique sur la machine asynchrone à double Stator concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine. Afin de mieux maîtriser la machine. le second chapitre a été consacré à la modélisation de la MADS et de son alimentation Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone à double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant le transformation de Concordia qui est une application partielle pour la transformation de Park. Le processus de démarrage du moteur, suivi par une application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les résultats de simulation obtenus par notre modèle sont conformes aux les résultats obtenus en théorie . Cette étape de validation ou vérification des essais de simulation est très utile pour l'intégration de la MADS dans le processus de commande. L'insertion de la charge engendre une variation de la vitesse (diminution en fonctionnement moteur). Pour remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de la commande direct de couple DTC(Direct Torque Control). on a présenté la commande directe du couple (DTC) de la MADS ce type de contrôle est basé sur une régulation des valeurs instantanées du couple et du flux statorique par hystérésis à partir du choix d'un ou plusieurs vectrices tensions menant finalement à une action directe sur les configurations du convertisseur statique. Le contrôle direct du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine, et plusieurs avantages significatifs (simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, ... etc.), mais la non maîtrise de la fréquence de commutation reste le problème numéro un pour cette stratégie de commande, pour ces avantages la DTC utilise dans toutes les application standards avec ou sans capteur de vitesse. Différentes tests ont été effectués, montrent bien la robustesse de cette commande, où elle offre une meilleur dynamique et une bonne précision. Dans le quatrième chapitre, on a présenté la commande directe du couple d'une machine asynchrone à double stator MADS en utilise la régulateur PI optimisé par Algorithme d'optimisation des baleines (WOA) .

L'algorithme WOA employé pour trouver les gains optimaux du contrôleur PI pour la commande DTC du MADS afin de réduire au minimum leurs ondulations par conséquent la réduction le temps de réponse . On s'avère que l'index d'exécution pour différents critères d'erreur pour le contrôleur proposé employant l'Algorithme WOA est moins que le contrôleur ajusté manuellement.

D'après les résultats, il est clair qu'il y a une réduction d'ondulation et le temps de réponse au niveau de couple électromagnétique et aussi au niveau du flux statorique de la machine quand la méthode proposée de WOA est employée.

Finalement, nous pouvons dire que l'Algorithme d'optimisation des baleines (WOA) est un outil d'optimisation très puissant où les résultats que nous avons obtenu après son utilisation nous sont satisfaisants. Donc cet outil a donné un sens à notre contribution.

Les travaux présentés dans notre mémoire ont montré de nombreux avantages, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à l'amélioration des performances des commandes du MADS , tel que:

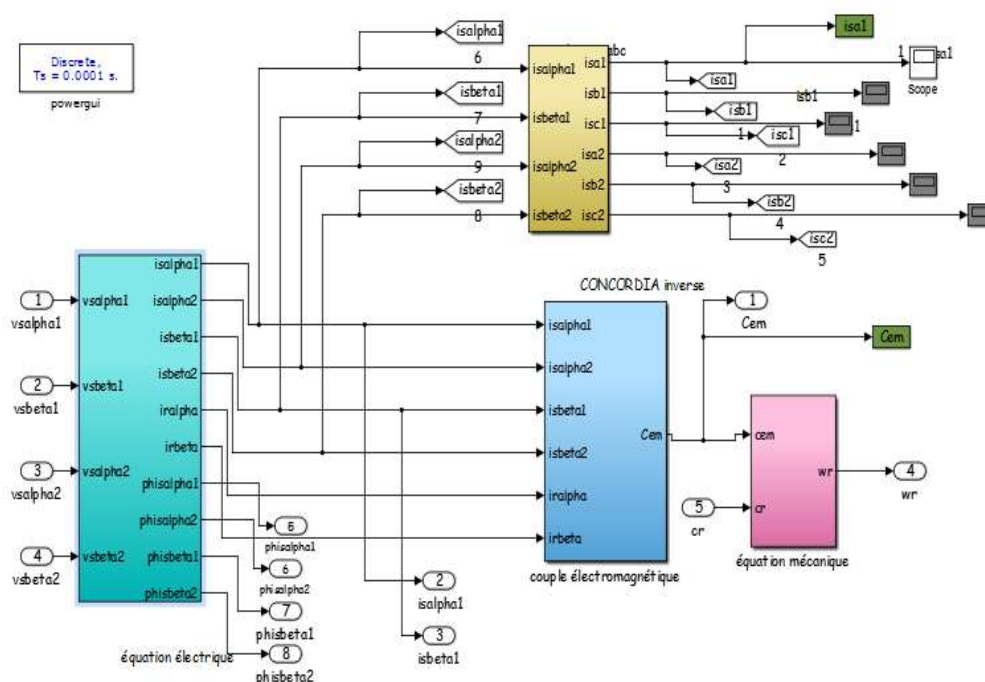
- Test et validation des stratégies de commande proposées expérimentalement .
- Utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande adaptative, les réseaux de neurones-flou , backstepping.
- La combinaison entre les différentes techniques associées à la commande DTC (PI flou, par glissement flou, SVM-DTC, DTC prédictive).
- Commande et diagnostic des défauts de la MADS (convertisseur, statoriques, rotoriques).

