

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 Professionnel en Électrotechnique**

**Option : Commande des Machines Tournantes**

**Présentés par :**

**ZERROUAK Ossama radjeb**

**BACHIRI Chaima**

**Thème :**

**Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction  
Double Stator (MSDS) utilisant la technique  
d'optimisation Gray Wolf**

**Devant le jury composé de:**

<b>Dr. Riyadh ROUABHI</b>	<b>M.C.A</b>	<b>Président</b>	<b>Université de Msila</b>
<b>Dr. Abderrahim ZEMMIT</b>	<b>M.C.A</b>	<b>Encadreur</b>	<b>Université de Msila</b>
<b>Dr. Khaled BELHOUCHE</b>	<b>M.C.B</b>	<b>Co-Encadreur</b>	<b>Université de Msila</b>
<b>Dr. Salim Djeriou</b>	<b>M.C.B</b>	<b>Examineur</b>	<b>Université de Msila</b>

**Année Universitaire : 2020/2021**



"أبي الله تعالى أن يكون كتابٌ صحيحاً غير كتابه"

--الإمام الشافعي (مرحمة الله عليه)--



# Remerciement

*Au nom de DIEU*

*Le meilleur avec le quel une personne puisse ouvrir ses premiers mots, et c'est ce avec quoi j'ai ouvert ma première année académique de ma carrière en tant qu'étudiant à la Faculté des Sciences et Technologies de l'Université Mohammad Boudiaf -M'sila*  
*Ceux dont les efforts sont purement destinés à Dieu Tout-Puissant ne seront pas perdus. Louange à Dieu qui m'a inspiré patience et force pour terminer cette partie de ma carrière scientifique qui se poursuit encore, si Dieu le veut.*

*Quiconque ne remercie pas les gens ne remercie pas Dieu. C'est pourquoi je tiens à remercier mon professeur et mentor, **Dr.Abderrahim ZEMMIT** pour l'effort et le temps qu'il nous a donné sans relâche ou l'ennui dans sa quête pour lever le drapeau et continuer son message éducatif*

*J'adresse également mes sincères remerciements à **Dr. chouchou abdelmadjid**, chef du département de génie électrique, pour le soutien qu'il apporte aux étudiants et la mise en place de conditions appropriées afin de mener à bien leurs études de troisième cycle au maximum.*

*Je remercie chaleureusement tous mes professeurs du département de génie électrique, chacun en son nom, et tout le personnel du Collège des sciences et technologies.*

*Je remercie aussi tout particulièrement les personnes qui m'ont aidé à réaliser ce travail: ma collègue **BACHIRI Chaima***

*Enfin, je remercie particulièrement mes parents pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années de scolarité.*

**OSSAMA RADJEB ZERROUAK**



# Dédicace

*Ce travail est pour l'ame de mon grand-père AMMAR et SAID ,quiétainet deux bougies qui illuminent le monde , mais maintenant meme s'ils sont partis,ils éclairent toujours mon cœur.et à l'ame de l'homme bon ,mon oncle saleh, que DIEU ait pitié de leur part.*

*A ma chère mère : **DALILA**, pour ses sacrifices depuis qu'elle m'a mit au monde;*

*A mon chère père : **ZOUHIR**, qui m'a toujours soutenu et aidé à affronter les*

*difficultés. Pour tous ce qui ont fait pour que je puisse les honorer;*

*A mes chers frères :**RIDA , ISLAM .***

*A ma sœurs:**WISSAL , DUAA**. A ma grand-mère :**SADIA**et **ZOIUNA***

*A mes tantes etoncles et leur maris et enfants.*

*A toute ma famille **ZERROUAK**;*

*A tous mes amis surtout : **YOUNES, BILLAL, ABDELATAH,***

***ABDENNOUR,OUSSAMA , SAIF, HAFED, OBAIDA,***

***RIDA,ACHRAF,MOUSLIM, MOHAMED, OMAR, BOU***

***BAKER,KHALED,JALEL,HICHAM,NABIL,***

***ALA,CHAMSEDDINE,FARHAT,SID AHMED,RAFIK,HABIB,***

***AYMEN,.....A la famille TANWEEN ;***

*A **Dr. IKRAM HADJEB** pour le soutien au fil des années tout au*

*long de ma carrière universitaire et pour **AROUA** dans tout.*

*A tous les employés des moulins du **SPE** surtout **Mr. AMIROUCHE***

***DERBAL**;*

*A tous les enseignants au département de Génie Electrique;*

*A ma promotion de Master Électrotechnique (juin 2021)*

*A tous les étudiants.*



# *Remerciement*

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

*Chaima Bachiri*



# *Dédicace*

*Je dédie ce mémoire à mon très chers père Omira*

*Et à ma chère maman Fatima El Zahra, pour*

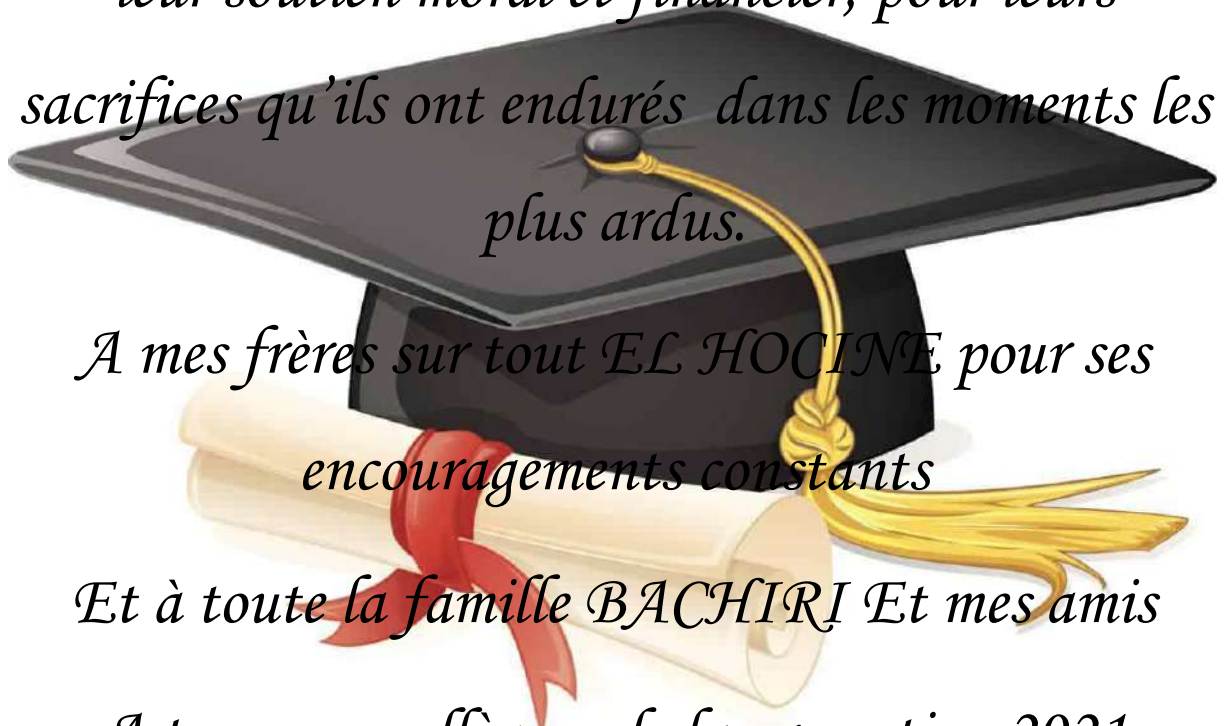
*leur soutien moral et financier, pour leurs*

*sacrifices qu'ils ont endurés dans les moments les plus ardu.*

*A mes frères sur tout EL HOCINE pour ses encouragements constants*

*Et à toute la famille BACHIRI Et mes amis*

*A tous mes collègues de la promotion 2021*



# Table des Matières

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
-----------------------------------	----------

## **Chapitre I :     **Etat de l'art de la MASDS****

I.1 Introduction.....	3
I.2 Histoire des Machines Electriques.....	3
I.3 Classification des machines électriaue .....	4
I.3.1. Selon le type d'alimentation .....	4
I.3.2. Selon leur construction .....	4
I.4 les caractéristique des machine multiphasés .....	5
I.4.1 les machines multiphasés de type 1.....	5
I.4.2 les machine multiphasés de type 2 .....	6
I.5 Principe de fonctionnement de la machine multiphasé .....	7
I.6 Application des machine multiphasés .....	8
I.7 Avantages des machine multiphasés .....	9
I.8 Inconvénient des multiphasés .....	9
I.9 conclusion .....	9

## **Chapitre II :     **Modélisation et simulation de MASDS****

II.1 Introduction.....	25
II.2 Modélisation de la machine asynchrone double étoile .....	25
II.2.1 Discription du moteur asynchrone à double étoile .....	25
II.2.2. Hypothèses simplificatrice.....	26
II.2.3. Modèle naturel de la MASDS .....	27
II.2.4 Equation électrique .....	27
II.2.5 Equation magnétique .....	29
II.2.6. Equations mécanique .....	29
II.2.7 modélisation de la machine asynchrone dans le repère biphasé .....	30
II.2.7.1. Objectives des transformations matriceilles .....	31
II.2.7.2 transformations usuelles .....	32
II.2.7.2.1. la transformation de Clarke .....	33
II.2.7.2.2. la transformation de Concordia .....	34
II.2.7.2.3. Transformation .....	34
II.2.8. Choix de référence .....	35
II.2.8.1. Référentiel lié au stator .....	36
II.2.8.2 .Référentiel lié au rotor .....	37
II.2.8.3. Référentiel lié au champ tournant .....	37
II.2.9. Modèle de la machine asynchrone double étoile .....	37
II.2.9.1.. Application de transformation de Park .....	39
II.2.9.2. les transformations des tentions .....	40
II.2.9.3 .les transformations des courants .....	42

II.2.9.4. les transformations des flux .....	44
II.2.9.5 .les équations des tentions.....	46
II.2.9.6 . les équations des flux.....	46
II.2.9.7. Equation mécanique .....	47
II.2.10. Deuxième modèle de la machine asynchrone double étoile .....	48
II.2.11. Passage du système (A,B,C) au système ((A,B) (X, Y) (O1,O2)) .....	48
II.2.12 Mise sous forme d'équation d'état.....	50
II.2.13 simulation de la machine double étoile .....	50
II.2.13.1.Premier cas fonctionnement à vide .....	50
II.2.13.2. Deuxieme cas fonctionnement en charge . .....	50
II.2.14 Interprétation des résultats de simultion .....	52
II.2.14.1 Avide .....	52
II.2.14.2. En charge .....	53
II.3. Conclusion .....	53

### **Chapitre III :     Commande DTC de la MASDS**

III.1 Introduction .....	32
III.2 Principe de la commande DTC .....	32
III.3 Fonctionnement et sequences d'un onduleur .....	33
III.4 Controle de flux stqtoriaue et du couple électromagnétique .....	34
III.4.1 Principe de contrôle de flux statorique .....	34
III.4.2.Principe de contrôle du couple électromagnétique .....	36
III.4.3 Cas particulier : Application d'un vecteur d'un tension nul .....	38
III.4.4 Estimation de flux statorique .....	38
III.4.5 Estimation du couple électromagnétique .....	39
III.5. Elaboration des controleurs de flux et du couple .....	39
III.5.1 Elaboration de controleur de flux .....	39
III.5.2 Elaboration de controleur du couple .....	40
III.6 Elaboration de table de comutation .....	41
III.6.1 Table de commande de flux .....	41
III.6.2 Table de commande du couple .....	42
III.6.3. Elaboration de la table de comutation pour le flux et le couple .....	42
III.7 Application de la DTC sur laMASDE.....	43
III.8 Commande direte du couple sans réglage de la vitesse .....	44
III.8.1.Interpritation de résultat .....	45
III.9 Commande directe du couple avec réglage de la vitesse .....	45
III.9.1.Test de robustesse .....	46
III.10.Avantages de la commande directe du couple .....	48
III.11. Inconvénient de la commande directe du couple.....	48
III.12.comparaison entre la commande DTC et la commande vectoriel .....	48
III.13.Conclusion.....	49

<b>Chapitre IV : Commande Directe du Couple optimisé par l'algorithme de la loupe Gris (DTC-Grey Wolf)de la MADS</b>	
IV.1 Introduction .....	50
IV.2 Algorithmes métaheuristiques ou intelligents.....	50
IV.3 Méthode d'optimisation par les loups gris GWO .....	52
IV.4.Grey Wolf Optimizer .....	53
IV.4.1 Inspiration.....	53
IV.4.2.Modèle mathématique et algorithme .....	55
IV.4.2.1.Hierarchie sociale .....	55
IV.4.2.2 Encercler la proie.....	55
IV.4.2.3.Chasse .....	57
IV.4.2.4 Attaquer une proie (exploitation) .....	58
IV.4.2.5 Recherche de proies (exploration ) .....	58
IV.4.3. Organigramme de l'algorithme GWO .....	60
IV.5 .Optimisation de Régulateur de vitesse PI de la MASDS par l'Algorithme Gray Wolf .....	61
IV.5.1.Procédure d'optimisation de régulateur PI.....	61
IV.5. 2 .Optimisation de Régulateur de PI classique .....	62
IV.5.3.Résultat de simulation de la commande DTC par utilisation PI_GWO .....	62
IV.6 .Conclusion .....	66
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>67</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>68</b>
<b>Références Bibliographiques.....</b>	<b>A</b>

## Liste des figures

### Chapitre II

<b>Fig.II.1</b> montre le principe de la transformation de Park.....	17
<b>Fig.II.2</b> Commande Directe du Couple (DTC) de la MASDS avec vecteurs de tension nuls et actifs.....	27
<b>Fig.II.3</b> Performances de la conduite de la MASDS lors le démarrage à vide.....	28
<b>Fig.II.4</b> Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant ( $C_r = 14\text{N.m}$ ).....	29

### Chapitre III

<b>Fig.III.1</b> Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux.....	34
<b>Fig.III.2.a</b> Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.....	35
<b>Fig.III.2.b</b> Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.....	35
<b>Fig.III.3</b> Trajectoire du flux statorique.....	36
<b>Fig.III.4</b> Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension.....	37
<b>Fig.III.5</b> Application d'un vecteur nul, le terme résistif est négligeable.....	38
<b>Fig.III.6</b> Contrôle à hystérésis à deux niveaux.....	40
<b>Fig.III.7</b> Correcteur du couple à trois niveaux.....	41
<b>Fig.III.8</b> Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MASDE.....	43
<b>Fig.III.9</b> Commande DTC de la MASDE sans réglage de la vitesse.....	45
<b>Fig.III.10</b> Commande DTC de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge $C_r = 15\text{N.m}$ à $t = 3\text{ s}$ .....	46
<b>Fig.III.11</b> Comportement de la MASDE vis-à-vis à variation de vitesse $314\text{ rad/s}$ à $260\text{ rad/s}$ à l'instant $t = 2.5\text{ s}$ .....	46
<b>Fig.III.12</b> Comportement de la MASDE vis-à-vis une variation de la charge $C_r = 15$ et $20\text{ N.m}$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2, 3.5]$ et $[3.5, 5]$ s.....	47
<b>Fig.III.13</b> Comportement de la MASDE vis-à-vis l'augmentation de la résistance statorique de $50\%$ à partir de $t = 1.5\text{ s}$ .....	48

### Chapitre IV

<b>Fig.IV.1</b> Exemple de classification des méthodes métaheuristiques.....	52
<b>Fig.IV.2</b> Exemple de l'optimum global d'un problème d'optimisation.....	52
<b>Fig.IV.3</b> Hiérarchie du loup gris (la dominance diminue de haut en bas).....	54
<b>Fig.IV.4</b> Comportement de chasse des loups gris : (A) chasse, approche et suivi des proies (B-D) poursuite, harcèlement et encerclement (A) situation stationnaire et attaque.....	56
<b>Fig.IV.5</b> Vecteurs de position 2D et 3D et leurs prochains emplacements possibles.....	57
<b>Fig.IV.6</b> Mise à jour du poste dans GWO.....	58
<b>Fig.IV.7</b> Attaquer une proie ou rechercher une proie.....	59

<b>Fig.IV.8</b> Pseudo code de l'algorithme GWO. ....	60
<b>Fig.IV.9</b> Organigramme de l'algorithme GWO. ....	61
<b>Fig.IV.10</b> Principe d'optimisation de la commande DTC par algorithme génétique. ....	62
<b>Fig.IV.11</b> Principe d'optimisation de la commande DTC par algorithme génétique. ....	63
<b>Fig.IV.12</b> Variation de Vitesse sans et avec de l'Algorithme GWO. ....	64
<b>Fig.IV.13</b> variation de charge mécanique sans et avec de l'Algorithme GWO ....	66
<b>Fig.IV.14</b> Cercle de flux statorique son et avec GWO . ....	66

### **Annexes**

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

## Liste des tableaux

### Chapitre I

<b>Tab.I.1</b> Machines multi-phasées de type-1. ....	6
<b>Tab.I.2</b> Machines multi-phasées de type-2.....	7

### Chapitre III

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

### Chapitre IV

<b>Tab.IV.1</b> paramètres de Algorithme Gray Wolf utilisé .....	63
<b>Tab.IV.2</b> Valeurs numériques de la DTC avec PI et PI-GWO.....	67

### Annexes

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

## Glossaire

### Symboles

**MADS**: Machine Asynchrone à Double stator.

**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.

**GWO** : Gray Wolf optimiser .

### Notations

Liste non-exhaustive des principaux paramètres et variables.

