

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة فرحات عباس سطيف-1

UNIVERSITE FERHAT ABBAS-SETIF-1

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Magister

Présenté par LAKHDARI Meftah

Pour obtenir le diplôme de

**Magister en Electrotechnique**

Option : Commande électrique

### *Thème*

***SIMULATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE***

***DOUBLE ETOILE***

*Soutenu le ..../..../2014 devant la commission d'examen composée de :*

HACHEMI Mabrouk	Prof à l'Université de Sétif 1	Président
RADJELI Hamoud	Prof à l'Université de Sétif 1	Rapporteur
CHAOUI Abdelmadjid	MCA à l'Université de Sétif 1	Examineur
AOUZELLAG Djamel	Prof à l'Université de Bejaia	Examineur

# *Remerciements*

*Nous remercions en premier lieu notre Dieu de Nous donner La santé et*

*la patience pour avoir Terminer ce travail.*

*Nous tenons évidemment à débiter ces*

*remerciements notre encadreur Monsieur RADJEL Hamoud*

*qui a bien voulu nous encadrer et pour ses*

*conseils précieux, sa disponibilité et sa*

*patience.*

*Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepter de juge.*

*Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou*

*de loin à l'élaboration de ce travail.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce mémoire à mes très chers parents  
pour leur soutien moral et matériel pour leurs  
encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés dans les moments les plus  
ardus.*

*A mon frère.*

*A mes sœurs.*

*A mon encadreur Monsieur RADJEL Hamoud.*

*Et à tous mes amis.*

# Table des matières

<b>Table des matières</b> .....	A
<b>Table des figures</b> .....	D
<b>Listes des tableaux</b> .....	F
<b>Notations et symboles</b> .....	G

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

## Chapitre I : Généralités sur les machines multiphasées

I.1.Introduction.....	3
I.2.Histoire des machines électriques.....	3
I.3.Caractéristiques des machines multiphasées .....	4
I.3.1.Machines multiphasées de type 1.....	4
I.3.2.Machines multiphasées de type 2.....	6
I.4.Applications des Machines Multiphasées.....	7
I.5.Avantages des Machines Multiphasées.....	7
I.5.1.Segmentation de puissance.....	8
I.5.2.Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques .....	8
I.5.3.Fiabilité.....	8
I.6.Inconvénients des machines multiphasées.....	8
I.7.Conclusion.....	9

## Chapitre II : Simulation de la MASDE par la méthode des éléments finis

II.1.Introduction.....	10
II.2.Méthode des éléments finis.....	10
II.2.1.Modèle employé.....	11
II.2.2.Mode magnétostatique.....	11
II.2.3.Mode magnétodynamique.....	12
II.2.4.Mode magnétique transitoire.....	12
II.2.5.Principe de la méthode des éléments finis.....	13

## Table des matières

---

II.2.6.Logiciel de résolution.....	14
II.2.7.Logiciel FLUX-2D.....	15
II.3.Application à la simulation de la MASDE .....	17
II.3.1.Matériaux conducteurs.....	23
II.3.2.Matériaux magnétiques.....	23
II.3.3.Couplage avec les équations de circuit.....	24
II.4.Résultats de simulation par la magnétodynamique.....	25
II.4.1.Caractéristique de simulation en magnétodynamique.....	25
II.4.2.Détermination de la position initiale du rotor.....	26
II.4.3.Détermination des caractéristiques de MASDE en fonctionnement nominal.....	26
II.4.4.Caractéristiques de la MASDE en fonction du glissement.....	28
II.4.5.Résultats graphiques.....	30
II.5.Identification des paramètres de la MASDE par la magnétodynamique.....	32
II.5.1.Essais à vide.....	32
II.5.1.Essais à rotor bloqué.....	33
II.6.Résultats de simulation par la magnéto transitoire.....	36
II.6.1.Introduction.....	36
II.6.2.Simulations des comportements dynamiques de la MASDE.....	36
II.6.2.1.Fonctionnement à vide.....	36
II.6.2.2.Fonctionnement en charge.....	39
II.7.Conclusion.....	42

## Chapitre III : Modélisation et simulation de la MASDE

III.1.Introduction.....	44
III.2.Description de la machine asynchrone double étoile.....	44
III.3.Hypothèse simplificatrice.....	46
III.4.Modèle naturel de la MASDE.....	46
III.4.1.Equations des tensions.....	47
III.4.2.Equations des flux.....	47
III.4.3.Equation mécanique.....	49
III.4.4.Principe de transformation de Park .....	50
III.4.5.Modèle de la MASDE selon le système d'axes « $d, q$ ».....	50
III.4.6.Application de la transformation de Park à la MASDE.....	51
III.4.6.1.Equations des tensions.....	51
III.4.6.2.Equations des flux.....	53
III.4.6.3.Equation mécanique.....	54
III.5.Schéma équivalent.....	55
III.5.1.Schéma équivalent selon l'axe $d$ .....	55
III.6.Choix du Référentiel.....	58
III.6.1.Référentiel lié au stator.....	58

## Table des matières

---

III.6.2.Référentiel lié au rotor.....	59
III.6.3.Référentiel lié au champ tournant.....	59
III.7.Modèle de la machine.....	59
III.7.1.Mise sous forme d'équation d'état.....	60
III.8.Comparaison des résultats de simulation.....	63
III.9.Conclusion.....	64

## Chapitre IV : Alimentation et Commande vectorielle de la MASDE

IV.1.Introduction.....	65
IV.2.Alimentation de la MASDE.....	65
IV.2.1.Modélisation de l'onduleur à commande MLI.....	65
IV.2.2.Stratégie de commande.....	67
IV.2.3.Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension.....	68
IV.2.3.1.Résultats de simulation.....	68
IV.2.3.2.Interprétations des résultats.....	70
IV.3.Commande vectorielle de la MASDE.....	70
IV.3.1.Principe de la commande vectorielle.....	70
IV.3.2.Procède d'orientation du flux.....	71
IV.3.3.Méthodes de la Commande Vectorielle.....	71
IV.3.3.1.Méthode directe.....	71
IV.3.3.2.Méthode indirecte.....	72
IV.3.4.Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.....	72
IV.3.4.1.Synthèse des régulateurs PI.....	74
IV.3.4.2.Régulateur de vitesse.....	74
IV.3.4.3.Bloc de défluxage.....	77
IV.3.4.4.Simulation et interprétation des résultats.....	78
IV.4.Conclusion.....	81
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>82</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>K</b>

## Table des figures

<b>Fig.I.1.</b> Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.....	7
<b>Fig.II.1.</b> Fonction d'interpolation d'un élément.....	14
<b>Fig.II.2.</b> Schéma des différents modules du logiciel Flux-2D.....	16
<b>Fig.II.3.</b> La géométrie de la machine asynchrone.....	18
<b>Fig.II.4.</b> Dimension des encoches, <b>a)</b> l'encoche statorique, <b>b)</b> l'encoche rotorique.....	19
<b>Fig.II.5.</b> Bobinages statoriques de l'étoile 1 de la MASDE.....	20
<b>Fig.II.6.</b> Régions du domaine de calcul du champ électromagnétique.....	21
<b>Fig.II.7.</b> Répartition du maillage.....	22
<b>Fig. II.8.</b> Caractéristiques B(H) du matériau magnétique STEEL_NLIN.....	23
<b>Fig.II.9.</b> Circuit représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.....	24
<b>Fig.II.10.</b> Circuit équivalent de la cage d'écureuil.....	25
<b>Fig.II.11.</b> (a) Couple électromagnétique, (b) courants statoriques de l'étoile1.....	26
<b>Fig.II.12.</b> Densité du flux.....	28
<b>Fig.II.13.</b> Couple en fonction de glissement.....	29
<b>Fig.II.14.</b> Courant en fonction de glissement.....	29
<b>Fig.II.15.</b> Répartition des lignes du champ magnétique pour le fonctionnement nominal...	30
<b>Fig.II.16.</b> Induction magnétique pour le fonctionnement nominal.....	30
<b>Fig.II.17.</b> Densité du courant dans les barres lors de démarrage du moteur.....	31
<b>Fig.II.18.</b> Densité du courant dans les barres en fonctionnement nominal.....	31
<b>Fig.II.19.</b> Induction magnétique en fonctionnement à vide.....	32
<b>Fig.II.20.</b> Répartition des lignes du champ magnétique pour le fonctionnement à vide.....	33
<b>Fig. II.21.</b> Circuit électrique associé pour la simulation avec un courant imposé.....	34
<b>Fig.II.22.</b> Répartition des lignes du champ magnétique et de l'induction dans le circuit magnétique pour l'essai à rotor bloqué.....	34
<b>Fig. II.23.</b> Lignes du champ magnétique et l'induction magnétique à vide à $t = 0.7$ s.....	36
<b>Fig. II.24.</b> Courants statoriques à vide.....	37
<b>Fig. II.25.</b> Couple électromagnétique.....	37
<b>Fig. II.26.</b> Vitesse de rotation.....	37
<b>Fig. II.27.</b> Courants rotoriques a vide.....	38
<b>Fig. II.28.</b> Puissance active absorbée par phase.....	38

## Table des figures

<b>Fig. II.29.</b> Caractéristique mécanique du moteur (Couple - Vitesse).....	38
<b>Fig.II.30.</b> Lignes du champ magnétique et l'induction magnétique en charge à $t = 0.9$ s...	39
<b>Fig. II.31.</b> Courants statoriques en charge.....	40
<b>Fig.II.32.</b> Couple électromagnétique nominal.....	40
<b>Fig. II.33.</b> Vitesse de rotation nominal.....	41
<b>Fig. II.34.</b> Puissance active nominale absorbée par phase.....	41
<b>Fig.II.35.</b> Courants rototiques en charge dans les barres 1,2...5.....	41
<b>Fig. II.36.</b> Caractéristique mécanique du moteur (Couple - Vitesse) en charge.....	42
<b>Fig.III.1.</b> Représentation des enroulements de la MASDE.....	45
<b>Fig.III.2.</b> Représentation du modèle généralisé de la MASDE selon l'axe « $u, v$ ».....	50
<b>Fig.III.3.</b> Représentation des enroulements de la MASDE selon les axes « $d, q$ ».....	55
<b>Fig.III.4.</b> Schéma équivalent général selon l'axe $d$ .....	57
<b>Fig.III.5.</b> schéma équivalent selon l'axe $d$ .....	57
<b>Fig.III.6.</b> Schéma équivalent amélioré avec ( $l_m$ ) selon l'axe $d$ .....	58
<b>Fig.III.7.</b> Vitesse de rotation nominale.....	63
<b>Fig.III.8.</b> Couple électromagnétique nominal.....	63
<b>Fig.III.9.</b> Courant statorique nominal.....	64
<b>Fig.IV.1.</b> Schéma de principe de l'onduleur triphasé.....	66
<b>Fig.IV.2.</b> Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.....	68
<b>Fig.IV.3.</b> Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.....	69
<b>Fig.IV.4.</b> Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.....	70
<b>Fig.IV.5.</b> Schéma de régulation des courants.....	74
<b>Fig.IV.6.</b> Schéma réduit de régulation de vitesse.....	74
<b>Fig.IV.7.</b> Bloc de découplage en tension (FOC).....	76
<b>Fig.IV.8.</b> Commande vectorielle indirecte de la MASDE.....	77
<b>Fig.IV.9.</b> Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (inversion du sens de rotation).....	79
<b>Fig.IV.10.</b> Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (augmentation de la résistance rotorique $R_r$ de 100% à partir de l'instant $t = 0.7$ s, avec l'application des charges).....	81

## Liste des tableaux

<b>Tableau I.1.</b> Machines multiphasées de Type 1.....	5
<b>Tableau I.2.</b> Machines multiphasées de Type 2.....	6
<b>Tableau II.1.</b> Caractéristique de la machine asynchrone.....	17
<b>Tableau II.2.</b> Caractéristiques statoriques et rotoriques de la machine asynchrone.....	18
<b>Tableau II.3.</b> B(H) du matériau magnétique STEEL_NLIN.....	23
<b>Tableau II.4.</b> Caractéristiques du moteur en fonction du glissement.....	27
<b>Tableau II.5.</b> Caractéristiques du moteur pour le fonctionnement nominal.....	28
<b>Tableau II.6.</b> Valeurs relatives par rapport aux valeurs nominales.....	29
<b>Tableau II.7.</b> Valeurs des paramètres de la MASDE.....	35

## Notations et symboles

$g$	Glissement.
$P_{em}$	Puissance électromagnétique.
$n_{ph}$	Nombre de phase.
$\alpha$	Angle électrique de décalage.
$\alpha_m$	Angle réel de décalage ou l'angle mécanique de décalage.
$sa_1, sb_1, sc_1$	Phases de la première étoile.
$sa_2, sb_2, sc_2$	Phases de la deuxième étoile.
$ra, rb, rc$	Phases rotoriques.
$\Omega_m$	Vitesse mécanique du rotor.
$\theta_0$	Position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.
$\omega_s$	Pulsation électrique statorique.
$\omega_r$	Pulsation électrique rotorique.
$p$	Nombre de paire de pole.
$s_1, s_2, r$	Indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
$R_{s1}, R_{s2}, R_r$	Résistances statoriques et rotoriques.
$L_{s1}, L_{s2}, L_r$	Inductances propres des étoiles statoriques et du rotoriques.
$L_m$	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor.
$l_{s1}, l_{s2}, l_r$	Inductances de fuite statorique et rotorique.
$l_m$	Inductance de fuite mutuelle commune aux deux étoiles.
$L_{ms}$	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.
$L_{mr}$	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

## Notations et symboles

---

$M_{sr}$	Inductance mutuelle stator-rotor.
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_r$	Couple résistant.
$k_f$	Coefficient de frottement.
$J$	Moment d'inertie.
$d, q$	Axes directs et quadratiques du repère de Park.
$u, v$	Système d'axes généraux.
$\omega_{coord}$	Vitesse angulaire des axes $(d, q)$ .
$\omega_{gl}$	Pulsation électrique de glissement.
$[\Phi_{s1}], [\Phi_{s2}],$ $[\Phi_r]$	Vecteurs des flux statoriques et rotoriques
$[v_{s1}], [v_{s2}], [v_r]$	Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.
$[I_{s1}], [I_{s2}], [I_r]$	Vecteurs des courants statoriques et rotoriques.
$[R_{s1}], [R_{s2}], [R_r]$	Matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques
$\phi_m$	Flux magnétisant.
$\phi_{md}, \phi_{mq}$	Flux magnétisants direct et quadrature.
$\phi_r$	Flux rotorique.
$\phi_{ds}, \phi_{qs}$	Flux statoriques selon $(d, q)$ .
$\phi_{dr}, \phi_{qr}$	Flux rotoriques selon $(d, q)$ .
$\phi_r^n$	Flux rotorique nominal.
$\Omega_m^n$	Vitesse mécanique nominal du rotor.
$U_f, U_a$	Tensions d'alimentation du moteur Mcc.
$\tau_r$	Constante de temps rotorique.
$K$	Coefficient de couplage magnétique stator-rotor.
$\sigma L_s$	Inductance de fuite totale vue de stator.

## Notations et symboles

---

$x_j^*$	Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, etc.).
$k_p, k_i$	Paramètres du régulateur PI.
$\vec{H}$	Vecteur champ magnétique.
$\vec{E}$	Vecteur champ électrique.
$\vec{B}$	Vecteur induction magnétique.
$\vec{J}$	Vecteur de densité de courant total.
$\vec{B}_r$	Induction rémanente des aimants.
$\mu$	Perméabilité magnétique.
$\sigma$	Conductivité électrique.
$\nu$	Réfectivité magnétique.
$\vec{A}$	Vecteur potentiel magnétique.
$A_e$	potentiel magnétique dans un élément.
$W$	Nombre de tours par phase.
$P_1$	Puissance active absorbé par le moteur.
$P_2$	Puissance utile du moteur.
$P_n$	Puissance nominale du moteur.
$Q_1$	Puissance réactive absorbé par le moteur.
$P_{j1}$	Pertes Joule statoriques.
$P_{j2}$	Pertes Joule rotoriques.
$P_m$	Pertes fer.
$P_{fv}$	Pertes mécanique et de ventilation.
$M$	Coule utile du moteur.
$M_{en}$	Couple électromagnétique nominale.
$M_{es}$	Couple électromagnétique de démarrage.
$M_{em}$	Couple électromagnétique maximal.

## Notations et symboles

---

$\xi_n$	Glissement nominal.
$\xi_m$	Glissement critique.
$\cos \phi$	Facteur de puissance du moteur.
$\eta$	Rendement.
MASDE	Machine ASynchrone Double Etoile.
MCC	Machine à Courant Continu.
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion.
PI	Proportionnel – Intégrale.
FOC	Field Oriented Control (Commande à flux orienté).

# Introduction générale

Les machines électriques sont l'élément le plus important dans l'industrie à savoir : la production et les entraînements électriques. La machine asynchrone triphasée est la plus simple à fabriquer, la moins chère et la moins exigeante en termes d'entretien, présente un taux de défaillance très faible, elle est fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances, etc [34].

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt important, en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente plusieurs avantages. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance , etc [33], [35], [36], [37], [38], [39].

Actuellement, les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude, l'analyse et la commande des machines multiphasées, en particulier, la machine asynchrone double étoile qui nécessite une double alimentation triphasée statorique [8].

Dans les modèles physiques, nous utilisons les lois de l'électromagnétisme pour décrire le fonctionnement de la machine. Ces modèles varient en complexité et en précision selon la méthode de la modélisation utilisée. Nous pouvons citer les méthodes les plus utilisées en suivant un ordre de complexité croissant: la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC), la méthode du circuit interne équivalent(CIE), la méthode des réseaux de reluctances (RNM) et la méthode des éléments finis (FEM).

Pour la CEMC, il s'agit de représenter le bobinage de la machine par des circuits électriques équivalents d'inductances propres et de mutuelles. En général, cette méthode suppose que le circuit magnétique a une perméabilité infinie qui empêche donc la prise en compte de la saturation. Cette dernière peut être prise en compte par la méthode des réseaux de reluctances. En effet, le découpage du circuit magnétique en tubes de flux élémentaires facilite la prise en compte de la courbe d'aimantation ( $B=f(H)$ ) du matériau par le biais de leurs perméabilités magnétiques respectives. Donc, la méthode des éléments finis est considérée comme la plus précise.

## Introduction générale

---

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 et la commande vectorielle [8].

Dans notre travail, nous utilisons la méthode des éléments finis pour la simulation en vue de l'étude et de l'identification des paramètres de la MASDE, puis nous passons à la modélisation par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés pour appliquer la commande.

Ce mémoire est scindé en quatre chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à quelques généralités concernant les machines multiphasées ; les caractéristiques, l'exploitation, les avantages et les inconvénients.

Dans le deuxième chapitre nous intéressons à la simulation de la MASDE par la méthode des éléments finis bidimensionnel (MEF-2D). Où, nous déterminons les performances de la machine et leurs paramètres par la simulation en régime magnétodynamique puis en régime transitoire avec la considération de la géométrie réelle et la non linéarité des matériaux.

L'objectif du troisième chapitre sera la simulation de la MASDE sous l'environnement du logiciel Matlab, qui aura lieu après la modélisation par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés afin de faire une comparaison avec les résultats obtenus par la simulation de la méthode des éléments finis (Flux-2D).

Le quatrième chapitre sera dédié à l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension et la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes. Par la suite, nous passons tout d'abord à l'application de la méthode indirecte. Nous allons aussi effectuer des tests de robustesses sur cette méthode.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

# Chapitre I : Généralités sur les machines multiphasées

## I.1.Introduction

Les machines électriques triphasées à courant alternatif dominent assez largement le domaine des machines électriques [1]. Leur alimentation est réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI) qui permet d'obtenir de bonnes performances surtout dans le cas d'une vitesse variable [2].

Lors de l'augmentation de la puissance, quelques problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle.

Mais à puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, qui provoque un vieillissement accéléré des isolants. L'emploi de structure multi niveaux permet alors la réduction des tensions commutées, d'où l'apparition des machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées" qui offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs et aux bobinages [3].

Ce type de machines : machine à deux enroulements triphasés au stator, est apparu à la fin des années 1920 dont le but d'augmenter la puissance des alternateurs synchrones de très fortes puissances [4], [5].

## I.2.Histoire des machines électriques [6], [7]

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.

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

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

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

En 1860 la compagnie « l'Alliance » fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes.

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

En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs, moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production et l'utilisation de l'énergie électrique.

On remarque sur ce brève historique que les chercheurs et 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]

## I.3. Caractéristiques des machines multiphasées

### I.3.1. Machines multiphasées de type 1

Dans ce type de machines qui sont appelées aussi machines multi-étoile, le nombre de phases statoriques  $q$  est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en  $\eta$  étoiles triphasées [2] :

$$q = 3 n \quad (n = 1, 2, 3, 4, 5, \dots).$$

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

En effet, une machine double étoile dont le nombre de phases statoriques  $q = 6$  et les étoiles sont décalées de  $\alpha = \frac{\pi}{6}$  a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de  $\alpha = \frac{\pi}{3}$ .

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases, noté  $q_\alpha$ , dont la définition est comme suit :  $q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$ .

Le tableau I.1 donne le détail de quelques exemples des machines multi-étoile.

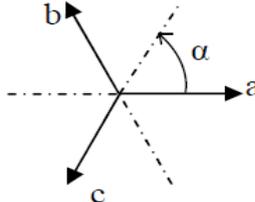
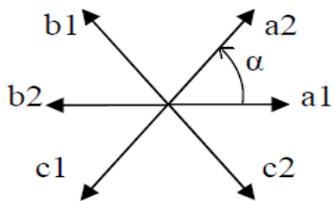
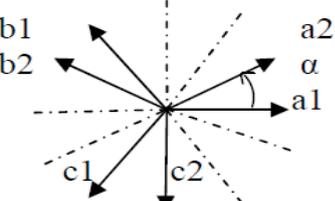
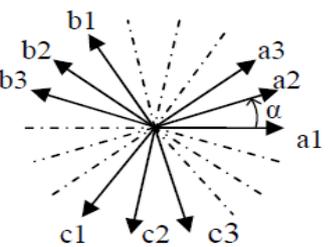
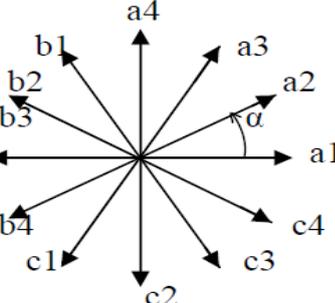
Nombre de Phases ( q )	Nombre équivalent de phase (q $\alpha$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau I.1.Machines multiphasées de Type 1 [1].

### I.3.2. Machines multiphasées de type 2

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques  $q$  est un nombre impair.

Si  $\alpha$  représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les  $q$  phases sont alors régulièrement décalées de  $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$ . On a donc toujours :  $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$ .

Le tableau I.2 donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de type 2.

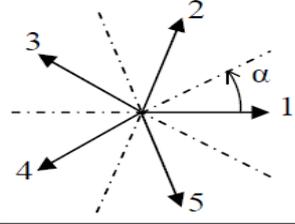
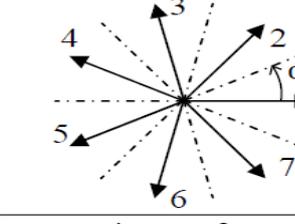
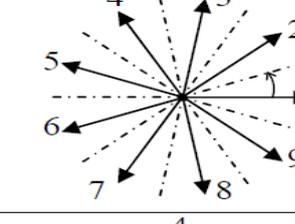
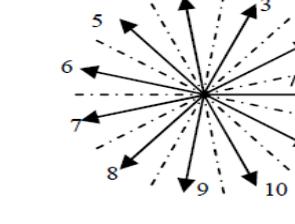
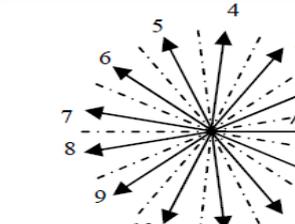
Nombre de Phases ( $q$ )	Nombre équivalent de phase ( $q_\alpha$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ ) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau I.2. Machines multiphasées de Type 2[1].

## I.4.Applications des Machines Multiphasées

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc [8].

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Fig.I.1).

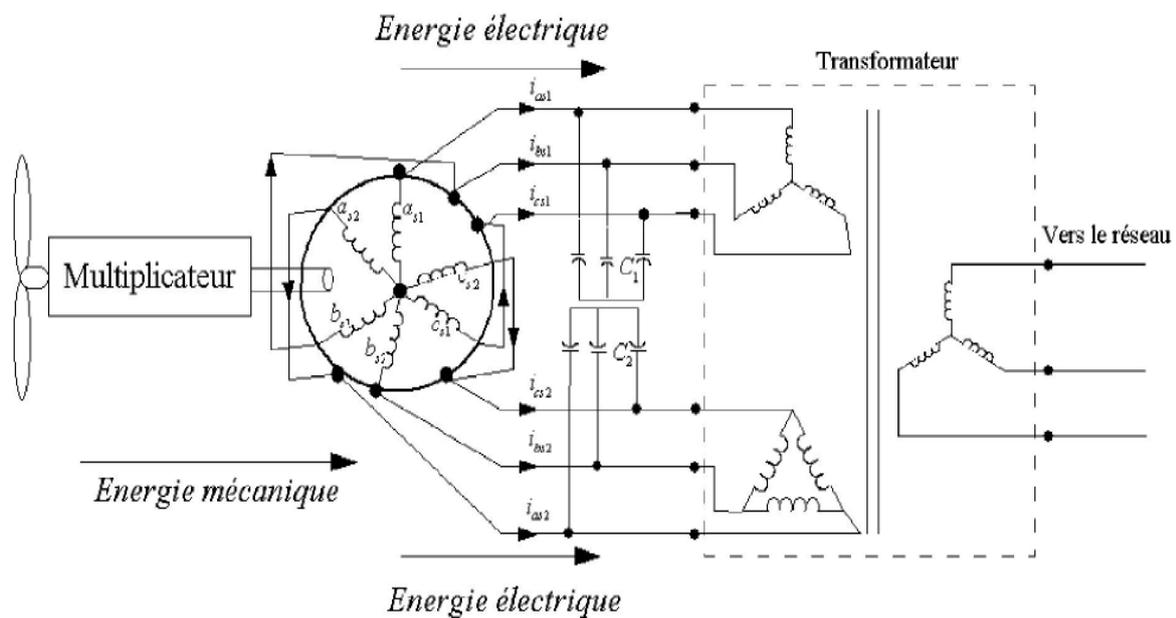


Fig.I.1.Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.

## I.5.Avantages des Machines Multiphasées

Les machines multiphasées ont plusieurs avantages tels que :

1. La minimisation des ondulations du couple électromagnétiques lorsque la machine est alimentée par des convertisseurs statiques (onduleur).
2. La minimisation des pertes rotoriques.
3. La segmentation de puissance.
4. La fiabilité [8],[9].

### **I.5.1.Segmentation de puissance**

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple.

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.

### **I.5.2.Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques**

Les machines polyphasées permettent la réduction des ondulations de couple (période et amplitude) parce que les harmoniques cinq et sept sont naturellement minimisés dans ces machines [10], [8].

Pratiquement, une machine multiphasée a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée.

### **I.5.3.Fiabilité**

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constituée l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à  $(nph - 3)$  phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue.

Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.

## **I.6.Inconvénients des machines multiphasées**

Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine [8].

Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.).

## **I.7.Conclusion**

La machine double étoile est la machine multiphasées la plus courante, sans doute parce quelle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué et de prix acceptable.

Le chapitre suivant présente un' étude et une simulation de la machine asynchrone double étoile par la méthode des élément fini.

## Chapitre II : Simulation de la MASDE par la méthode des éléments finis

### II.1.Introduction

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone double étoile a fait l'objet de nombreux travaux, que ce soit dans le but de conception, de la commande ou le diagnostic. La diversité des objectifs a fait paraître plusieurs techniques de la modélisation et des outils de la simulation selon le domaine étudié.

Mais ces outils sont souvent trop spécifiques à une topologie ou à une machine bien déterminée. Il serait, cependant, intéressant de disposer d'un outil simple et générique, pouvant servir comme un banc d'essai pour les machines électriques [11].

Dans ce chapitre, nous intéressons, alors, à l'élaboration d'un modèle qui tient compte de la topologie, des dimensions ainsi que de la composition de la machine asynchrone double étoile, basée sur la méthode des éléments finis.

### II.2.Méthode des éléments finis

Cette méthode est basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell. Les informations fournies par ce type de simulation sont d'une grande précision et elles nous apportent la prise en compte de la géométrie de la machine, l'effet de saturation des matériaux magnétiques, les effets d'harmoniques de l'espace ainsi que l'effet de peau dans les barres rotoriques, lorsque le problème est correctement posé (géométrie, physique, lien avec les équations de circuit...) et que l'on utilise le mode de résolution adéquate (magnétostatique, magnétodynamique, magnétique évolutif). D'autre part, d'un point de vue pratique, il est très facile de faire varier les conditions de fonctionnement de la machine (fréquence et flux magnétisant), en modifiant, directement, les paramètres dans le programme du calcul (Logiciel) d'où une grande souplesse d'utilisation [11], [12].

Dans les machines électriques les équations qui régissent le champ électromagnétique sont les équations de Maxwell associées aux relations constitutives du milieu considéré.

On les définit comme suit [13] :

- Les relations de couplage électromagnétique.

$$\overline{rot H} = \overline{J} \quad (2.1)$$

$$\overline{\text{rot}}\vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} \quad (2.2)$$

➤ Les relations de la conservation des flux.