Annexe

1.paramétrer de la machine asynchrone double stator

Nom et symbole des paramètres	Valeur
Puissance nominal P_n	4500 Watt
Fréquence nominal statorique f_s	50Hz
Tension nominal statorique V_s	220 V
Résistance de stator 1 r_{s1}	3.72Ω
Résistance de stator 2 r_{s2}	3.72Ω
Résistance de rotor r_r	2.12Ω
Inductance de stator 1 L_{s1}	0.022H
Inductance de stator 2 L_{s2}	0.022H
Inductance de rotor L_r	0.006H
Inductance de entrefer L_m	0.3672H
Moment d'inertie j	0.0625 Kg.m^2
Nombre de paires de pole	1
Coefficient de frottement	0.001S.I

2.le modèle de la machine asynchrone double stator sous *Simulink/MATLAB*.



3.1a transformation de CONCORDIA

Transformation de Concordia	
Passer d'un système triphasé abc vers système biphasé α, β	Passer d'un système biphasé α, β vers système triphasé abc
$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.à.d. } [X_{abc}] =$ $T_{32} [X_{\alpha\beta}]$ <p>Avec :</p> $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{32}} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \text{ c.à.d. } [X_{abc}] =$ $T_{32} [X_{\alpha\beta}]$ <p>Avec:</p> $T_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Bibliographie

- [1] **H.Razik , A.Rezzoug , D. Hadiouche** « Modeling and analysis of dual stator induction motors ». article IEEJ TRANS. IA, Vol.125, No.12, pp1093 Nov 2004/june2005
- [2] **D. Hadiouche**, «contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile modélisation, alimentation et structure» Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- [3] **E. Merabet** «Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile» Mémoire de Magister, l'Université de Batna 2008.
- [4] **L.Benalia** «commande en tension des moteurs à induction a doublé alimente» Thèse doctorat, l'Université de Batna 2010.
- [5] **H.AMIMEUR** «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement» mémoire d'ingénieur, Université de BATNA 2008.
- [6] **D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug**«Space-vector PWM techniques for dual three phase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP implementation»IEEE Trans on Indus Appl., vol. 42, no. 4, pp. 1112–1122, July/August 2006
- [7] **D. Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug**, « Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings », EPE-PEMC2000, Kosice.
- [8] **L. Benalia**, «commande en tension des moteurs à induction a doublé alimente», Thèse doctorat, l'université de Batna 2010.
- [9] **E. Merabet**, «Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile», Mémoire de Magister, l'Université de Batna 2008.
- [10] **D. Hadiouche**, «contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure», Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.
- [11] **Laid. KHETTACHE**, «Etude et modélisation des Machines électriques double étoile» Université, KasdiMerbah Ouargla, 2013
- [12] **RADJELI Hamoud**, «Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour argentation», Université Ferhat Abbas -Sétif-1, 2014.
- [13] **Khodja Djalal Eddine**, «Détection des defaults de l'association convertisseur moteur asynchrone double étoile par l'application des réseaux de neurones artificiels» Université de M'sila 2007

- [14] **Elkheir Merabet** «Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile», Mémoire de Magister en Electrotechnique 04 /06 / 2008
- [15] **Sofiane Benrabiam, et Azzedine Bendib.** « Simulation numérique d'un moteur asynchrone { double etoile commande par onduleur multiniveaux». Thème d'ingénieur. Université mohamed boudiaf de Msila. 28/juin/2005
- [16] **Tchiali Fouad, Maghraoui Noura** « Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques », PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [17] **ZERROUAK Ossama radjeb , BACHIRI Chaima** « Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Double Stator (MSDS) utilisant la technique d'optimisation Gray Wolf » Mmoire de magister .Université Mohammed Boudiaf de Msila 2020 /2021.
- [18] **R. Zaimeddine1 , E.M. Berkouk** Department of Electrical Engineering University of M'hammed Bougara, Boumerdes ALGERIA 3 laboratoire commande des processus Ecole National Polytechnique, El Harache, Alger .
- [19] **Abderrahim, Z., Radhwane, S., &Abdelkader, M.** «Direct Torque Control of Double Feed Induction Machine»
- [20] **Abderrahim, Z. (2018). Azzouz Said. And Messalti Sabir.** «In Direct Torque Control Fuzzy Logic Controller (DTC-FLC) of Doubly Fed Induction Machine (DFIM) »." Second International Conference on Electrical Engineering Biskra, Algeria (pp. 194- 204).
- [21] **R. Abdessemed,** « Modélisation et simulation des machine électriques », ellipses, 2011.
- [22] **Martin Hennebel,** «Valorisation des services système sur un réseau sport d'électricité en environnement concurrentiel», Thèse de doctorat, U -Paris Sud de tran 11, 2009.
- [23] **Leandro N. de Castro and Jonathan Timmis**« Artificial Immune Systems: A New Computational Intelligence Approach » Springer-Verlag, September 2002.
- [24] **Jason Brownlee, PhD** « Clever Algorithms: Nature-Inspired Programming Recipes » Université de Melbourne, Australie,2011.
- [25] **Seyedali Mirjalili ,et Andrew Lewis.** « The Whale Optimization Algorithm » . Advances in Engineering Software 95 (2016).pp 51~67 .
- [26] **Chettih. S** « Optimisation des puissances réactives en tenant compte des méthodes heuristiques d'un système électrique complexe - application au réseau algérien » mémoire de doctorat, université d'Oran 2009.