#### Paramètres de modélisation de la MADS:

$R_s$	( $\Omega$ )	Résistance statorique par phase,
$R_r$	( $\Omega$ )	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,
$\sigma$	(-)	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:**

$V_{S_{a,b,c}}$	(V)	Tensions instantanées statoriques triphasées,
$V_{S_{d,q}}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$V_{S_{\alpha,\beta}}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$[V_{S_a}, V_{S_b}, V_{S_c}]^T$	(V)	Vecteur des tensions instantanées des phases a, b et c statoriques,
$V_S$	(V)	Module du vecteur de tension statorique,
$i_{S_{a,b,c}}$	(A)	Courants instantanés statoriques triphasées,
$I_{S_{d,q}}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$I_{S_{\alpha,\beta}}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$[I_{S_a}, I_{S_b}, I_{S_c}]^T$	(A)	Courants instantanés statoriques triphasées,
$P_S$	(W)	Puissance active statorique,
$Q_S$	(VAR)	Puissance réactive statorique.

**Grandeurs électriques au rotor :**

$V_{r_{a,b,c}}$	(V)	Tensions instantanées rotoriques triphasées,
$V_{r_{d,q}}$	(V)	Tensions rotoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$V_{r_{\alpha,\beta}}$	(V)	Tensions rotoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$[V_{r_a}, V_{r_b}, V_{r_c}]^T$	(V)	Vecteur des tensions instantanées des phases a, b et c rotoriques ,
$V_r$	(V)	Module du vecteur de tension rotorique,
$i_{r_{a,b,c}}$	(A)	Courants instantanés rotoriques triphasées,
$I_{r_{d,q}}$	(A)	Courants rotoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$I_{r_{\alpha,\beta}}$	(A)	Courants rotoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$[I_{r_a}, I_{r_b}, I_{r_c}]^T$	(A)	Courants instantanés rotoriques triphasées,
$P_r$	(W)	Puissance active rotoriques ,
$Q_r$	(VAR)	Puissance réactive rotoriques .

**Grandeurs magnétiques au stator:**

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

**Grandeurs magnétiques au rotor :**

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

**Grandeurs mécaniques:**

$\omega_r$	(rad/s)	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
$\omega_s$	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs statoriques (champ tournant), Pulsation
$\omega_{sr}$	(rad/s)	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 multi-phasées (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 multiphasée est utilisée dans plusieurs applications surtout dans le domaine des fortes puissances, entre autre, dans la production éolienne d'énergie électrique.

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 multi-phasées, 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 à la machines asynchrones à double stator MADS permettra d'obtenir des meilleurs 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 , la controle direct du couple du moteur a induction double stator utilisant la technique d'optimisation gray wolf

**Pour cela, notre manuscrit est organisé en cinq 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 associé 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 de l'Algorithme Loup Gris (Gray Wolf) avec la commande DTC de la MADS , dans le but d'optimiser les gains du régulateur PI, afin d'avoir améliorer les performance de la commande DTC de la MADA .

On clôturera la manuscrit par une conclusion générale dans laquelle sont valorisés les différents développements effectués. Des perspectives pour ce travail sont également envisagées.

# Chapitre I

## Etat de l'art sur la machines asynchrones à double stator MADS

### I.1 introduction:

Depuis les années 20 les machines asynchrones à double stator ont été utilisées dans beaucoup applications, pour leurs avantages dans la segmentation de puissance, la fiabilité et les pulsations réduites au minimum de couple. La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons lui appliqué une commande particulière [1].

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduisent à concevoir et exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques[1].

La machine asynchrone à double stator (MASDS) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc, Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine[2].

Le modèle de la machine asynchrone à double stator est un système de dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation d'une transformation de Park, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable[2].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à double stator (MASDS) basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime dynamique.

### 1.2 Histoire des Machines Electriques :

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée. En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedriche Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène. En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu[2].

En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur. En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable. En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles. En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes. En 1865 l'Italien Antonio Paccinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré. En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.)[3]. Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique. On remarque sur ce brève historique que les chercheurs ainsi que les ingénieurs n'ont pas cessé d'améliorer, de développer et d'inventer d'autres machines, qui ont satisfait les besoins de plusieurs applications industrielles et domestiques, ce que a donné lieu à de nombreuses machines allant de "micro machines" aux "giga machines". Les possibilités de conditionnement de l'énergie électrique, qu'offre l'électronique de puissance, ont non seulement permis de modifier considérablement les conditions de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, mais elles ont également conduit au développement de nouvelles classes de machines comme par exemple les machines à courant continu du type brushless (sans balais), etc. Ces machines peuvent être classées de plusieurs manières[3].

### **I.3. Classification des machines électriques :**

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières[5] :

- *Selon la façon d'alimenter ou de délivrer le courant/ tension.*
- *Selon la construction.*

#### **I.3.1.Selon le type d'alimentation :**

- Machines à Courant Continu.
- Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound.
- Machines à courant alternatif.
- Machines synchrones.- Machines asynchrones.

#### **I.3.2.Selon leur construction :**

- Machines asynchrones.
- Machines sans collecteur.
- Machine synchrone à aimants permanents.

- Machines avec collecteur.
- Machines à courant continu.
- Machines synchrones.

De plus, les machines multiphasées (dont le nombre de phases est supérieurs à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs, dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous

#### **I.4. Les caractéristiques des machines multi phases :**

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques) qui est ou nom multiple de trois on distingue deux types de "machines multi phases de type 1" sont appelées "les machines multi phases" et "machines multi phases de type 2" [1]. De plus, on considère rarement les ou le nombre de phases est un nombre pair sauf si celui-ci est un multiple de trois On peut avoir plusieurs configurations possible dans une machines à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacentes .C-à-est dire le décalage entre les étoile, pour pouvoir différencier entre les configurations possibles, on peut introduire un autre terme : le nombre de phases équivalent, il est définit comme suit :

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

Par exemple : une machine double étoile hixa phases (6 phases) et le décalage angulaire entre les étoiles  $\alpha = \frac{\pi}{6}$  des caractéristiques différentes de celles d'une machine ayant même nombre de phase mais leur étoile sont décalées  $\frac{\pi}{3}$

##### **I.4.1. Les machine multi phases de type1 :**

Dans ce type de machines le nombre de phases statoriques est un multiple de trois[1], on puisse les grouper en  $\eta$  étoile triphasées :

$$nph = 3\eta \quad \eta = (1,2,3 \dots \dots) \quad (I.2)$$

Nombre de Phases ( $n_{ph}$ )	Nombre équivalent de phase ( $n_{ph} \alpha$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) 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 multi-phasées de type 1

#### I.4.2. Les machines multiples de type2 :

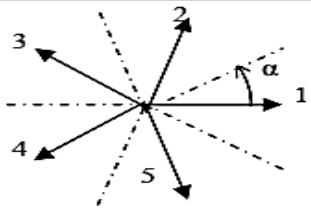
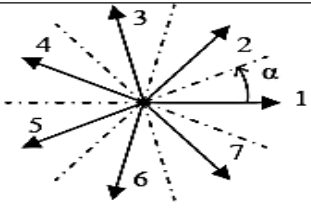
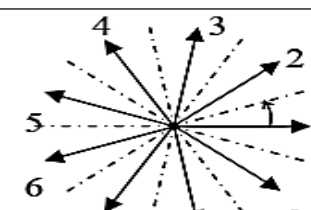
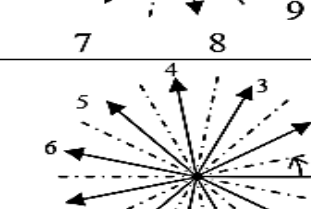
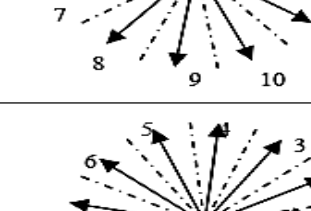
Les machines multiples de type2 dont le nombre de phases statorique(  $n_{ph}$  ) impaire

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

Pour le décalage angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacents, les phases sont décalées régulièrement

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

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

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

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

### I.5. Principe de fonctionnement de la machine multi-phasés :

On prendre comme exemple le principe de fonctionnement de la machine double étoile[7], Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle  $\alpha$ )[3]. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques «fs » 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 « $\omega_s$  ». Elle définit comme suite[6] :

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

Ces deux Champs tournants produisent 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 « $\omega_r$  » 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 :

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

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

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

### 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[2] .

- \*Une étoile de forte puissance à un grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses devient.
- \*Une étoile de faible puissance à un faible nombre de paires de pôles permettant de fonctionner aux vitesses de vent élevées .

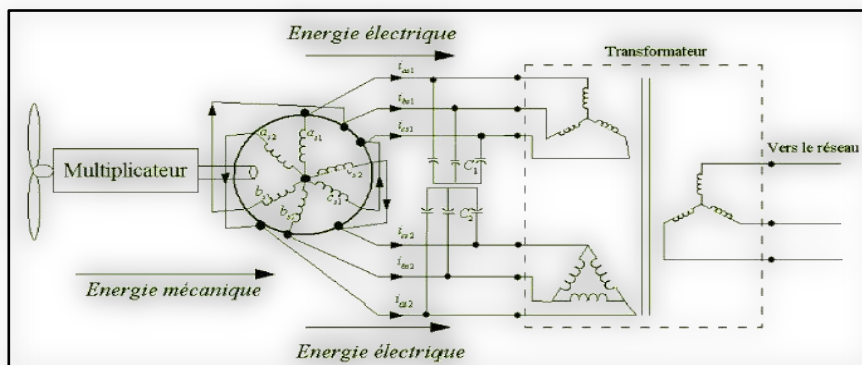


Figure (I.1): Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phase

### **I.7. Avantages des Machines Multi phases :**

Les machines multi phases ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double stator (MASDS), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multi phases. En effet, les variateurs multi phases présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées[3] .

- \* 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[4]:

- \* 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 stator est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

### **I.9. Conclusion :**

Ce chapitre a été consacré aux machines multi phases et ce qu'elles pourraient apporter de plus que les machines triphasées. On s'intéresse aux machines les plus courantes, les machines double stator (MADS) et vu ses avantages, il est très intéressant de pouvoir étudier cette dernière en fonctionnement (moteur). Par la suite nous passons tout d'abord à la modélisation de la MADS.

## 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'écureuil 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 :**

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

**Pour l'étoile 2:**

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

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<sup>ere</sup> 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[INB], 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]

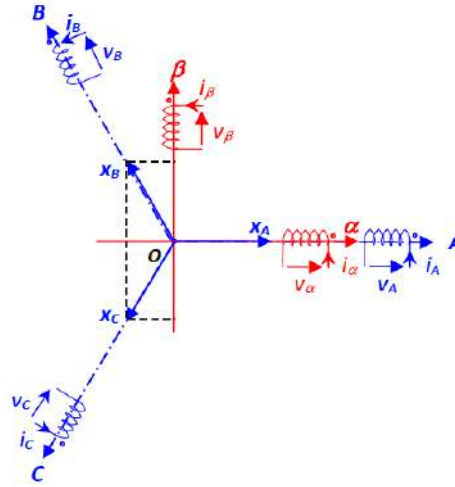
On démontre que la puissance complexe est invariante lors d'une transformation si la matrice de passage est unitaire. De même, on démontre que la puissance instantanée est invariante si la matrice de passage est orthogonale [8].

### 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 ( $X_\alpha, X_\beta$ ), 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,o). Le référentiel  $(\alpha,\beta,0)$  est toujours fixe, par rapport à (A,B,C), par contre le référentiel (d,q,o) 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.

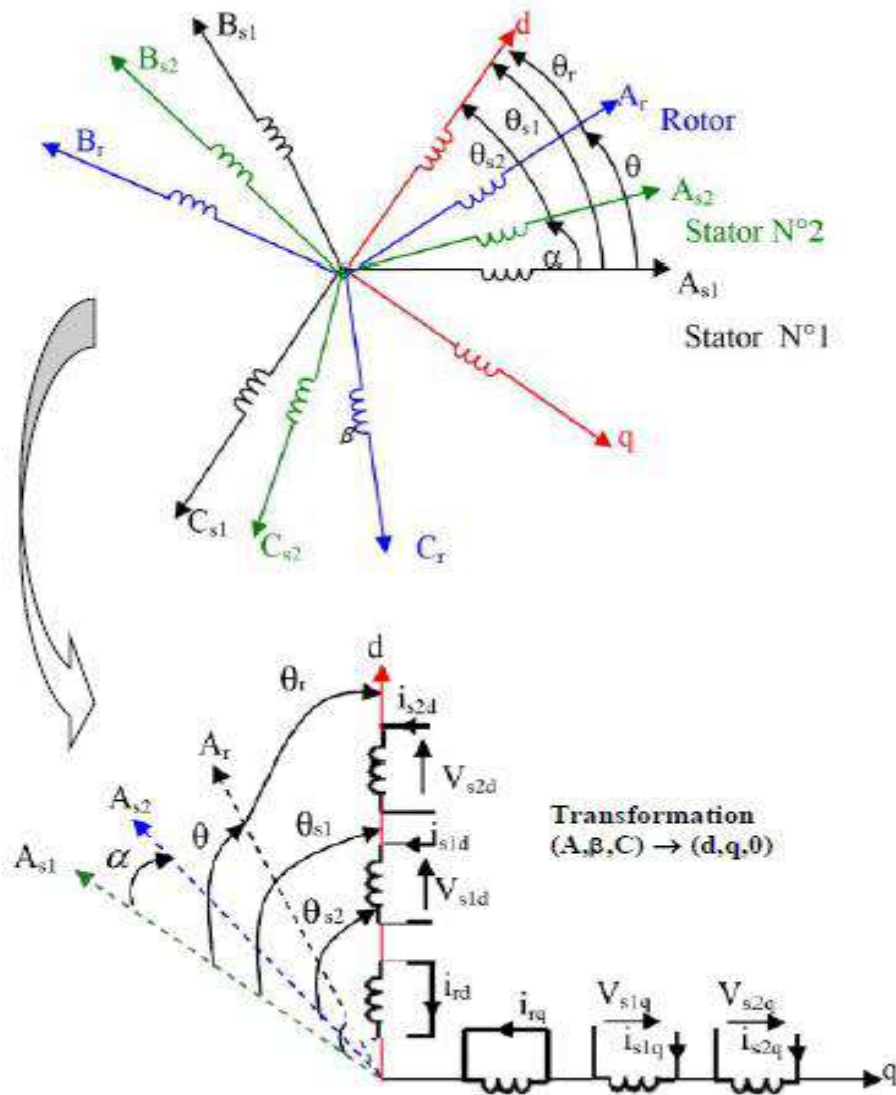
On désigne par : "d" l'axe direct et par "q" l'axe en quadrature arrière.

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 :

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

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

Les nouvelles variables  $X_d$  et  $X_q$  sont appelées respectivement composantes directe et en quadrature.

La transformation inverse est définie par :

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

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

$[P(\theta)]$  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

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

#### 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 memeraisonnement que pour l'étoil 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 facon 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 :  $\omega_{sr}$  présente la vitesse de Glissement

$\omega_r$  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 :

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

Pour la première étoile en multipliant:

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

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

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

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).

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

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

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

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

### I.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 :

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

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 :

- <sup>1<sup>er</sup></sup> Le premier terme représente les pertes de joules au niveau du stator ;
- <sup>2<sup>ème</sup></sup> Le deuxième terme représente la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- <sup>3<sup>ème</sup></sup> 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

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

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

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

P : nombre de pair de pôle.

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

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

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 :

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

### 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 :

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

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

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

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

### 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.

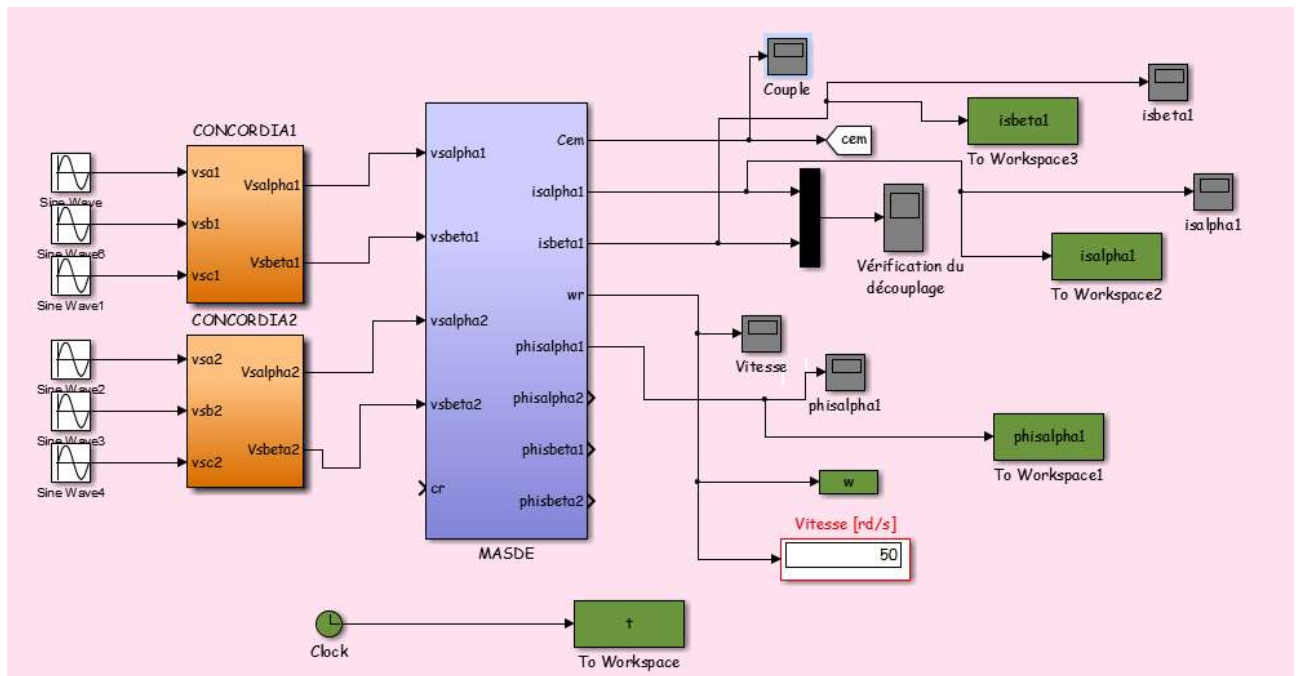


Figure II.3 : Présentation du le modèle Simulink de la machine asynchrone double étoile.