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\text{div}\vec{E} = 0 \quad (2.4)$$

➤ La relation régissant les propriétés des matériaux magnétiques

$$\vec{B} = \mu\vec{H} + \vec{B}_r \quad (2.5)$$

➤ La relation de la loi d'Ohm

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} \quad (2.6)$$

où,

$\vec{H}$  : Champ magnétique (A/m)

$\vec{E}$  : Champ électrique (V/m)

$\vec{B}$  : Induction magnétique (T)

$\vec{B}_r$  : Induction rémanente des aimants (T)

$\vec{J}$  : Densité de courant totale (A/m<sup>2</sup>)

$\mu$  : Perméabilité magnétique (H/m)

$\sigma$  : Conductibilité électrique (Ω<sup>-1</sup>m<sup>-1</sup>)

### II.2.1.Modèle employé

Selon les résultats escomptés et le temps de simulation dont on dispose, trois modes de résolutions peuvent être employé [11] :

### II.2.2.Mode magnétostatique

Ce mode ne pourra donc être utilisé que pour simuler un instant donné d'un fonctionnement essentiellement à vide (sans courant induits) de la machine car il impose de connaître les valeurs des courants dans les différentes barres du rotor. On s'en servira essentiellement pour la détermination de l'inductance magnétisante du moteur. Dans ce mode les sources sont indépendantes du temps.

$$\text{Le terme } \frac{\partial B}{\partial t} = 0.$$

Par conséquent, les équations du modèle deviennent :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H} = \vec{J} \quad (2.7)$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (2.8)$$

$$\vec{B} = \mu\vec{H} + \vec{B}_r \quad (2.9)$$

La condition (2.8) permet de définir une fonction en vecteur potentiel  $\vec{A}$  telle que:

$$\vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}}\vec{A} \quad (2.10)$$

Pour que  $\vec{A}$  soit totalement défini, il faut également fixer la valeur de sa divergence. On ajoute alors la condition  $\text{div}(\vec{A}) = 0$  appelée jauge de **Coulomb**. Qui vérifiée automatiquement l'unicité de la solution.

Par la substitution de (2.10) et (2.9) dans (2.7) nous obtenons l'équation électromagnétique en magnétostatique, exprimée par le système d'équations suivant :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(v \cdot \overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}) = \vec{J} + \overrightarrow{\text{rot}}(v \cdot \vec{B}_r) \quad (2.11)$$

Où

$v = 1/\mu$  : est la réflectivité magnétique.

### II.2.3.Mode magnétodynamique

Ce modèle s'applique aux dispositifs qui ont des sources du courant ou de la tension varient en fonction du temps.

Le terme  $\frac{\partial B}{\partial t}$  n'est pas nul.

Et qui suppose la densité de courant sinusoïdale, et simuler en régime permanent. Ce qui permet d'obtenir des valeurs convenables du courant efficace. Ce mode pourra être utilisé pour étudier un schéma équivalent de la machine.

Le système à résoudre est le suivant :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(v \cdot \overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}) + \vec{j}\omega\sigma\vec{A} = \vec{J} \quad (2.12)$$

$\omega = 2\pi f$  : pulsation électrique ( $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ ),  $j$  : unité imaginaire ( $j^2 = -1$ ).

### II.2.4.Mode magnétique transitoire

Est le plus complet. Il traduit fidèlement la rotation du moteur. Dans ce cas l'alimentation est en courant transitoire, le traitement du système précédent des équations caractéristiques, nécessite une discrétisation pas à pas dans le temps.

Donc le système à résoudre est le suivant :

$$\overrightarrow{rot}(v.\overrightarrow{rot}\vec{A}) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{rot}\vec{B}_r + \sigma \overrightarrow{grad}V = 0 \quad (2.13)$$

### II.2.5.Principe de la méthode des éléments finis

Le principe fondamental de la méthode des éléments finis réside dans le découpage du domaine d'étude en domaines élémentaires de dimension finie. Sur chaque domaine appelé élément fini, Le vecteur potentiel, dans un élément de découpage peut être approchée par des fonctions d'approximations (dites fonctions de formes), dont l'expression varie d'un type à un autre. Ces fonctions d'approximations doivent assurées la continuité du potentiel aux interfaces des éléments. La majorité des formes d'approximations du potentiel dans un élément sont des approximations polynomiales [14].

Pour élément triangulaire on a :

$$A_e(X, y) = a + bX + c y \quad (2.14)$$

Pour les éléments quadrilatéral on a:

$$A_e(X, y) = a + bX + c y + dXy \quad (2.15)$$

Les constantes a b c et d sont à déterminer. Le potentiel  $A_e$  est en générale non nul dans l'élément et nul ailleurs.

La valeur approchée du potentiel dans un point du domaine ( $\Omega$ ) de résolution est donnée par :

$$A(x, y) = \sum_{e=1}^{n_e} A_e(x, y) \quad (2.16)$$

$e$  : Numéro d'élément.

$n_e$  : Le nombre totale des éléments du domaine ( $\Omega$ ).

Le potentiel en tous points d'un élément ainsi que la densité de courant sont parfaitement définis par les valeurs des potentiels de ses trois sommets (Fig.II.1).

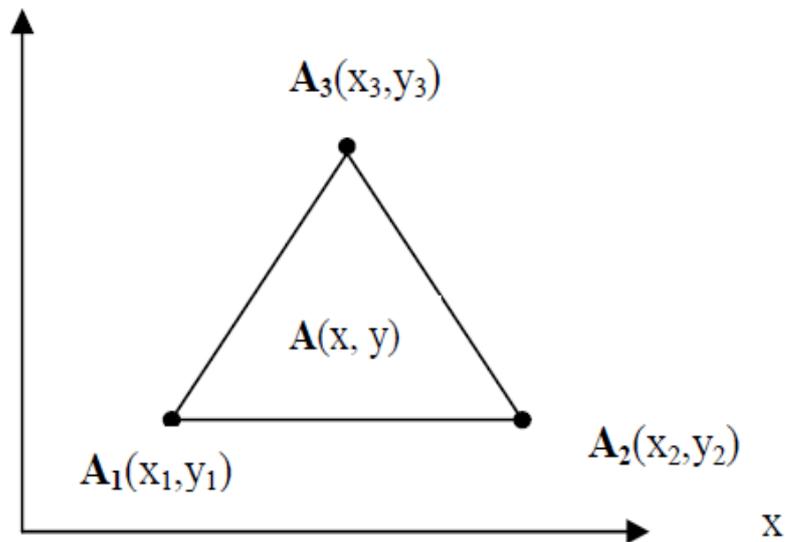


Fig.II.1.Fonction d'interpolation d'un élément.

### II.2.6.Logiciel de résolution

Les logiciels à éléments finis modernes sont souvent à structure modulaire où les différentes étapes de résolution [15]:

- introduction des données géométriques et des propriétés physiques.
- maillage.
- résolution.
- exploitation des résultats.

sont séquentiellement exécutées.

Les modules associés à ces tâches doivent pouvoir être séparément accessibles. Ainsi, une géométrie discrétisée pourra servir à traiter plusieurs cas où seules les sources d'excitation ou les conditions aux limites sont modifiées. Lors d'une optimisation de formes, l'utilisateur doit également pouvoir faire varier un paramètre géométrique sans devoir refaire le maillage ou réintroduire les conditions aux limites.

Toutefois, en utilisant une Méthode des Eléments Finis conventionnelle, il serait difficile de calculer les performances de la machine tenant compte à la fois des courants de Foucault induits dans les conducteurs massifs, des non-linéarités des matériaux magnétiques et des sources externes.

C'est dans cette perspective que nous avons opté pour une nouvelle formulation, mieux adaptée pour notre problème : il s'agit d'une méthode dite directe permettant de résoudre

simultanément les équations couplées du champ magnétique et des circuits électriques. Cette formulation est implantée dans le logiciel d'éléments finis Flux-2D.

### II.2.7. Logiciel FLUX-2D

C'est un logiciel de modélisation par éléments finis prenant en compte les phénomènes magnétiques et thermiques et permettant des régimes évolutifs. C'est donc un logiciel parfaitement adapté à nos besoins. Nous ne détaillerons pas son fonctionnement car des tutoriaux sont très bien conçus et ce n'est pas le propos [11].

Le logiciel permet de calculer et de visualiser les grandeurs utiles à l'ingénieur, pour des dispositifs bidimensionnels ou à symétrie de révolution comportant des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique particulière dite « bande de roulement » pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage [15].

La résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés [15], [16]:

#### 1 – Module pré-processeur

Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie du dispositif à étudier (PREFLU), de choisir et/ou de construire une banque de matériaux (CLSMAT), d'affecter les propriétés physiques aux différentes régions géométriques prédéfinies (PROPHY) et de définir le schéma et/ou les données du circuit électrique (CIRFLU). Il permet également un maillage automatique d'une géométrie 2D prédéfinie (PREFLU).

#### 2 – Module processeur

Constitué principalement d'un module de résolution 2D (SOLVER\_2D) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

#### 3 – Module post-processeur de Flux-2D (PostPro\_2D)

Permet, entre autres, de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D selon un chemin prédéfini. Il permet aussi de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc.

De façon générale, l'enchaînement des programmes de Flux-2D, doté d'une interface de windows est schématisé par la figure (II.2).

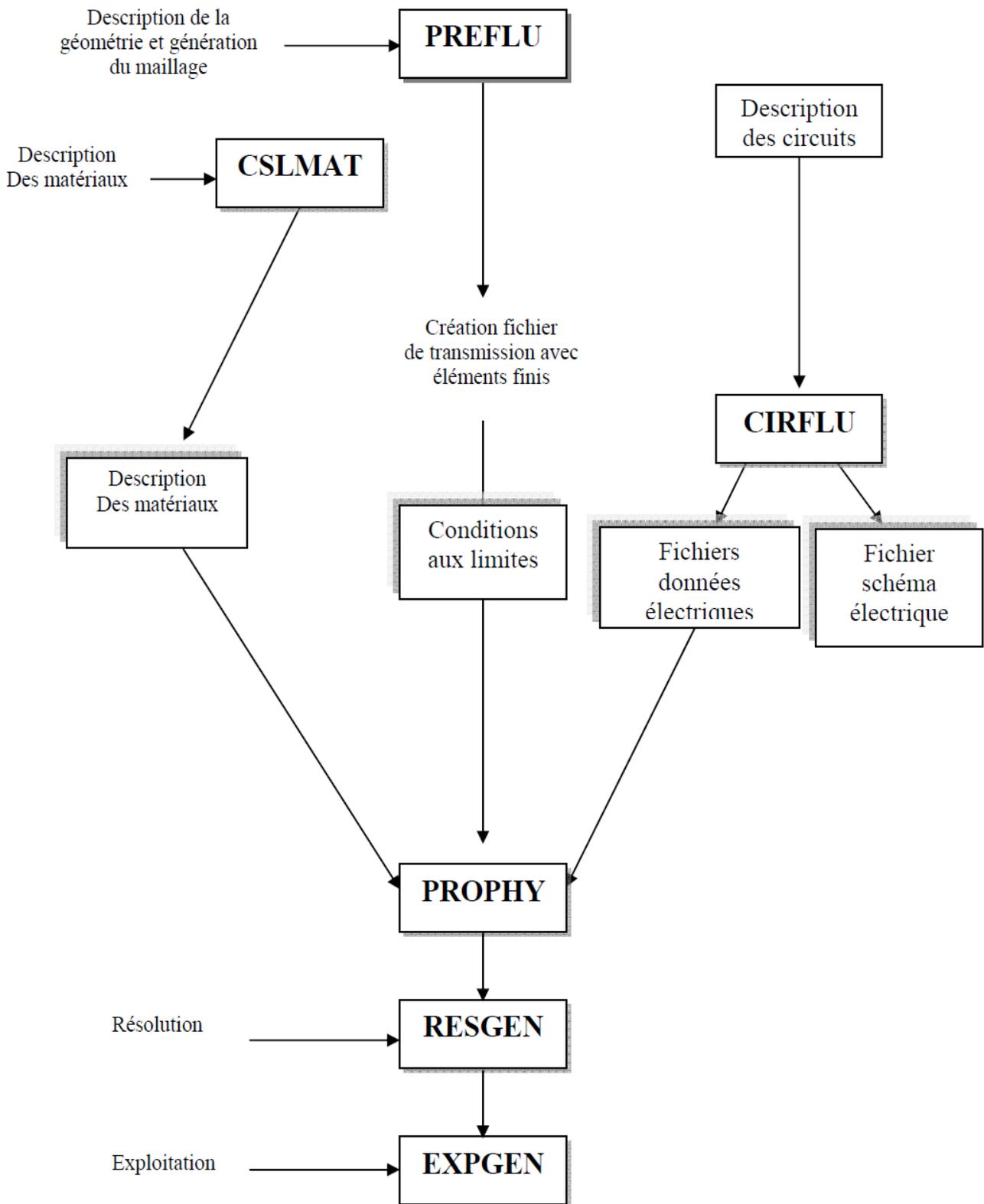


Fig.II.2.Schéma des différents modules du logiciel Flux-2D.

On utilisera le logiciel flux sous sa forme 2D bien que l'inclinaison des encoches ainsi que les effets d'extrémités nécessiteraient pour une étude précise une présentation 3D. Les raisons de ce choix sont simples [17]:

- Le temps de simulation est bien plus long encore en 3D qu'en 2D.
- L'influence de l'inclinaison des encoches n'est pas le but principal de notre étude.
- Les effets d'extrémités sont modélisés par des inductances et résistances calculées de façon analytique. Cette méthode semble relativement précise si l'on la compare à des simulations sous Flux3D.

### II.3.Application à la simulation de la MASDE

On obtient une machine asynchrone double étoile à partir de rebobinage de la machine asynchrone qui a les caractéristiques suivantes :

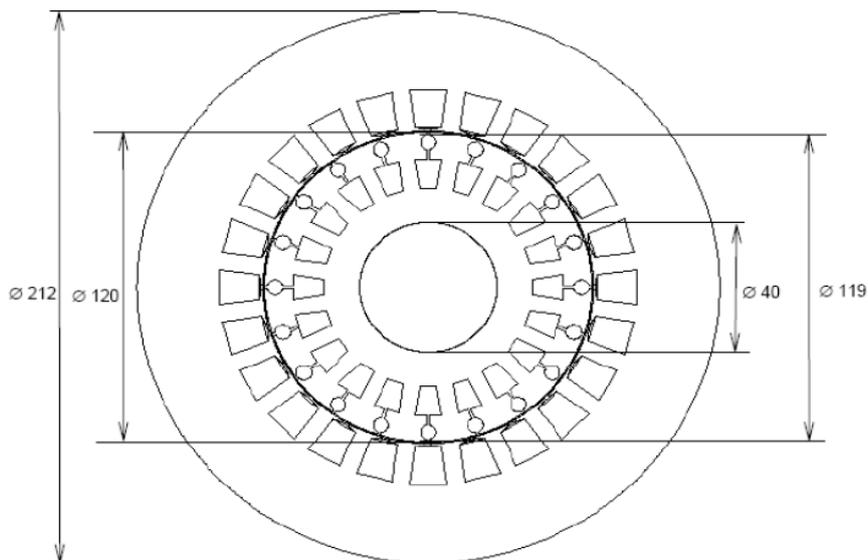
Partie	Paramètre	Valeur	Unité
Machine	Puissance nominale	7.5	kW
	Tension nominale	380	V
	Vitesse nominale	2898	tr/min
	Nombre de pôles	2	
	Fréquence	50	Hz
	Longueur active	125	mm

**Tableau II.1.**Caractéristique de la machine asynchrone.

Partie	Paramètre	Valeur	Unité
Stator	Nombre de phases	3	
	Type de connexion	Y	
	Nombre d'encoches	24	
	Diamètre interne	120	mm
	Diamètre externe	212	mm
Rotor	Diamètre externe	119	mm
	Diamètre interne	40	mm
	L'épaisseur de l'entrefer	0.5	mm
	Nombre de barres	20	

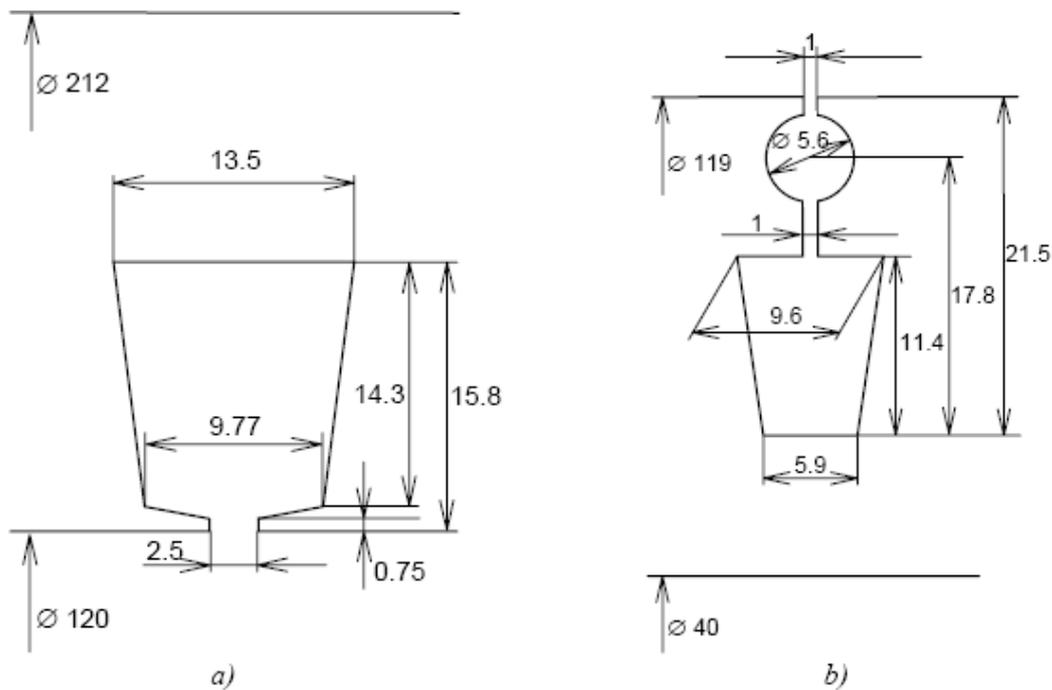
**Tableau II.2.**Caractéristiques statoriques et rotoriques de la machine asynchrone.

La figure II.3 représenté la géométrie de la machine asynchrone [18].



**Fig.II.3.**La géométrie de la machine asynchrone.

La forme et les dimensions des encoches de stator et de rotor sont montrées sur la figure (II .4).



**Fig.II.4.** Dimension des encoches, **a)** l’encoche statorique, **b)** l’encoche rotorique.

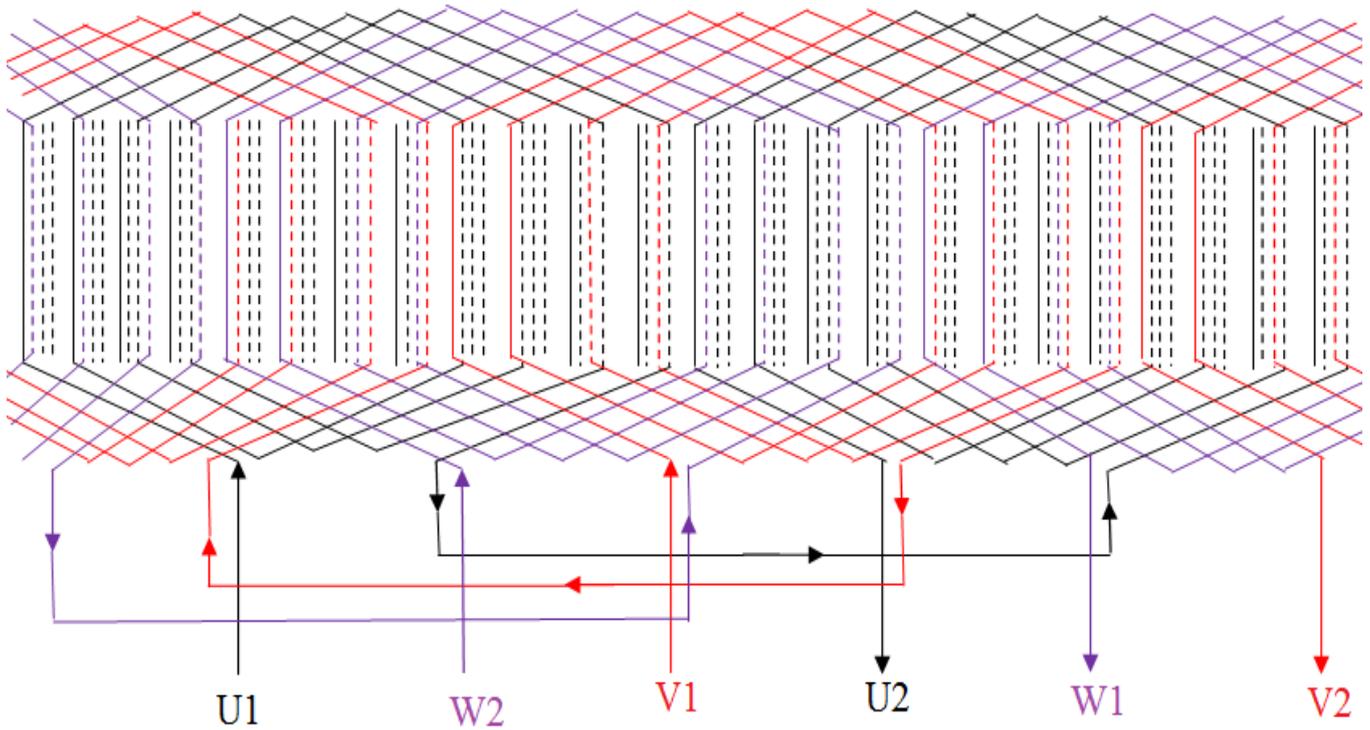
L'enroulement de stator de la machine asynchrone est un enroulement à de deux-couche, avec pas raccourcie de 8/12 et de  $W_{MAS} = 208$  tours par phase.

Pour obtenir une machine asynchrone double étoile à la même puissance que la machine asynchrone, on divise le nombre de spires à deux et la tension nominale aussi à deux pour garder le même courant nominal.

$W_{MASDE} = 104$  tours par phase.

$V_n = 190$  V.

Donc l'enroulement de stator de la MASDE est un enroulement à de quatre-couche, (Fig. II.5), avec nombre de spires de  $W_{MASDE} = 104$  tours par phase.



**Fig.II.5.**Bobinages statoriques de l'étoile 1 de la MASDE.

Même chose pour l'étoile 2, mais avec un décalage de deux encoches.

La figure II.6 définit le domaine de calcul du champ électromagnétique dans la machine.

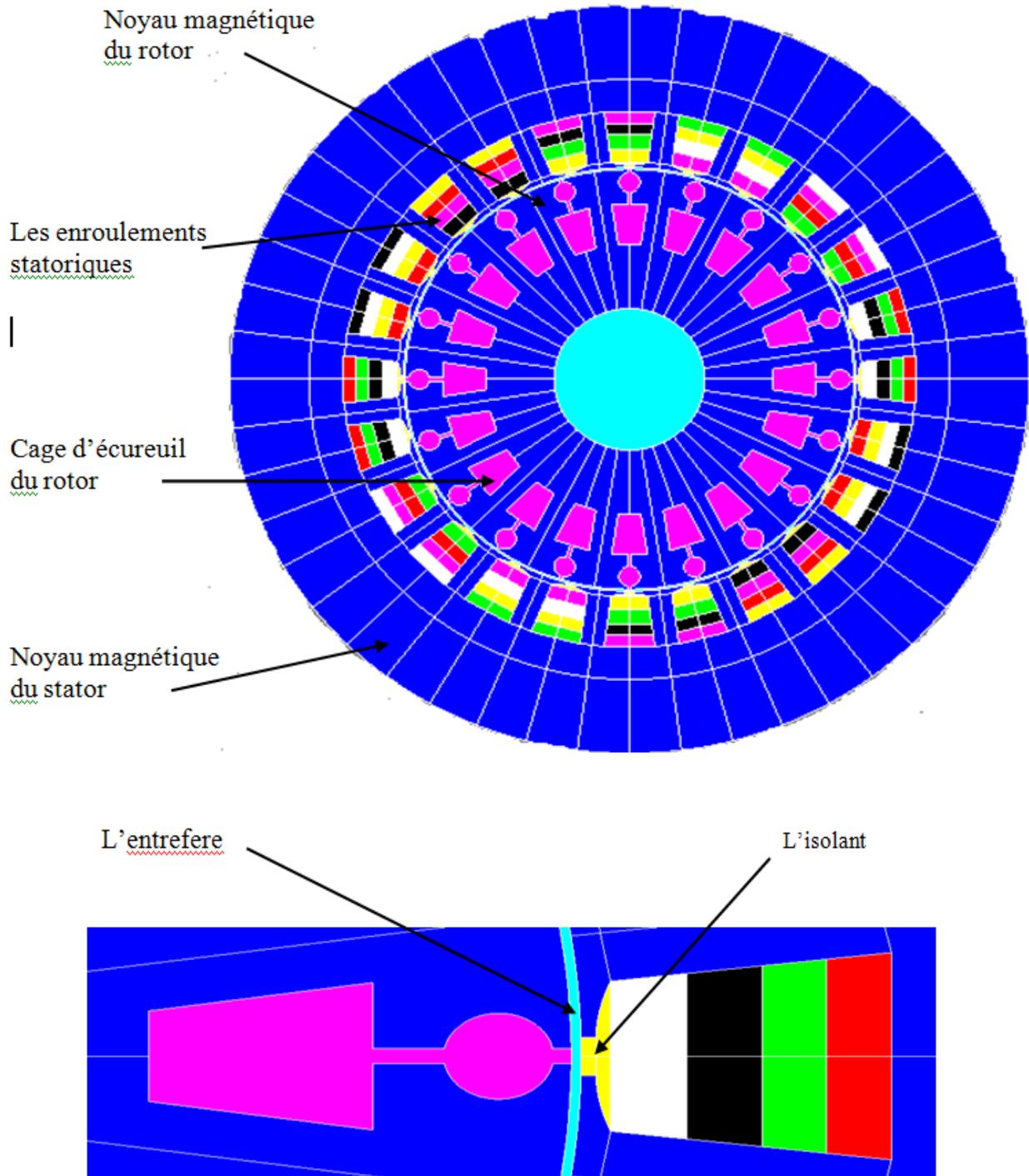


Fig.II.6.Régions du domaine de calcul du champ électromagnétique.



l'extérieur de la culasse pour alléger les temps de calcul sans perte sensible d'information. La carcasse externe de la machine étant conductrice et généralement reliée à la terre.

**II.3.1. Matériaux conducteurs**

Pour les conducteurs statoriques, on supposera qu'ils se repartissent de façon uniforme dans les encoches, on affectera à cette région la résistivité du cuivre pour une température donnée des enroulements, le foisonnement et le nombre de spires par encoche. Au niveau de rotor, nous utiliserons la résistivité de l'aluminium à température fixe [17].

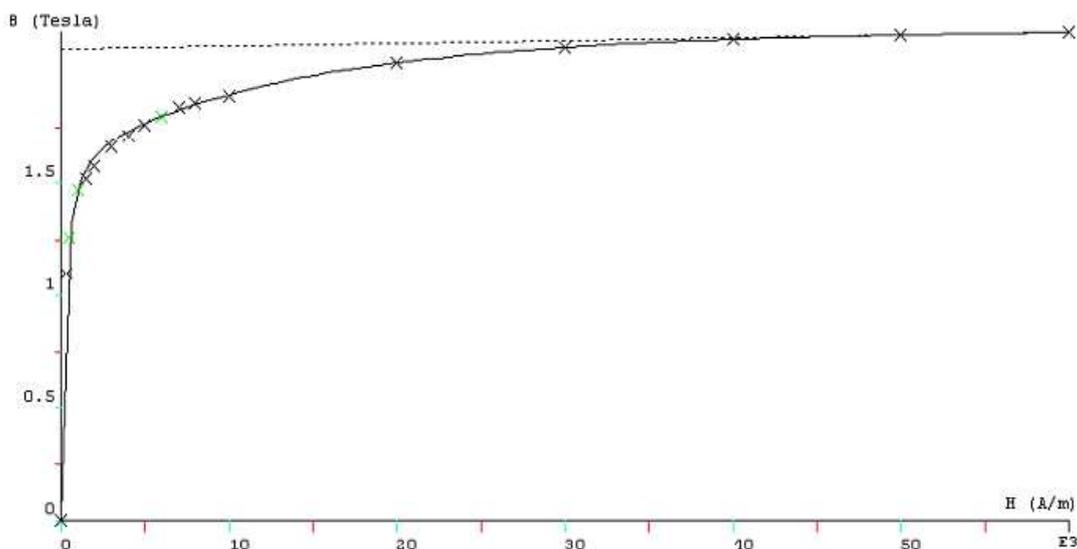
**II.3.2. Matériaux magnétiques**

Pour ce qui est des propriétés magnétiques des matériaux ferreux, on prendra en compte la non-linéarité des caractéristiques B(H) (Tableau II.3)

H [A /m]	B [T]						
0	0	2000	1.61	7000	1.83	40000	2.14
300	0.66	3000	1.69	8000	1.85	50000	2.16
500	1.09	4000	1.73	10000	1.89	60000	2.18
1000	1.45	5000	1.76	20000	2.04	70000	2.192
1500	1.56	6000	1.79	30000	2.11	-	-

**Tableau II.3.**B(H) du matériau magnétique STEEL\_NLIN [42assim].

La courbe B(H) du circuit magnétique est représentées ci-dessous.