[27] **Goldbogen JA, Friedlaender AS, Calambokidis J, McKenna MF, Simon M, Nowacek DP.** «Integrative approaches to the study of baleen whale diving behavior, feeding performance, and foraging ecology». *BioScience* 2013;63:90– 100.

[28] **Hof PR , Van Der Gucht E .** «Structure of the cerebral cortex of the humpback whale, *Megaptera novaeangliae* (Cetacea, Mysticeti, Balaenopteridae) ». *Anat Rec* 2007;290:1–31

[29] **Goldbogen JA , Friedlaender AS , Calambokidis J , McKenna MF , Simon M , Nowacek DP .** «Integrative approaches to the study of baleen whale diving behavior, feeding performance, and foraging ecology». *BioScience* 2013;63:90–100

ملخص :

حاليا أصبح المحرك اللاتزامني سداسي الطور واحد من افضل الحلول الناجحة للعديد من التطبيقات و خاصة للتطبيقات ذات سرعات متغيرة (انظمة الجر و السكك الحديدية و الدفع البحري ... الخ) و على الرغم من هذا التقدم لا يزال التحكم في المحركات الكهربائية يتأثر بالعديد من القيود مثل : تموج عزم الدوران , الدقة , المتانة , و تغيير المعاملات و ما الى ذلك . و للتغلب على المشاكل السابقة ظهرت استراتيجية التحكم في عزم الدوران الجديدة DTC –WOA التي تم تحسين تحكم ال PI الخاص بها بواسطة خوارزمية baleine , اظهرت استراتيجية التحكم DTC –WOA المقترحة اداء افضل مقارنة ب DTC التقليدي في الحالتين العابرة و المستقرة , منها تم تأكيد العديد من المزايا المتعلقة بتموجات عزم الدوران و التدفق , و تقليل التجاوز و وقت الاستجابة .

الكلمات المفتاحية : الالة اللامتزامنة سداسية الطور , خوارزمية الحوت , المتحكمات التقليدية PI , التحكم المباشر في العزم .

Abstract:

Today, Double Stator Induction Machine (MADS) has become one of the best and promising solutions for many applications especially for variable speed applications, rail traction, marine propulsion ... etc. Despite this progress, electric drives are still influenced by numerous constraints such as torque ripple, precision, robustness, variations in parameters etc. To overcome the previous problems, a new strategy DTC-WOA direct torque control whose PI controller is optimized by whale algorithms, this proposed DTC-WOA control strategy have shown better performance compared to conventional DTC in two transient and stable states, of which many advantages have been confirmed, related to torque and flux ripples, reduction of overshoot and response time.

Keywords: Double Stator Induction Machine (DSIM), whale algorithm, PI controller, direct torque control DTC, DTC-WOA.

Résumé:

Actuellement, la machine à induction à double stator (MADS) est devenu l'une des meilleures solutions prometteuses pour nombreuses applications en particulier pour l'application à vitesse variable, traction, ferroviaire, propulsion marine.. etc. Malgré ces progrès, les entraînements électriques encore influencés par nombreuses contraintes telles que l'ondulation du couple, précision, robustesse, les variations des paramètres .. etc. Pour surmonter les problèmes précédents , un e nouvelle stratégie de contrôle direct de couple DTC-WOA dont le contrôleur PI est optimisé par les algorithmes de baleine , cette stratégie de contrôle DTC-WOA proposée ont montré meilleurs performances par rapport à la DTC classique dans les deux états transitoires et stables , dont lesquelles de nombreux avantages ont été confirmés , liés au ondulations du couple et du flux , réduction du dépassement et du temps de réponse .

Mots clés : Machine à Induction Double Stator (MADS), Algorithme de baleine, contrôleur PI, contrôle direct de couple DTC, DTC-WOA.