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 ( $V_s = 220 \text{ V}$ ).

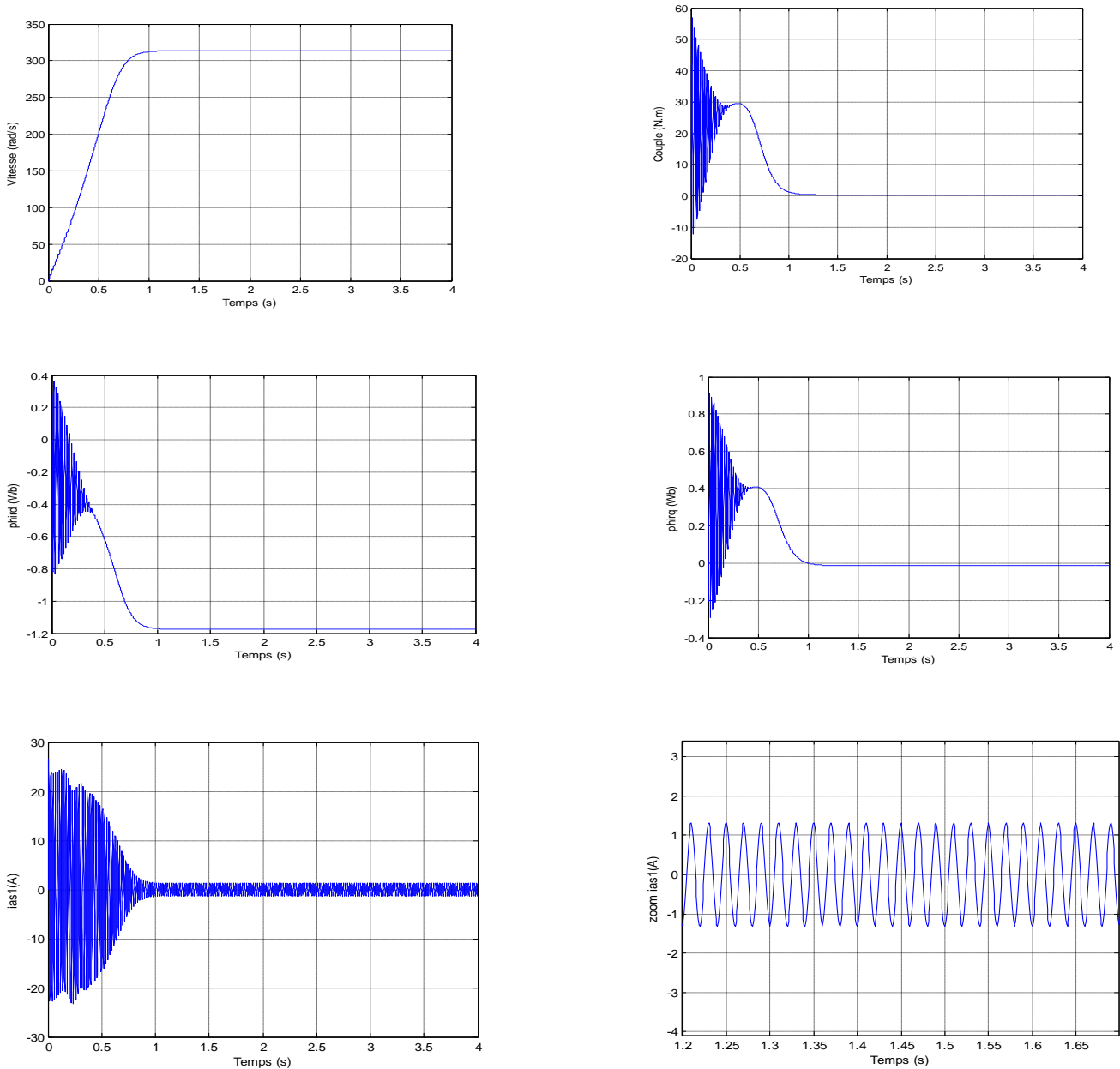
$\omega_s$  : Pulsation d'alimentation ( $\omega_s = 100 \cdot \pi = 314 \text{ rad/s}$ ).

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:**

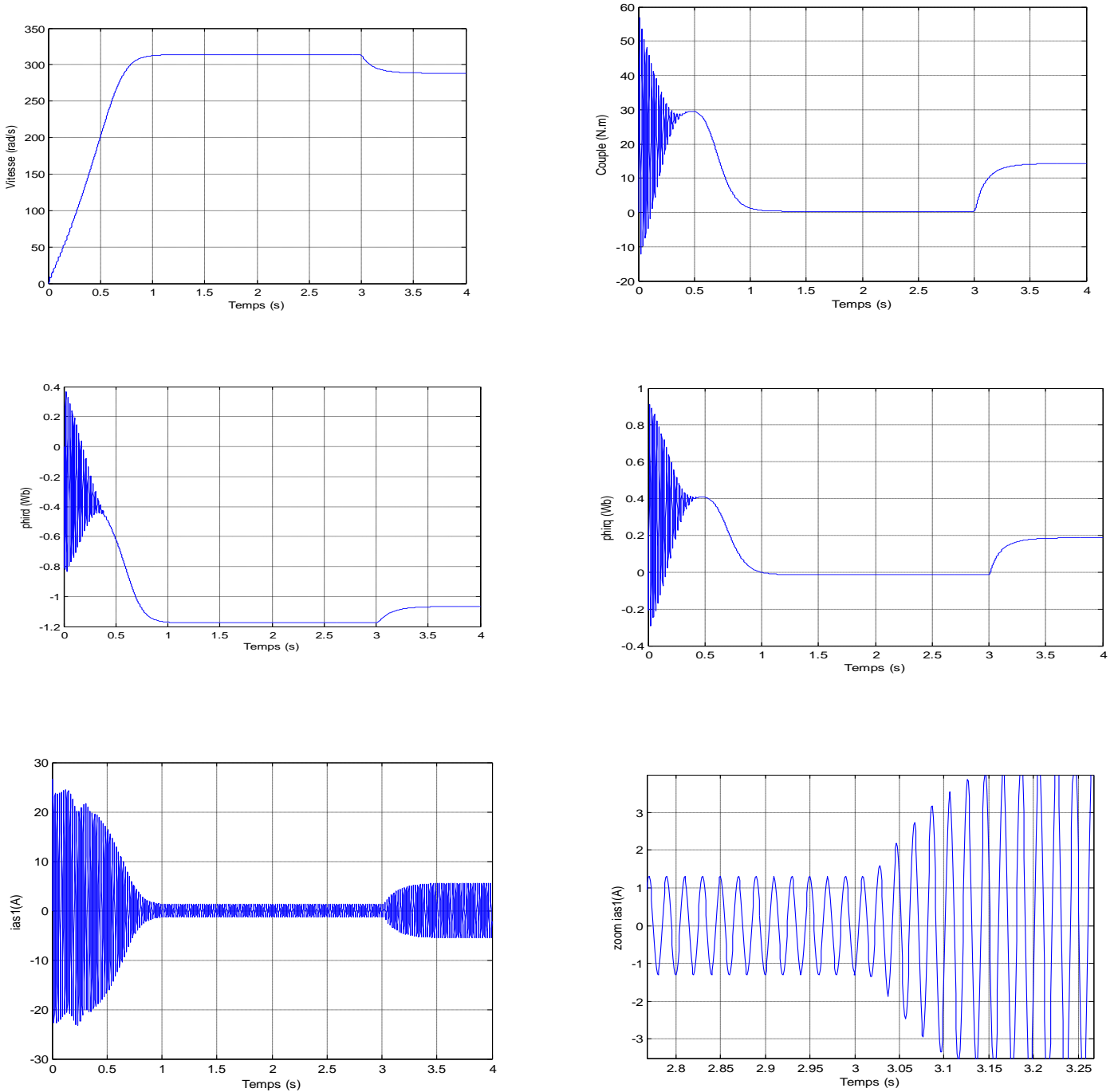
\*Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide  $C_r = 0$ .



**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  $313.52 \text{ rad/s}$  très proche de celle du synchronisme après un régime transitoire d'environ  $1.07 \text{ s}$  (début du régime permanent).
- Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de  $57 \text{ N.m}$  et présente des oscillations qui disparaissent au bout de  $0.5 \text{ s}$  où il rejoint  $29.5 \text{ N.m}$ , puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de  $0.314 \text{ N.m}$ , qui est due aux frottements.
- L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique tel que : le flux  $\Phi_{dr}$  à des oscillations presque dans la zone négative et se stabilise à la valeur  $-1.17 \text{ Wb}$ , par contre le flux  $\Phi_{qr}$  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  $-1.6 \text{ A}$ . 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  $25 \text{ A}$  pour permettre au couple électromagnétique de variation l'inertie de la machine, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances ( $0.9\text{s}$ ) pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante ( $1.3\text{A}$ ) 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  $14.28 \text{ N.m}$ .
- Le flux  $\Phi_{dr}$  lors de l'application de la charge, augmente de  $-1.17 \text{ Wb}$  à  $-1.06 \text{ Wb}$ , aussi le flux  $\Phi_{qr}$  augmente de  $0 \text{ Wb}$  à  $0.15 \text{ Wb}$ .
- 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 MASDE 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 :

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») obtenue pour une réponse rapide du couple, cette commande a été développée plus d'une dizaine d'années par des chercheurs japonais et allemands (Takahashi et Noguchi, 1984, 1985; Depenbrock 1985), et la première application industrielle de la commande DTC par ABB en 1995.[19] Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis [40]. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [41]. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible. La technologie moderne des systèmes d'entraînements exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse et du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible. Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MASDE..[40]

### III.2 Principe de la commande DTC :

La commande de couple directe nom est dérivé par le fait que, sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande de régulateurs à hystérésis prédéterminée [42]. L'objectif d'une commande « DTC » est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou

inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique [41]. La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Ainsi la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage. Deux contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs. [43]

Dans une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont : [41]

- ✓ La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ✓ La commande indirecte des intensités et tensions statorique de la machine.
- ✓ L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- ✓ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- ✓ L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

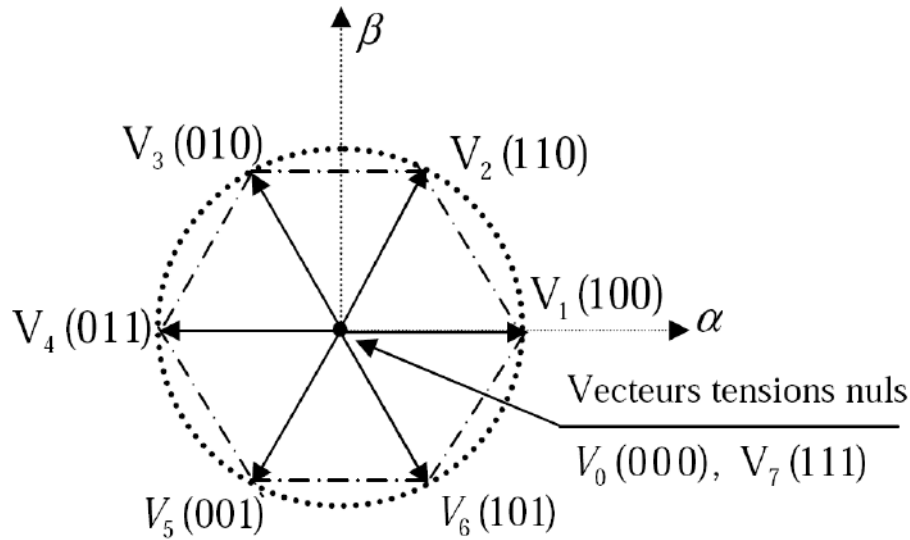
### III.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur :

En appliquant la transformation de Park, aux tensions phase-neutre données par (II-90), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} [ S_1 + S_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_3 e^{-j\frac{2\pi}{3}} ]$$

On désigne par séquence de niveau de phase chaque combinaison des variables  $S_1, S_2, S_3$  donnant un élément de l'ensemble  $(S_1, S_2, S_3)$  ces variables sont de nature binaire ; il y a au total huit séquences de niveau de phase différent.

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure (III.1)



**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  $(\alpha, \beta)$  lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l'équation suivante:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{III-1})$$

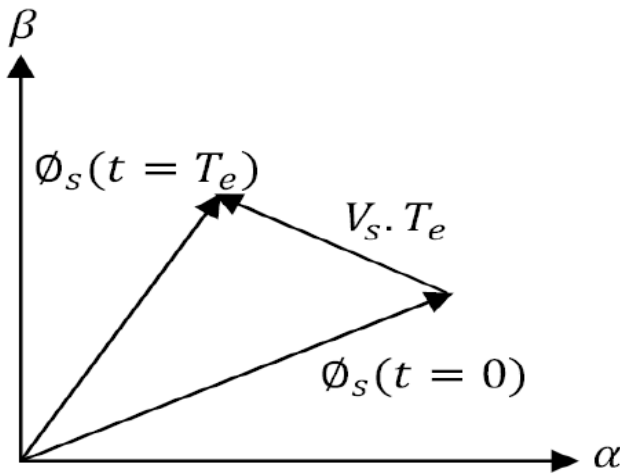
Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante:

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III-2})$$

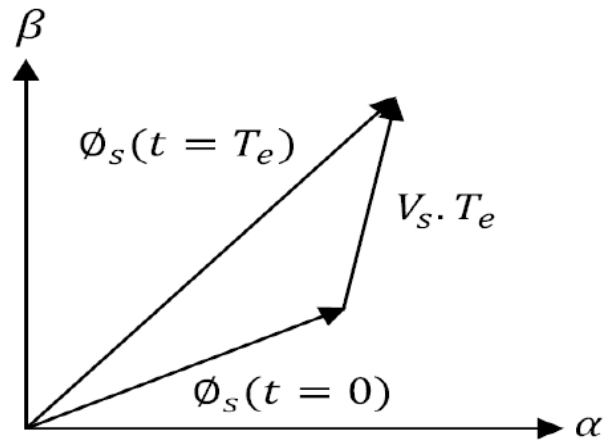
Sur l'intervalle  $[0, T_e]$ , si pour simplifier on considère le terme  $R_s I_s$  comme négligeable (pour les grandes vitesses), on aura l'équation : [49]

$$\bar{\Phi}_s(T_e) \approx \bar{\Phi}_s(0) + \bar{V}_s T_e \rightarrow \bar{V}_s T_e \approx \Delta \bar{\Phi}_s \quad (\text{III-3})$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine (Fig.III.2.a, Fig.III.2.b).[41]



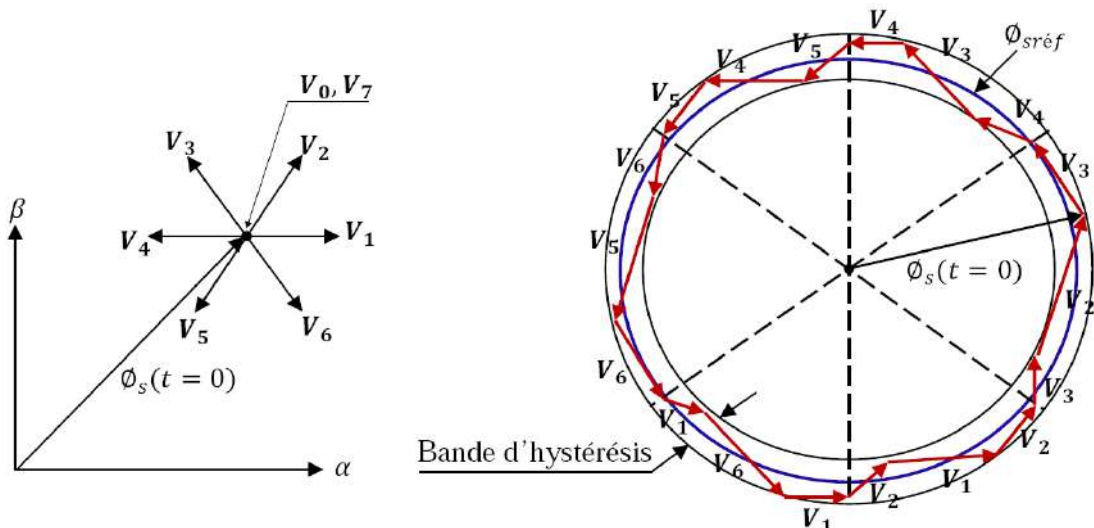
**Fig.III.2.a :** Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique



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

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (figure (III.2.a) et (III.2.b)). Ainsi, selon le choix du vecteur 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 quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante.