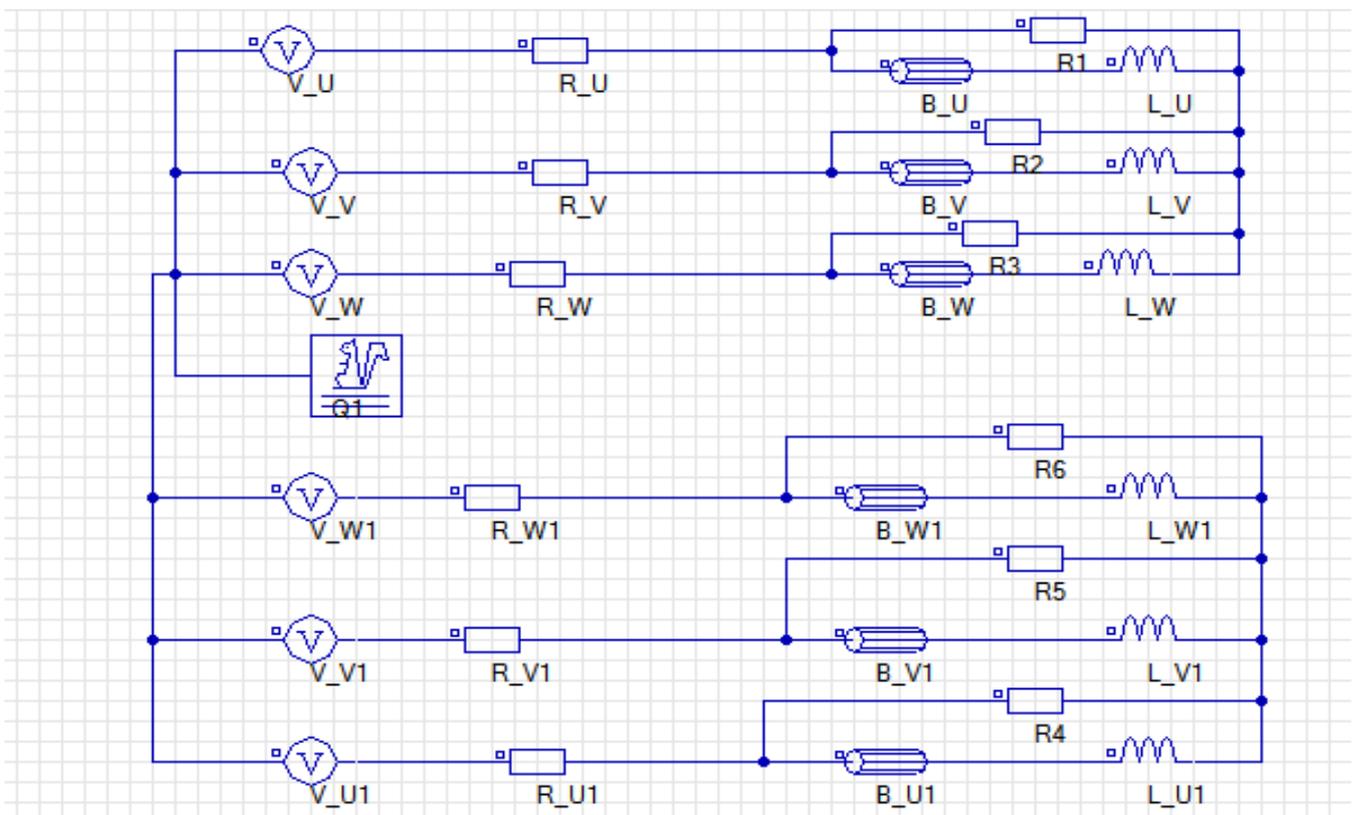


**Fig. II.8.**Caractéristiques B(H) du matériau magnétique STEEL\_NLIN.

### II.3.3. Couplage avec les équations de circuit

Pour représenter fidèlement le moteur, il faut tenir compte des effets d'extrémités (inductance, résistance de tête de bobine et d'anneau de court circuit).

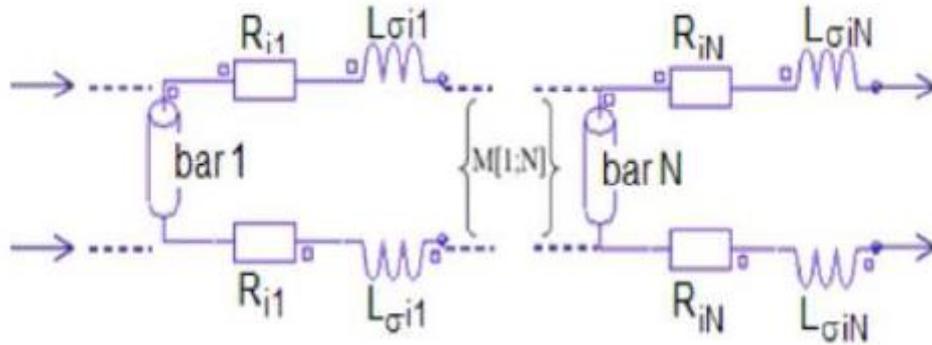
Le circuit électrique, (Fig. II.9), représentant : les sources de tension d'alimentation ( $V_U$ ,  $V_V$ ,  $V_W$ ,  $V_{U1}$ ,  $V_{V1}$ ,  $V_{W1}$ ), Les bobinages statoriques ( $B_U$ ,  $B_V$ ,  $B_W$ ,  $B_{U1}$ ,  $B_{V1}$ ,  $B_{W1}$ ), les Inductances de fuite, ( $L_U$ ,  $L_V$ ,  $L_W$ ,  $L_{U1}$ ,  $L_{V1}$ ,  $L_{W1}$ ), les résistances de chute de tension dans le réseaux ( $R_U$ ,  $R_V$ ,  $R_W$ ,  $R_{U1}$ ,  $R_{V1}$ ,  $R_{W1}$ ), les résistances des voltmètres pour mesurer les tensions statoriques ( $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$ ,  $R4$ ,  $R5$ ,  $R6$ ).



**Fig.II.9.** Circuit représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.

Q1 : est un macro-circuit (un dispositif du logiciel Flux 2D<sup>®</sup>) utilisé pour modéliser la cage d'écureuil de la machine, c'est un circuit fermé contient des barres rotoriques

(Fig.II.10) : Barre (bark), résistances ( $R_{ik}$ ), inductances de fuite ( $L_{\sigma ik}$ ), correspondent aux régions d'inter-barre d'anneaux de court-circuit (arcs entre deux barres adjacentes).



**Fig.II.10.**Circuit équivalent de la cage d'écureuil.

Ce lien est utilisé car les simulations envisagées visent à reproduire les variations du moteur lors d'un fonctionnement en charge. Les courants induits au rotor ne pourront donc plus être négligés comme c'était le cas à vide, il est donc indispensable de modéliser les courts-circuits de la cage. De plus, cette méthode permet d'alimenter directement le moteur en tension et non pas en courant comme il faudrait le faire sans ce couplage [19].

## II.4.Résultats de simulation par la magnétodynamique

### II.4.1.Caractéristique de simulation en magnétodynamique

Dans ce mode de fonctionnement, il faut déterminer les valeurs de la fréquence d'alimentation et du glissement. On utilisera le couplage avec les équations de circuit qui permettent de simuler les courts-circuits de la cage.

On rappelle les avantages et les inconvénients de la magnétodynamique [11] :

#### ➤ **Avantages :**

- simplicité de mise en œuvre.
- gain de temps et d'espace mémoire par rapport à la résolution évolutive
- la prise en compte des courants induits.

#### ➤ **Inconvénients :**

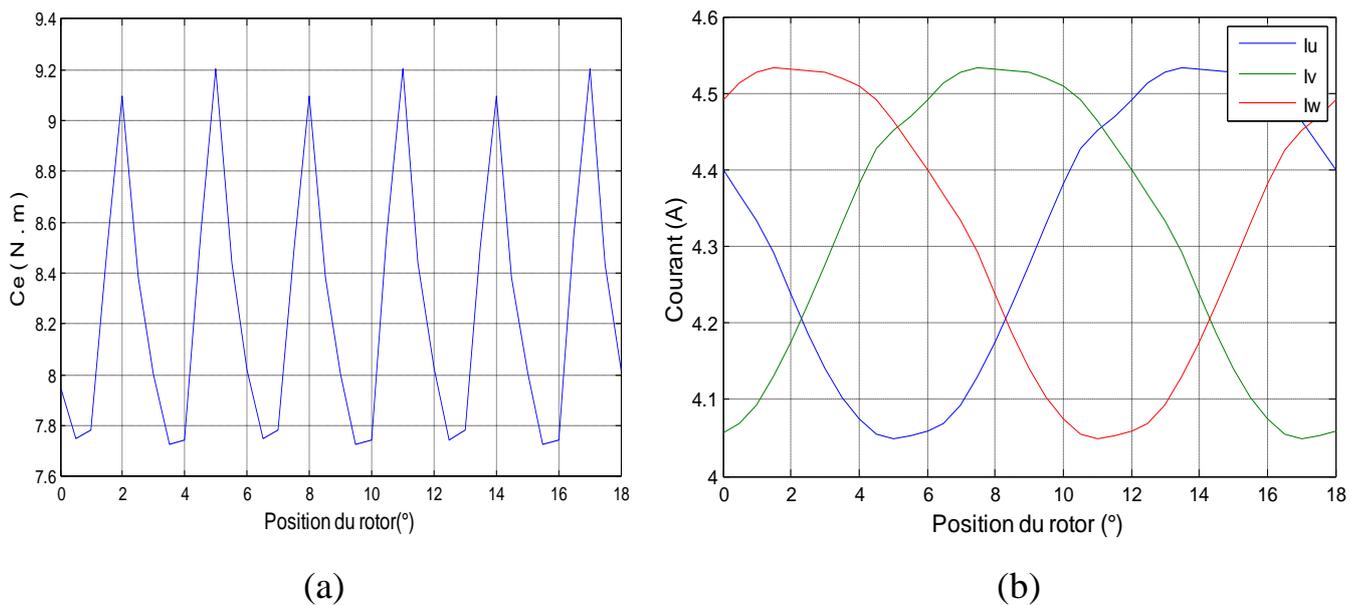
- utilisation possible uniquement pour le régime permanent.
- toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales dans le temps et à même fréquence.
- Le mouvement du rotor n'est pas «physiquement» prise en compte. Cela aboutit à des courants statoriques parfois déséquilibrés car les harmoniques des espaces ne sont pas prises en compte.

Les simulations magnéto-harmoniques de Flux2D<sup>®</sup> de la machine asynchrone double étoile sont effectuées pour des valeurs constantes de glissement (valeurs constantes de vitesse rotoriques).

Les résultats des simulations magnétodynamiques dépendent de la position relative de rotor-stator, prise en compte par la simulation, « la position initiale du rotor ». Ainsi nous avons déterminé la position relative de rotor-stator pour laquelle le couple électromagnétique est égal à la valeur moyenne. "La position initiale" du rotor représente des données d'entrée pour le processeur de SOLVER\_2D de Flux2D<sup>®</sup>.

#### II.4.2. Détermination de la position initiale du rotor

Les conditions de simulation sont : Le glissement est 0.01, La position du rotor varie de 0° à 18° (360/20), avec un pas de 0.5°. La figure II.11 représente la variation du couple et des courants statoriques en fonction du position du rotor.



**Fig.II.11.**(a) Couple électromagnétique, (b) courants statoriques de l'étoile1.

Le couple varie de 7,75 Nm à 9.2 Nm dus à l'effet d'encoche. La valeur moyenne du couple est 8.475 Nm, et cette valeur correspond à une position de rotor de 2.45°. Cette valeur sera employée dans toutes les simulations.

#### II.4.3. Détermination des caractéristiques de MASDE en fonctionnement nominal

On va les étapes suivantes :

- On varie le glissement de 0.01 à 0.05, avec un pas de 0.002.

b) les grandeurs suivantes sont calculées en utilisant les résultats de simulation pour chaque valeur du glissement  $g$  :

- Les valeurs efficaces des courants de phase  $I_U, I_V, I_W, I_{U1}, I_{V1}, I_{W1}$  et la valeur moyenne  $I_1 = (I_U + I_V + I_W + I_{U1} + I_{V1} + I_{W1})/6$ .
- Les pertes fer  $P_m$  dans le stator.
- Les puissances actives et réactives absorbées par le moteur des six sources de tension  $P_1$  et  $Q_1$ , et le facteur de puissance correspondant  $\cos \phi$ .
- Le couple électromagnétique  $M_e$ .
- Les pertes Joule dans l'enroulement statorique  $P_{j1} = 6 R_1 I_1^2$ .
- Les pertes de Joule rotorique  $P_{j2} = g P_e = g (P_1 - P_{j1})$ .
- La puissance utile du moteur.  $P_2 = P_1 - P_{j1} - P_{j2} - P_{fv}$  là où  $P_{fv} = 0.05 P_n$  représente les pertes mécaniques et de ventilation.
- La vitesse du moteur  $n = (1-g) n_1$ .
- Le couple utile du moteur,  $M = 60 \cdot P_2 / (2 \pi n)$ .
- Le rendement  $\eta = P_2 / P_1$ .

c) A partir du Tableau II.4, nous obtenons les caractéristiques du moteur pour le fonctionnement nominal correspondants à la puissance utile égale à la puissance nominale  $P_n = 7.5 \text{ kW}$ .

Le tableau II.4 Contient les caractéristiques du moteur en fonction du glissement.

$g$	De 0,01	0.032	0.033	0.034	Jusqu'à 0,05
$P_1(\text{W})$	Non intéressant	8171.9	8406	8638.44	Non intéressant
$Q_1(\text{Var})$	"	5195.28	5274.74	5356.08	"
$I_1(\text{A})$	"	8.5	8.71	8.92	"
$P_{j1}(\text{W})$	"	333.79	351.32	368.75	"
$P_{j2}(\text{W})$	"	250.81	265.8	281.16	"
$P_m(\text{W})$	"	46.4	46.36	46.33	"
$P_{fv}(\text{W})$	"	357	357	357	"
$P_2(\text{W})$	"	7182	7367	7567	"
$M_e(\text{N.m})$	"	24.91	25.59	26.27	"
$M(\text{N.m})$	"	23.62	24.26	24.73	"
$N(\text{tr /min})$	"	2904	2901	2898	"
$\cos \phi$	"	0.84	0.84	0.84	"
$\eta$ (%)	"	87.88	87.63	87.6	"

**Tableau II.4.**Caractéristiques du moteur en fonction du glissement.

Le tableau II.5 Contient les caractéristiques du moteur pour le fonctionnement nominal.

$g_n$	$P_n$ (kW)	$I_n$ (A)	$N_n$ (tr \min)	$M_{en}$ (N.m)	$M_n$ (N.m)	$\cos \phi$	$\eta$ (%)
0.034	7.5	8.92	2898	26.27	24.73	0.84	87.6

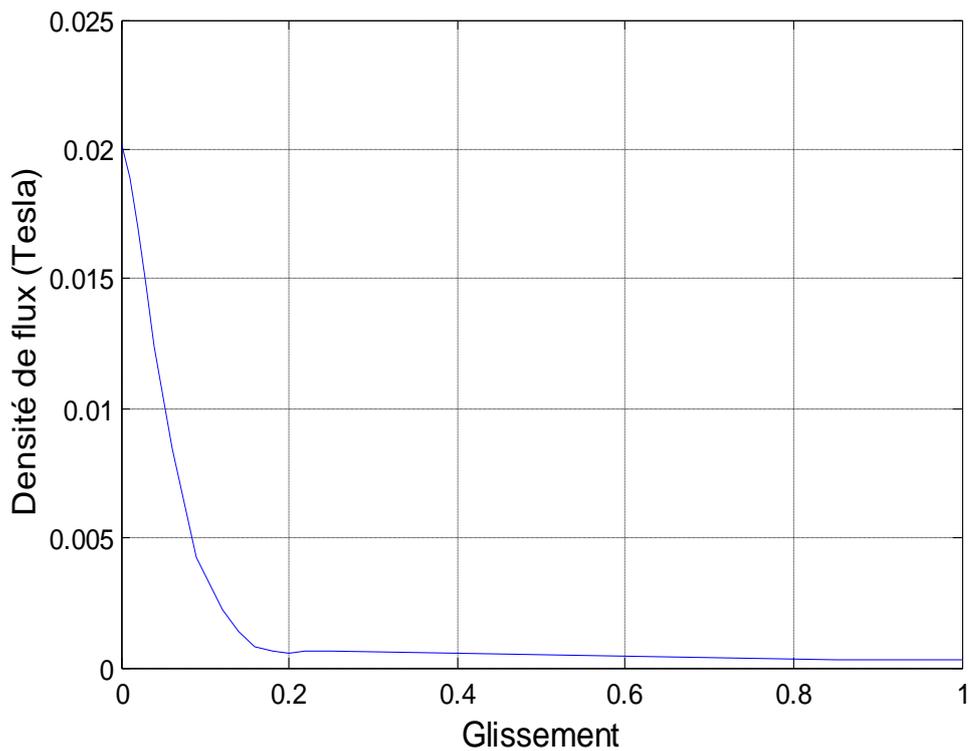
**Tableau II.5.**Caractéristiques du moteur pour le fonctionnement nominal.

#### II.4.4.Caractéristiques de la MASDE en fonction du glissement

Les résultats ci-dessous représentent une analyse magnétodynamique pour les valeurs du glissement :

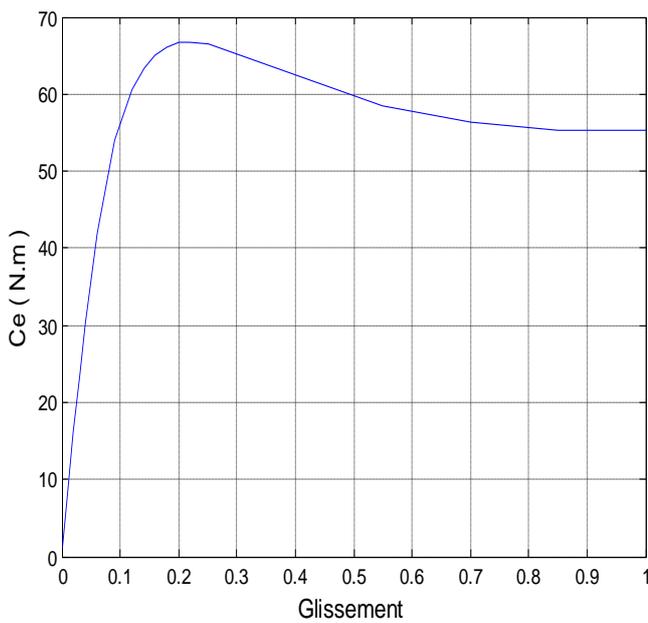
$g=[0.001,0.01,0.02,0.03,0.04,0.06,0.09,0.12,0.14,0.16,0.18,0.2,0.22,0.25,0.4,0.55,0.7, 0.85,1]$ .

La figure (II.12) représente la grandeur locale (densité de flux), en fonction du glissement, On remarque que ce grandeur augmente en fonction de la vitesse rotorique de la MASDE.

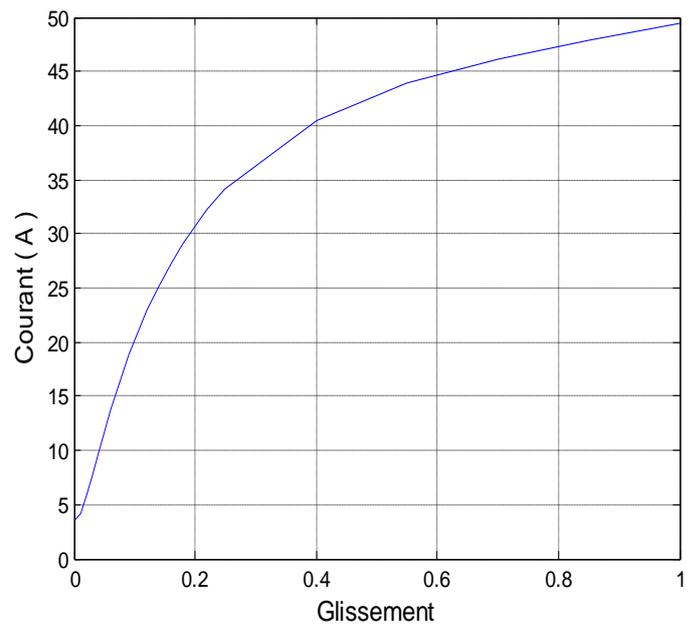


**Fig.II.12.**Densité du flux.

Les figures (II.13, II.14) représentent respectivement, les caractéristiques de couple et du courant en fonction du glissement.



**Fig.II.13.**Couple en fonction du glissement.



**Fig.II.14.**Courant en fonction du glissement.

Ce calcul offre également la possibilité d'évaluer les caractéristiques suivantes du moteur :

- le courant  $I_s$  et le couple électromagnétique de démarrage du moteur  $M_{es}$ , c.-à-d., pour glissement  $g = 1$ .
- le glissement critique  $g_m$  et la valeur du couple électromagnétique correspondant  $M_{em}$ .

Les valeurs relatives de ces quantités par rapport aux valeurs nominales ( $M_{en}$  et  $I_n$ ) sont montrées dans le tableau II.6

$g_m$	$M_{em} / M_{en}$	$M_{es} / M_{en}$	$I_s / I_n$
0.25	2.53	2.1	5.53

**Tableau II.6.**Valeurs relatives par rapport aux valeurs nominales.

### II.4.5. Résultats graphiques

Le résultat de simulation ci-dessous représente : la répartition des lignes du champ magnétique (Fig. II.15) et l'induction dans le circuit magnétique (Fig. II.16).

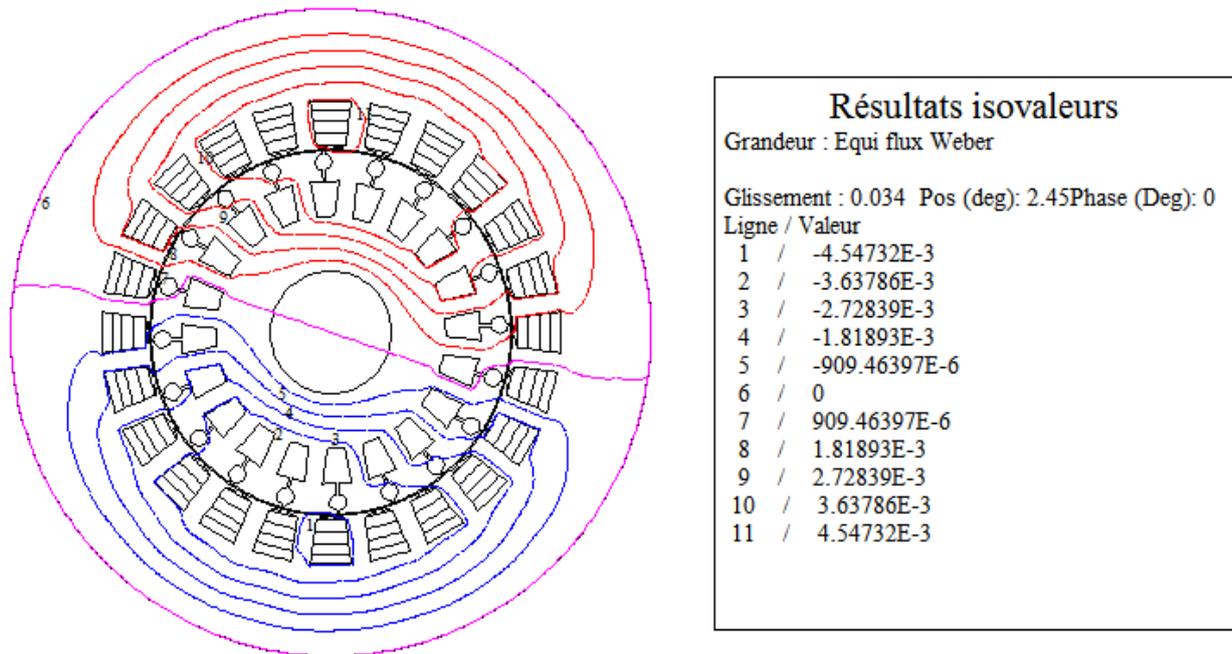


Fig. II.15. Répartition des lignes du champ magnétique pour le fonctionnement nominal. (g=0.034)

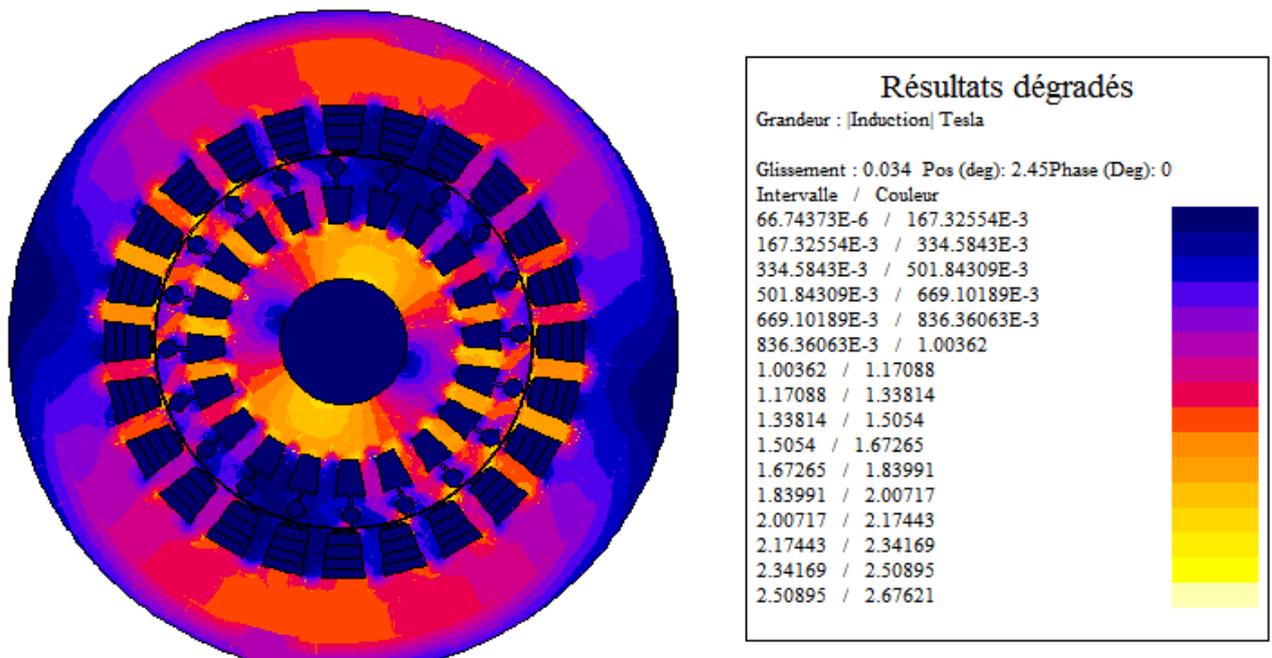


Fig.II.16. Induction magnétique pour le fonctionnement nominal.

Nous remarquons bien la présence une paire de pôles. La distribution des lignes est quasi symétrique par rapport aux axes des pôles. Les lignes du champ entre le stator et le rotor sont légèrement déviées dans le sens de rotation du rotor. La répartition de l'induction est, elle aussi, quasi-symétrique.

Les figures (II.17, et II.18) représentent respectivement La densité de courant dans les barres de rotor lors de démarrage du moteur, et pour le fonctionnement nominal, nous remarquons que le courant dans les barres au démarrage est plus grand a celui au fonctionnement nominal.

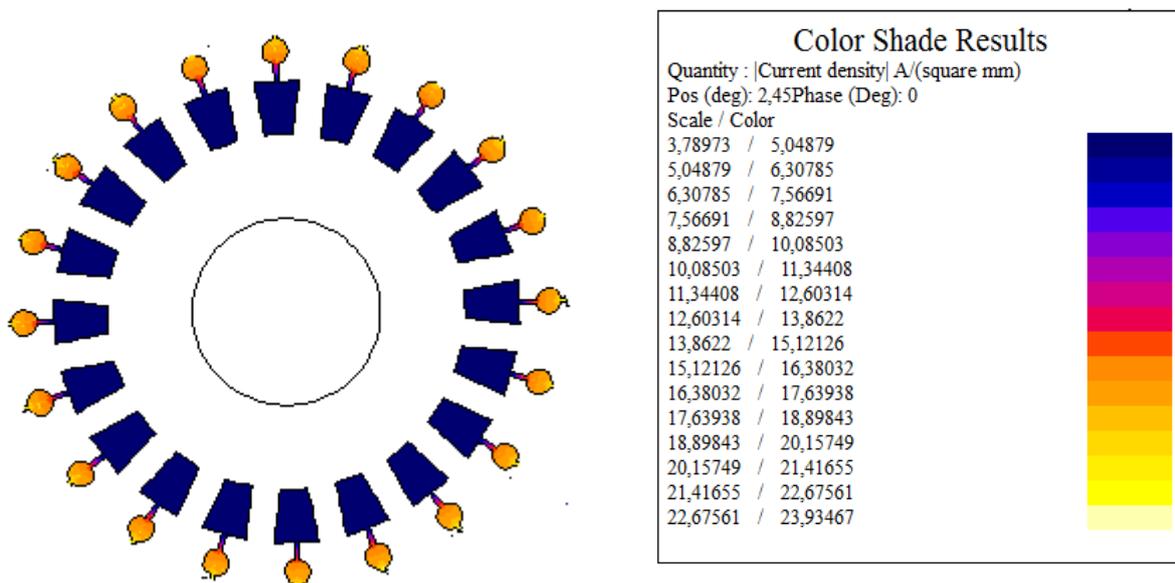


Fig.II.17.Densité du courant dans les barres lors de démarrage du moteur.

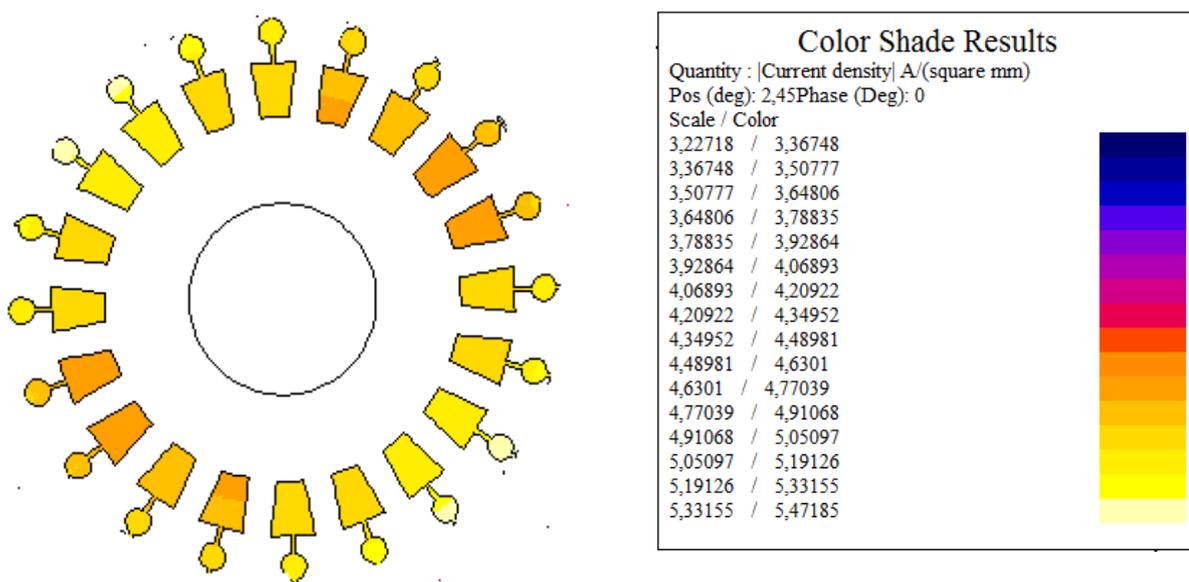


Fig.II.18.Densité du courant dans les barres en fonctionnement nominal.

## II.5. Identification des paramètres de la MASDE par la magnétodynamique

Il existe de nombreuses méthodes d'identification des paramètres de la MASDE, différentes de par leur principe et leur complexité. Nous avons utilisé la méthode de deux essais, Cette méthode s'inspire de la méthode expérimentale classique, Elle consiste à simuler par la magnétodynamique deux fonctionnements particuliers de la machine : fonctionnement à vide et l'essai à rotor bloqué.

### II.5.1. Essais à vide

(A tension nominale  $V = 190\text{v}$ )

Nous pouvons choisir des deux modèles magnéto-harmoniques suivants de l'essai à vide pour la tension et la fréquence de source nominale ( $U_{1n}, f_{1n}$ ) [18] :

- Simulation avec une valeur de glissement très inférieure au glissement nominale (par exemple  $g_0 = 0.001$ ).
- simulation avec le glissement nominal et avec une valeur de la résistivité de barre de rotor beaucoup plus grande que la valeur réelle, nous avons imposé une valeur  $10^5$  fois plus grandes.

Les deux modèles donnent pratiquement le même résultat, dans notre travail nous avons utilisé la premier modèle.

Les figures (II.19, II.20) représentent l'induction magnétique et la répartition des lignes du champ magnétique en fonctionnement à vide :

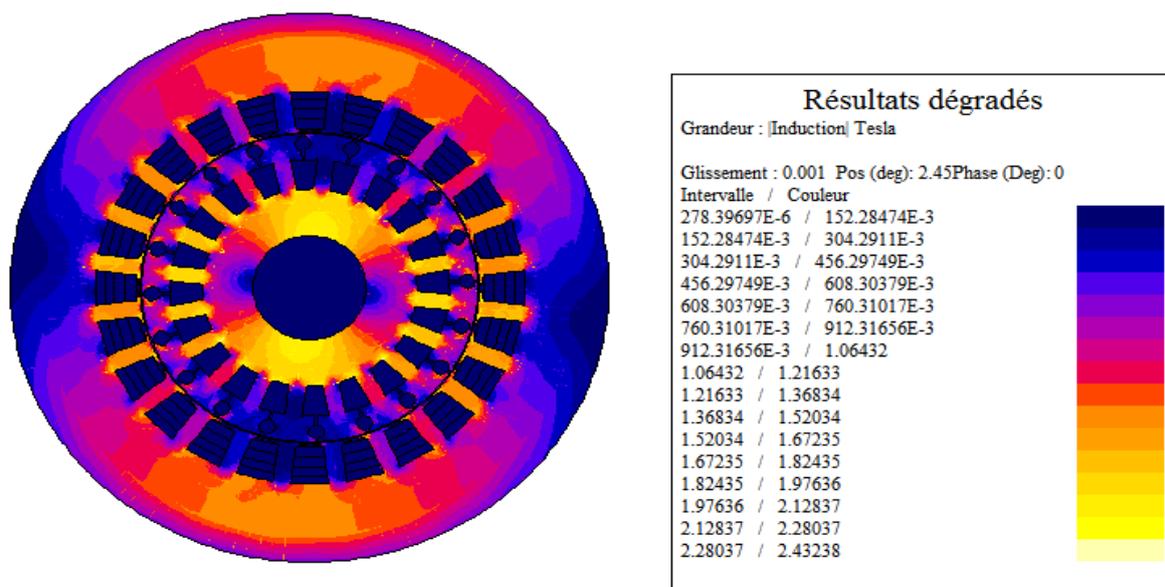
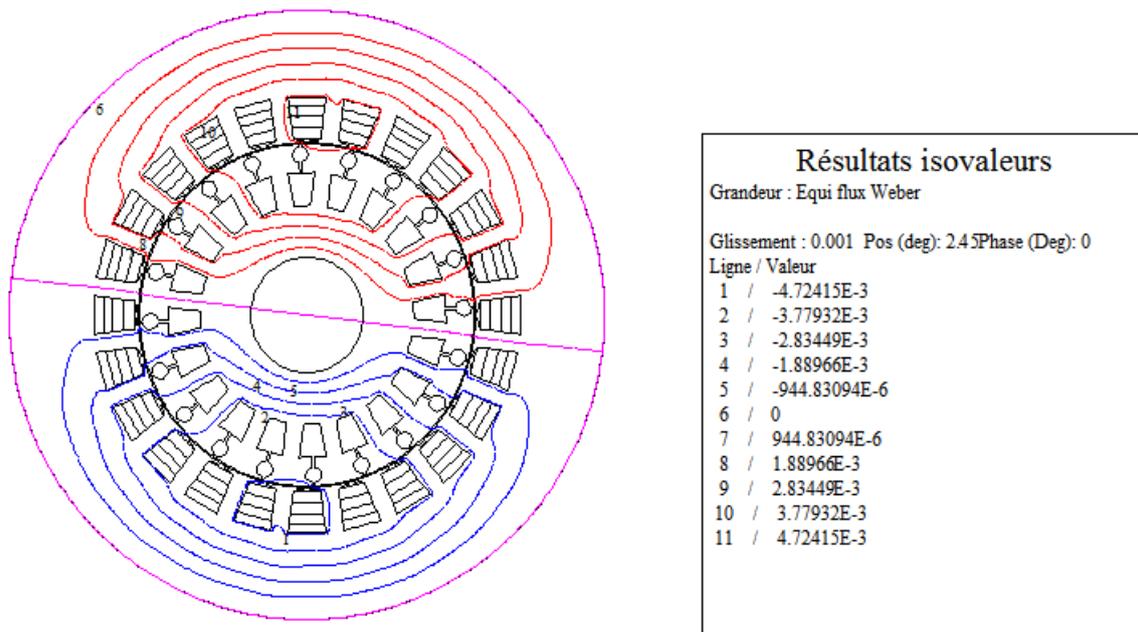


Fig.II.19. Induction magnétique en fonctionnement à vide.



**Fig.II.20.**Répartition des lignes du champ magnétique pour le fonctionnement à vide.

Le résultat numérique principal de la simulation à vide est :

- La valeur de la puissance réactive absorbée par les six phases à vide,  $Q_v = 4107\text{Var}$ .

Cette valeur permet de calculer de l'inductance statorique cyclique :

$$LS = \frac{6E^2}{\omega_s Q_v} = 0.168 \text{ H} \quad (2.17)$$

Ou,  $E \approx V = 190\text{v}$ .

### II.5.1.Essais à rotor bloqué

(A tension réduite)

Les simulations magnétodynamiques de l'essai à rotor bloqué du moteur considèrent le glissement  $g = 1$ .

Généralement nous sommes intéressés par l'essai particulier du moteur à rotor bloqué, pour lequel le courant de stator de valeur  $I_n$  corresponde à l'essai avec une charge nominale.

La figure II.21 représente le circuit électrique associé utilisé pour la simulation du moteur couplé au modèle à rotor bloqué avec une source de courant nominal, les composantes de circuit sont : quatre sources de courant ( $I_U, I_V, I_{U1}, I_{V1}$ ), caractérisé par :

- valeur nominale  $I_n = 8.92 \text{ A}$ , les déphasages  $\varphi_U = 0^\circ$ ,  $\varphi_V = -120^\circ$ ,  $\varphi_{U1} = -30^\circ$ ,  $\varphi_{V1} = -150^\circ$ .
- Fréquence  $f_n = 50 \text{ Hz}$

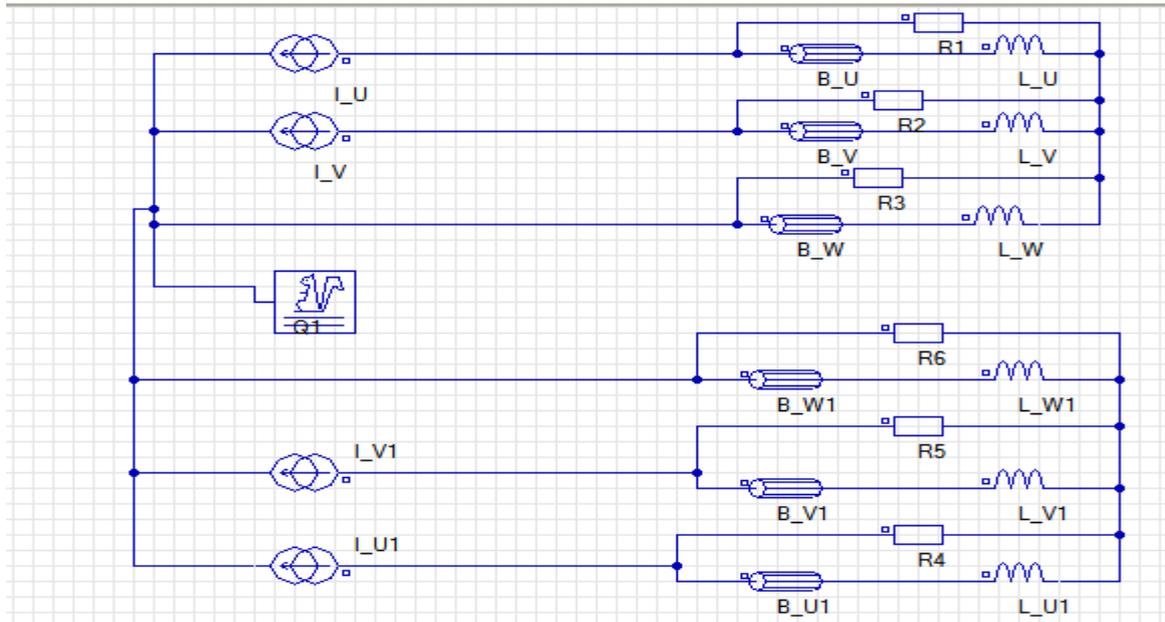


Fig. II.21. Circuit électrique associé pour la simulation avec un courant imposé.

La figure II.22 Représente la répartition des lignes du champ magnétique et de l'induction dans le circuit magnétique pour l'essai à rotor bloqué.

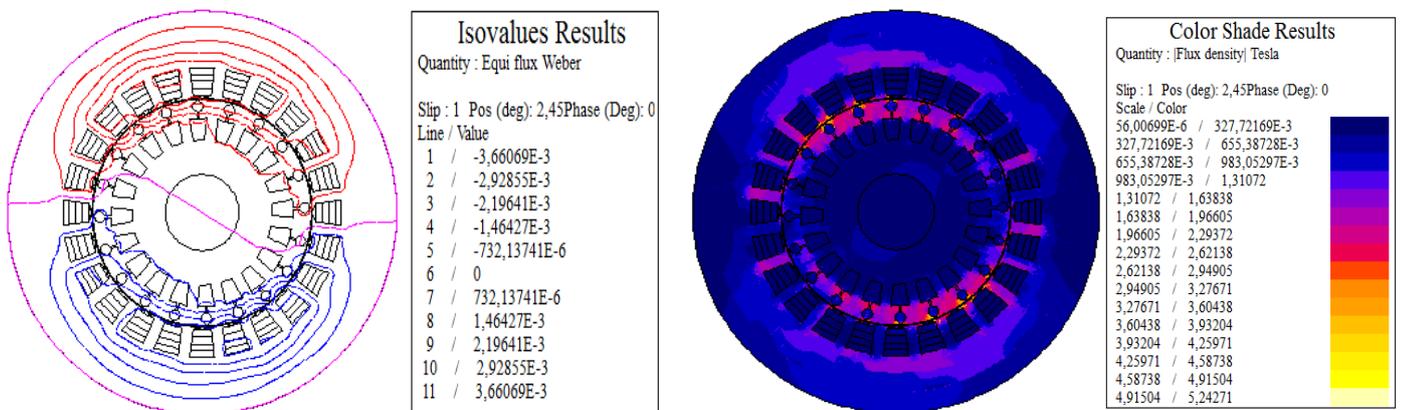


Fig.II.22.Répartition des lignes du champ magnétique et de l'induction dans le circuit magnétique pour l'essai à rotor bloqué.

Les résultats numériques principaux de la simulation à rotor bloqué sont :

- La valeur de la puissance réactive absorbée par les six phases à rotor bloqué,  $Q_{cc} = 1957\text{Var}$ .

- La valeur de la puissance active absorbée par les six phases à rotor bloqué,  $P_{cc} = 1023W$ .

Ces valeurs permettent de faire des calculs suivants :

$$\tau_r = -\frac{1}{\omega_s} \frac{\frac{Q_{cc}}{6I^2} - L_s \omega_s}{\frac{P_{cc}}{6I^2} - R_s} \quad (2.18)$$

$$K = \sqrt{\frac{(\frac{P_{cc}}{6I^2} - R_s)(1 + \tau_r^2 \omega_s^2)}{(\tau_r L_s \omega_s^2)}} \quad (2.19)$$

$$\sigma = 1 - K \quad (2.20)$$

$\tau_r$  : La constante de temps rotorique.

$K$  : Le coefficient de couplage magnétique stator-rotor.

$\sigma$  : Le coefficient de dispersion stator-rotor.

$\sigma L_s$  : L'inductance de fuite totale vue de stator.

On a aussi :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad / (M_{sr} = \frac{\sqrt{2}}{3} M) \quad (2.21)$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.22)$$

Les équations (2.21) et (2.22) ayant un degré de liberté (deux données pour trois inconnues), on choisit classiquement  $L_r$  presque égale à  $L_s$  [12].

On prend aussi l'inductance de fuite rotorique est égale à l'inductance de fuite statorique  $l_s = l_r$ .

Le tableau II.7 représente les valeurs des paramètres de la MASDE

$R_s$ ( $\Omega$ )	$L_s$ (H)	$L_r$ (H)	$R_r$ ( $\Omega$ )	$M_{sr}$ (H)	$L_m$ (H)	$l_s$ (H)	$l_r$ (H)
0.77	0.168	0.168	0.7	0.0776	0.1164	0.0033	0.0033

Tableau II.7. Valeurs des paramètres de la MASDE.

## II.6.Résultats de simulation par la magnéto transitoire

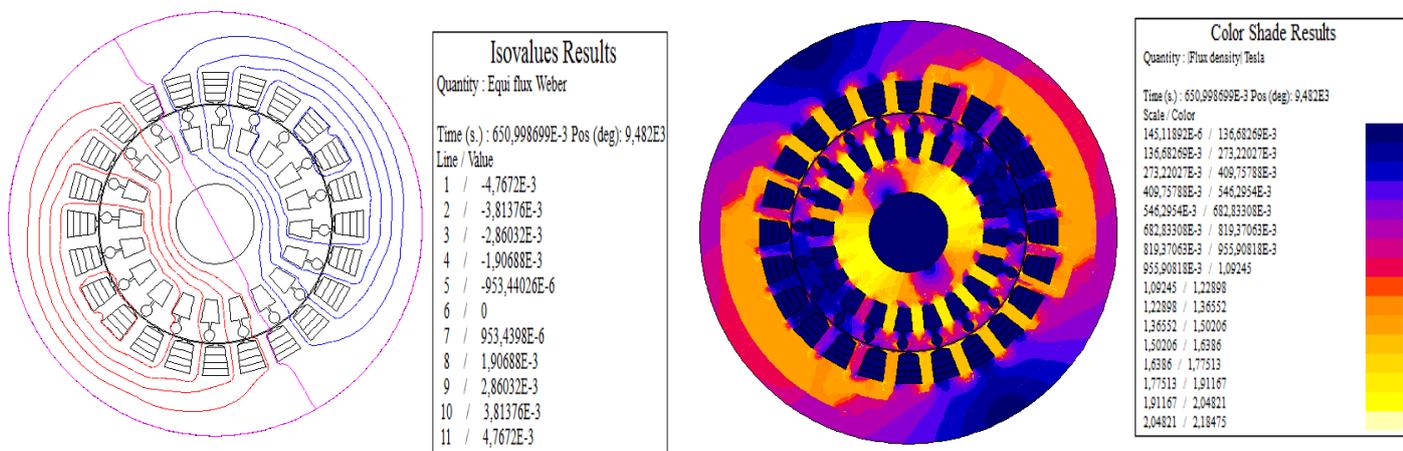
### II.6.1.Introduction

Malgré les diverses approches numériques développées, la modélisation du régime magnétodynamique dans les machines reste une tâche difficile à cause de l'existence du mouvement relatif du rotor par rapport au stator qui rend leur couplage magnétique difficile [20]. Nous présentons dans ce qui suite le calcul électromagnétique en régime transitoire de la MASDE.

### II.6.2.Simulations des comportements dynamiques de la MASDE

#### II.6.2.1.Fonctionnement à vide

A vide, sous la tension nominale de 190 V, nous avons présenté sur les Figures II.23 à II.29, l'évolution des grandeurs locales (les lignes du champ magnétique, l'induction magnétique) et les grandeurs globales (Les courants, le couple électromagnétique, la vitesse, la puissance).



**Fig. II.23.**Lignes du champ magnétique et l'induction magnétique à vide à  $t = 0.65s$ .

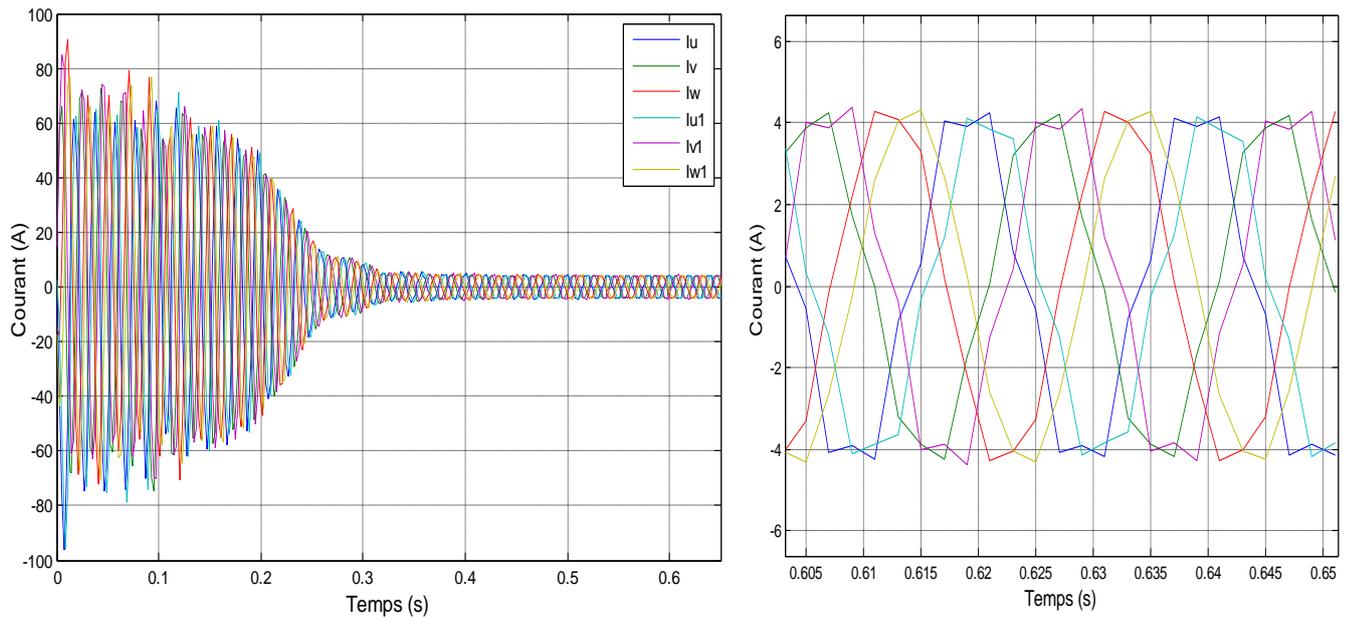


Fig. II.24. Courants statoriques à vide.

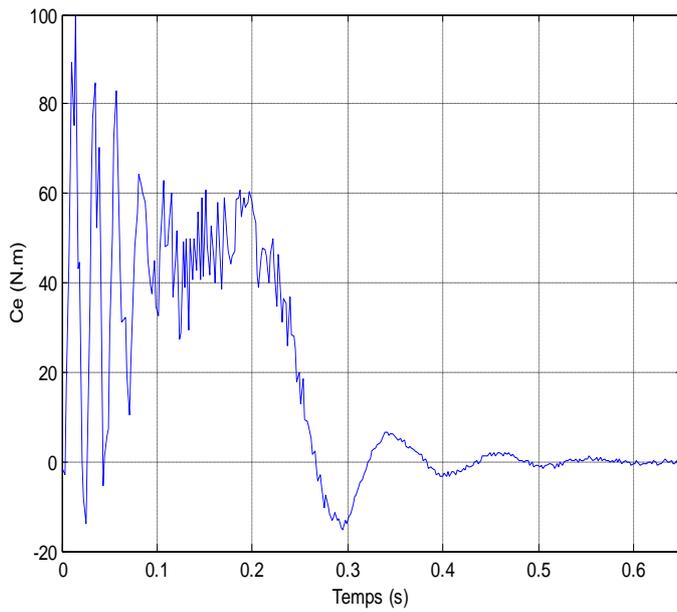


Fig. II.25. Couple électromagnétique.

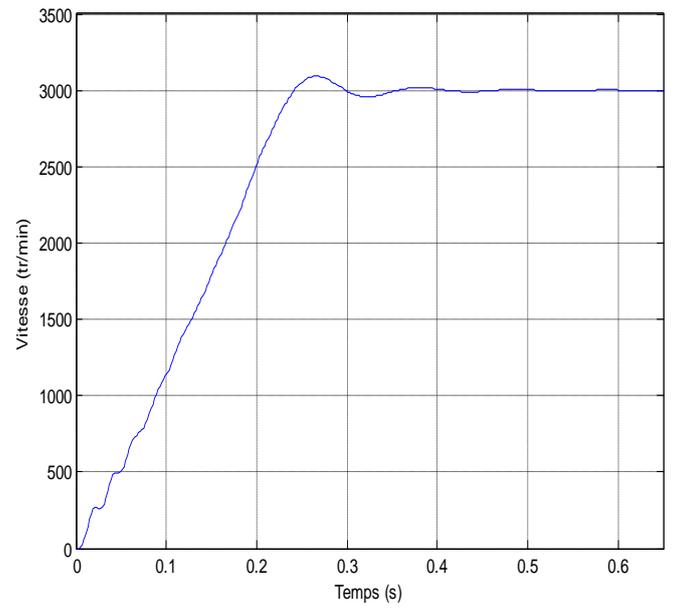
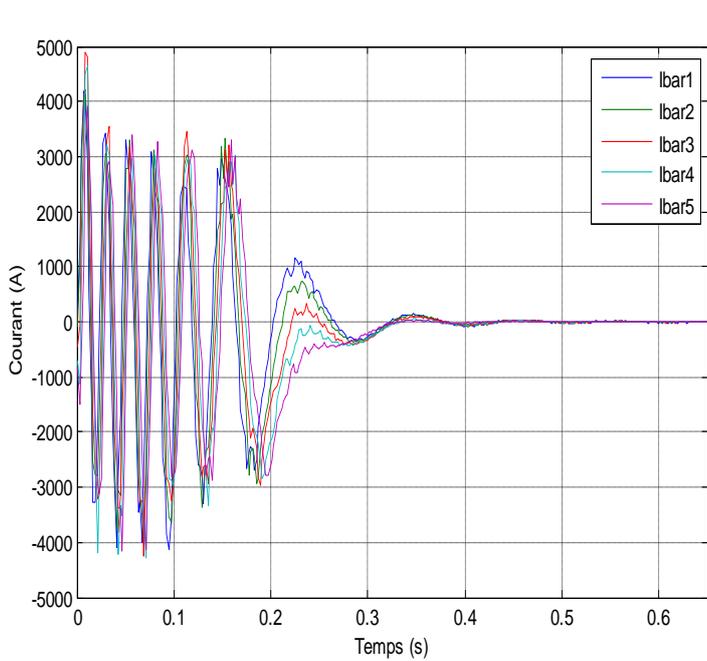
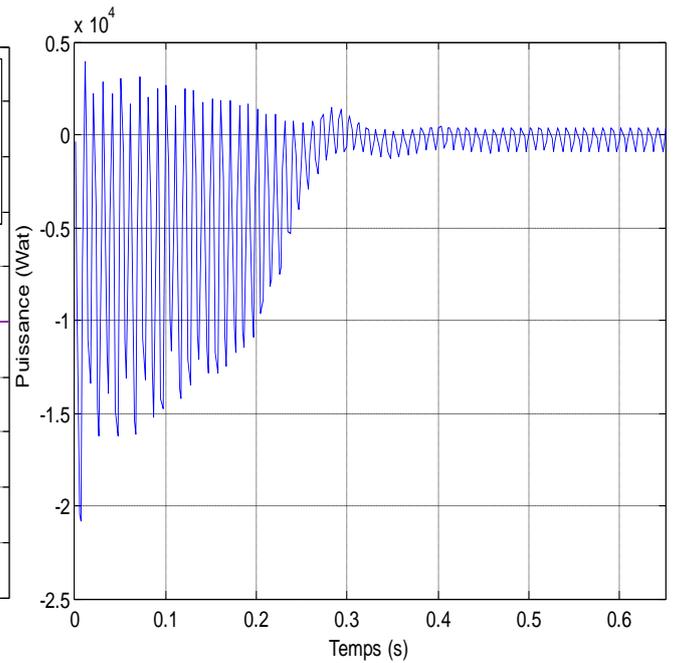


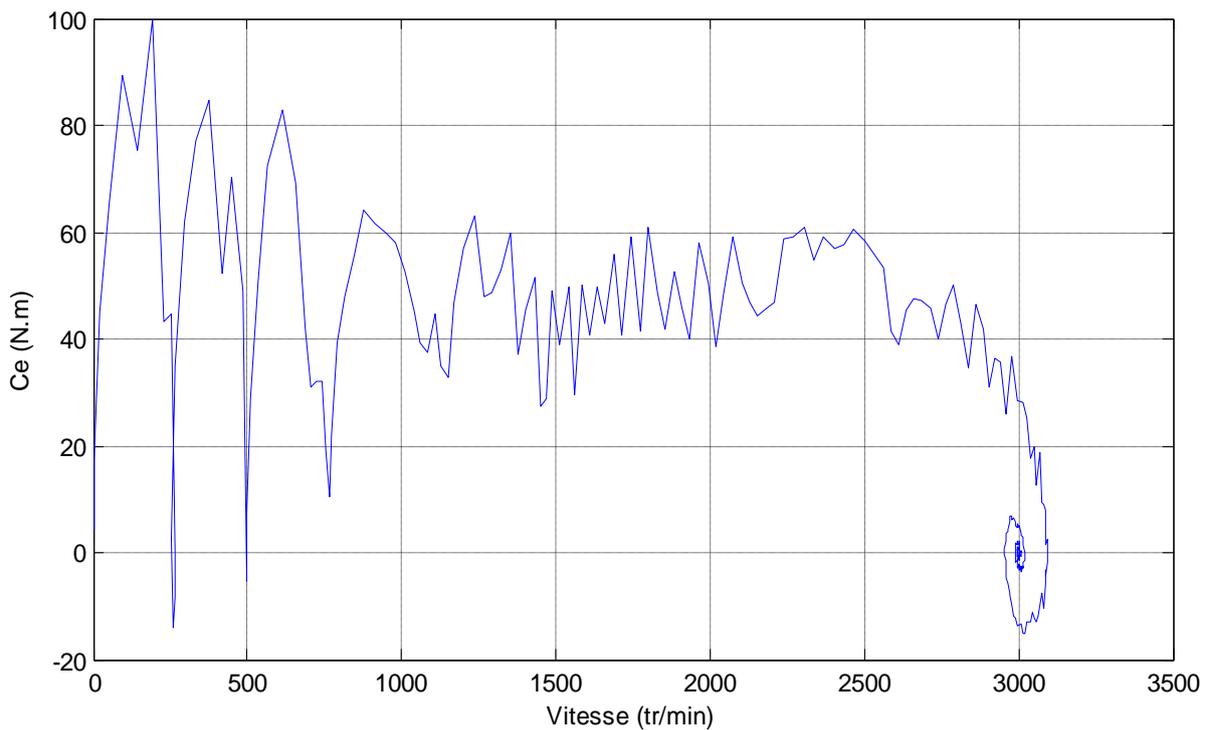
Fig. II.26. Vitesse de rotation.



**Fig. II.27.** Courants rotoriques à vide.



**Fig. II.28.** Puissance active à vide absorbé par phase.



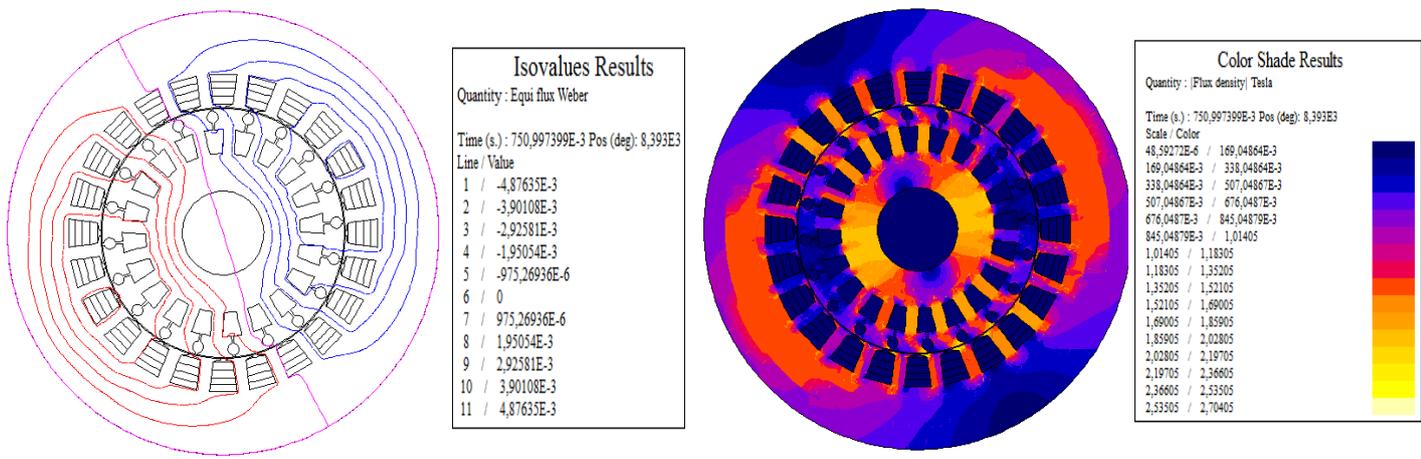
**Fig. II.29.** Caractéristique mécanique du moteur (Couple - Vitesse) à vide.