Cette conclusion est illustrée par la figure (III.3) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence. [47]



**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 :[41] [44] [45] [46]

$$C_{em} = K(\Phi_s * \Phi_r)(III-4)$$

$$C_{em} = K|\Phi_s| * |\Phi_r|\sin(\gamma) \quad (III-5)$$

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

$$K = \frac{3 p M_{sr}}{2 \sigma L_s . L_r} (III-6)$$

$M_{sr}$  : L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion de Blondel.

$\Phi_s$  : le flux de stator.

$\Phi_r$  : le flux de rotor.

$\gamma$  : l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

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

$$\begin{cases} \Phi_s = [\varphi_s, \theta_s] = \varphi_s \cdot e^{j\theta_s} \\ \Phi_r = [\varphi_r, \theta_r] = \varphi_r \cdot e^{j\theta_r} \end{cases} (III-7)$$

Où  $\varphi_s$  et  $\varphi_r$  : 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 : [46]

$$C_{em} = K \Phi_{sréf} * \Phi_{r0} \sin(\gamma_0) (III-8)$$

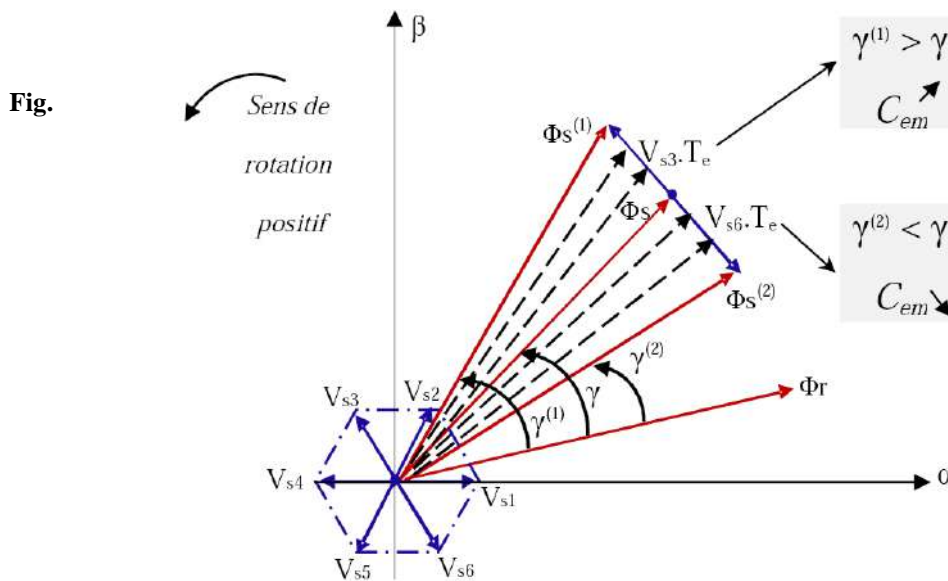
Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence, l'expression (III-9) devient :[46]

$$C_{em} = K \Phi_{sréf} * \Phi_r \sin(\gamma) (III-9)$$

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, que les modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximativement constants. [46]

L'équation (III-9) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle  $\gamma$ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique (Fig.III.4).[46]

Afin d'augmenter rapidement l'angle  $\gamma$  et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En (Fig.III.4), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard. [46]



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

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

Quand le terme résistif peut être négligé, c'est-à-dire pour les fonctionnements à vitesse élevée, l'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux statorique. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi l'angle  $\gamma$  qui existe entre le flux statorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement. [47] (Fig.III.5).

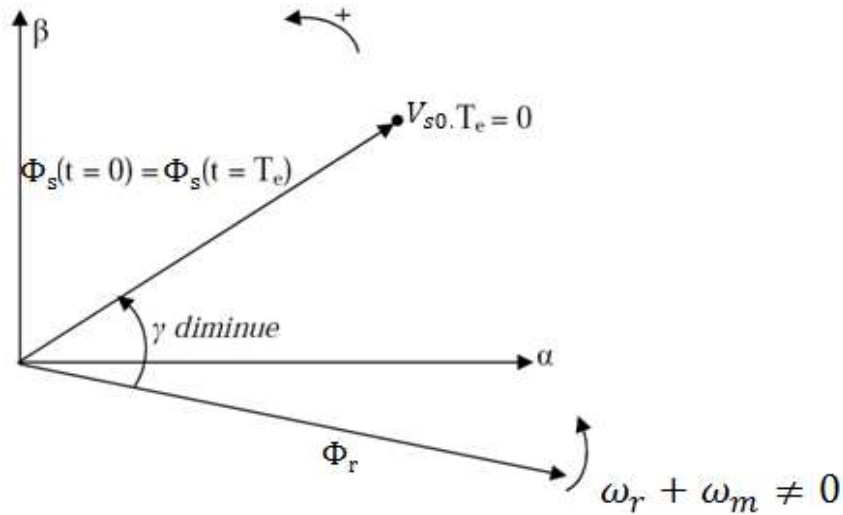


Fig. III. 5 : Application d'un vecteur nul, le terme résistif est négligeable

#### III.4.4 Estimation du flux statorique:

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante.[2]

$$\overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{III-10})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes  $(\alpha, \beta)$ , tel que :

$$\overline{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{III-11})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

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

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

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  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$ ,  $V_{CN}$ . [2]

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{dc} \left[ S_1 - \frac{1}{2} (S_2 + S_3) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_{dc} (S_2 + S_3) \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

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

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III-15})$$

L'angle  $\alpha_s$  entre le référentielle statorique et le vecteur flux  $\Phi_s$  est égal :

$$\alpha_s = \arctan\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) \quad (\text{III-16})$$

### 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 : [41] [42]

$$C_{em} = p. (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{III-17})$$

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 l'extrémité du vecteur  $\overline{\Phi_s}$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.3).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\overline{\Phi_s}$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne  $cflx$  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) [47].

$$\left| \Phi_{s\text{réf}} - \widehat{\Phi}_s \right| \leq \Delta \Phi_s \quad (\text{III-18})$$

avec

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

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

$\widehat{\Phi}_s$  : flux estimé.

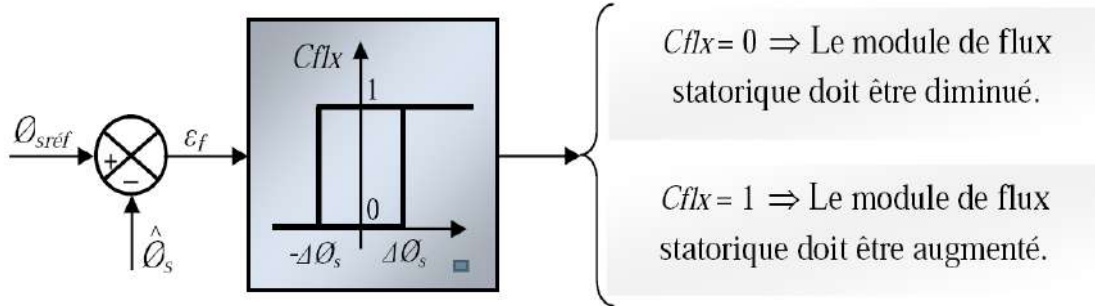


Fig.III.6 :Contrôle à hystérésis à deux niveaux

### III.5.2Elaboration du contrôleur du couple :

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une banded'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deuxniveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour lecontrôle du module de flux statorique(Fig.III.6), il présente l'avantage de la simplicitéd'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation;donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases dela machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans lesdeux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur,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*=-1pour une consigne négative) ou diminuée (*ccpl*= 0). La figure (Fig.III.7)montre ce type decorrecteur. [41] [47] [50].

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

Avec :  $C_{réf}$  :le couple de référence.

$\Delta C$  : L'écart d'hystérésis du contrôleur de couple.

$\widehat{C}_{em}$  : couple électromagnétique estimé.

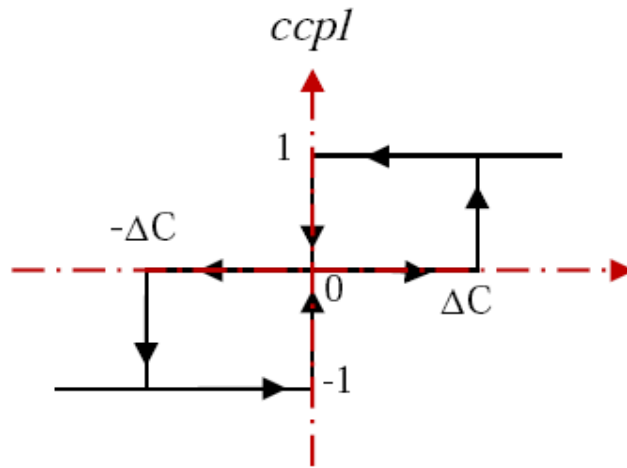


Fig.III.7 : Correcteur du couple à trois niveaux

**III.6Elaboration de la table de commutation :**

D’Après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d’échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l’erreur instantanée du flux et du couple. [17]

**III.6.1Table de commande du flux :**

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [17].

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\Phi_s \nearrow$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$
$\Phi_s \searrow$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$

Tab.III.1 : table de commande du flux

**IV.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
$C_{em} \nearrow$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$
$C_{em} \searrow$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$

Tab.III.2 : table de commande du couple

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

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
Cflx=0	Ccpl=1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	2 Niveaux
	Ccpl=0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	
	Ccpl=-1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	3 Niveaux
Cflx=1	Ccpl=1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	2 Niveaux
	Ccpl=0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	
	Ccpl=-1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	3 Niveaux

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

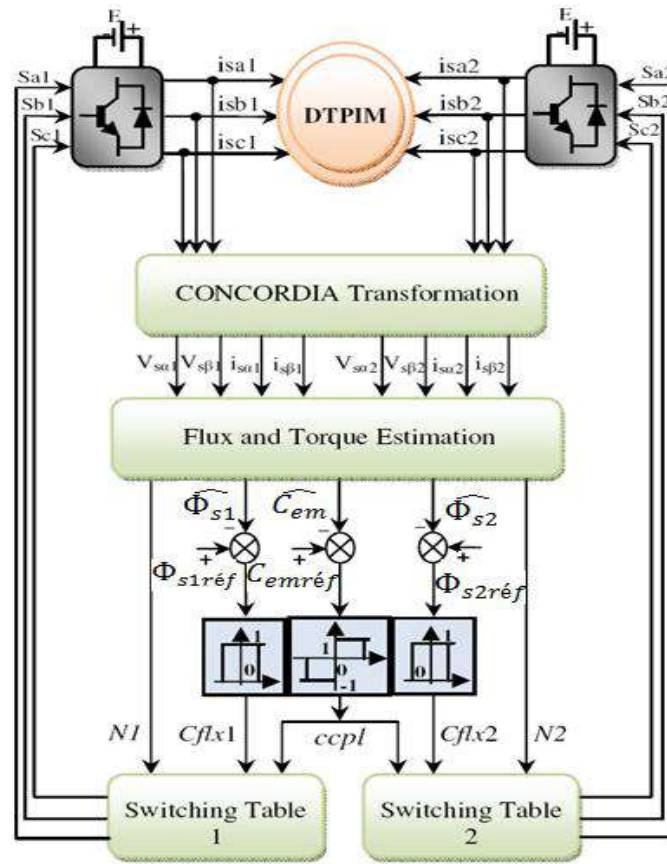
Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
Cflx=0	Ccpl= 1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	2 Niveaux
	Ccpl= 0	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	
	Ccpl= -1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	3 Niveaux
Cflx=1	Ccpl= 1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	2 Niveaux
	Ccpl= 0	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	
	Ccpl= -1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	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.



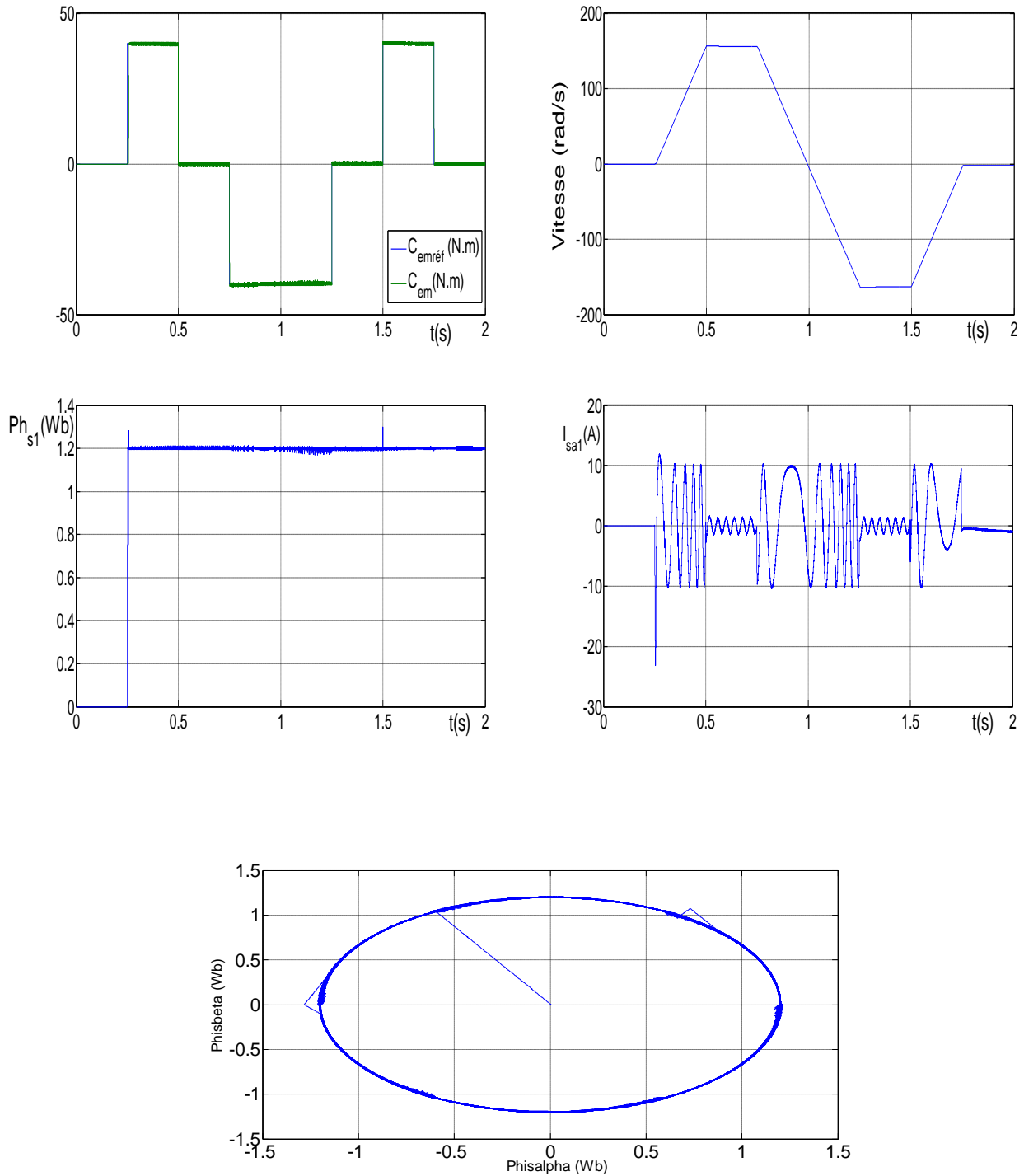
**Fig.III.8 :** Structure générale de la commande directe du couple ‘DTC’ d’une MASDE

La commande directe du couple est appliquée à un modèle de la MASDE. Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par deux onduleurs de tension à deuxniveaux qui sont commandés par la technique DTC, en absence et en présence de la boucle de réglage de la vitesse, en utilisant un comparateur du couple à hystérésis à trois niveaux, avec les vecteurs de tension nuls et non nuls (actifs).

Les simulations sont effectuées pour une période d’échantillonnage  $T_e$  égale à  $(10 \mu s)$  et un flux statorique de référence égale 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 le couple de référence et le flux statorique égale le flux imposé 1.2 Wb

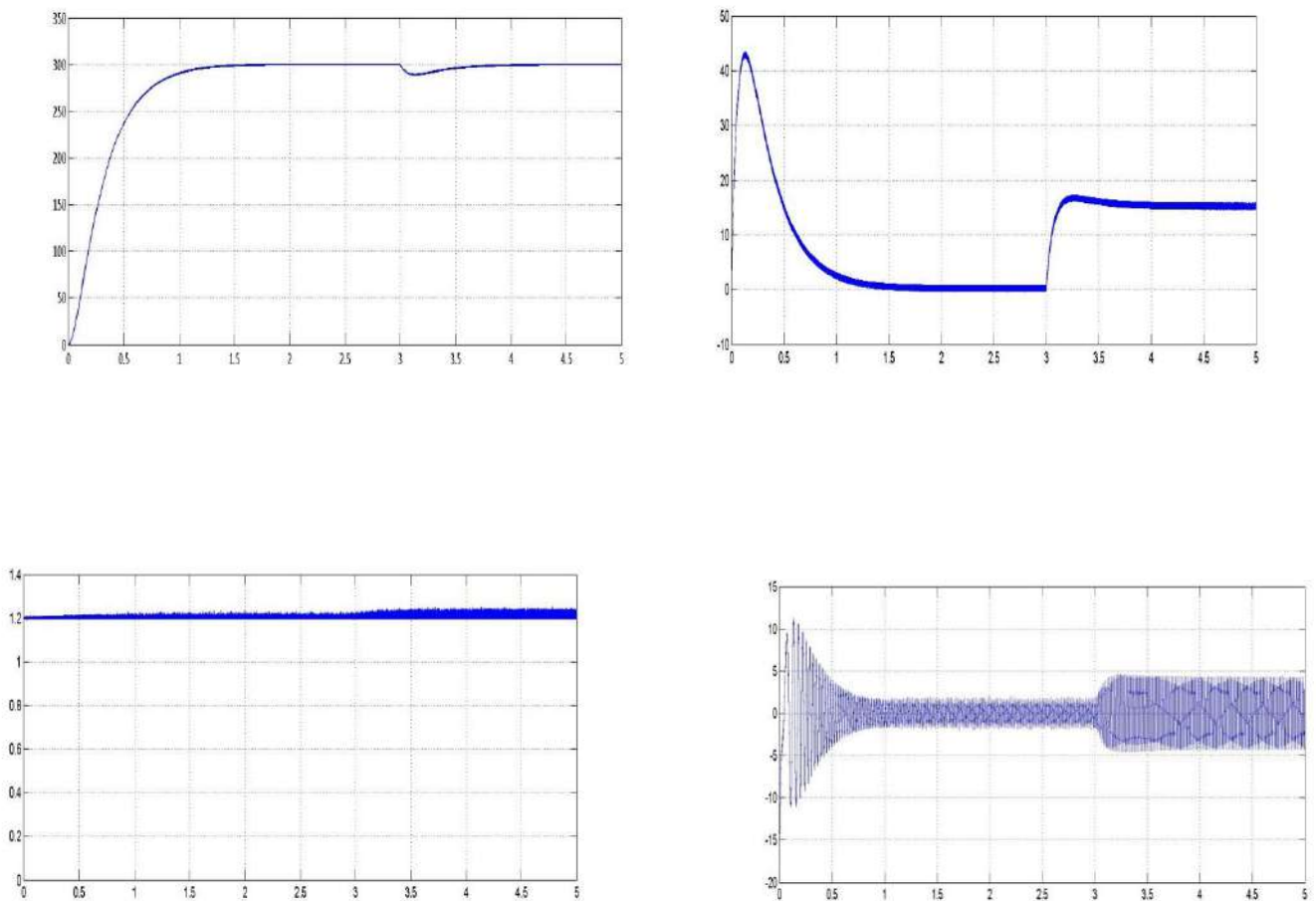
Le découplage entre flux et couple est naturelle (absence de circuits de découplage)

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.

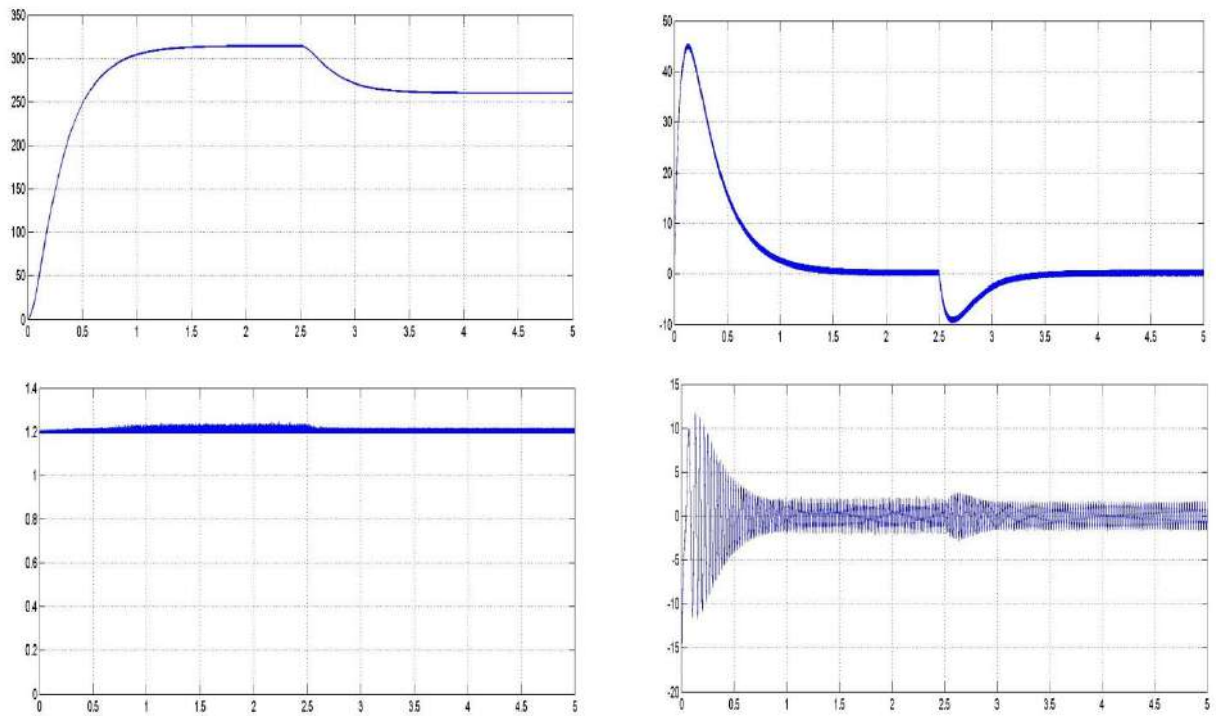
Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A ( $t = 3s$ ) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à ( $15N.m$ ), le couple électromagnétique répond pour compenser le couple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



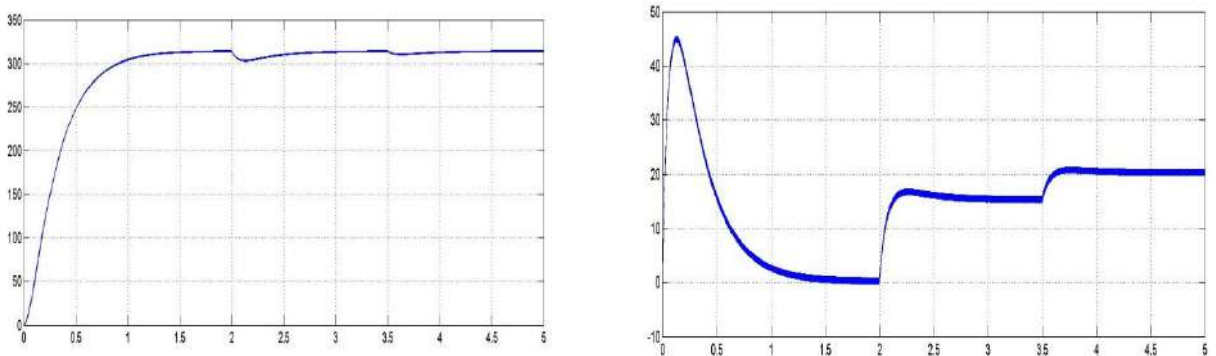
**Fig.IV.10** : Commande DTC de la MASDE avec réglage de la vitesse, suivie de l'application d'une charge  $C_r = 15N.m$  à  $t = 3 \text{ s}$

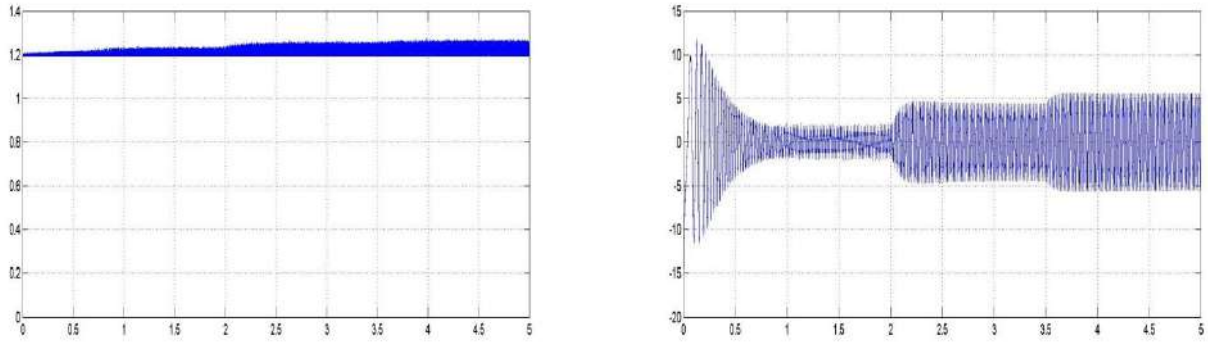
#### III.9.1 Test de robustesse :

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).

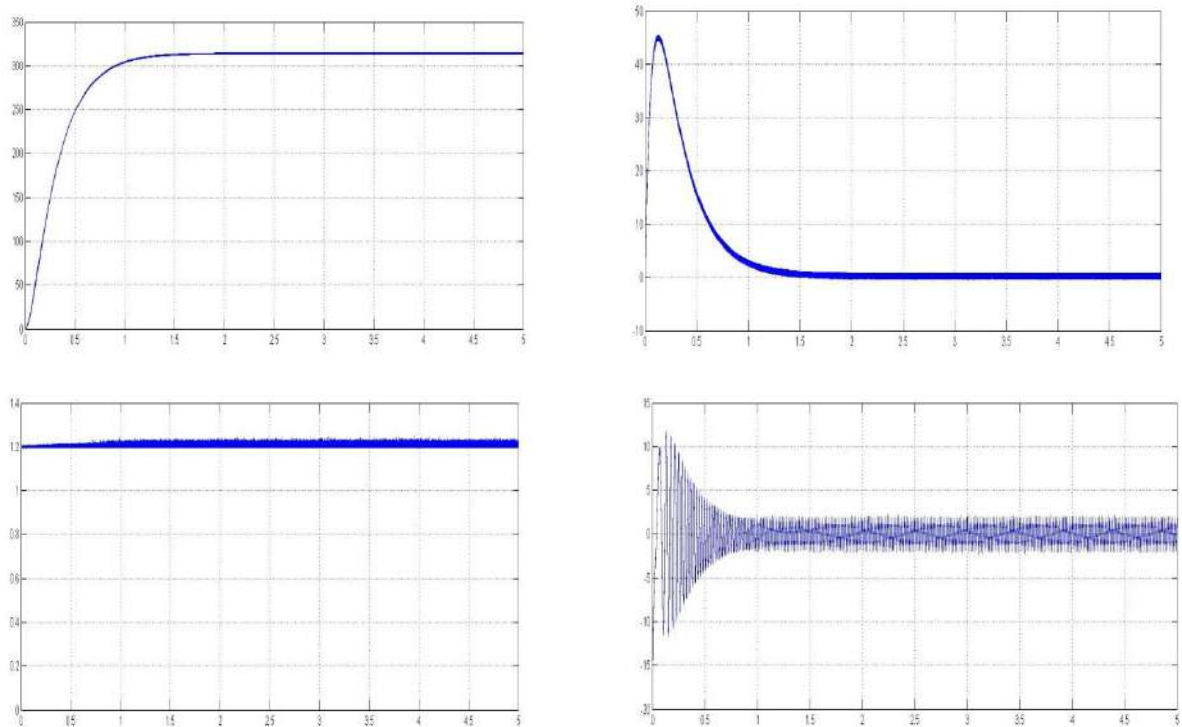


**Fig.III.11 :** Comportement de la MASDEvis-à-vis à variation de vitesse 314 rad/s à 260 rad/s à l'instant  $t=2.5s$





**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 suivre parfaitement sa consigne est sans dépassement et le flux statorique suit sa valeur de référence imposée ( $1.2$ Wb).(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  $t=1.5s$  de sa valeur nominale due à l'échauffement, ce qui montre sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (Fig.III.13).

### III.10 Avantages de la commande directe de couple :[41] [43].

- 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 :[41][50]

- 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) :[48] [49] [50]

	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« $\alpha$ , $\beta$ »
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 applications standards avec ou sans capteur de vitesse.

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

## Chapitre IV

### Commande Directe du Couple optimisé par l'Algorithme de la Loups Gris (DTC-Grey Wolf)de la MADS.

#### IV.1 Introduction

Ce travail propose une nouvelle méta-heuristique appelée Grey Wolf Optimizer (GWO) inspirée des loups gris (*Canis lupus*). L'algorithme GWO imite la hiérarchie de leadership et le mécanisme de chasse des loups gris dans la nature. Quatre types de loups gris tels que alpha, bêta, delta et oméga sont utilisés pour simuler la hiérarchie de leadership. De plus, les trois étapes principales de la chasse, de la recherche de proies, de l'encerclement des proies et de l'attaque des proies, sont mises en œuvre. L'algorithme est ensuite comparé à 29 fonctions de test bien connues, et les résultats sont vérifiés par une étude comparative avec Particle Swarm Optimization (PSO), Gravitational Search Algorithm (GSA), Differential Evolution (DE), Evolutionary Programming (EP) et Evolution Strategy (ES). Les résultats montrent que l'algorithme GWO est capable de fournir des résultats très compétitifs par rapport à ces méta-heuristiques bien connues.

#### IV.2 Algorithmes métaheuristiques ou intelligents

Les métaheuristiques sont un ensemble d'algorithmes d'optimisation heuristiques qui visent à la résolution des problèmes d'optimisation difficiles. Elles sont souvent inspirées par des systèmes naturels, qu'ils soient pris en physique (cas du recuit simulé « SA »), en biologie de l'évolution (cas des Algorithmes Génétiques GA) ou encore du comportement social dans la nature (cas des algorithmes de colonies de fourmis ou de l'optimisation par essais particuliers) [51].

Ces techniques métaheuristiques peuvent être classées en deux groupes: les méthodes basées sur population permettent d'atteindre des optimums globaux ou proche d'eux, comme les systèmes experts (ES), réseaux de neurones artificiels (ANN), génétique algorithme (GA), ainsi que les méthodes à solution unique comme le recuit simulé (SA). Les méthodes métaheuristiques ont prouvé leurs efficacités dans le domaine de l'optimisation mono-objectif. Actuellement les recherches qui utilisent ces algorithmes sont évoluées pour permettre la résolution des problèmes d'optimisation multi-objective, en tenant compte de plusieurs contraintes et de nouvelles configurations des réseaux électriques surtout avec la

pénétration des sources d'énergie renouvelable où la résolution du problème d'optimisation constitue un défi. Un exemple de classification de ces méthodes est montré dans la figure IV.1 [52]. En effet, une grande variété des techniques d'optimisation sont appliquées, et un grand nombre d'articles sont publiés dans ce sens. Parmi ces techniques, on peut citer aussi ; recherche par colonie des fourmis (ACO), Colonie d'abeilles Artificielles (ABC), Différentiel Evolutionnaire (DE), plus des techniques d'intelligence artificielle hybrides [53].

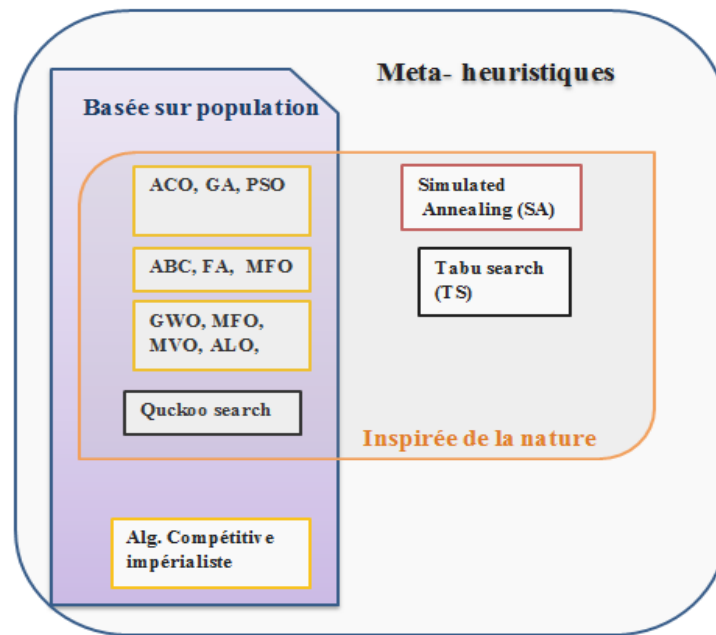


Figure IV.1 :Exemple de classification des méthodes métaheuristiques [54].

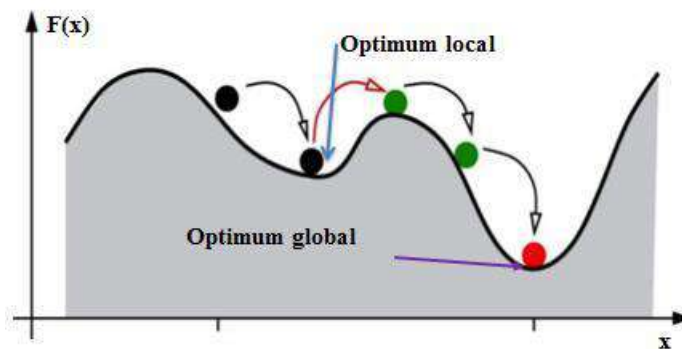


Figure IV.2 :Exemple de l'optimum global d'un problème d'optimisation.

En effet, l'optimisation basée sur l'utilisation des algorithmes métaheuristiques démarrent avec un certain réglage initial des variables de contrôle. Ces dernières évoluent à travers la procédure d'optimisation pour obtenir l'optimum global minimal/maximal d'une fonction objective. La fonction objective est le modèle mathématique qui affecte une valeur pour chaque solution dans l'espace de recherche [55]. En commençant à partir d'une solution

initiale conçue par quelques heuristiques ou méta heuristiques et puis améliorée itérativement jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt choisi soit satisfait [56]. Le critère d'arrêt peut être un temps écoulé, nombre d'itérations,...etc.