Après un régime transitoire d'environ 0.4s, (Fig. II.24), durant lequel la machine se magnétise, les courants au stator atteignent le régime permanent avec une valeur efficace de 3.61 A. Les trois courants d'une étoile sont bien déphasés entre eux de  $120^\circ$  électriquement et les deux systèmes des courants sont déphasés entre eux de  $30^\circ$  électriquement, donc, nous

retrouvons bien le comportement équilibré de la machine, Mais à une forme d'onde qui n'est pas tout à fait sinusoïdale. Cela est du essentiellement à l'effet de la saturation de la machine et l'effet d'encoche. Le couple électromagnétique, à vide, est pratiquement nul en régime permanent, (Fig. II.25). les lignes du champ magnétique et l'induction à  $t = 0.65s$ , (Fig.II.23), montre le couplage des lignes du champ au niveau de l'entrefer.

**II.6.2.2.Fonctionnement en charge**

Sous la même tension (190v), nous avons présenté sur les Figures II.30 à II.36, les caractéristiques de la machine en régime nominal.



**Fig.II.30.**Lignes du champ magnétique et l'induction magnétique en charge à  $t = 0.75 s$ .

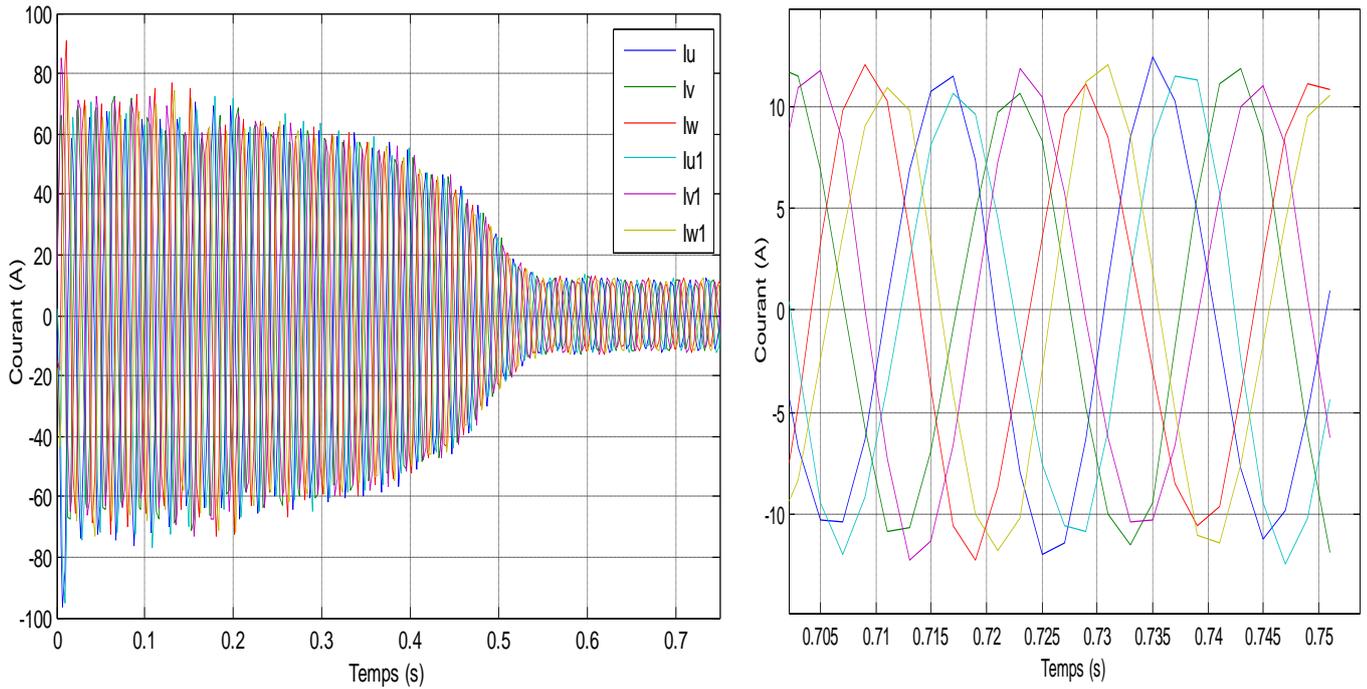


Fig. II.31. Courants statoriques en charge.

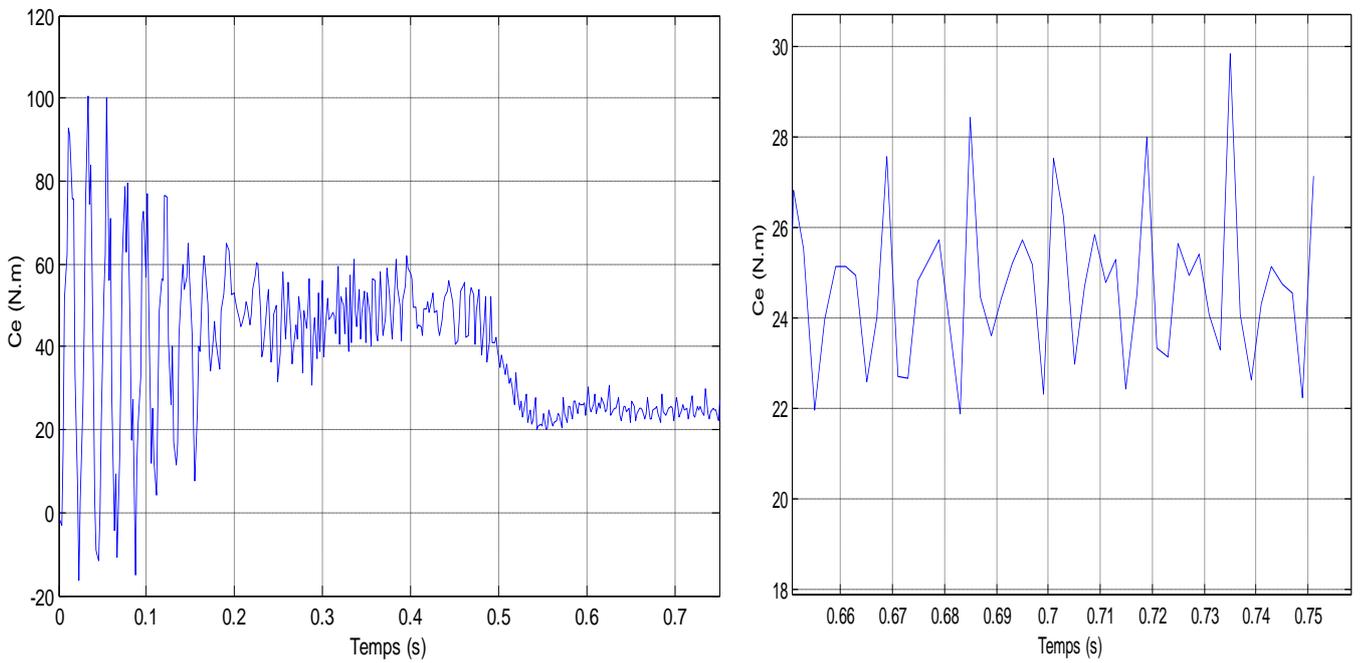


Fig. II.32. Couple électromagnétique en charge.

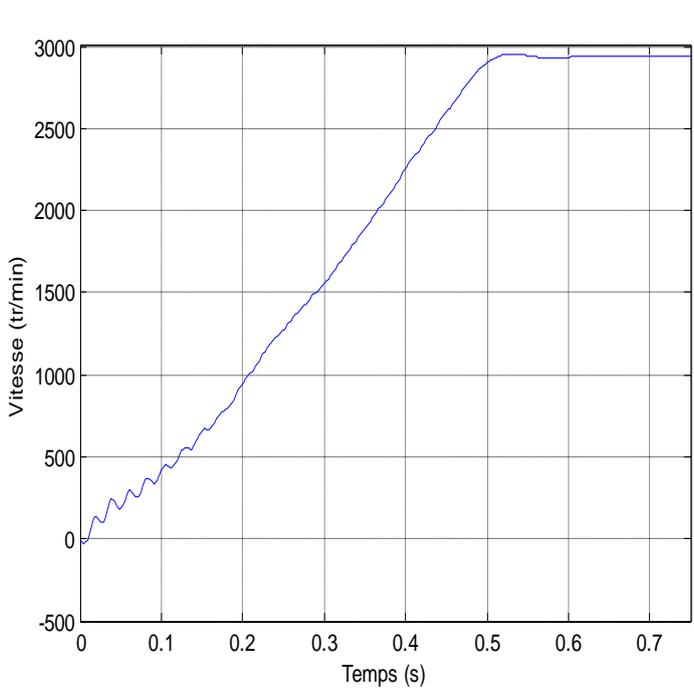


Fig. II.33. Vitesse de rotation nominale.

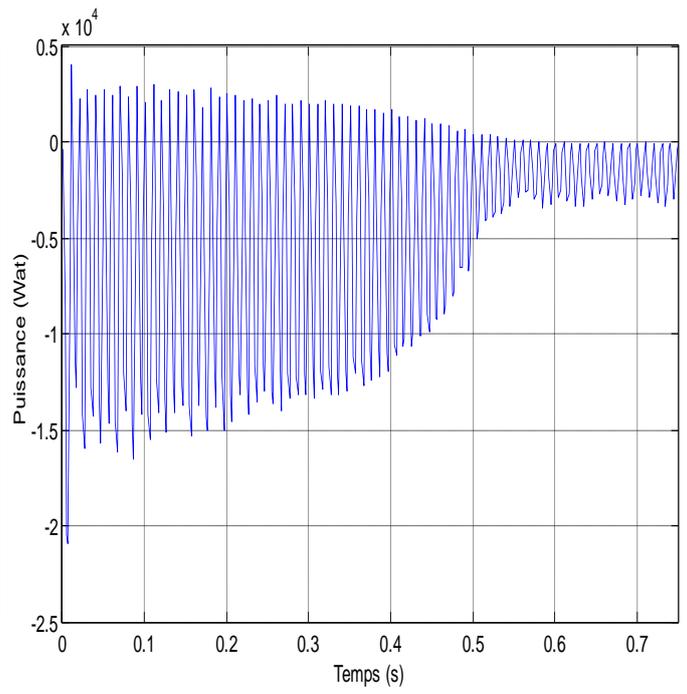


Fig. II.34. Puissance active nominale absorbée par phase.

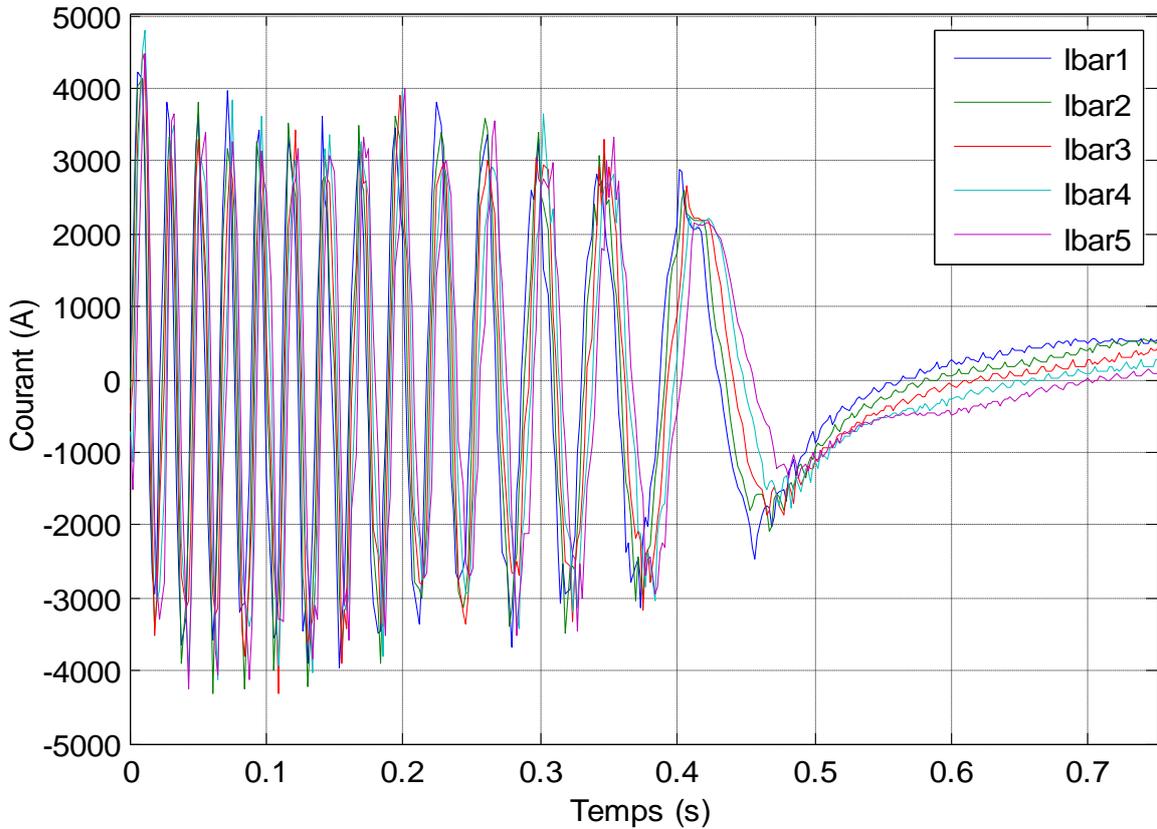
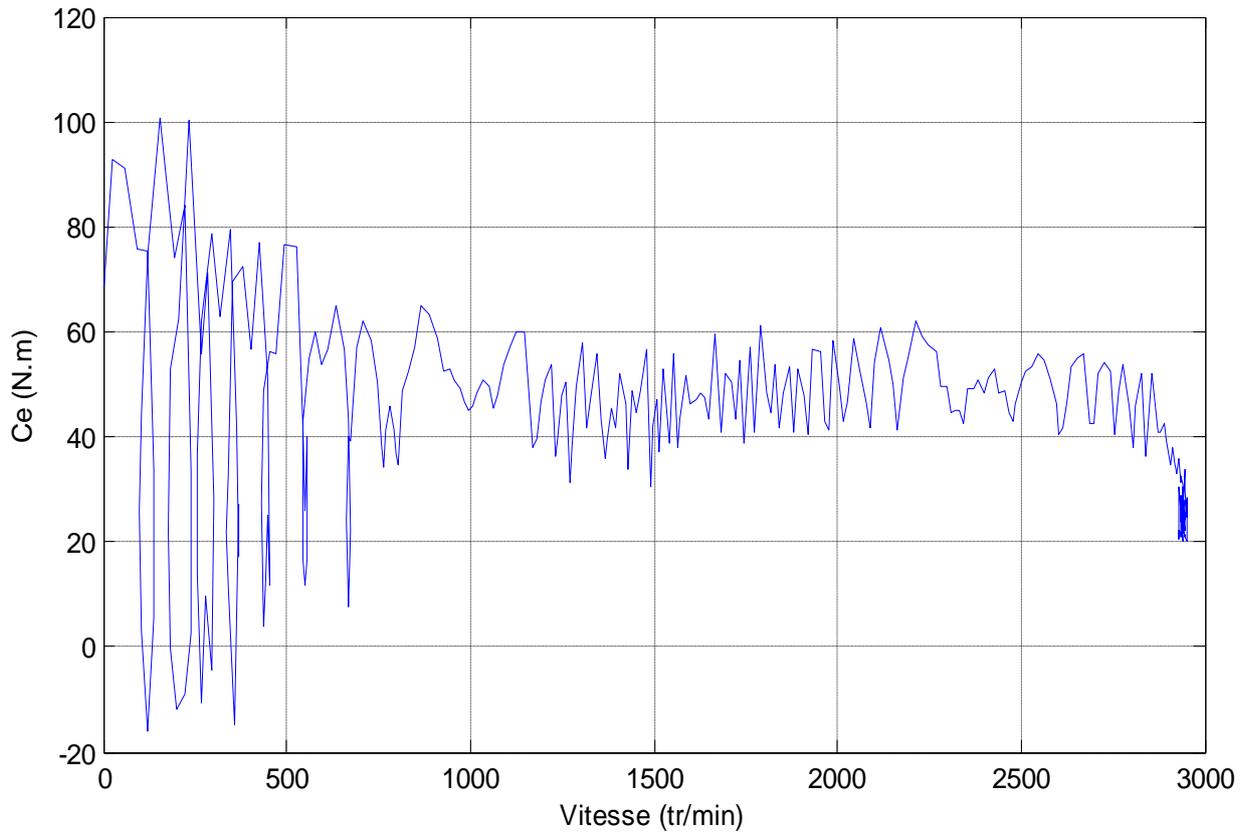


Fig. II.35. Courants rotatifs en charge dans les barres 1, 2...5.



**Fig. II.36.** Caractéristique mécanique du moteur (Couple - Vitesse) en charge.

L'effet de la saturation sur le courant absorbé par la machine est moins accentué en régime nominal (Fig. II.31).

Pendant le régime transitoire du calcul, le couple (Fig. II.32) part de zéro et arrive à la valeur nominale de 26 N.m. Durant le régime nominal, le couple se stabilise autour de la valeur nominale avec de présence des ondulations.

## II.7. Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté un modèle numérique de la machine asynchrone double étoile, basé sur la méthode des éléments finis, sous l'environnement de logiciel Flux 2D<sup>®</sup>.

Nous avons simulé la MASDE en 2 dimensions (2D). Et nous avons visualisé la répartition des lignes du champ magnétique et l'induction magnétique, puis un bilan de puissance de la machine a été effectué. Egalement nous avons simulé la machine en formulation magnétodynamique, on extrait les différentes caractéristiques telles que la caractéristique de la densité de flux en fonction de glissement et la caractéristique du couple en fonction de

glissement. Aussi nous avons montré qu'on peut calculer les paramètres de la MASDE par la méthode de deux essais (essai à vide et essai à rotor bloqué).

Par la suite, nous avons passé à la simulation en régime transitoire, nous avons abordé à la simulation des comportements dynamiques de la MASDE (simulation de fonctionnement à vide et en charge).

## Chapitre III : Modélisation et simulation de la MASDE

### III.1.Introduction

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE 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, dites 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) [21].

Dans ce chapitre, nous allons faire aussi la simulation de la MASDE par Matlab et comparons ces résultats obtenus avec les résultats de simulation par Flux-2D.

### III.2.Description de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique  $\alpha$  arbitraire (si  $P$  est le nombre de paires de pôles,  $\alpha = P\alpha_m$ ,  $\alpha_m$  étant l'angle réel de décalage ou angle mécanique de décalage), un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit [8].

La (Fig.III.1) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor.

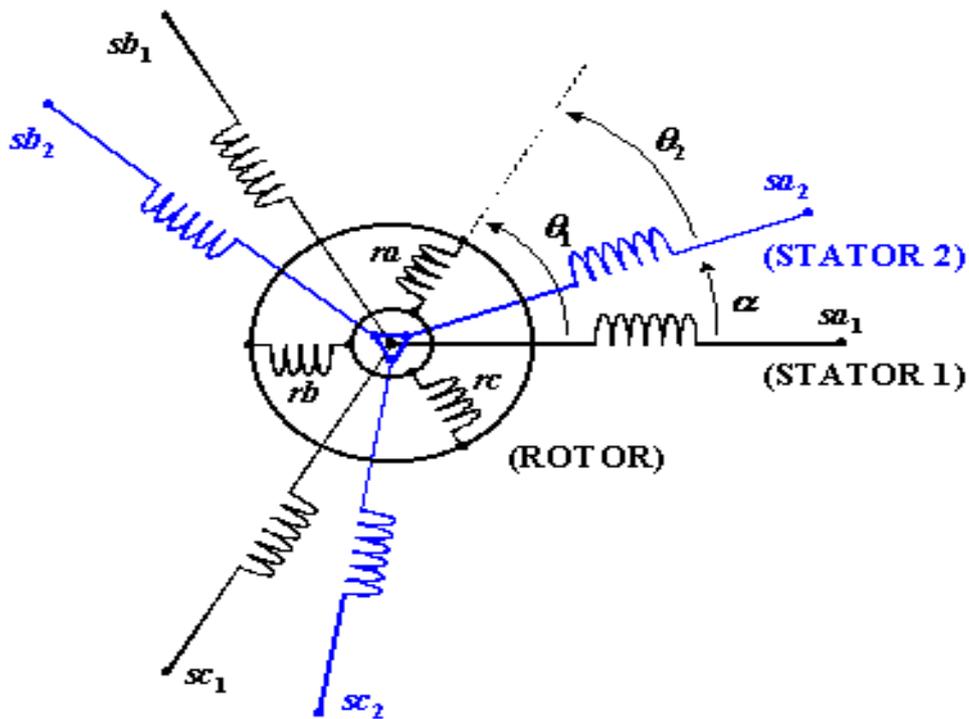


Fig.III.1.Représentation des enroulements de la MASDE.

On notera par l'indice 1 les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1) et par l'indice 2 pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2).

Les phases de la première étoile  $sa_1$ ,  $sb_1$ ,  $sc_1$ , les phases de la deuxième étoile  $sa_2$ ,  $sb_2$ ,  $sc_2$  et les phases rotoriques sont notées par  $ra$ ,  $rb$ ,  $rc$

L'angle de décalage entre les deux étoiles est  $\alpha$ . Exprime la position du rotor (phase  $ra$ ) par rapport à l'étoile 1 (phase  $sa_1$ ). La position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\theta_1 = \Omega_m t + \theta_0 \quad (3.1)$$

$$\theta_2 = \theta_1 - \alpha \quad (3.2)$$

Avec :

$\Omega_m$  : La vitesse mécanique du rotor.

$\theta_0$  : La position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré des courants entrainant la création d'un champ tournant dans le long de l'entrefer.

Le rapport  $g = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s}$  est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

La pulsation des courants rotoriques est alors :  $\omega_r = g \omega_s$

La relation de la vitesse mécanique du rotor  $\Omega_m$  en fonction de la vitesse de synchronisme  $\omega_s$  et du nombre de paires de pôles  $p$  de la machine est exprimée comme suit :

$$g = (1 - g) \frac{ws}{p} \quad (3.3)$$

### III.3. Hypothèse simplificatrice

Avant de commencer la modélisation de la machine, on prend quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Ces hypothèses sont données par [22] [23]:

1. Le fonctionnement de la machine est supposé sans saturation du circuit magnétique et on néglige l'effet d'hystérésis ;
2. La construction de la machine est supposée homogène c'est-à-dire; la longueur de l'entrefer est constante ;
3. Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;
4. On admettra que les deux enroulements triphasés statoriques sont équilibrés et identiques.

### III.4. Modèle naturel de la MASDE

Pour l'étoile 1:

$$\begin{cases} [V_{S1}] = [v_{sa1} v_{sb1} v_{sc1}]^T \\ [I_{S1}] = [i_{as1} i_{bs1} i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{S1}] = [\Phi_{sa1} \Phi_{sb1} \Phi_{sc1}]^T \end{cases} \quad (3.4)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} [V_{S2}] = [v_{sa2} v_{sb2} v_{sc2}]^T \\ [I_{S2}] = [i_{sa2} i_{sb2} i_{sc2}]^T \\ [\Phi_{S2}] = [\Phi_{sa2} \Phi_{sb2} \Phi_{sc2}]^T \end{cases} \quad (3.5)$$

Les vecteurs des tensions, des courants et des flux rotoriques sont :

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^T \\ [I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T \\ [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T \end{cases} \quad (3.6)$$

### III.4.1. Equations des tensions

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permet d'écrire les relations suivantes :

$$[V_{S1}] = [R_{S1}] [I_{S1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{S1}] \quad (3.7)$$

$$[V_{S2}] = [R_{S2}] [I_{S2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{S2}] \quad (3.8)$$

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (3.9)$$

Où :

$[R_{S1}]$ ,  $[R_{S2}]$ ,  $[R_r]$ : Les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement

$$\begin{cases} [R_{S1}] = R_{S1} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_{S2}] = R_{S2} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r [ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (3.10)$$

Avec :

$[ID]_{3 \times 3}$  : La matrice identité d'ordre 3.

$R_{S1}$  : La résistance d'une phase de la 1<sup>ère</sup> étoile.

$R_{S2}$  : La résistance d'une phase de la 2<sup>ème</sup> étoile.

$R_r$  : La résistance d'une phase du rotor.

### III.4.2. Equations des flux

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

$$[\Phi_{S1}] = [L_{S1,S1}] [I_{S1}] + [M_{S1,S2}] [I_{S2}] + [M_{S1,r}] [I_r] \quad (3.11)$$

$$[\Phi_{S2}] = [M_{S2,S1}] [I_{S1}] + [L_{S2,S2}] [I_{S2}] + [M_{S2,r}] [I_r] \quad (3.12)$$

$$[\Phi_r] = [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (3.13)$$

Les sous matrices des inductances dans les équations sont exprimés comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} \cos(0) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{s1} + L_{ms} \cos(0) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{s1} + L_{ms} \cos(0) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} \cos(0) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{s2} + L_{ms} \cos(0) & L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_{s2} + L_{ms} \cos(0) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} \cos(0) & L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_r + L_{mr} \cos(0) & L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ L_{mr} \cos(\frac{2\pi}{3}) & L_{mr} \cos(\frac{4\pi}{3}) & L_r + L_{mr} \cos(0) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$[M_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(a) & L_{ms} \cos(a + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(a + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(a + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(a) & L_{ms} \cos(a + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(a + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(a + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(a) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$[M_{s1,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T, [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T, [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$$

Avec :

$L_{s1}$  : L'inductance propre de la 1<sup>ère</sup> étoile.

$L_{s2}$  : L'inductance propre de la 2<sup>ème</sup> étoile.

$L_r$  : 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 une étoile et le rotor.

### III.4.3. Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est d'écrire par les deux relations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - Kf \Omega_m) \quad (3.20)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \quad (3.21)$$

Avec :

$J$  : Le moment d'inertie de la machine.

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique.

$C_r$  : Le couple résistant (couple de la charge).

$Kf$  : Le coefficient de frottement.

### Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la coénergie:

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{S1}]^T \\ [I_{S2}]^T \\ [I_{S3}]^T \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta \theta_m} \begin{bmatrix} [L_{S1,S1}] & [M_{S1,S2}] & [M_{S1,r}] \\ [M_{S2,S1}] & [L_{S2,S2}] & [M_{S2,r}] \\ [M_{r,S1}] & [M_{r,S2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes  $[M_{S1,r}]$  et  $[M_{S2,r}]$  dépendent de  $\theta_m$  ce qui donné une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation (3.22).

$$C_{em} = [I_{S1}]^T \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{S1,r}] [I_r] \} + [I_{S2}]^T \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{S2,r}] [I_r] \} \quad (3.23)$$

Les équations (3.7), (3.8), (3.9), (3.10), (3.11), (3.12), (3.20), (3.21) et (3.23), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

### III.4.4.Principe de transformation de Park

Elle s'appelle souvent la transformation des deux axes qui fait correspondre aux variables réelles de la machine (flux, courants et tensions) leurs composantes relatives d'axe direct «  $d$  », d'axe en quadrature «  $q$  » et homopolaire «  $o$  ».

Ceci permet d'obtenir des inductances mutuelles constantes entre les différents enroulements. Ce passage est illustré sur le figure ci-dessous qui donne le modèle générale de la MASDE selon le système d'axes générale «  $u, v$  ».

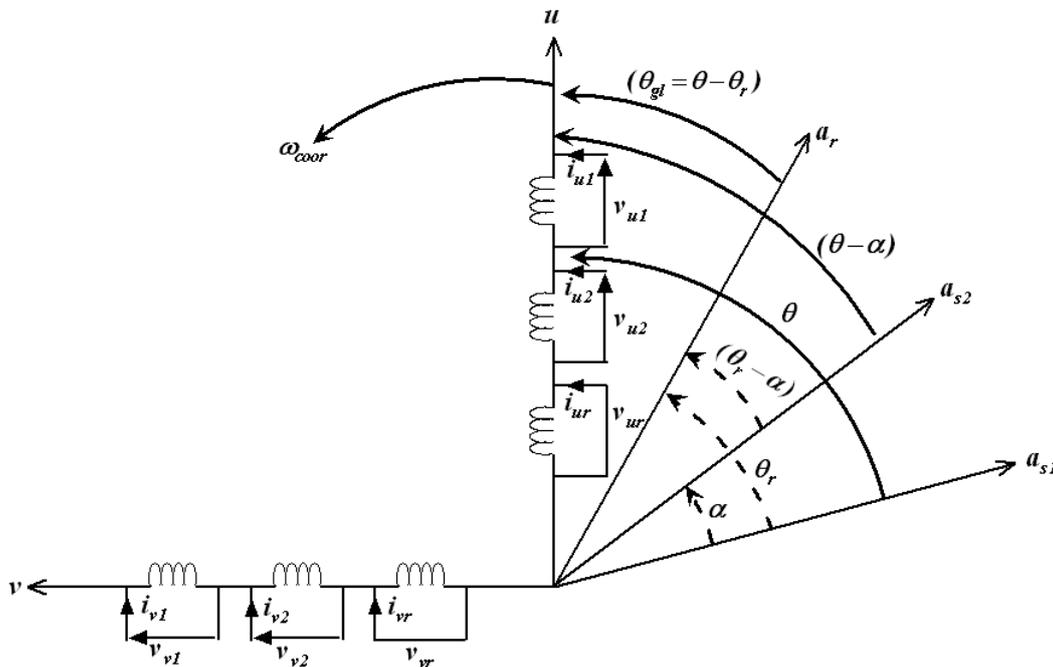


Fig.III.2.Représentation du modèle généralisé de la MASDE selon l'axe «  $u, v$  ».

Les systèmes d'équations différentielles de la MASDE selon l'axe «  $u,v$  » Tournant à la vitesse  $w_{coord}$ .

### III.4.5.Modèle de la MASDE selon le système d'axes « $d, q$ »

Ce système d'axes «  $d, q$  » est fixé par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où  $w_{coord} = w_s$ ,  $\theta = \int_0^t w_s dt$ .

L'expression générale de la transformation de Park est obtenue par la projection des grandeurs triphasées de la machine sur deux axes perpendiculaires  $d$  et  $q$ .

$$[G_{dqo}] = [A_p(\theta)][G_{abc}] \tag{3.24}$$

La transformation de PARK est définie comme suit :

Pour l'étoile 1 :

$$[A_p(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Pour l'étoile 2 :

$$[A_p(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Pour le rotor :

$$[A_p(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Avec :

$[A_p(\theta_{s1})]$  : Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 1).

$[A_p(\theta_{s2})]$  : Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile 2).

$[A_p(\theta_r)]$  : Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

$[G_{abc}]$  : Est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré.