La fonction de l'algorithme métaheuristique veille de façon à déterminer la solution finale. La recherche est effectuée sous la procédure caractérisant chaque algorithme métaheuristique, mais c'est une façon qui intelligemment tend à trouver la bonne solution possible. Cependant, il n'y a pas de garantie que la solution trouvée par la métaheuristique est toujours la bonne[57].

La procédure étape par étape de tout type d'optimisation métaheuristique est donnée par :

- Initialisation de la population dans le domaine de recherche par l'attribution des valeurs aléatoires à la population.
- Evaluation de la fitness pour chaque individu de la population.
- Générer une nouvelle population par la reproduction des individus sélectionnés à travers les opérations évolutionnaires, comme la mutation, croisement...etc.
- En bouclant avec l'étape 2 jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit satisfait.

Tous les algorithmes métaheuristiques utilisent certain compromis de exploitation locale et exploration globale, et une variété des solutions lesquelles rarement réalisées à travers le choix aléatoire. Ce dernier fournit une bonne manière de se déplacer de la recherche locale vers la recherche globale figure IV.2, ainsi, les deux concepts principaux des algorithmes métaheuristiques sont [58], [59]:

- Désertification ou exploration : qui est le moyen de générer des solutions diverses de sorte que l'espace de recherche soit exploré à une échelle globale.
- L'intensification ou exploitation : qui est le moyen de visé sur la recherche dans une région locale par exploiter l'information qu'une bonne solution actuelle est trouvée dans la région, cette dernière est en combinaison avec la bonne solution déjà trouvée, permettent d'obtenir la bonne solution du problème.

### **IV.3 Méthode d'optimisation par les loups gris GWO**

La méthode GWO est un nouveau algorithme proposé par le chercheur Iranien **Mirjalili**, en 2014 [60].L'algorithme GWO utilise la simulation de l'autorité sociale représenté par le comportement d'encerclement de la victime dans le but d'obtenir la solution optimale du problème à optimiser. Cet algorithme imite la technique de domination hiérarchique des loups gris pendant la l'opération de la chasse pour la victime, et ce jusqu'à l'arrêt de leurs mouvements. Le GWO est similaire aux algorithmes basés sur population dans la recherche de la solution, par simuler le comportement naturel des loups gris dans leur vie sociale, lorsqu'ils cherchent leur nourriture.

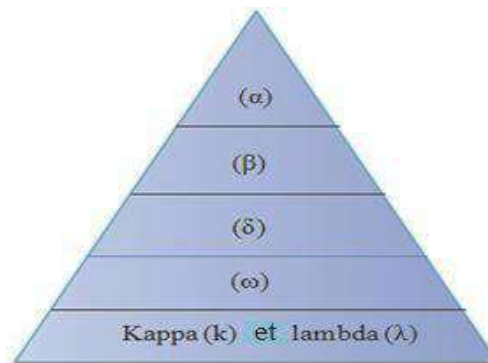
Le premier niveau représente le commandement du groupe appelé (alpha), le deuxième niveau dans la hiérarchie est appelé (beta), qui aide alpha à prendre de la décision. Le niveau suivant contient delta et oméga qui et sont les rangs les plus bas qui mangent les derniers après les loups des autres niveaux. En effet, les loups sont des chasseurs du groupe qui connaissent trois étapes principales : chasser, encercler et attaquer. L'algorithme démarre avec un nombre donné des loups gris avec leurs positions générées arbitrairement.

## IV.4 Grey Wolf Optimizer (GWO)

Dans cette section, l'inspiration de la méthode proposée est d'abord discutée. Ensuite, le modèle mathématique est fourni.

### IV.4.1 Inspiration

Le loup gris (*Canis lupus*) appartient à la famille des canidés. Les loups gris sont considérés comme des prédateurs au sommet, c'est-à-dire qu'ils sont au sommet de la chaîne alimentaire. Les loups gris préfèrent généralement vivre en meute. La taille du groupe est de 5 à 12 sur moyenne. Il est particulièrement intéressant de noter qu'ils ont une hiérarchie sociale dominante très stricte, comme le montre Figure IV.3.



**figure IV.3 :** Hiérarchie du loup gris (la dominance diminue de haut en bas)

Les leaders sont un mâle et une femelle, appelés alphas. L'alpha est principalement responsable de la prise de décision sur la chasse, le lieu de sommeil, l'heure de se réveiller, etc. Les décisions de l'alpha sont dictées à la meute. Cependant, une sorte de comportement démocratique a également été observé, dans lequel un alpha suit les autres loups dans le pack. Lors des rassemblements, toute la meute reconnaît l'alpha en maintenant la queue baissée. Le loup alpha est aussi appelé le loup dominant puisque ses ordres doivent être suivis par la meute [61]. Les loups alpha ne sont que autorisés à s'accoupler dans la meute. Fait intéressant, l'alpha n'est pas nécessairement le membre le plus fort de la meute mais le mieux en termes de gestion du pack. Cela montre que l'organisation et la discipline d'une meute sont bien plus

important que sa force. Le deuxième niveau de la hiérarchie des loups gris est la version bêta. Les bêtas sont des loups subordonnés qui aident l'alpha dans la prise de décision ou d'autres activités du pack. Le loup bêta peut être un mâle ou une femelle, et il/elle est probablement le meilleur candidat pour être l'alpha au cas où l'un des loups alpha déciderait ou deviendrait très vieux.

Le loup bêta doit respecter l'alpha, mais commande également les autres loups de niveau inférieur. Il joue le rôle de conseiller de l'alpha et disciplinier de la meute. Le bêta renforce les commandes de l'alpha tout au long de la pack et donne un retour à l'alpha.

Le loup gris le moins bien classé est l'oméga. L'oméga joue le rôle de bouc émissaire. Les loups Omega ont toujours se soumettre à tous les autres loups dominants. Ce sont les derniers loups autorisés à manger. Cela peut sembler l'oméga n'est pas un individu important dans le pack, mais il a été observé que l'ensemble du pack fait face à l'intérieur combats et problèmes en cas de perte de l'oméga. Cela est dû à l'évacuation de la violence et de la frustration de tous

loups par le(s) oméga(s). Cela aide à satisfaire l'ensemble de la meute et à maintenir la structure de domination. Dans certains cas, l'oméga est aussi la baby-sitter de la meute.

Si un loup n'est pas un alpha, un bêta ou un oméga, il est appelé subordonné (ou delta dans certaines références). Les loups doivent se soumettre aux alphas et aux bêtas, mais ils dominent l'oméga.

Scouts, sentinelles, anciens, chasseurs et les gardiens appartiennent à cette catégorie. Les scouts sont chargés de surveiller les limites du territoire et d'avertir le pack en cas de danger. Les sentinelles protègent et garantissent la sécurité de la meute. Les aînés sont les loups expérimentés qui étaient alpha ou bêta. Les chasseurs aident les alphas et les bêtas lors de la chasse aux proies et fournir de la nourriture pour la meute. Enfin, les gardiens sont chargés de soigner les faibles, les malades et les blessés loups dans la meute.

En plus de la hiérarchie sociale des loups, la chasse en groupe est un autre comportement social intéressant des loups gris. Selon Muro et al. [62] les principales phases de la chasse au loup gris sont les suivantes :

- Suiwi, poursuite et approche de la proie
- Poursuivre, encercler et harceler la proie jusqu'à ce qu'elle cesse de bouger
- Attaque vers la proie

Ces étapes sont illustrées dans Figure IV.3



**figure IV.3 :**Comportement de chasse des loups gris : (A) chasse, approche et suivi des proies (B-D) poursuite, harcèlement et encerclement (A) situation stationnaire et attaque [62]

Dans ce travail, cette technique de chasse et la hiérarchie sociale des loups gris sont modélisées mathématiquement enafin de concevoir GWO et d'effectuer l'optimisation.

#### IV.4.2 Modèle mathématique et algorithme

Dans cette sous-section, les modèles mathématiques de la hiérarchie sociale, traquant, encerclant et attaquant les proies sont prévus. Ensuite, l'algorithme GWO est décrit.

##### IV.4.2.1. Hierarchie sociale:

Afin de modéliser mathématiquement la hiérarchie sociale des loups lors de la conception de GWO, nous considérons la solution la plus adaptée comme alpha ( $\alpha$ ). Par conséquent, les deuxième et troisième meilleures solutions sont nommées bêta ( $\beta$ ) et delta ( $\delta$ ) respectivement. Le reste des solutions candidates est supposé être oméga ( $\omega$ ). Dans l'algorithme GWO, la chasse (optimisation) est guidée par  $\alpha, \beta$ , et  $\delta$ . Les loups suivent ces trois loups.

##### IV.4.2.2. Encercler la proie:

Comme mentionné ci-dessus, les loups gris encerclent leurs proies pendant la chasse. Afin de modéliser mathématiquement l'encercllement comportement, les équations suivantes sont proposées :

$$D = |CX_p(t) - X(t)| \quad (IV-1)$$

$$X(t+1) = X_p(t) - A \cdot D \quad (IV-2)$$

où indique l'itération courante, A et C sont des vecteurs de coefficients,  $X_{pis}$  le vecteur position de la proie, et X indique le vecteur de position d'un loup gris. Les vecteurs A et C sont calculés comme suit :

$$\alpha = 2(1 - t/T_{max})$$

$$A = 2.a.r_1 - a \tag{IV-3}$$

$$C = 2r_2 \tag{IV-4}$$

Avec : où les composantes de sont linéairement diminuées de 2 à 0 au cours des itérations et , sont aléatoires vecteurs dans [0,1].

Pour voir les effets des équations (IV-1) et (IV-2), un vecteur de position bidimensionnel et certains des possibles voisins sont illustrés sur la figure IV.4 (a). Comme on peut le voir sur cette figure, un loup gris en position (X,Y) peut mettre à jour sa position en fonction de la position de la proie ( $X^*, Y^*$ ). Différents endroits autour du meilleur agent peuvent être atteints par rapport à la position actuelle en ajustant la valeur des vecteurs et. Par exemple, ( $X^* - X, Y^*$ )

peut être atteint en réglant et. Les positions mises à jour possibles d'un loup gris dans l'espace 3D sont représentés sur la figure IV.4 (b). Notez que les vecteurs aléatoires et permettent aux loups d'atteindre n'importe quelle position entre les points illustrés à la figure IV.4. Ainsi, un loup gris peut mettre à jour sa position à l'intérieur de l'espace autour de la proie dans n'importe quel emplacement en utilisant les équations (IV-1) et (IV-2). Le même concept peut être étendu à un espace de recherche à n dimensions, et les loups gris se déplaceront dans hyper-cubes (ou hyper-sphères) autour de la meilleure solution obtenue jusqu'à présent.

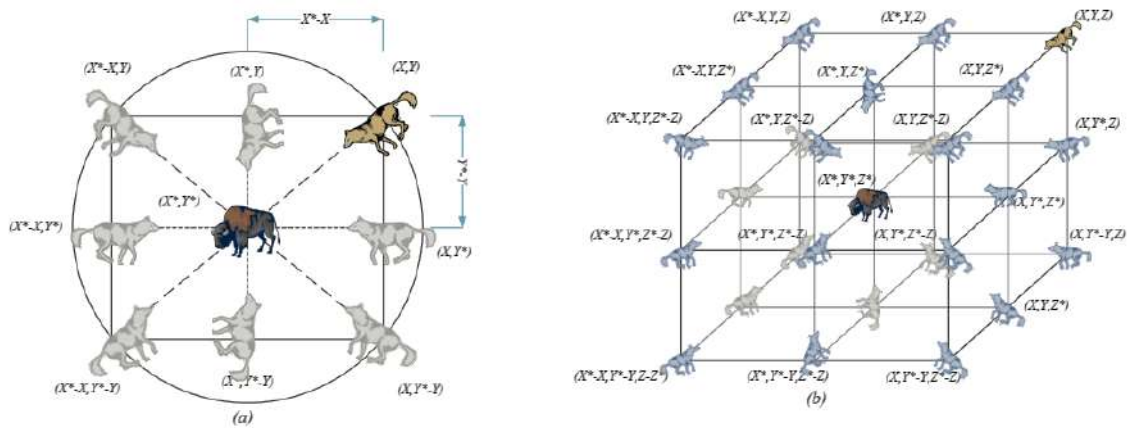


figure IV.4 : Vecteurs de position 2D et 3D et leurs prochains emplacements possibles

**IV.4.2.3 Chasse:**

Les loups gris ont la capacité de reconnaître l'emplacement des proies et de les encercler. La chasse est généralement guidée par l'alpha. Le bêta et le delta pourraient également participer à la chasse occasionnellement. Cependant, dans une recherche abstraite l'espace, nous n'avons aucune idée de l'emplacement de l'optimum (proie). Afin de simuler mathématiquement la chasse comportement des loups gris, nous supposons que l'alpha (meilleure solution candidate) bêta et delta ont une meilleure connaissance de l'emplacement potentiel des proies. Par conséquent, nous enregistrons les trois premières meilleures solutions obtenues jusqu'à présent et obliger les autres agents de recherche (y compris les omégas) à mettre à jour leurs positions en fonction de la position de le meilleur agent de recherche. Les formules suivantes sont proposées à cet égard.

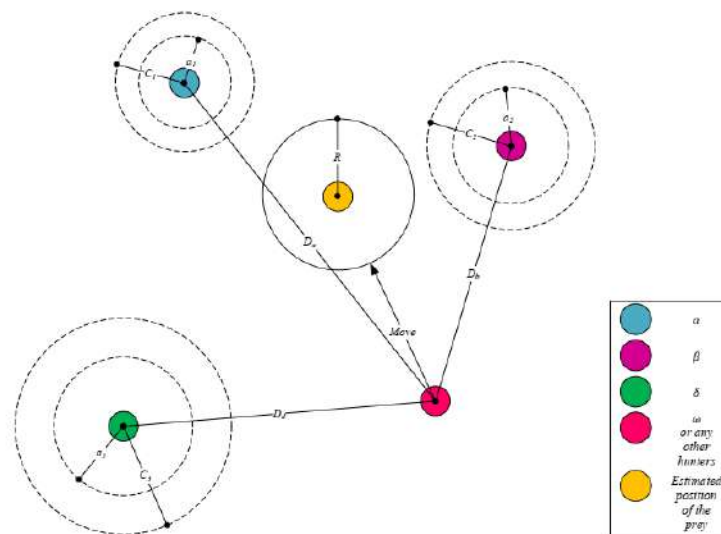
$$D_\alpha = |C_1 \cdot X_\alpha(t) - X(t)|, D_\beta = |C_2 \cdot X_\beta(t) - X(t)|, D_\delta = |C_3 \cdot X_\delta(t) - X(t)| \text{ (IV-5)}$$

$$X_1 = X_\alpha - A_1 \cdot D_\alpha, X_2 = X_\beta - A_2 \cdot D_\beta, X_3 = X_\delta - A_3 \cdot D_\delta \text{ (IV-6)}$$

$$X(t+1) = (X_1 + X_2 + X_3) / 3 \text{ (IV-7)}$$

figure.IV.5 montre comment un agent de recherche met à jour sa position selon alpha, bêta et delta dans un espace de recherche 2D.

On peut observer que la position finale serait dans un endroit aléatoire à l'intérieur d'un cercle qui est défini par les positions alpha, bêta et delta dans l'espace de recherche. En d'autres termes, alpha, bêta et delta estiment la position de la proie, et les autres loups mettent à jour leurs positions au hasard autour de la proie.



**figure.IV.5 :**Mise à jour du poste dans GWO

#### IV.4.2.4. Attaquer une proie (exploitation) :

Comme mentionné ci-dessus, les loups gris finissent la chasse en attaquant la proie lorsqu'elle s'arrête de bouger. Afin de modéliser mathématiquement en approchant de la proie nous diminuons la valeur de  $A$ . Notez que la plage de fluctuation de  $A$  est également diminuée de  $2$  à  $0$ . En d'autres termes  $A$  est une valeur aléatoire dans l'intervalle  $[-a, a]$  où  $a$  est diminué de  $2$  à  $0$  au fil des itérations. Lorsque les valeurs aléatoires de  $A$  sont dans  $[-1, 1]$ , la position suivante d'un agent de recherche peut être dans n'importe quelle position entre sa position actuelle et la position de la proie. La figure IV.6 (a) montre que  $|A| < 1$  force les loups à attaquer vers la proie.

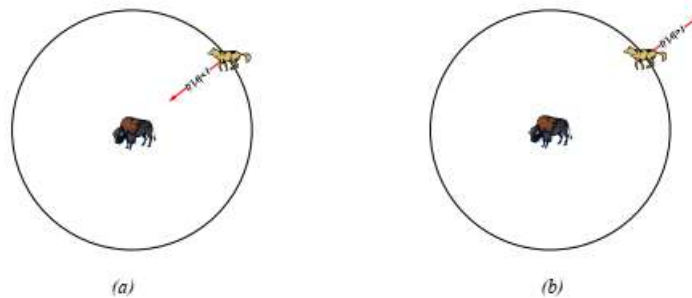


figure.IV.6: Attaquer une proie ou rechercher une proie

Avec les opérateurs proposés jusqu'à présent, l'algorithme GWO permet à ses agents de recherche de mettre à jour leur position en fonction de l'emplacement de l'alpha, du bêta et du delta ; et attaque vers la proie. Cependant, l'algorithme GWO est sujettes à la stagnation des solutions locales avec ces opérateurs. Il est vrai que le mécanisme d'encerclement proposé montre l'exploration dans une certaine mesure, mais GWO a besoin de plus d'opérateurs pour mettre l'accent sur l'exploration.

#### IV.4.2.5. Recherche de proies (exploration) :

Les loups gris recherchent principalement en fonction de la position de l'alpha, du bêta et du delta. Ils divergent de chacun l'autre pour rechercher des proies et converger pour attaquer les proies. Afin de modéliser mathématiquement la divergence, nous utilisons avec des valeurs aléatoires supérieures à  $1$  ou inférieures à  $-1$  pour obliger l'agent de recherche à s'écarter de la proie. Cela met l'accent sur l'exploration et permet à l'algorithme GWO de rechercher globalement. La figure IV.6 (b) montre également que  $|A| > 1$  force

les loups gris à s'écarter de la proie pour, espérons-le, trouver une proie plus adaptée. Une autre composante de GWO qui favorise l'exploration est. Comme on peut le voir dans l'équation (IV-4), le vecteur  $C$  contient des valeurs aléatoires dans  $[0, 2]$ . Cette composante fournit des poids aléatoires pour les proies afin d'accentuer ( $C > 1$ ) ou de réduire ( $C < 1$ ) de manière stochastique l'effet de la proie

dans la définition de la distance dans l'équation (IV-1). Cela aide GWO à afficher un comportement plus aléatoire tout au long de l'optimisation, favorisant l'exploration et l'évitement des optima locaux. Il convient de mentionner ici que  $C$  est pas diminué de façon linéaire contrairement à  $A$ . Nous demandons délibérément à  $C$  de fournir des valeurs aléatoires à tout moment afin de mettre l'accent sur l'exploration non seulement lors des itérations initiales, mais aussi lors des itérations finales. Ce composant est très utile en cas de stagnation des optima locaux, en particulier dans les itérations finales. Le vecteur  $C$  peut également être considéré comme l'effet des obstacles à l'approche des proies dans la nature. Généralement parlant, les obstacles de la nature apparaissent dans les chemins de chasse des loups et les empêchent de rapidement s'approcher commodément des proies. C'est exactement ce que fait le vecteur  $C$ . Selon la position du loup, il peut donner au hasard un poids à la proie et rendre plus difficile et plus loin d'atteindre les loups, ou vice versa. En résumé, le processus de recherche commence par la création d'une population aléatoire de loups gris (solutions candidates) dans l'algorithme GWO. Au cours des itérations, les loups alpha, bêta et delta estiment la probabilité de la position de la proie. Chaque solution candidate met à jour sa distance par rapport à la proie. Le paramètre  $a$  est diminué de 2 à 0 afin de mettre l'accent respectivement sur l'exploration et l'exploitation. Les solutions candidates ont tendance à diverger de la proie quand  $|r| > 1$  et convergent vers la proie lorsque  $|r| < 1$ . Enfin, l'algorithme GWO est terminé par la satisfaction d'un critère final.

Le pseudo code de l'algorithme GWO est présenté sur la figure IV.7

```

Initialize the grey wolf population  $X_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ )
Initialize  $a$ ,  $A$ , and  $C$ 
Calculate the fitness of each search agent
 $X_\alpha$  = the best search agent
 $X_\beta$  = the second best search agent
 $X_\delta$  = the third best search agent
while ( $t < \text{Max number of iterations}$ )
    for each search agent
        Update the position of the current search agent by
            equation (3.7)
        end for
    Update  $a$ ,  $A$ , and  $C$ 
    Calculate the fitness of all search agents
    Update  $X_\alpha$ ,  $X_\beta$ , and  $X_\delta$ 
     $t = t + 1$ 
end while
    
```

**figure.IV.7:** Pseudo code de l'algorithme GWO

Pour voir comment GWO est théoriquement capable de résoudre des problèmes d'optimisation, on peut noter quelques points :

- La hiérarchie sociale proposée aide GWO à enregistrer les meilleures solutions obtenues jusqu'à présent au cours de l'itération
- Le mécanisme d'encerclement proposé définit un voisinage en forme de cercle autour des solutions qui peut être étendu à des dimensions supérieures en tant qu'hyper-sphère
- Les paramètres aléatoires A et C aident les solutions candidates à avoir des hyper-sphères avec des rayons aléatoires
- La méthode de chasse proposée permet aux solutions candidates de localiser la position probable de la proie
- Exploration et exploitation sont garanties par les valeurs adaptatives de a et A
- Les valeurs adaptatives des paramètres a et A permettent à GWO de passer en douceur entre l'exploration et exploitation
- Avec A décroissant, la moitié des itérations sont consacrées à l'exploration ( $|A| \geq 1$ ) et l'autre moitié est dédiée à l'exploitation ( $|A| < 1$ )
- Le GWO n'a que deux paramètres principaux à régler (a et C).

#### IV.4.3 Organigramme de l'algorithme GWO

Le diagramme présenté dans la figure IV.8 décrit les différentes étapes suivies pour évaluer le problème de l'écoulement de puissance optimal. L'exécution du programme associé s'effectue sous l'environnement MATLAB version.17b.

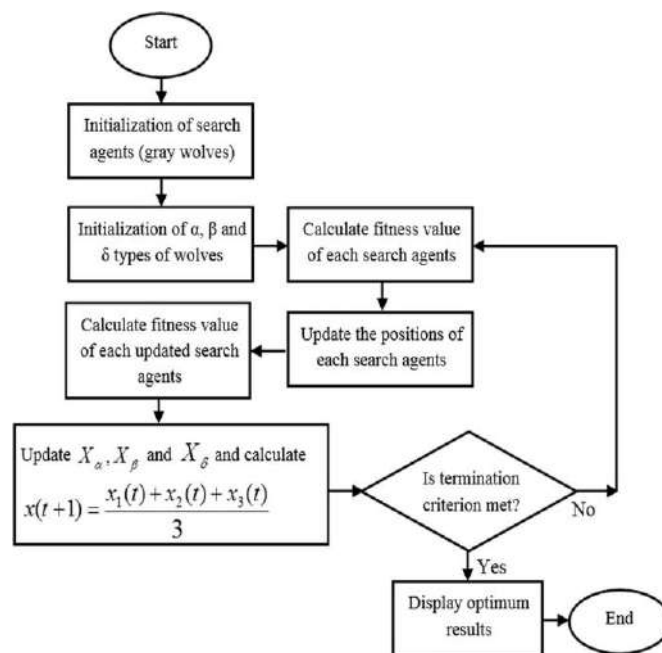


Figure.IV.8 : Organigramme de l'algorithme GWO.

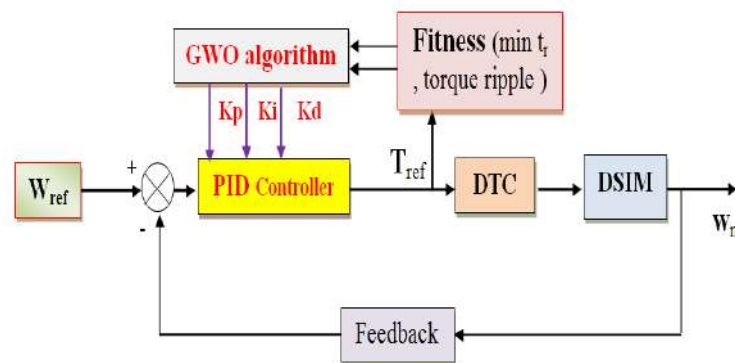
L'emploi de ces trois opérations de base crée de nouveaux individus, ce qui peut être meilleur que celui de leurs parents. Ce processus est répété pendant plusieurs générations et s'arrête finalement lorsque j'obtiens des individus qui représentent la solution optimale au problème.

## IV.5 Optimisation de Régulateur de Vitesse PI de la MADS par l'Algorithme Gray Wolf (GWO)

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 Gray Wolf pour la conception et l'optimisation des gains de régulateurs PI classique.

### IV.5.1 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.9) illustre le schéma de cette procédure.



**Figure. IV.9 :** Principe d'optimisation de la commande DTC par algorithme génétique.

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 GWO ;
- ❖ 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.5.2 Optimisation du régulateur PI classique

L'optimisation de ce régulateur se fait par une algorithmme génétique développée sous MatLab.

Voici les paramètres de l'algorithmme 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 Algorithmme Gray Wolf utilisé .

### IV.5.3 Résultats de simulation de la commande DTC par l'utilisation PI-GWO

Pour pouvoir montrer l'utilité de l'optimisation des gains du PI classique par l'algorithmme Gray Wolf (GWO), 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.

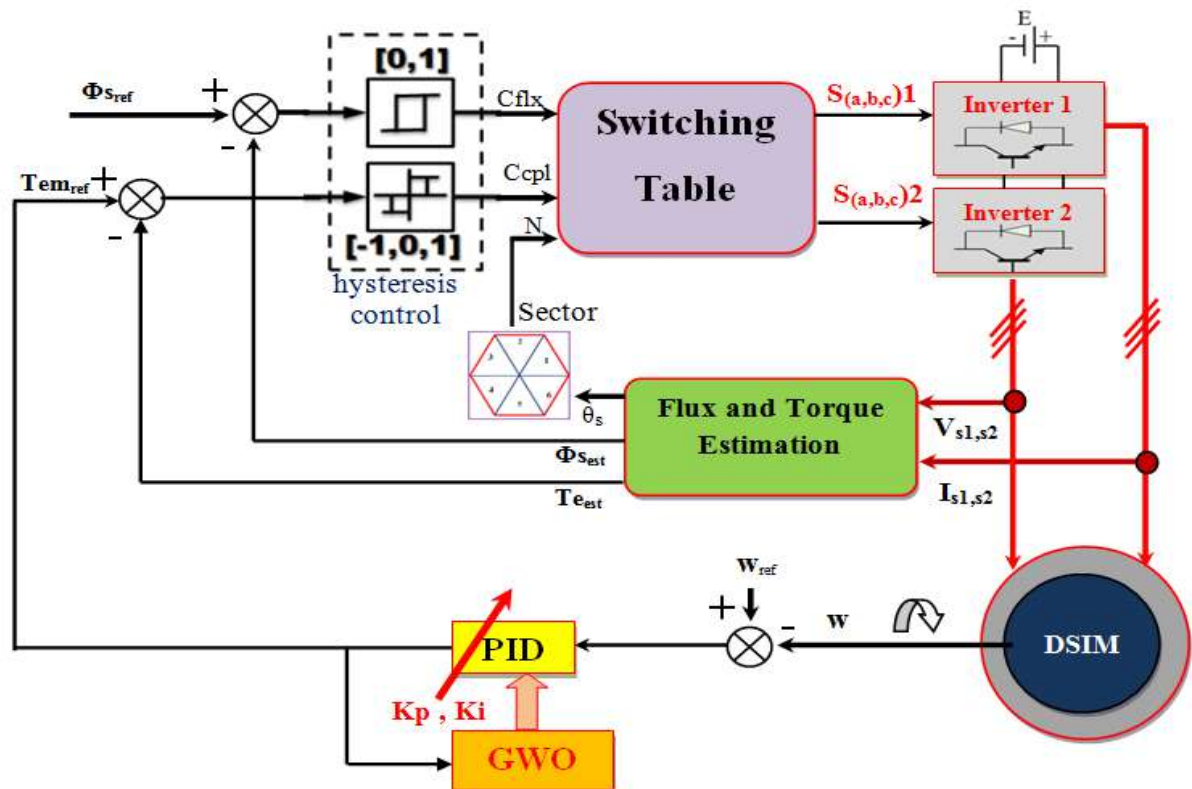
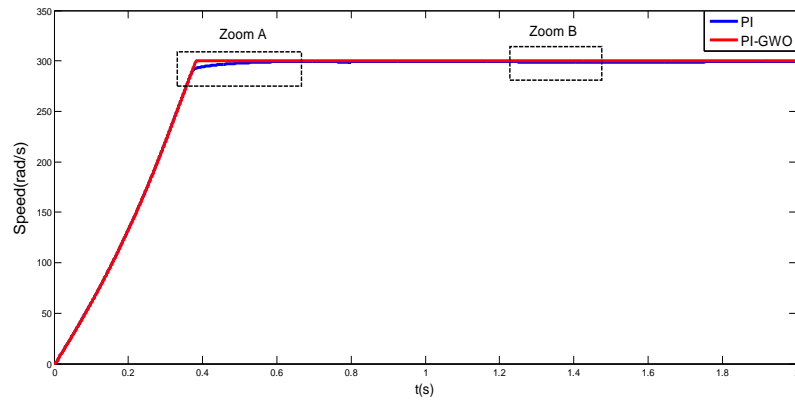


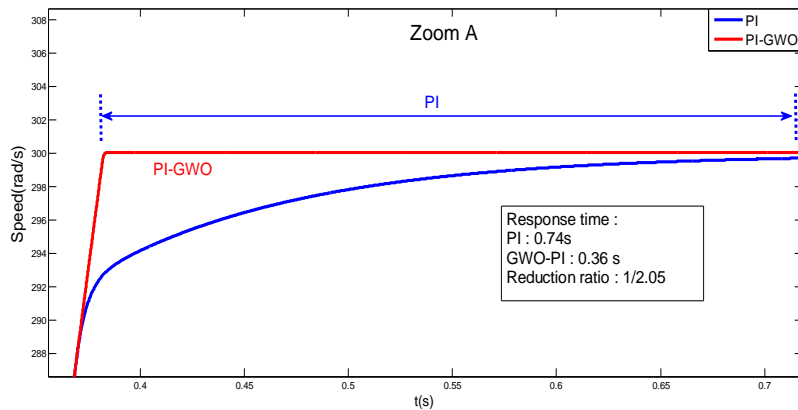
Figure. IV.10 :Schéma bloc global d'implantation de l'Algorithme Gray Wolf (GWO) pour l'ajustement des gains  $K_P$  et  $K_I$  du régulateur PI dans la commande DTC de MADS.

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

La figure IV.11, la figure IV.12 et IV.13 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

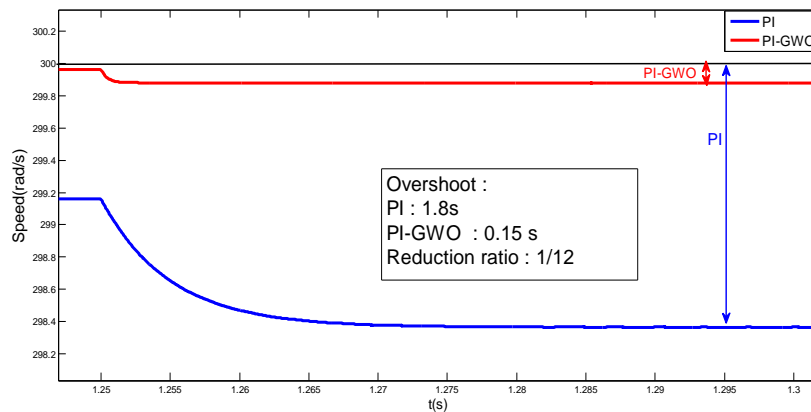
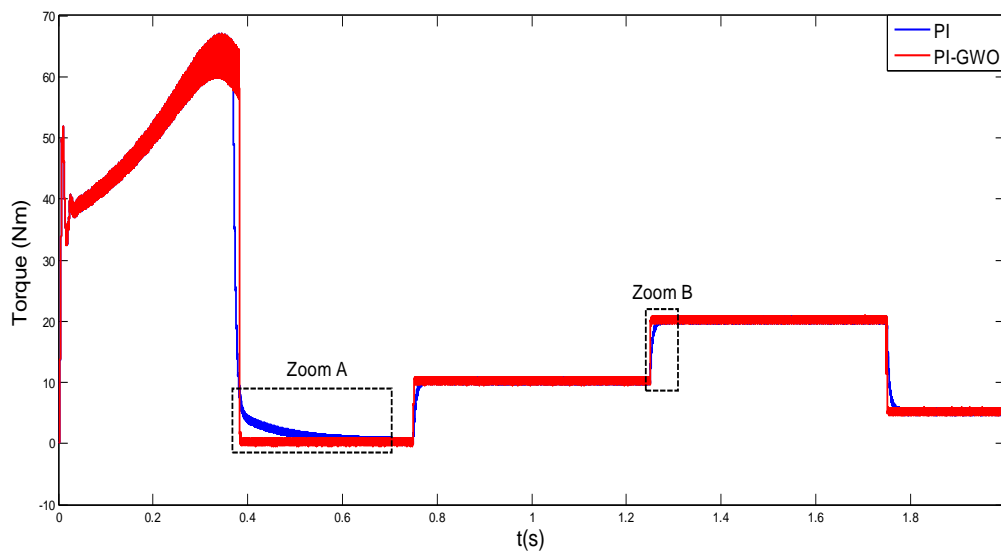


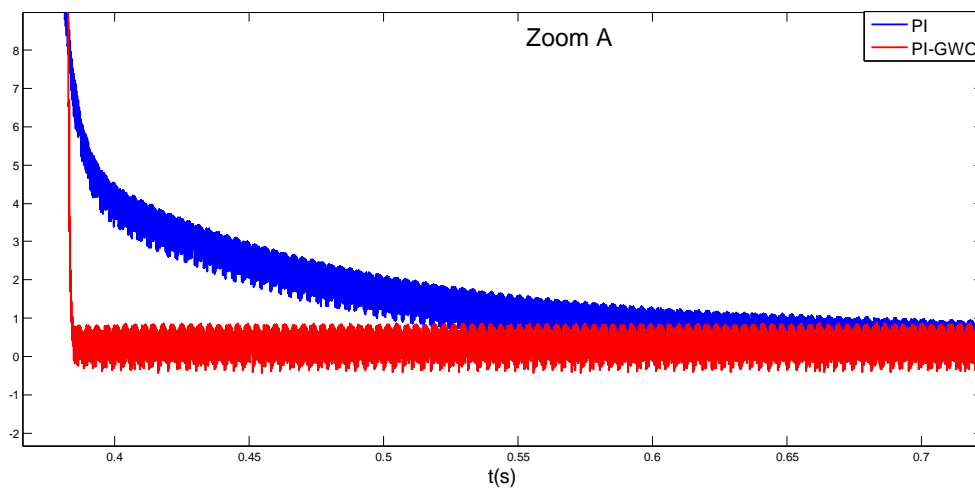
Figure. IV.11 : Variation de Vitesse sans et avec de l'Algorithme GWO .