$[G_{dqo}]$  : Le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

### III.4.6. Application de la transformation de Park à la MASDE

#### III.4.6.1. Equations des tensions

Appliquant la transformation de PARK

$$\begin{cases} [A_p(\theta_{s1})]^{-1} [V_{s1}] = [R_{s1}] [A_p(\theta_{s1})]^{-1} [I_{s1}] + \frac{d}{dt} \left( [A_p(\theta_{s1})]^{-1} [\phi_{s1}] \right) \\ [A_p(\theta_{s2})]^{-1} [V_{s2}] = [R_{s2}] [A_p(\theta_{s2})]^{-1} [I_{s2}] + \frac{d}{dt} \left( [A_p(\theta_{s2})]^{-1} [\phi_{s2}] \right) \\ [A_p(\theta_r)]^{-1} [V_r] = [R_r] [A_p(\theta_r)]^{-1} [I_r] + \frac{d}{dt} \left( [A_p(\theta_r)]^{-1} [\phi_r] \right) \end{cases} \quad (3.28)$$

La matrice de PARK c'est une matrice orthogonale, c'est-à-dire  $[A_p(\theta)]^{-1} = [A_p(\theta)]^T$ .

La transformation de PARK peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

Multiplication l'équation (3.28) par  $[A_p(\theta_{s1})]$  pour la tension  $[V_{s1}]$  on obtient :

$$[V_{sdq,1}] = [R_{s1}][i_{dq,s1}] + [A_p(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} \left( [A_p(\theta_{s1})]^{-1} [\phi_{dq,s1}] \right) \quad (3.29)$$

$$[V_{sdq,1}] = [R_{s1}][i_{dq,s1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dq,s1}] + [A_p(\theta_{s1})]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt} ([A_p(\theta_{s1})][\phi_{dq,s1}]) \quad (3.30)$$

On démontre que :

$$[A_p(\theta_{s1})] \left( \frac{d}{dt} [A_p(\theta_{s1})]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt}$$

On pose :  $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = w_s$  d'où le résultat final donné par :

$$\begin{bmatrix} v_{os1} \\ v_{ds1} \\ v_{qs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{os1} \\ i_{ds1} \\ i_{qs1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{os1} \\ \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \end{bmatrix} + w_{coor} \begin{bmatrix} 0 \\ -\phi_{qs1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Encore en développant la matrice avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - w_{coor} \phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + w_{coor} \phi_{ds1} \end{cases} \quad (3.32)$$

Du même raisonnement, l'étoile 2 aura les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - w_{coor} \phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + w_{coor} \phi_{ds2} \end{cases} \quad (3.33)$$

De la même façon pour le rotor, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (w_{coor} - w_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (w_{coor} - w_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (3.34)$$

Finalement on peut écrire les équations qui définissent les tensions pour les deux étoiles et le rotor à court-circuit dans la MASDE comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - w_{coor}\phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} + w_{coor}\phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} - w_{coor}\phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} + w_{coor}\phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - (w_{coor} - w_r)\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + (w_{coor} - w_r)\phi_{dr} \end{cases} \quad (3.35)$$

On constate que ces équations sont plus simples par rapport aux équations originales. Elles sont exprimées en fonction des courants et des flux totaux.

### III.4.6.2. Equations des flux

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (3.11), (3.12), (3.13), on obtient :

$$\begin{cases} [\phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][A_p(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1}] + [M_{s1,s2}][A_p(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s2}] + [M_{s1,r}][A_p(\theta_{s1})]^{-1}[I_r] \\ [\phi_{s2}] = [M_{s2,s1}][A_p(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1}] + [L_{s2,s2}][A_p(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2}] + [M_{s2,r}][A_p(\theta_r)]^{-1}[I_r] \\ [\phi_r] = [M_{r,s1}][A_p(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1}] + [L_{r,s2}][A_p(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2}] + [M_{r,r}][A_p(\theta_r)]^{-1}[I_r] \end{cases} \quad (3.36)$$

$$\begin{cases} [\phi_{dqs1}] = [L_{s1,s1}][I_{dqs1}] + [M_{s1,s2}][I_{dqs2}] + [M_{s1,r}][I_{dqr}] \\ [\phi_{dqs2}] = [M_{s2,s1}][I_{dqs1}] + [L_{s2,s2}][I_{dqs2}] + [M_{s2,r}][I_{dqr}] \\ [\phi_{dqr}] = [M_{r,s1}][I_{dqs1}] + [L_{r,s2}][I_{dqs2}] + [M_{r,r}][I_{dqr}] \end{cases} \quad (3.37)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{dr} \\ \phi_{qs1} = L_{s1}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qr} \\ \phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{dr} \\ \phi_{qs2} = L_{s1}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_{s1}I_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{ds2} \\ \phi_{qr} = L_{s1}I_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qs2} \end{cases} \quad (3.38)$$

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

$L_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (3.38) est écrire comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds2} + I_{ds1} + I_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs2} + I_{qs1} + I_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{dr} + I_{ds1} + I_{ds2}) \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m(I_{qr} + I_{qs1} + I_{qs2}) \end{array} \right. \quad (3.39)$$

### III.4.6.3. Equation mécanique

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère.

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$p_{abc} = [v_{s1}]^T [I_{s1}] + [v_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (3.40)$$

Ce qui donne :

$$p_{abc} = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \quad (3.41)$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$p_{abc} = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (3.42)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes ( $d, q$ ) dans le système d'équations (3.42) par leurs expressions dans l'équation (2.35), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$P_{abs} = \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{Terme 1}} + \underbrace{w_{coor} (\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{terme2}} + \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme3}} \quad (3.43)$$

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

- Le premier terme est identifiable aux pertes Joules.
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée.
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

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

$$P_{em} = \Omega C_{em} \tag{3.44}$$

$\Omega$  : La vitesse de rotation mécanique du rotor.

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (3.43) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_{coor} (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \tag{3.45}$$

D'après l'équation (3.45) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p (\phi_{ds1} i_{qs1} + \phi_{qs1} i_{ds1} - \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \tag{3.46}$$

Avec :  $p$  est le nombre de paires de pôles de la machine.

### III.5.Schéma équivalent

Le modèle de Park développé, avec les matrices des relations constitutives, transforme la machine en un système des circuits sur deux axes découplés entre eux (cas non saturé). L'ensemble des circuits d'un même axe sont couplés magnétiquement par des inductances mutuelles[24].

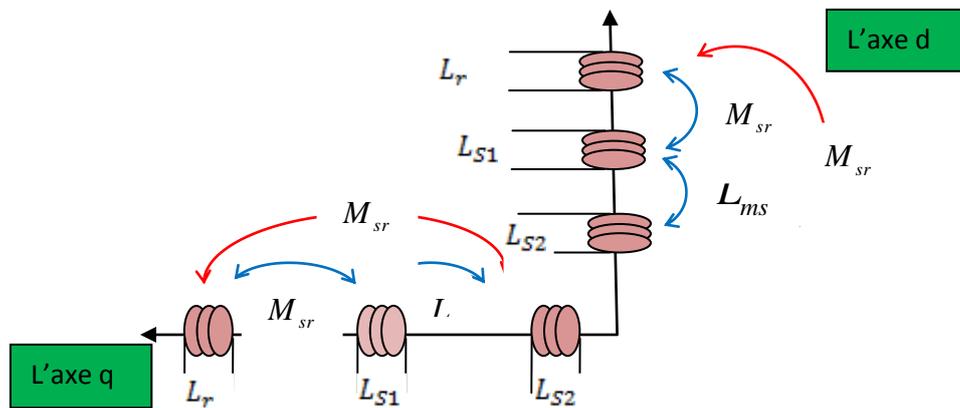


Fig.III.3.Représentation des enroulements de la MASDE selon les axes « d, q ».

#### III.5.1.Schéma équivalent selon l'axe d

L'axe  $d$  contient trois enroulements : l'enroulement statorique 1, 2 et l'enroulement rotorique. Ils forment un transformateur à trois enroulements dont le couplage magnétique est défini par les équations liant les flux aux courants [24] :

$$\begin{cases} \phi_{s1} = L_{S1}i_{s1} + L_{ms}i_{s2} + M_{sr}i_r \\ \phi_{s2} = L_{ms}i_{s1} + L_{s2}i_{s2} + M_{sr}i_r \\ \phi_r = M_{sr}i_{s1} + M_{sr}i_{s2} + L_r i_r \end{cases} \quad (3.47)$$

La représentation du couplage magnétique, à l'aide d'un schéma équivalent, est basée sur la méthode utilisée lors de la modélisation d'un transformateur à trois enroulements, qui ramène l'ensemble des circuits à l'un d'entre eux.

Dans la machine asynchrone double étiole, on ramène les circuits rotoriques au stator par l'introduction des rapports de transformation  $K$ .

Les grandeurs ramenées au circuit statorique d'axe  $d$  sont alors :

$$i_{ds1} = i_{s1} \quad \phi_{ds1} = \phi_{s1} \quad v_{ds1} = v_{s1} \quad (3.48)$$

$$i_{ds2} = i_{s2} \quad \phi_{ds2} = \phi_{s2} \quad v_{ds2} = v_{s2} \quad (3.49)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{k}i_r \quad \phi_{dr} = k\phi_r \quad v_{dr} = kv_r \quad (3.50)$$

Les équations constitutives liant les flux aux courants (3.47), en grandeurs ramenées au stator, deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_{ms}i_{ds2} + kM_{sr}i_{dr} \\ \phi_{ds2} = L_{ms}i_{ds1} + L_{s2}i_{ds2} + kM_{sr}i_{dr} \\ \phi_{dr} = kM_{sr}i_{ds1} + kM_{sr}i_{ds2} + k^2L_r i_{dr} \end{cases} \quad (3.51)$$

Ces équations peuvent s'écrire en termes de fuites et de mutuelles :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = kM_{sr}(i_{ds1} + i_{dr}) + (L_{s1} - L_{ms})i_{ds1} + kM_{sr}(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) + (L_{ms} - kM_{sr})(i_{ds1} + i_{ds2}) \\ \phi_{ds2} = kM_{sr}(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) + (L_{ms} - kM_{sr})(i_{ds1} + i_{ds2}) + (L_{s2} - L_{ms})i_{ds2} \\ \phi_{dr} = (k^2L_r - kM_{sr})i_{dr} + kM_{sr}(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \end{cases} \quad (3.52)$$

Donc on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = l_{s1}i_{ds1} + M1_d(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) + M2_d(i_{ds1} + i_{ds2}) \\ \phi_{ds2} = M1_d(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) + M2_d(i_{ds1} + i_{ds2}) + l_{s2}i_{ds2} \\ \phi_{dr} = l_r i_{dr} + M1_d(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \end{cases} \quad (3.53)$$

Où :

$$l_{s1} = (L_{s1} - L_{ms}) ; l_{s2} = (L_{s2} - L_{ms}) ; l_r = (k^2L_r - kM_{sr}) \quad (3.54)$$

$$M1_d = kM_{sr} ; M2_d = (L_{ms} - kM_{sr}) \quad (3.55)$$

Ce qui correspond au schéma équivalent suivant :

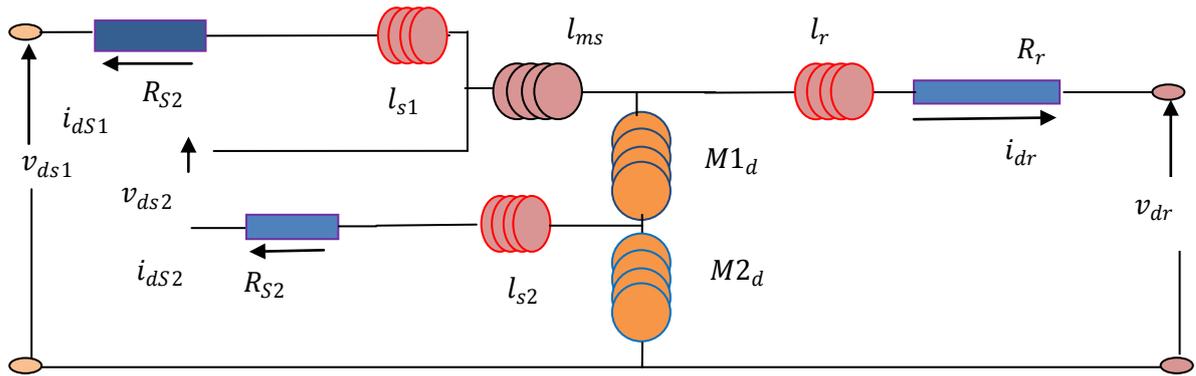


Fig.III.4. Schéma équivalent général selon l'axe  $d$ .

A cause de l'indétermination des rapports de transformation, nous les choisissons selon deux critères de simplification du schéma équivalent (Fig.III.4) :

– **Critère N°1** : on fixera des coefficients qui annulent les inductances mutuelles, c'est à dire :

$$(L_{ms} - kM_{sr}) = 0$$

Ce qui donne, le schéma équivalent simplifié (Fig.III.5).

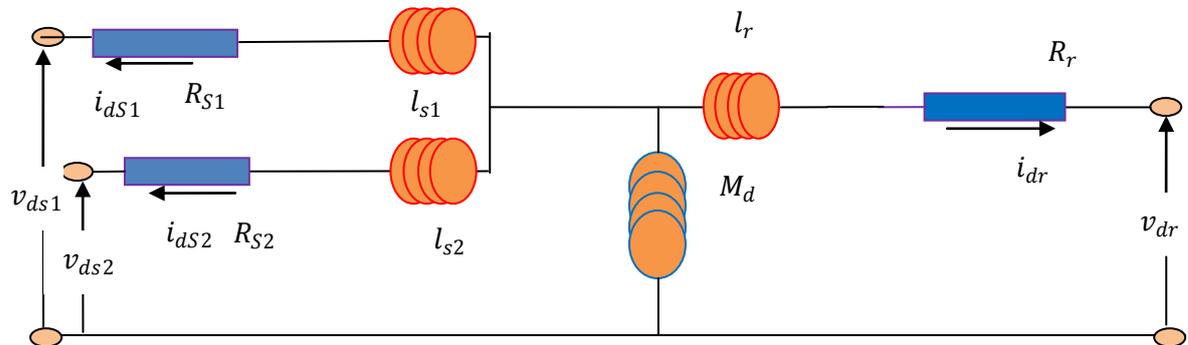


Fig.III.5. schéma équivalent selon l'axe  $d$ .

Avec :

$$\frac{M_{sr}}{L_{ms}} = 1 \quad ; \quad \frac{M_{sr}}{L_{ms}} = 1$$

$$M_d = M_{sr} = L_{ms}$$

Les réactances de fuites :

$$l_r = (L_r - kM_{sr}) \quad ; \quad l_{s1} = (L_{s1} - kM_{sr}) \quad ; \quad l_{s2} = (L_{s2} - kM_{sr})$$

Ce critère suppose que les inductances mutuelles entre tous les enroulements soient égales.

On a démontré que le schéma établi est suffisamment satisfaisant pour le calcul du courant dans les enroulements statoriques.

– **Critère N°2** : Ce critère consiste à choisir et de telle façon que :

$$(L_{ms} - kM_{sr}) \neq 0$$

Ceci nous permet d'établir le schéma équivalent suivant :

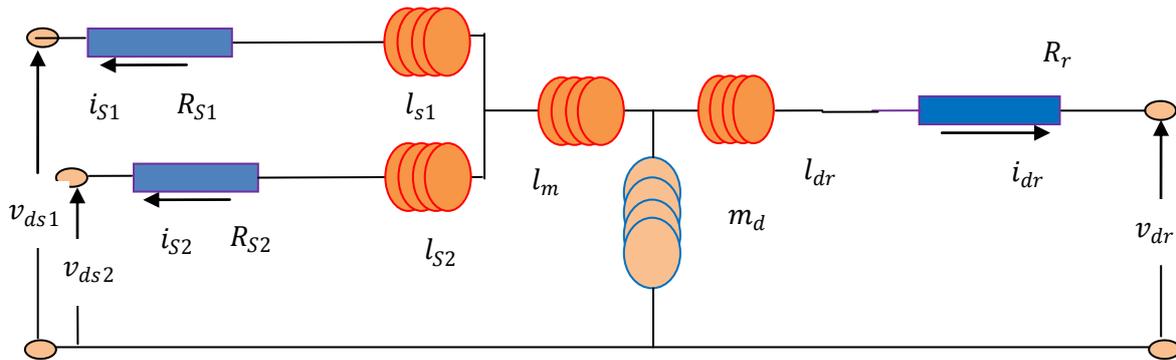


Fig.III.6.Schéma équivalent amélioré avec ( $l_m$ ) selon l'axe  $d$ .

$$k = \frac{M_d}{M_{sr}}$$

$$l_r = (L_r - kM_{sr}) \quad ; \quad l_{s1} = (L_{ds1} - kM_{sr}) \quad ; \quad l_m = (L_{ms} - kM_{sr})$$

Avec :

$l_{s1}$  : l'inductance de fuite statorique pour l'étoile 1.

$l_{s2}$  : l'inductance de fuite statorique pour l'étoile 2.

$l_r$  : l'inductance de fuite rotorique.

$l_m$  : l'inductance de fuite mutuelle commune aux deux étoiles.

### III.6.Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes ( $d, q$ ).

#### III.6.1.Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes ( $d, q$ ) sont immobiles par rapport au stator ( $\omega_{cor} = 0$ ).

Dans ce cas, la phase As1 et  $d$  coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

### III.6.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes  $(d, q)$  sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega_r$ , donc  $(\omega_{coor} = \omega_r)$ .

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

### III.6.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes  $(d, q)$  sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator  $(\omega_{coor} = \omega_s)$ .

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

## III.7. Modèle de la machine

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_S i_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_S i_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_S i_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_S i_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_s \phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (3.56)$$

### III.7.1. Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant  $\phi_m$  est la somme des deux flux magnétisants direct  $\phi_{md}$  et quadrature  $\phi_{mq}$  d'où :

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \quad (3.57)$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} \phi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (3.58)$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (3.58) dans le système d'équations (3.39), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \phi_{md} \\ \phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \phi_{mq} \\ \phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \phi_{md} \\ \phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \phi_{mq} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + \phi_{md} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + \phi_{mq} \end{cases} \quad (3.59)$$

A partir de l'équation (3.59) on tire :

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{(\phi_{ds1} - \phi_{md})}{L_{S1}} \\ i_{qs1} = \frac{(\phi_{qs1} - \phi_{mq})}{L_{S1}} \\ i_{ds2} = \frac{(\phi_{ds2} - \phi_{md})}{L_{S2}} \\ i_{qs2} = \frac{(\phi_{qs2} - \phi_{mq})}{L_{S2}} \\ i_{dr} = \frac{(\phi_{dr} - \phi_{md})}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{(\phi_{qr} - \phi_{mq})}{L_r} \end{cases} \quad (3.60)$$

En remplaçant les courants du système d'équations (3.60) par leur expression dans le système d'équations (3.56), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gl} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{qr} - \phi_{mq}) + \omega_{gl} \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (3.61)$$

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

A partir de l'équation (3.39), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{md} = L_a (\phi_{ds1}/L_{s1} + \phi_{ds2}/L_{s2} + \phi_{dr}/L_r) \\ \phi_{mq} = L_a (\phi_{qs1}/L_{s1} + \phi_{qs2}/L_{s2} + \phi_{qr}/L_r) \end{array} \right. \quad (3.62)$$

Où :

$$L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)} \quad (3.63)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (3.39) dans (3.46), on obtient :

$$C_{em} = pL_m [(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (3.64)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (3.39). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (3.65)$$

Les courants rotoriques sont :

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})] \end{aligned} \quad (3.66)$$

En introduisant  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  dans l'expression (3.64), on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (3.67)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants ( $\phi_{md}$ ,  $\phi_{mq}$ ) dans (3.61) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = v_{ds1} + \frac{L_a - L_{S1}}{T_{S1} L_{S1}} \phi_{ds1} + w_s \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{S1} L_{S2}} \phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{S1} L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = v_{qs1} - w_s \phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{S1}}{T_{S1} L_{S1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{S1} L_{S2}} \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{S1} L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = v_{ds2} + \frac{L_a}{T_{S1} L_{S2}} \phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{S2}}{T_{S2} L_{S2}} \phi_{ds2} + w_s \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{S1} L_r} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = v_{qs2} + \frac{L_a}{T_{S2} L_{S1}} \phi_{qs1} - w_s \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{S2}}{T_{S2} L_{S2}} \phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{S2} L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = \frac{L_a}{T_r L_{S1}} \phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_{S2} L_r} \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{dr} + w_{gl} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = \frac{L_a}{T_r L_{S1}} \phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_r L_{S1}} \phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \phi_{dr} + w_{gl} \phi_{qr} \end{cases} \quad (3.68)$$

Avec :

$$T_{S1} = \frac{L_{S1}}{R_{S1}} : \text{Constante de temps statorique de la première étoile.}$$

$$T_{S2} = \frac{L_{S2}}{R_{S2}} : \text{Constante de temps statorique de la deuxième étoile.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

En mettant le système d'équations (3.68) sous forme d'équations d'état.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (3.69)$$

Avec :  $\dot{X} = [\phi_{ds1} \ \phi_{qs1} \ \phi_{ds2} \ \phi_{qs2} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]$  vecteur d'état.

$U = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2}]^T$  : Vecteur de commande (vecteur d'entrée).

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{S1}L_{s1}} & W_S & \frac{L_a}{T_{S2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{S1}L_r} & 0 \\ -W_S & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{S1}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{S2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{S1}L_r} \\ \frac{L_a}{T_{S2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{S1}L_{s1}} & W_S & \frac{L_a}{T_{S2}L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{S2}L_{s1}} & -W_S & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{S2}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{S2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} & W_{gl} \\ 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & -W_{gl} & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

### III.8. Comparaison des résultats de simulation

Dans ce paragraphe nous intéressons à la comparaison entre les résultats de simulation obtenus par la méthode des éléments finis et ceux obtenus par le modèle de Park.

On applique une charge de 24.73N.m à t = 0.

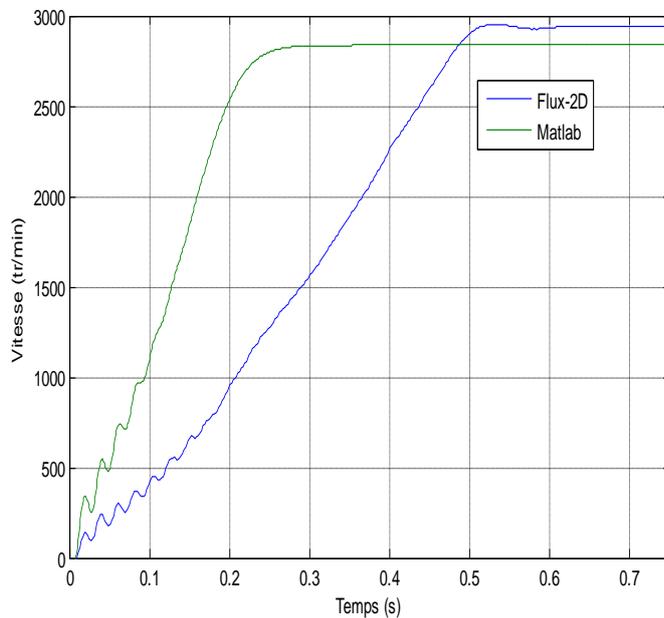


Fig.III.7. Vitesse de rotation nominale.

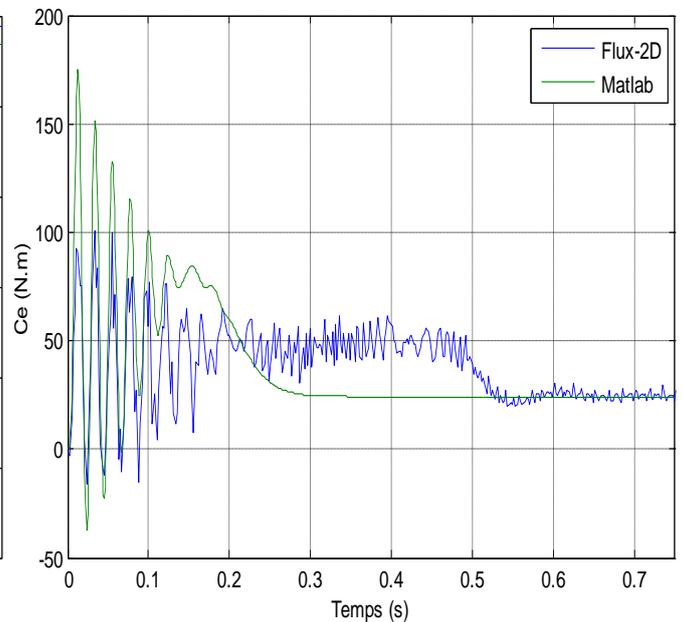
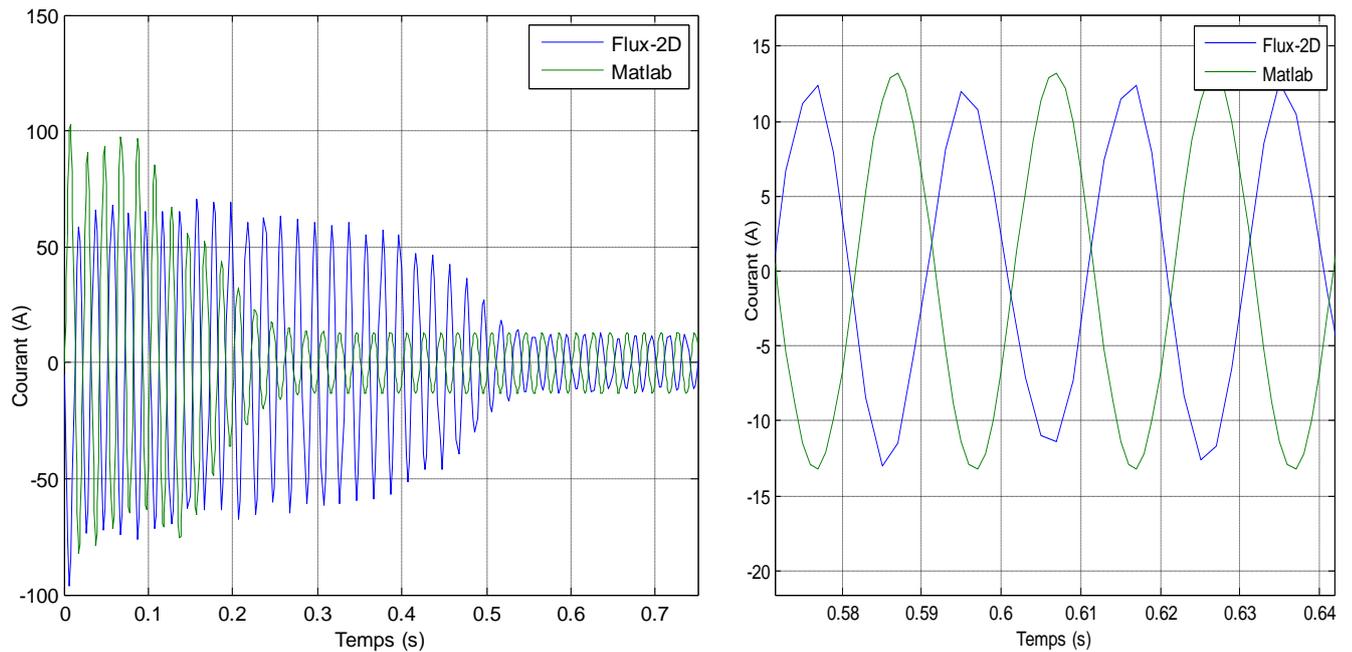


Fig.III.8. Couple électromagnétique nominal.



**Fig.III.9.**Courant statorique en charge nominale.

On remarque que :

- Le temps de réponse présenté dans la simulation par le logiciel Matlab est mieux et rapide que ce présenté dans la simulation par le logiciel Flux-2D.
- Dans la simulation par le logiciel Flux-2D, dans le régime permanent, il ya des ondulations au niveau du couple électromagnétique autour la valeur nominale.
- Il ya une petite déférence dans les deux valeurs de la vitesse nominale et dans les deux valeurs du courant nominal (variation de 3.4% pour la vitesse et 6.06% pour le courant nominal).

### III.9.Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'établissement d'un modèle mathématique de la MASDE basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

Nous avons simulé la MASDE par le logiciel Matlab et comparer les résultats obtenus avec les résultats de simulation par le logiciel Flux-2D.

On conclue que les résultats de simulation par flux2-D sont proches à la réalité à cause de l'absence des hypothèses simplificatrices.

Le chapitre suivant présente l'alimentation et la commande vectorielle de la MASDE.

## Chapitre IV : Alimentation et Commande vectorielle de la MASDE

### IV.1.Introduction

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972 [25]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [26].

Dans le présent chapitre, nous allons alimenter la machine par deux onduleurs de tension et nous allons appliquer la commande vectorielle (méthode indirecte) par orientation du flux rotorique sur la MASDE. Cependant, nous présentons au premier lieu un rappel sur l'onduleur puis un rappel sur le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de la méthode indirecte sur la MASDE, et nous irons enfin commenter les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention des résultats de simulation.

### IV.2.Alimentation de la MASDE

#### IV.2.1.Modélisation de l'onduleur à commande MLI

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance. Les entrainements électriques à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées, on utilise les transistors ou les thyristors GTO surtout dans le domaine des entrainements électriques à vitesse variable ; pour les puissances moins élevées on utilise les transistors à commutation.

Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (Fig. IV.1).

Pour modéliser l'onduleur (Fig.IV.1), on doit distinguer d'une part les tensions de branches  $v_{10}$ ,  $v_{20}$  et  $v_{30}$  mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue E, la tension d'entrée de l'onduleur. D'autres part, il y a les tensions de phases  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  mesurées par rapport au neutre N. Ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple).