La Figure.IV.11, on peut voir qu'au démarrage sans charge ou en cas de charge nominale, le contrôleur DTC-GWO 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.

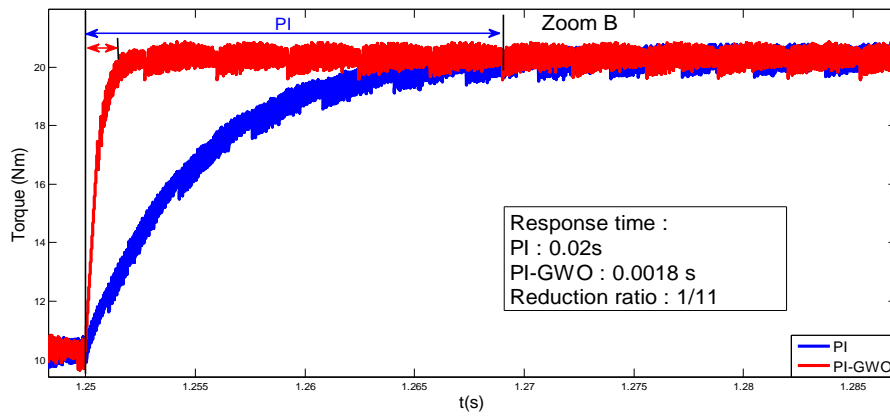
Le suivi du couple électromagnétique est représenté sur la Figure. IV.12 La commande DTC-GWO proposé montre une amélioration significative de l'intervalle de temps correspondant à la période de l'évolution rapide des conditions de charge en terme de temps de réponse et de dépassement.



a) Zoom A

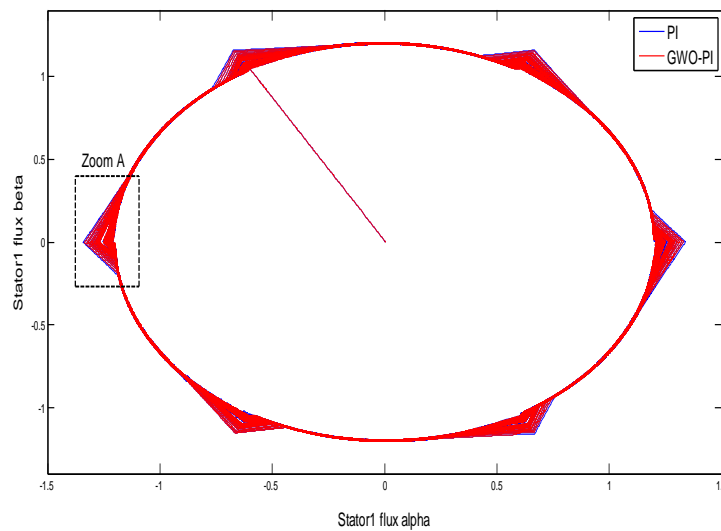


b) Zoom B

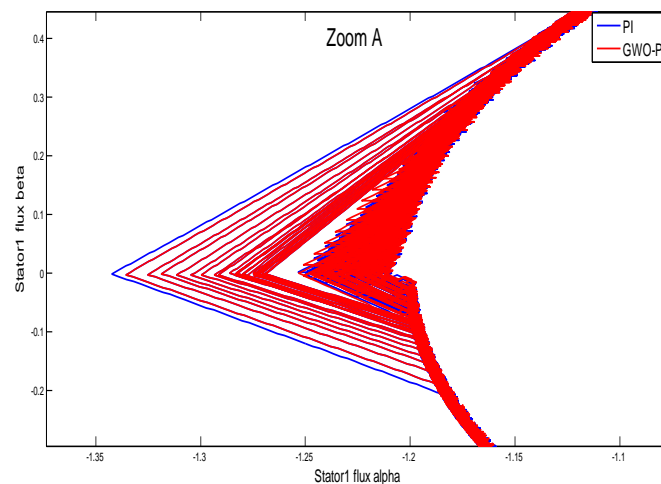


**Fig.IV.12**variation de charge mécanique sans et avec de l'Algorithme GWO.

Une comparaison est faite ici entre le régulateur conventionnel PI et le PI optimisé par l'Algorithme GWO où ce dernier montre une minimisation d'ondulation au niveau de flux statorique par rapport au PI conventionnel comme montré dans la figure IV.13.



a) Zoom A



**Figure. IV.13** : Cercle de flux statorique son et avec GWO .

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-GWO. 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 GWO.

Performance		DTC	DTC-GWO	Amélioration
				Reduc. Ratio (%)
W (rad/s)	Temps de réponse (s)	0.42	<b>0.18</b>	<b>57.14</b>
	Dépassement (rad/s)	10.00	<b>1.00</b>	<b>90.00</b>
C <sub>e</sub> (N.m)	Temps de réponse (s)	0.63	<b>0.23</b>	<b>63.49</b>
	Dépassement (N.m)	0.60	<b>0.08</b>	<b>86.67</b>
	Ondulation (N.m)	0.45	<b>0.16</b>	<b>64.44</b>
φ <sub>s</sub> (Wb)	Ondulation (Wb)	0.048	<b>0.03</b>	<b>37.50</b>

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

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-GWO pour suivre le couple électromagnétique d'entraînement de la vitesse du son de référence efficace.

## IV.6 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 par L'algorithme Gray Wolf (GWO) .

L'algorithme GWO 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 GWO 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 GWO est employée.

Finalement, nous pouvons dire que l'Algorithme GWO 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 l'algorithme de Grey Wolf , 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 L'algorithme Gray Wolf (GWO) .

L'algorithme GWO 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 GWO 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 GWO est employée.

Finalement, nous pouvons dire que l'Algorithme GWO 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:

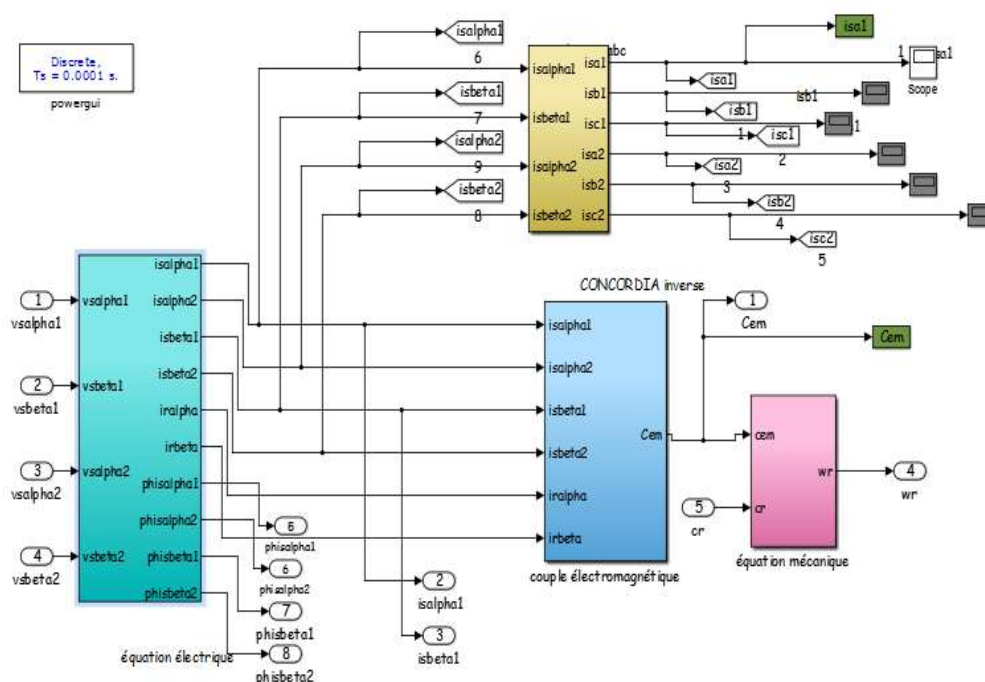
- Test et validation des stratégies de commande proposées expérimentalement .
- Utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- Application d'autres techniques 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 $r_{s1}$	3.72 $\Omega$
Résistance de stator 2 $r_{s2}$	3.72 $\Omega$
Résistance de rotor $r_r$	2.12 $\Omega$
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 <sup>2</sup>
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.la transformation de CONCORDIA

<b>Transformation de Concordia</b>	
Passer d'un système triphasé abc vers système biphasé $\alpha, \beta$	Passer d'un système biphasé $\alpha, \beta$ 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] **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.
- [2] **E. Merabet** «Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile» Mémoire de Magister, l'Université de Batna 2008.
- [3] **L. Benalia** «commande en tension des moteurs à induction a doublé alimente» Thèse doctorat, l'Université de Batna 2010.
- [4] **H. AMIMEUR** «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement» mémoire d'ingénieur, Université de BATNA 2008.
- [5] **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
- [6] **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.
- [7] **L. Benalia**, "commande en tension des moteurs à induction a doublé alimente", Thèse doctorat, l'université de Batna 2010.
- [8] **E. Merabet**, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile", Mémoire de Magister, l'Université de Batna 2008.
- [9] **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.
- [10] **Laid. KHETTACHE**, (Etude et modélisation des Machines électriques double étoile) Université, KasdiMerbah Ouargla, 2013
- [11] **RADJELI Hamoud**, (Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour argentation), Université Ferhat Abbas -Sétif-1, 2014.
- [12] **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

- [13] **A. Meroufel**, «Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique», thèse de doctorat, université D.Liabes, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2004.
- [14] **J. Lesenne, F.Notelet, G.Seguiet**, «Introduction à l'électrotechnique approfondie, Technique et Documentation», 1981, 247p.
- [15] **M. Pinard**, «Commande électronique des moteur électrique.», dunod, ISBN 2 10 005326 4,pp53-70, 2004.
- [16] **M. Koteich**, «Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique », Thèse de doctorat de L'Université Paris-Saclay Préparée à Centrale Supélec, 2016
- [17] **R. Abdessemed**, « Modélisation et simulation des machine électriques », ellipses, 2011.
- [18] **J. Louis**, «Modélisation des machines électrique en vue de leur commande», Lavoisier, 2004.
- [19] **M. Moussa**, « Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage» Thèse de doctorat présentée à l'université du Québec à trois-rivières» 2008.
- [20] **F.Boumaraf** ,« Commande Intelligente D'une Association Convertisseur StatiqueMachine Asynchrone à Double Alimentation», mémoire Magister de l'Université de Batna,Algérie, janvier 2009.
- [21] **A.Chebabhi ,N.E.Rouabah , E.Guerbai**,« Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS» Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.es Sciences de l'Ingenieur).
- [22] **M.Abderrahim, Z. E. M. M. I. T.** (2013). Commandes en Tension d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).
- [23] **ZEMMIT, A.** (2017). Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes (Doctoral dissertation, Université de M'sila).
- [24] **Abderrahim, Z., Radhwane, S., &Abdelkader, M.** Direct Torque Control of Double Feed Induction Machine.
- [25] **AZZOUZ, S.** (2019). Amélioration de la commande d'un système éolien à base d'une machine MADA utilisant les techniques intelligentes (Doctoral dissertation, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA)..
- [26] **Tariq, B. R. A. K. H. L. I. A., &Abderraouf, L. A. I. Z. I.** (2019). Commandes en Tension d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) (Doctoral dissertation, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA).

- 
- [27] **Abderrahim, Z., Sabir, M., &Harrag, A.** (2017). New modified direct torque control-fuzzy logic controller of doubly fed induction machine. *International Journal of Advanced and Applied Sciences*, 4(7), 16-20.
- [28] **Zemmit, A., Messalti, S., &Harrag, A.** (2016). Innovative improved direct torque control of doubly fed induction machine (DFIM) using artificial neural network (ANN-DTC). *International Journal of Applied Engineering Research*, 11(16), 9099-9105.
- [29] **Zemmit, A., &Messalti, S.** (2016). Modeling and Simulation of Doubly Fed Induction Motor (DFIM) Control using DTC and DFOC: a comparative study. *International Journal of Applied Engineering Research*, 11(8), 5623-5628.
- [30] **Abderrahim, Z.** (2018). Azzouz Said. andMessaltiSabir.". 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).
- [31] **R. C. Bansal**, "Optimization Methods for Electric Power Systems: An Overview", *InternationalJournal of Emerging Electric Power Systems*, Vol. 02, 2005.
- [32] **Slimani,L.**, « Contribution à application de optimisation par des méthodes métaheuristiquesàl'écoulement de puissance optimal dans un environnement de l'électricité dérégulé », Thèsedoctorat, 2009
- [33] **Ferran T.t Fontbona**, "Optimisation methods meet the smart grid New methods for solvinglocation and allocateion problems under the smart grid Paradigm », thèse de Doctorat 2015.
- [34] **M. Madić, Danijel M., Miroslav R.**, "Comparison of Méta-heuristique Algorithms for solvingMachining Optimization Problems", *Mechanical Engineering* Vol. 11, pp. 29-44, 2013.
- [35] **Khajehzadeh, M., Raihan T., M., El-Shafie, A., Eslami, M.**, "A Survey on Meta-HeuristicGlobal Optimization Algorithms", *Research Journal of Applied Sciences, Engineering andTechnology*, Vol. 3, pp. 569-578, 2011.
- [36] **Blum, C., Roli, A.**, "Metaheuristics in combinatorial optimisation: Overview and conceptualcomparison", *ACM Computing Surveys*, Vol. 35, pp. 268-308, 2003.
- [37] **Yang, X.S.**, "Review of Metaheuristics and Generalized Evolutionary Walk Algorithm", *International Journal of Bio-Inspired Computation*, Vol. 3, pp. 77-84, 2011
- [38] **Zemmit, A., Messalti, S., &Harrag, A.** (2018). A new improved DTC of doubly fed induction machine using GA-based PI controller. *Ain Shams Engineering Journal*, 9(4),

1877-1885.

- [39] **Omessaad Hajji**, “ Contribution au développement de méthodes d’optimisation stochastiques.Application à la conception des dispositifs Electrotechniques ”, Thèse de doctorat en génieélectrique, Ecole centrale de Lille, Université des sciences et technologies de Lille, 2003.
- [40] **J. Brownlee** « Clever algorithms- nature-inspired programming recipes » livre 2011.
- [41] **L. D. Mech**, "Alpha status, dominance, and division of labor in wolf packs," Canadian Journal of Zoology, vol. 77, pp. 1196-1203, 1999.
- [42] **C. Muro, R. Escobedo, L. Spector, and R. Coppinger**, "Wolf-pack (Canis lupus) hunting strategies emerge from simple rules incomputational simulations," Behavioural processes, vol. 88, pp. 192-197, 2011.

## ملخص:

حالياً ، أصبح المحرك اللاتزامني سداسي الطور واحد من أفضل الحلول الناجحة للعديد من التطبيقات وخاصة للتطبيقات ذات سرعات متغيرة، أنظمة الجر و السكك الحديدية، والدفع البحري..الخ. وعلى الرغم من هذا التقدم، لا يزال التحكم في المحركات الكهربائية يتأثر بالعديد من القيود مثل: تموج عزم الدوران، الدقة، المتانة، وتغير المعاملات وما إلى ذلك. وللتغلب على المشاكل السابقة، للتغلب على المشاكل السابقة، استراتيجيات التحكم الهجين المباشر الجديدة في عزم الدوران DTC-GWO التي تم تحسين تحكم PI الخاص بها بواسطة خوارزميات Gray Wolf ، أظهرت استراتيجية التحكم DTC-GWO المقترحة أداءً أفضل مقارنةً بـ DTC التقليدي في حالتين عابرة ومستقرة ، منها تم تأكيد العديد من المزايا المتعلقة بتموجات عزم الدوران والتدفق ، وتقليل التجاوز ووقت الاستجابة.

**الكلمات المفتاحية :** الألة اللاتزامنية سداسية الطور ، خوارزمية الذئب الرمادية ، 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 application, 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 hybrid DTC-GWO direct torque control strategy whose PI controller is optimized by Gray Wolf algorithms, this proposed DTC-GWO 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 Asynchronous Machine DSAM, modeling, Gray Wolf Algorithm, PI regulators, sliding mode SM, direct torque control DTC, DTC-GWO

## 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 de couple, précision, robustesse, les variations des paramètres,...,etc. Pour surmonter les problèmes précédents, une nouvelle stratégie hybride de contrôle directe de couple DTC-GWO dont le contrôleur PI est optimisé par les algorithmes Gray Wolf, cette stratégie de contrôle DTC-GWO proposée ont montré meilleures performances par rapport à la DTC classique dans les deux états transitoires et stables, dont lesquels de nombreux avantages ont été confirmés, liés aux ondulations du couple et du flux, réduction du dépassement et du temps de réponse.

**Mots clés :** Machine Asynchrone à Double Stator MADS, modélisation, Algorithme Gray Wolf , , régulateurs PI, mode glissant MG , contrôle direct du couple DTC, DTC-GWO .