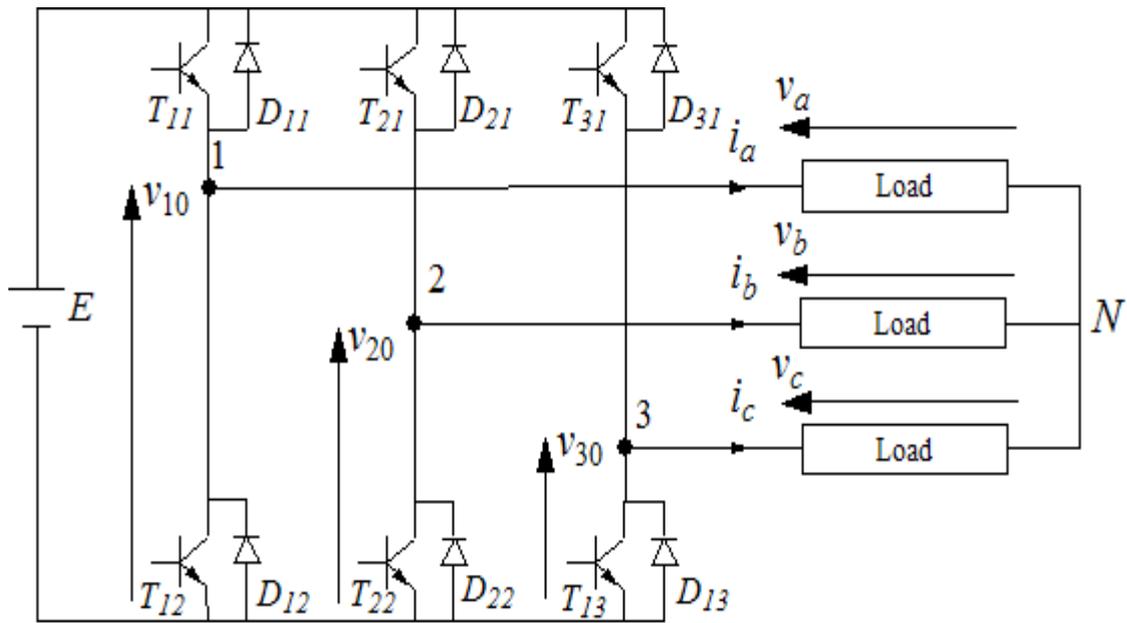


Fig.IV.1.Schéma de principe de l'onduleur triphasé.

Chaque interrupteur (transistor + diode) (Fig.III.3), ( $K_{ij} \ i = 1, 2 \text{ ou } 3 \ j = 1 \text{ ou } 2$ ), supposé idéalisé. On peut établir les relations :

$$v_{10} - v_a + v_b - v_{20} = 0 \tag{4.1}$$

$$v_{10} - v_a + v_c - v_{30} = 0$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{10} - 2v_a + v_b + v_c - v_{20} - v_{30} = 0 \tag{4.2}$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre la somme des courants  $i_a, i_b$  et  $i_c$  doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition  $v_a + v_b + v_c = 0$ .

Dans (3.73), on peut remplacer  $v_b + v_c$  par  $-v_a$  et on tire.

$$\begin{aligned} v_a &= 1/3(2v_{10} - v_{20} - v_{30}) \\ v_b &= 1/3 (-v_{10} + 2v_{20} - v_{30}) \\ v_c &= 1/3 (-v_{10} - v_{20} + 2v_{30}) \end{aligned} \tag{4.3}$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs  $K_{ij}$  les tensions de branche  $v_{j0}$  peuvent être égales à  $E$  ou à  $0$ . On introduit d'autres variables  $f_{11}, f_{21}$  et  $f_{31}$  qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteur  $K_{i1}$  respectivement. L'équation (3.74) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

### IV.2.2.Stratégie de commande

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire.

Les six signaux des références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} v_{ks1ref} &= V_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3] && \text{pour l'onduleur 1} \\ v_{ks2ref} &= V_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3 - \alpha] && \text{pour l'onduleur 2} \end{aligned} \quad (4.6)$$

avec :  $k = a, b$  ou  $c, j = 1, 2$  ou  $3$ .

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (4.7)$$

La commande MLI de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- 1) **L'indice de modulation "m"** est égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ( $m = f_p/f$ ).
- 2) **Le coefficient de réglage en tension "r"** est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ( $r = V_m/V_{pm}$ ). La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de références avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{aligned} \text{Si } v_{as1ref} &\geq v_p(t) & f_{11} &= 1 \text{ sinon } & f_{11} &= 0 \\ \text{Si } v_{bs1ref} &\geq v_p(t) & f_{21} &= 1 \text{ sinon } & f_{21} &= 0 \\ \text{Si } v_{cs1ref} &\geq v_p(t) & f_{31} &= 1 \text{ sinon } & f_{31} &= 0 \end{aligned} \quad (4.8)$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{aligned} \text{Si } v_{as2ref} &\geq v_p(t) & f_{12} &= 1 \text{ sinon } & f_{12} &= 0 \\ \text{Si } v_{bs2ref} &\geq v_p(t) & f_{22} &= 1 \text{ sinon } & f_{22} &= 0 \end{aligned} \quad (4.9)$$

Si  $v_{cs2ref} \geq v_p(t)$   $f_{32} = 1$  sinon  $f_{32} = 0$

### IV.2.3. Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension

La (Fig.IV.2) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

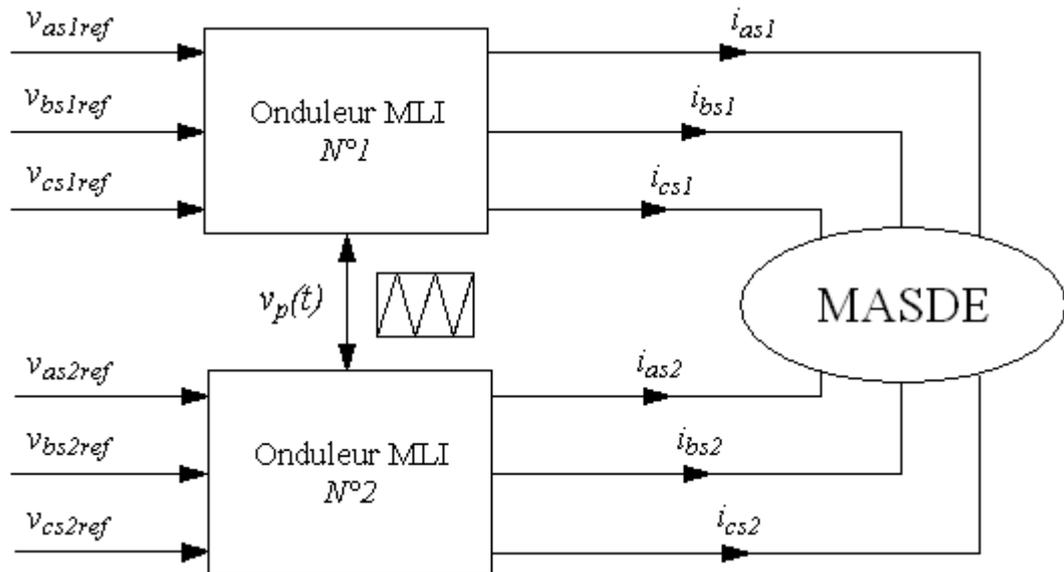
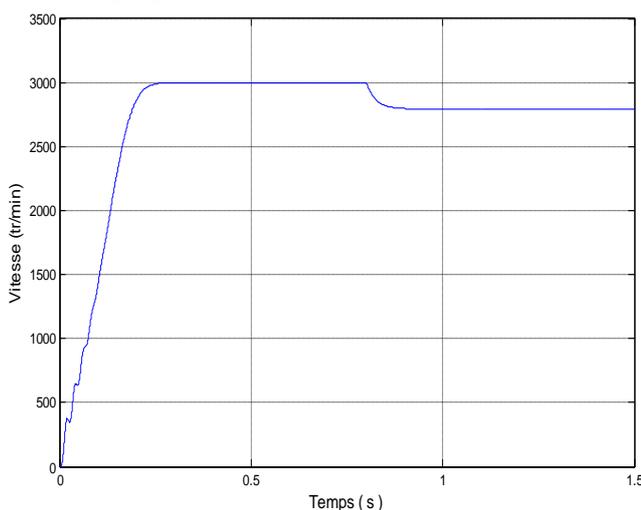


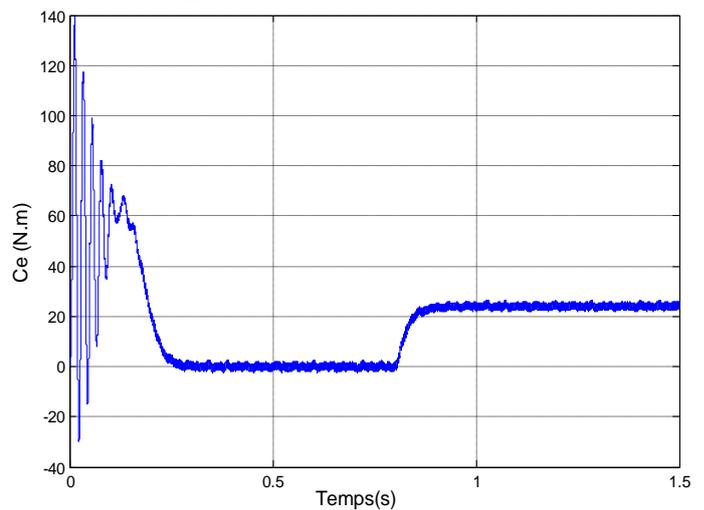
Fig.IV.2. Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.

#### IV.2.3.1. Résultats de simulation

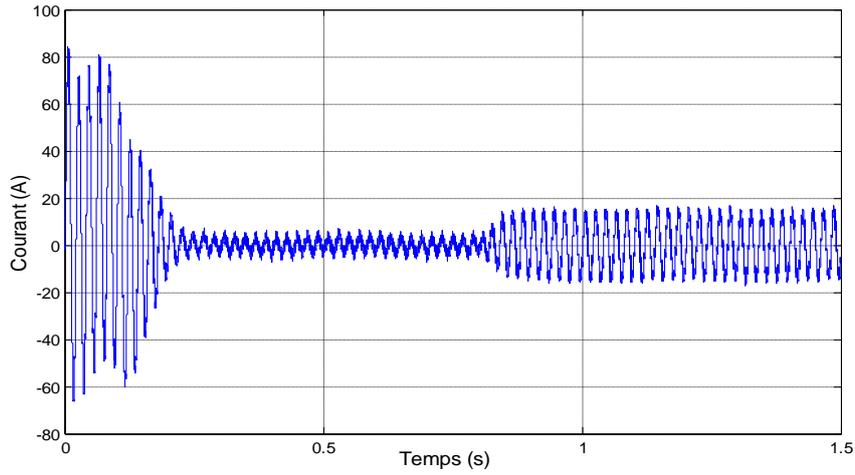
La simulation numérique est effectuée pour l'indice de modulation  $m = 31$  et le coefficient de réglage en tension  $r = 0,95$ . Le fonctionnement est en charge avec  $C_r = 24$  N.m.



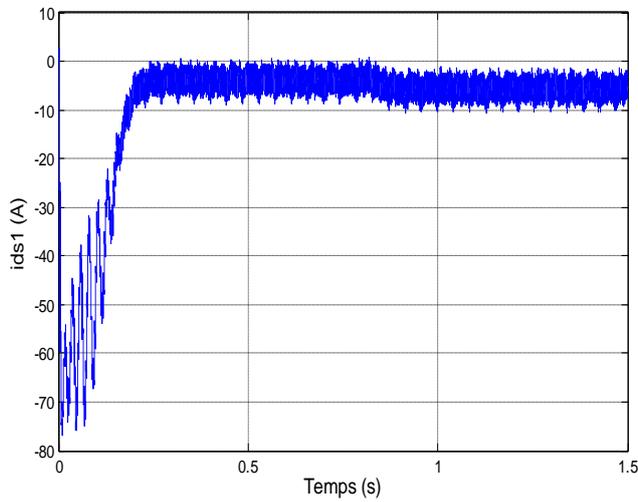
(a) Vitesse de rotation.



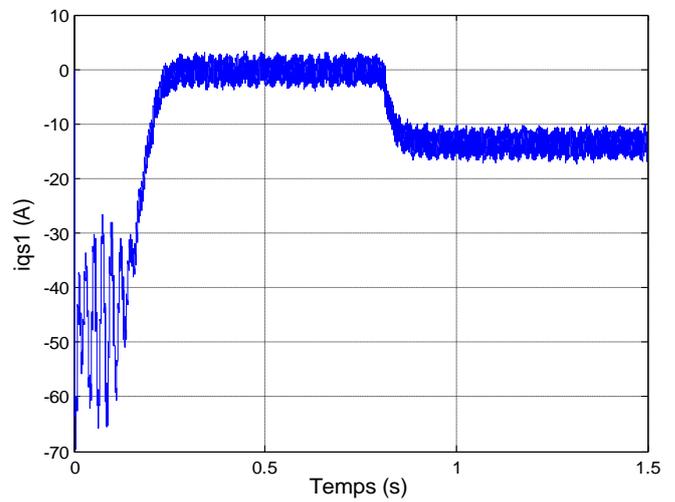
(b) Couple électromagnétique.



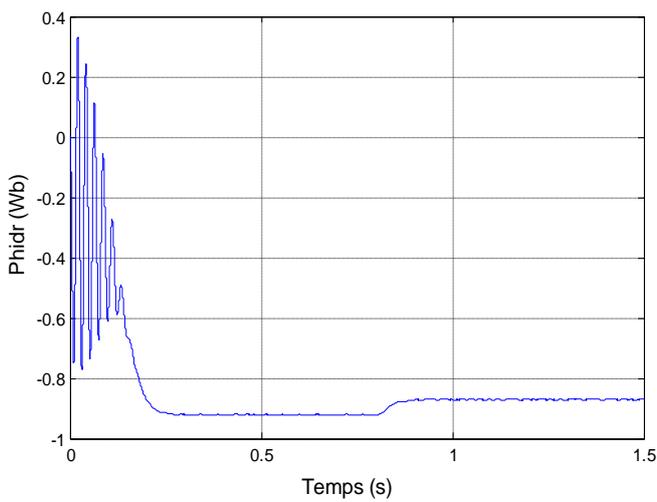
(c) Courant statorique  $i_{as1}$ .



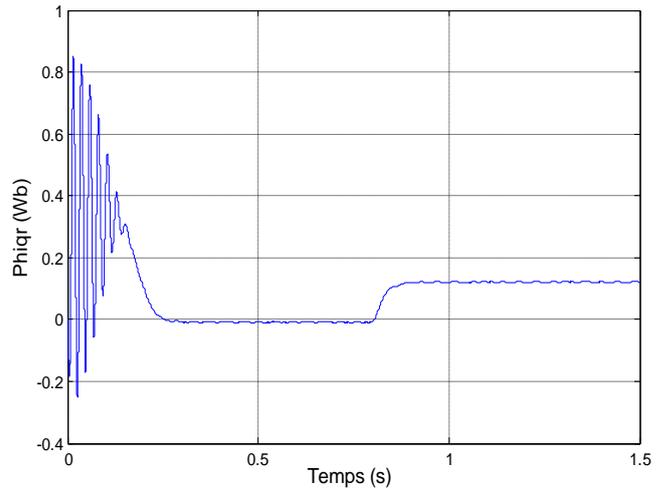
(d) Courant  $i_{ds1}$ .



(e) Courant  $i_{qs1}$ .



(f) flux rotorique  $\phi_{dr}$ .



(g) flux rotorique  $\phi_{qr}$ .

**Fig.IV.3.** Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

### IV.2.3.2. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation présentent l'apparence des harmoniques au niveau du courant  $i_{as1}$ , du couple électromagnétique, des courants des axes  $i_{ds1}$  et  $i_{qs1}$  et au niveau des flux rotoriques d'axes  $d$  et  $q$   $\phi_{dr}$  et  $\phi_{qr}$ . Ces harmoniques sont dus à la présence des onduleurs de tension.

## IV.3. Commande vectorielle de la MASDE

### IV.3.1. Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statorique, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse  $\omega_s$ . Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge [27] [28].

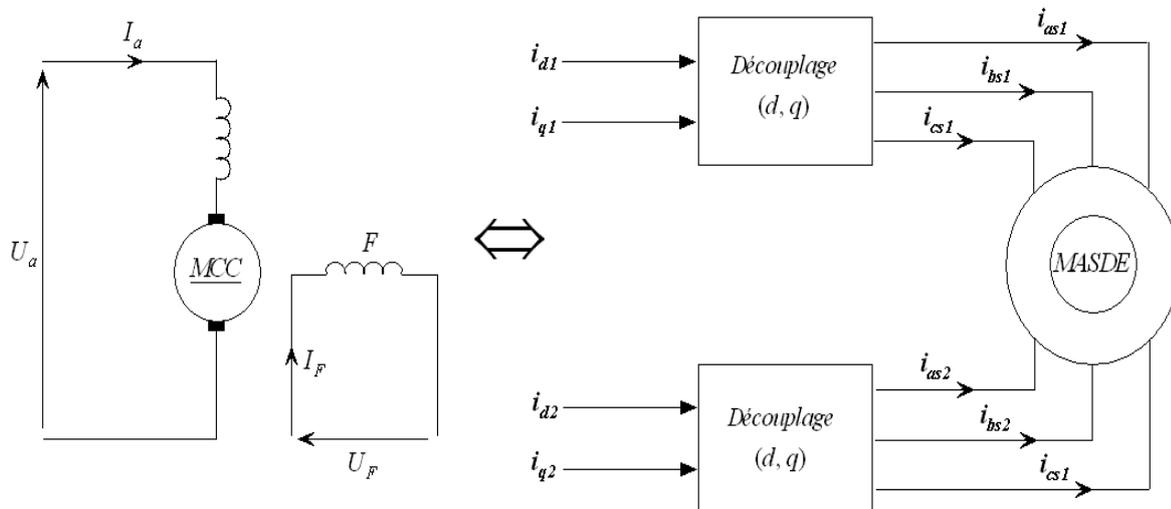


Fig.IV.4. Principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE.

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (Fig.IV.4). En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit  $I_a$  contrôle le couple et le courant inducteur  $I_f$  contrôle le flux. L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donné par :

$$C_{em} = K\phi I_a = K' I_a I_f \tag{4.10}$$

Avec :

$\phi$  : flux imposé par le courant d'excitation  $I_f$ ;  $I_a$  : courant d'induit ;  $K, K'$  : constantes.

### IV.3.2. Procède d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux :

- 1) Orientation du flux rotorique avec les conditions  $\phi_{dr} = \phi_r$  ;  $\phi_{qr} = 0$ .
- 2) Orientation du flux statorique avec les conditions  $\phi_{ds} = \phi_s$  ;  $\phi_{qs} = 0$ .
- 3) Orientation du flux d'entrefer avec les conditions  $\phi_{dm} = \phi_m$  ;  $\phi_{qm} = 0$ .

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine électrique [29]. Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDE, (4.11), si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est à dire  $\phi_{dr} = \phi_r$  ;  $\phi_{qr} = 0$ .

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (4.11)$$

L'équation (4.11) devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_r] = k\phi_r i_{qs} \quad (4.12)$$

$$\text{Avec : } k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}; i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$$

D'après l'équation (4.12) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

### IV.3.3. Méthodes de la Commande Vectorielle

#### IV.3.3.1. Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement [30]. Pour cela deux procédés sont utilisés :

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

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

### IV.3.3.2.Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif « méthode indirecte » signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [27].

### IV.3.4.Régulation de la vitesse par la méthode indirecte

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations (3.66) devient [31] [32] :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_r - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (4.13)$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2})$$

En remplaçant (4.13) dans (3.39) on trouve :

$$\begin{aligned} \phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$\phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \phi_r^*$$

$$\phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1}$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} ; \quad \lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + \eta L_r.$$

Et on a :

$$\phi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (4.15)$$

$$i_{qr} = \frac{\omega_{gl} \phi_r^*}{R_r} \quad (4.16)$$

En remplaçant (4.14), (4.16) et la deuxième équation de (4.13) dans le système d'équations (3.56) on trouve :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$v_{ds2}^* = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*)$$

$$v_{qs2}^* = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*)$$

On a :

$$i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{pL_m\phi_r^*} C_{em}^* \quad (4.18)$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)\phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*)$$

Ou,  $x_j^*$  sont des grandeurs des références soit des tensions, des courants et de pulsation statorique.

Dans le système d'équations (4.17) , on prend les premières parties linéaires (4.19) et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques pour faire un découplage parfait.

$$v_{ds1l} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1}$$

$$v_{qs1l} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \quad (4.19)$$

$$v_{ds2l} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2}$$

$$v_{qs2l} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2}$$

Le système (4.19) montre que les tensions statoriques ( $v_{ds1l}$ ,  $v_{qs1l}$ ,  $v_{ds2l}$ ,  $v_{qs2l}$ ) sont directement reliées aux courants statoriques ( $i_{ds1}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{ds2}$ ,  $i_{qs2}$ ). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ( $v_{ds1}^*$ ,  $v_{qs1}^*$ ,  $v_{ds2}^*$ ,  $v_{qs2}^*$ ) à flux constant sont données par :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= v_{ds1l} - v_{ds1c} \\ v_{qs1}^* &= v_{qs1l} + v_{qs1c} \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$v_{ds2}^* = v_{ds2l} - v_{ds2c}$$

$$v_{qs2}^* = v_{qs2l} + v_{qs2c}$$

Avec :

$$\begin{aligned} v_{ds1c} &= \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1c} &= \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \end{aligned} \quad (4.21)$$

$$v_{ds2c} = \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*)$$

$$v_{qs2c} = \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*)$$

Les régulateurs des courants utilisés sont des régulateurs classiques de type PI dont la synthèse est la suivante :

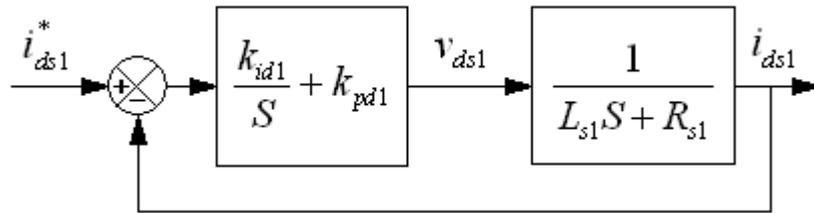
**IV.3.4.1.Synthèse des régulateurs PI**

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La (Fig.IV.5) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes  $d$  et  $q$ .

**Calcul des paramètres du régulateur PI**

La fonction de transfert en boucle fermée de la (Fig.IV.5) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^*} = \frac{k_{id1} + k_p S}{L_{s1} S^2 + (R_{s1} + k_{pd1}) S + k_{id1}} \tag{4.22}$$



**Fig.IV.5.**Schéma de régulation des courants.

En imposant une paire de pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = \rho_{d1} \pm j\rho_{d2}$ , le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2 \rho_{d1} S + 2\rho_{d1}^2 \tag{4.23}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

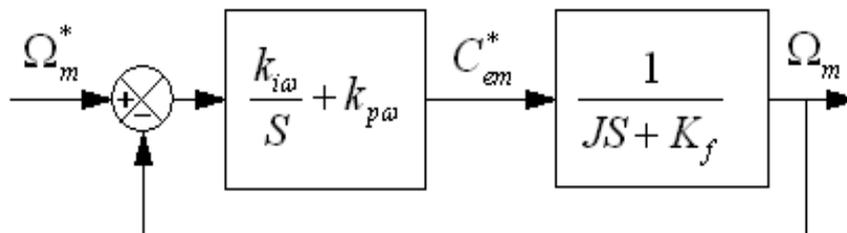
$$k_{pd1} = 2 \rho_{d1} L_{s1} - R_{s1} \tag{4.24}$$

$$k_{id1} = 2\rho_{d1}^2 L_{s1}$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants  $i_{qs1}$ ,  $i_{ds2}$  et  $i_{qs2}$ .

**IV.3.4.2.Régulateur de vitesse**

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la (Fig.IV.6)



**Fig.IV.6.**Schéma réduit de régulation de vitesse.

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculé par la même procédure utilisée pour les régulateurs de courants.

$$k_{pw} = 2 \rho_w J - K_f \quad (4.25)$$

$$k_{id1} = 2\rho_w^2 J$$

A partir des équations (4.15), (4.17), (4.18), (4.19) et (4.21), on obtient le schéma bloc de découplage en tension (FOC : Field Oriented Control). En admettant que  $i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$  et  $i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$ , (Fig.IV.7).

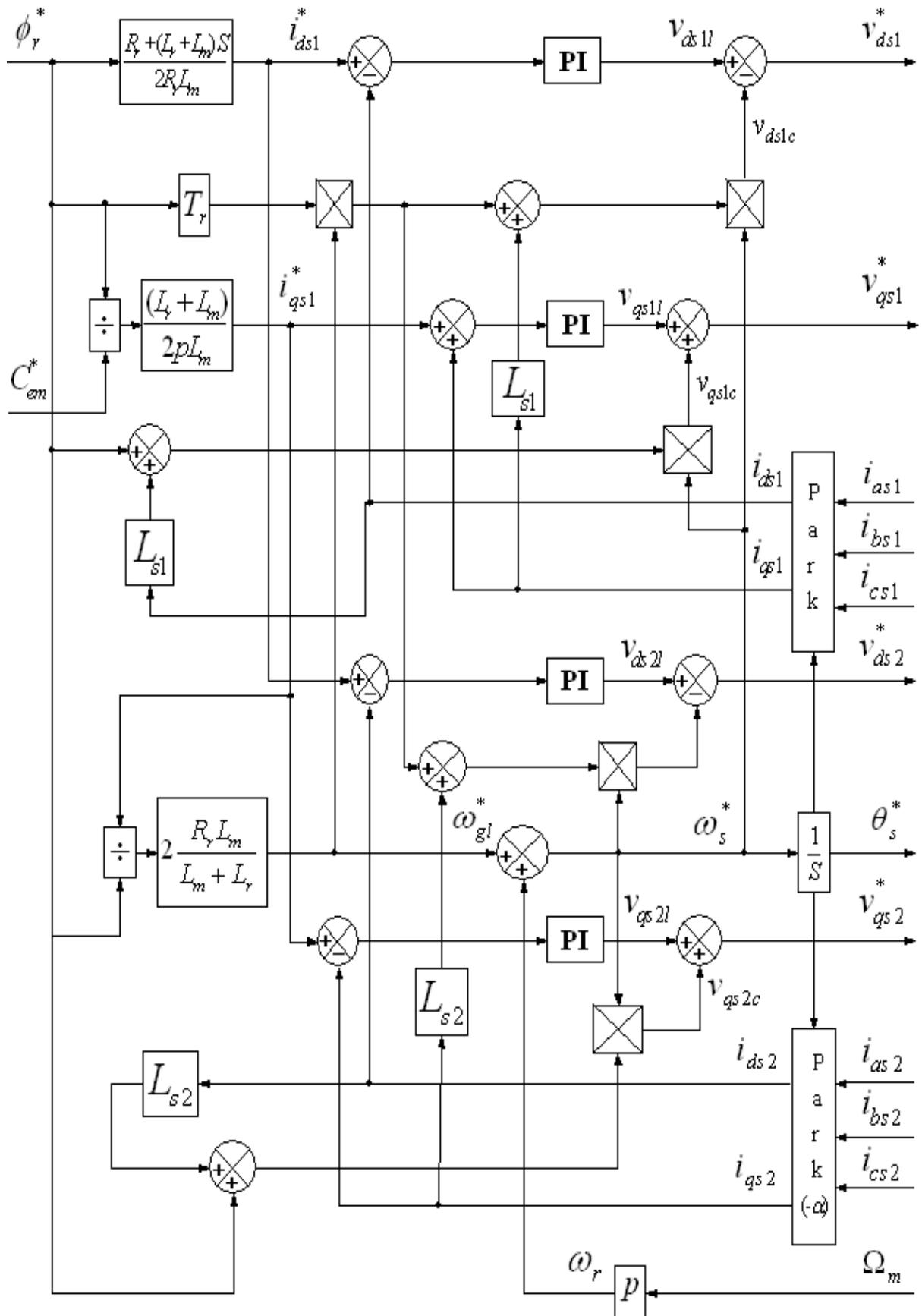


Fig.IV.7. Bloc de découplage en tension (FOC).

IV.3.4.3. Bloc de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale  $\phi_r^n$  pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine  $\Omega_m^n$ . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{\Omega_m} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m > \Omega_m^n \end{cases} \quad (4.26)$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* cal & \text{si } C_{em}^* cal \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} sign(C_{em}^* cal) & \text{si } C_{em}^* cal > C_{em}^{max} \end{cases} \quad (4.27)$$

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la (Fig.IV.8):

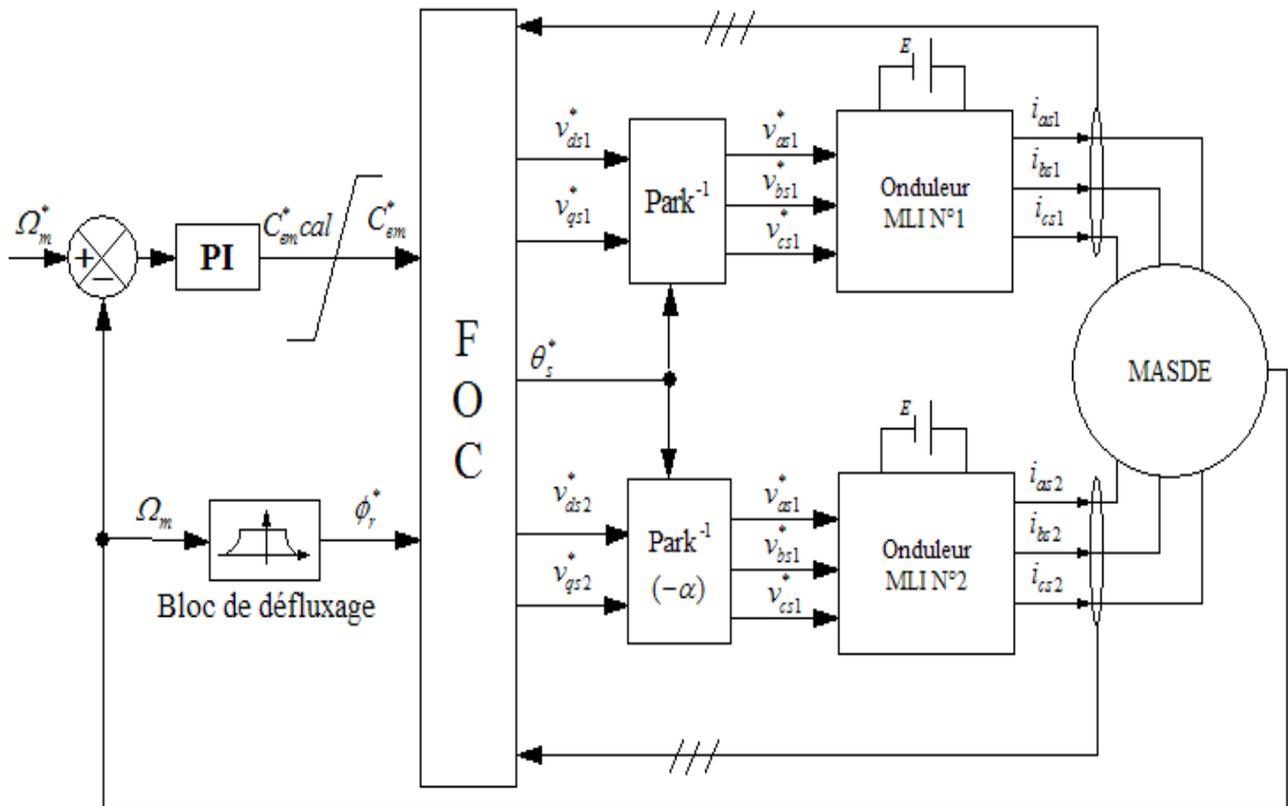
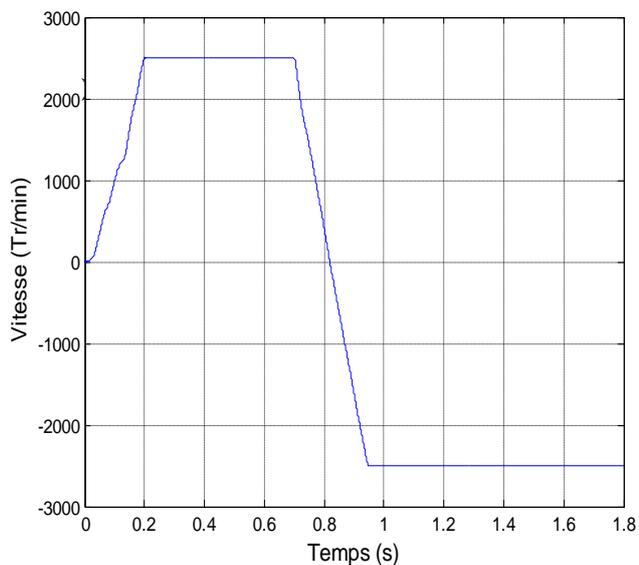


Fig.IV.8. Commande vectorielle indirecte de la MASDE.

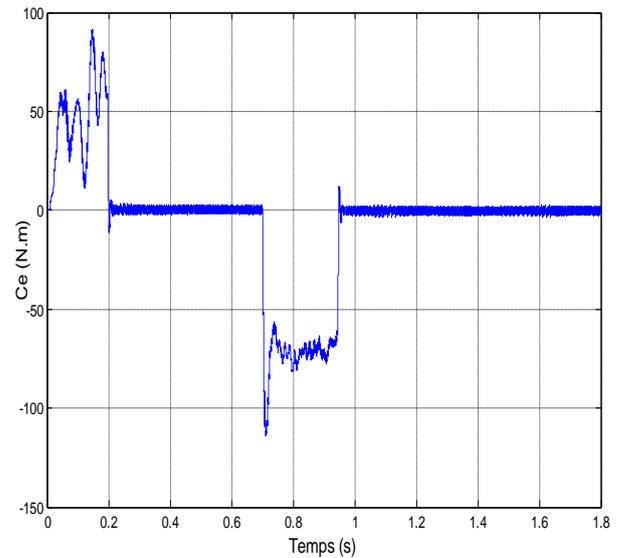
#### IV.3.4.4. Simulation et interprétation des résultats

Les performances de la commande indirecte de la MASDE ont été visualisées pour les deux tests de robustesse suivants :

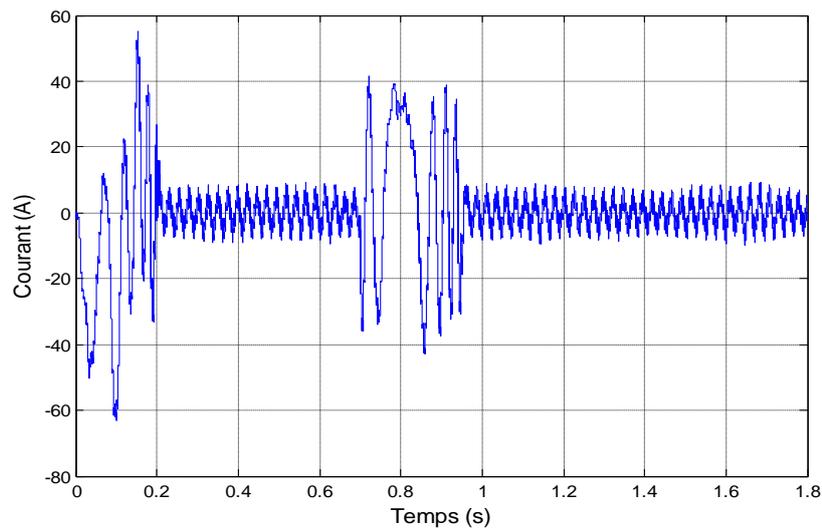
- Réponse à une inversion de vitesse (de 2500 à -2500 tr/min) à partir de l'instant  $t = 0.7s$  (Fig.IV.9).
- Réponse avec l'augmentation de la résistance rotorique  $R_r$  de 100% à partir de l'instant  $t = 0.7s$ , avec l'application des charges  $C_r = 24$  et  $-24N.m$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [0.7, 1.2]s$  et  $[1.5, 1.8]s$ , tout en imposant la vitesse de référence  $\Omega = 2500tr/min$ (Fig.IV.10).



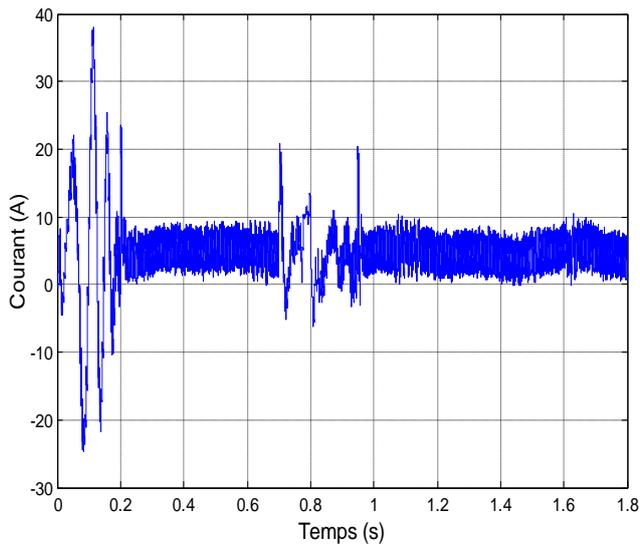
(a) Vitesse de rotation.



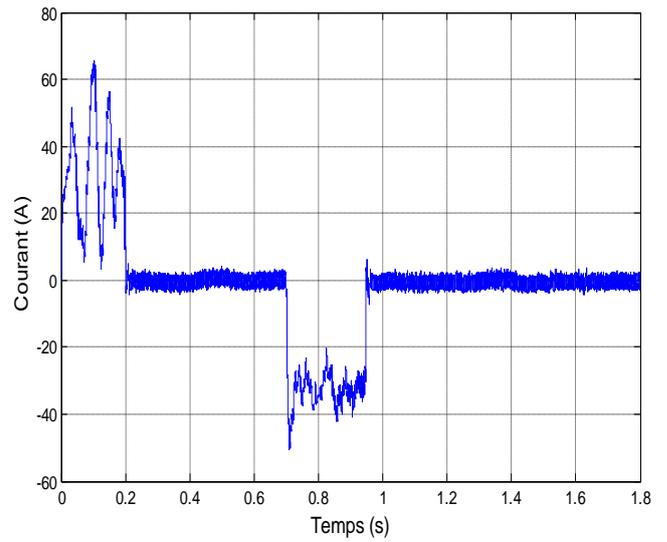
(b) Couple électromagnétique.



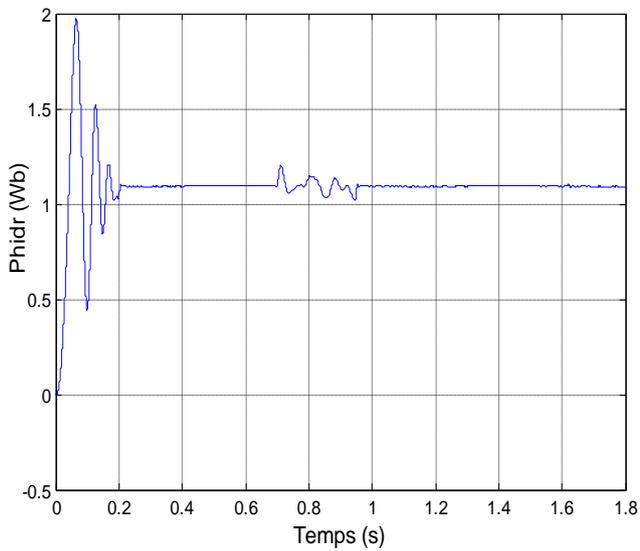
(c) Courant statorique  $i_{as1}$ .



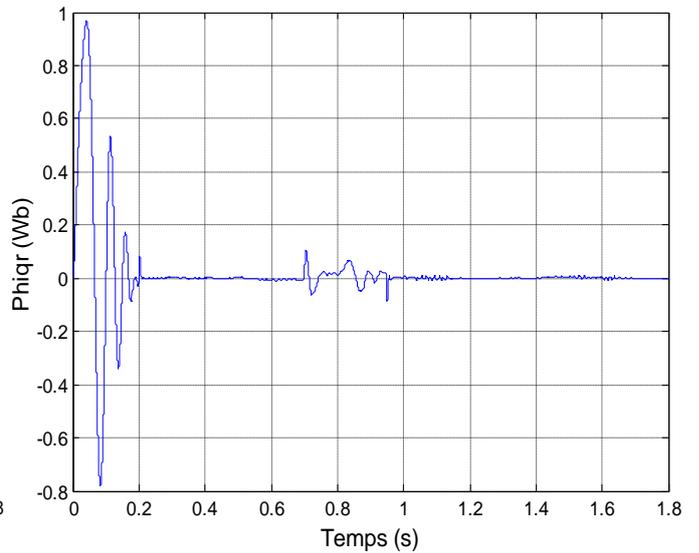
(d) Courant  $i_{ds1}$ .



(e) Courant  $i_{qs1}$ .

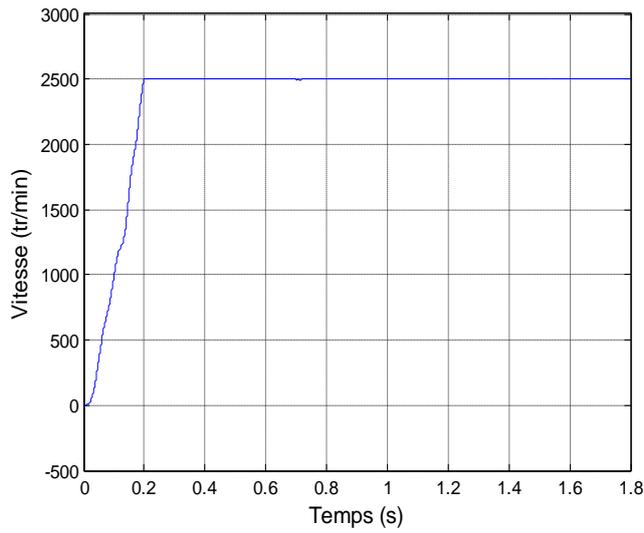


(f) flux rotorique  $\phi_{dr}$ .

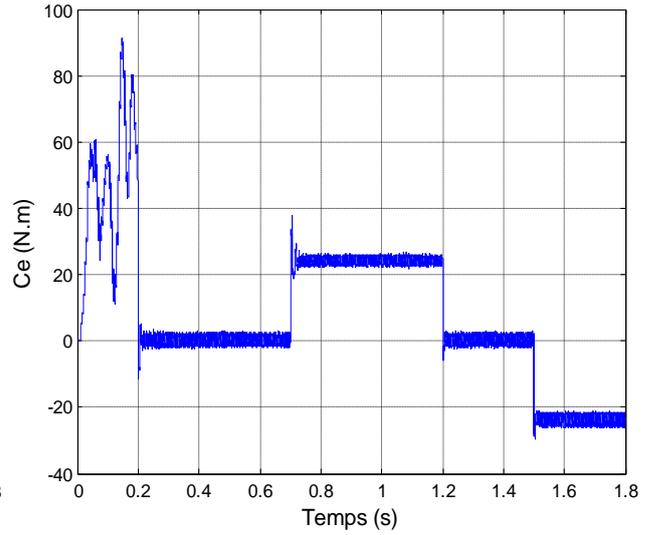


(g) flux rotorique  $\phi_{qr}$ .

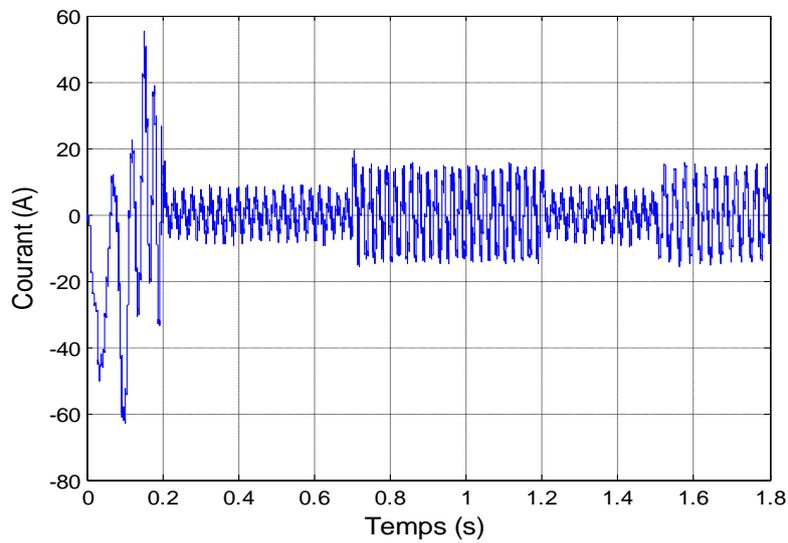
**Fig.IV.9.** Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (inversion du sens de rotation).



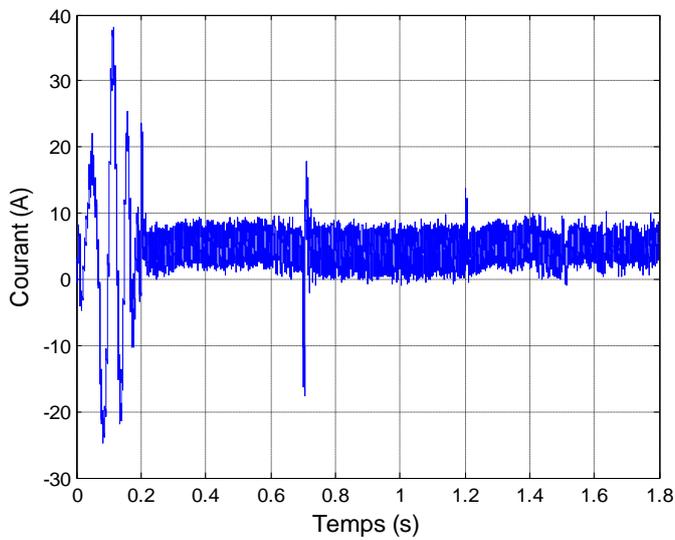
(a) Vitesse de rotation.



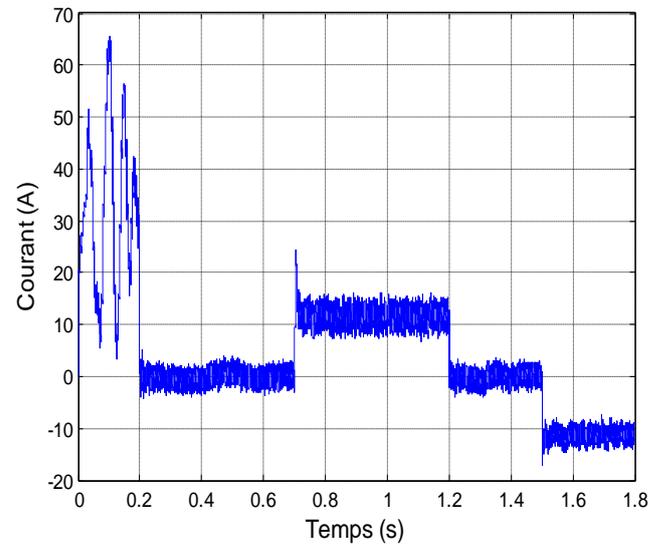
(b) Couple électromagnétique.



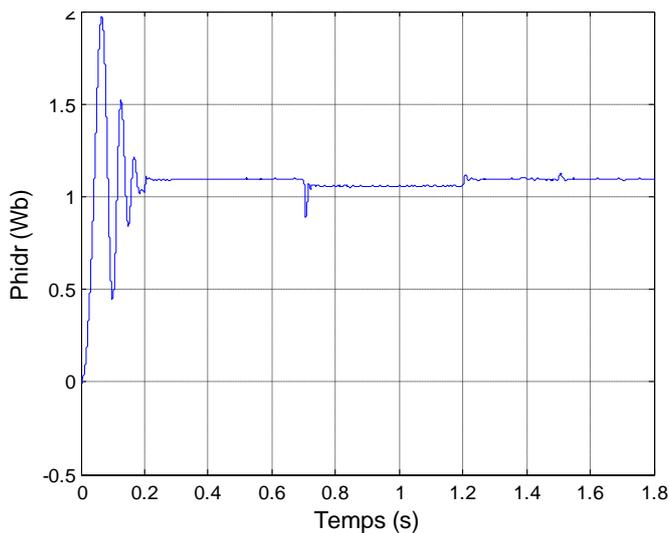
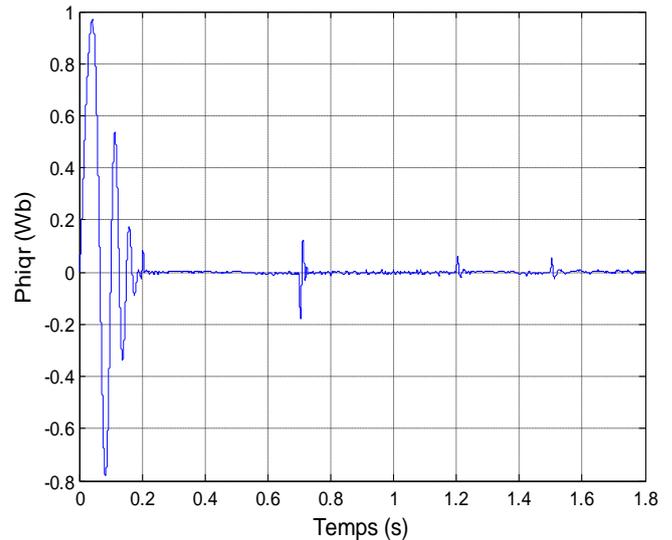
(c) Courant statorique  $i_{as1}$ .



(d) Courant  $i_{ds1}$ .



(e) Courant  $i_{qs1}$ .

(f) flux rotorique  $\phi_{dr}$  .(g) flux rotorique  $\phi_{qr}$  .

**Fig.IV.10.** Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (augmentation de la résistance rotorique  $R_r$  de 100% à partir de l'instant  $t = 0.7s$ , avec l'application des charges).

#### ➤ Premier test

Les résultats obtenus montrent clairement que :

La vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 0.15s. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise au bout de 0.15s, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint  $-70N.m$  pendant l'inversion de la vitesse, puis il se stabilise à sa valeur de référence nulle. Le courant  $i_{qs1}$  évolue d'une façon analogue au couple. Les allures des flux rotoriques suivant les deux axes observent une perturbation durant l'inversion de la vitesse.

#### ➤ Second test

Ces caractéristiques montrent, premièrement une légère perturbation au niveau de la vitesse après l'augmentation de la résistance rotorique, deuxièmement la stabilité au niveau de l'évolution du courant  $i_{as1}$ , finalement une légère perturbation engendrée principalement par l'augmentation de la résistance rotorique au niveau des flux rotoriques direct et en quadrature.

## IV.4.Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension et la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE, l'objectif étant la régulation de la vitesse. Nous avons développé la méthode indirecte pour la régulation de la vitesse. Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine.

# Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines multiphasées. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone double étoile qui présente un bon compromis technico-économique.

Dans ce mémoire, nous avons développé un modèle à base des éléments finis pour simuler les comportements de la machine asynchrone double étoile. Le modèle développé permet de visualiser les grandeurs inaccessibles dans les autres types des modèles mathématiques (modèle de Park et modèle multi-enroulements...), ou par des essais pratiques sur une machine réelle (répartition des courants dans la cage d'écurueil ou les grandeurs magnétiques).

Nous avons implémenté le modèle numérique de la machine asynchrone double étoile sous l'environnement Flux 2D<sup>®</sup>, ce modèle est adapté bien pour calculer le potentiel vecteur magnétique sur des structures avec une géométrie complexe et avec des caractéristiques des matériaux magnétiques non linéaires.

Ce modèle nous a permis, en régime magnétodynamique, de déterminer les différentes caractéristiques de la machine et autres performances, aussi nous avons simulé la méthode de deux essais (essai à vide et essai en Court-circuit) qui permet de déduire les paramètres de la machine. En suite, nous avons fait une simulation en magnéto transitoire de la machine en fonctionnement à vide et en charge.

Par la suite, nous avons fait la modélisation de la MASDE par la méthode de Park pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE. Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension de commande MLI.

Les résultats de simulation obtenus en alimentation par deux onduleurs de la MASDE montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple. Ceci nous a conduit à introduire une commande découplée. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique. La méthode indirecte est appliquée pour régler la vitesse.

Le régulateur PI présente de bonnes performances dynamiques. Néanmoins, il est sensible à la variation de la constante de temps rotorique.

## **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] : L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de doctorat de l'Université de Batna, 02 juin 2010.
- [3] : K. Xavier, « Modélisation vectorielle multi machines pour la commande de ensembles convertisseurs-machines polyphasés », Thèse de doctorat, Université de Lille1, 2003.
- [4] : Alger, P.L, Freiburghouse, E.hH, Chase, D.D., « Double windings for turbine alternators», AIEE Trans., vol.49,pp.226-244, Jan.1930.
- [5] : T.F. Barton. «The doubly winding generator». General Electric Review, June 1929, pp.302-308.
- [6] : M. Bernard, « Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable », Revue 3E. In<sup>o</sup>3., pp. 3–8, Juin 1995.
- [7] : L. A. Philip, E. A. Robert, «The history of induction motors in america», Proceedings of the *IEEE.*, vol. 64, no. 9, pp. 1380–1383, Sept 1976.
- [8] :E. Merabet, «Commande floue adaptative d'une machine Asynchrone double étoile», Thèse de magister de l'Université de Batna, 04 /06 / 2008.
- [9] : E. Merabet, «Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de doctorat de l'Université de Batna, 2012.
- [10] : A. Bruyere, « Modélisation et commande d'un alterno-démarrreur heptaphasé pour application automobile micro-hybride », Thèse de doctorat, l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 6 mai 2009.
- [11]:A. Assam, « Identification des Machines Asynchrones en Vue de Leurs diagnostiques », Thèse de magister de l'Université de Sétif, soutenue 2010.
- [12]:B. Vaseghi, « Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spines : Modélisation – Réduction du courant de défaut », Thèse de doctorat de l'Université de Nancy, 3 décembre 2009.

## Bibliographie

---

- [13]: H. Radjeai, «Contribution à l'amélioration des modèles mathématiques des machines synchrones », Thèse de Doctorat, Université de Sétif, 2007.
- [14]: M. Belatel, « contribution a la conception assistée par ordinateur des machine électrique », thèse de magister, université de Mentouri, Constantine, 2004.
- [15]: S. Mouellef, « Contribution A L'étude D'une Machine A Réductance Variable : Conception, Modélisation & Simulation D'une MRVDS 6-4 », Thèse de magister, université de Mentouri, Constantine, 03/06/ 2008.
- [16]:I. Bouchareb, « Modélisation & Simulation de Défauts D'une Machine Synchrone à Réductance Variable », Thèse de magister, université de Mentouri, Constantine, 11/ 2009.
- [17]: D. Bendittis, « étude et modèle électromagnétique de machine asynchrone pour l'alternateur-démarrreur», Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 2002.
- [18]: FLUX2D<sup>®</sup>, « application induction motor technical paper », Cedrat, May 2006.
- [19]: T. Tudorache, L. Melcescu and V. Petre: FEM optimal design of energy efficient induction machines; *Advances in Electrical and Computer Engineering* Volume 9, Number 2, 2009.
- [20]: Y. Ouazir, « Contribution à la modélisation électromagnétique des machines à induction», Thèse de doctorat, école nationale polytechnique. Alger, 2006.
- [21]:G. Crellet, G. Clerc, Actionneurs électriques, Editions Eyrolles, Paris, France,1997.
- [22]:D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, «Study and simulation of space vector PWM control of double-star induction motors», *IEEE-CIEP*, Acapulco, Mexico., pp. 42–47, October 2000.
- [23]: H. Razik, «Modeling of double star induction motor for diagnosis purpose», *In IEEE*, pp. 907–912, 2003.
- [24]:A. Abdesslam, « Etude et modélisation d'une machine asynchrone double étoile en vue de son utilisation dans un système », Thèse de Master de l'Université de Sétif1, 25/06/2013.
- [25]:J. L. Thomas, «Future practical developments in vector control principles», *IEE Colloquium - Power Division*, Savoy place, London WC2R 0BL, pp. 4/1–4/8, 23 February 1998.

- [26]: L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, Janvier 1999.
- [27]: M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, « Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle », *SEE Journée d'études Lille.*, pp. 1–19, Lille, Décembre 1992.
- [28]: M. B. Michael , John K. Pedersen, Frede Blaabjerg, « Field-oriented control of an induction motor using random pulsewidth modulation», *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 37, no. 6, pp. 1777–1785, November/December 2001.
- [29]: Y. Y. Ho. Edward, C. S. Paresh, « Decoupling control of induction motor drives», *IEEE Trans on Indu Elec.*, vol. 35, no. 2, pp. 253–262, May 1988.
- [30]: A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, C. Zimaglia, « Induction motors field oriented control based on averaged parameters», In *IEEE*, 0-7803-1993-1/94., pp. 81–87, 1994.
- [31]: D. Beriber, «Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC», Thèse de magister, ENP., Alger, 2004.
- [32]: E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, «Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators», *CIP'07 4<sup>eme</sup> Conférence Internationale sur la Productique.*, 03 – 04 Novembre 2007. Sétif, Algérie, CD-ROM proceedings.
- [33]: H. Amimeur, «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement», Thèse de magister, université de El Hadj Lakhdar de Batna, 28 / 05 / 2008.
- [34]: H. Amimeur, «Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile», Thèse de doctorat de l'Université de de El Hadj Lakhdar de Batna, 2012.
- [35]: E. Levi, «Recent developments in high performance variable speed multiphase induction motor drives », *Sixth International Symposium Nikola Tesla*, Belgrade, SASA, Serbia, October 18–20 2006.
- [36]: R. Bojoi, A. Tenconi, G. Griva, F. Profumo, «Vector control of dual-three-phase induction-motor drives two current sensors», *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 5, pp. 1284–1292, September/October 2006.
- [37]: E. A. Klingshirn, «High phase order induction motors-part I-description and theoretical considerations », *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, Vol. PAS–102, No. 1, pp. 47–53, June 1983.

## **Bibliographie**

---

**[38]:**D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, «Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP implementation», *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 4, pp. 1112–1122, July/August 2006.

**[39]:** M. Merabtene, E. R. Dehault, «Modélisation en vue de la commande de l'ensemble convertisseur-machine multi-phase fonctionnant en régime dégradé», *JCGE'03*, Saint-Nazaire, pp. 193–198, 5–6 Juin 2003.

## ملخص

هذه المذكرة تعرض دراسة نمذجة، محاكاة والتحكم في سرعة الآلة اللامتزامنة ثنائية النجمة مغذاة بواسطة موجين للتوتر الكهربائي.

الهدف من عملنا هو وضع نموذج يعتمد على طريقة العناصر المنتهية بواسطة برنامج Flux-2D<sup>®</sup> الذي يسمح لنا بالمحاكاة، في النظم المغنيطوديناميكية و الانتقالية، لدراسة الآلة وتقدير وسائطها، بعد ذلك وضعنا نموذجاً للآلة بطريقة الدارات الكهربائية المقرونة مغناطيسياً، ثم قمنا بمحاكاة الآلة بواسطة برنامج Matlab و قارنا النتائج المتحصل عليها بنتائج المحاكاة بواسطة طريقة العناصر المنتهية.

طبقتنا الطريقة الغير مباشرة من اجل التحكم في سرعة الآلة، عرضنا نتائج محاكاة هذه الطريقة من اجل برهنة متانتها. **كلمات مفتاحية:** الآلة اللامتزامنة ثنائية النجمة، موج للتوتر الكهربائي، التحكم بتوجيه التدفق، العناصر المنتهية، نمذجة، Flux-2D، التقدير.

## Résumé

Ce mémoire présente une étude de la modélisation, de la simulation et de la commande en vitesse de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension.

L'objectif de notre travail est l'élaboration d'un modèle des éléments finis à l'aide du logiciel Flux2D<sup>®</sup>, qui permet de simuler, en magnétodynamique et magnéto-transitoire, en vue de l'étude et de l'identification des paramètres de la machine. Par la suite nous avons modélisé la machine par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés, puis nous avons simulé la machine à l'aide du logiciel Matlab et nous avons comparé ces résultats obtenus par les résultats de simulation de la méthode des éléments finis.

La méthode indirecte est appliquée pour régler la vitesse de la machine, Des résultats de simulation sont présentés pour montrer la robustesse de ce technique de commande.

**Mots clés :** Machine ASynchrone Double Etoile (MASDE), Commande vectorielle, Eléments finis, Modélisation, Flux-2D, Identification.

## Abstract

This memory presents a study of modeling, simulation and speed control of the double star asynchronous machine supplied by two voltage source inverters.

The objective of our work is the development of a finite elements model by used of the Flux2D<sup>®</sup> software, who allows to simulate, in magneto dynamics and magneto-transient, for the study and of the identification of the parameters of the machine and we modeled the machine by the method of the magnetically coupled electrical circuits, then we simulated the machine by used of the Matlab software and we compared these results obtained by the results of simulation of the finite element method.

The indirect method is applied to regulate the speed of the machine, results of simulation are presented to show the robustness of this technical control.

**Key words :** Double Star Asynchronous Machine, Voltage source inverter, Field oriented control, Finite element, Modeling, Flux-2D, Identification.