

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A.MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de Fin d'Etude

En vue de l'obtention du diplôme de MASTER en électrotechnique
Option : Machines électriques et Commandes électriques

Thème

Nouvelle approche d'amélioration des caractéristiques de démarrage des moteurs à induction à encoches profondes

Préparé par :

M^{elle} HADDAD Melissa

M^r MANSER Bilel

Encadré par :

M^r AOUZELLAG Djamal

M^r MADDI Zakari

Année Universitaire : 2018/2019

Remerciements

Nous tenons à exprimer notre sincère gratitude à notre promoteur, Monsieur **Aouzellag Djamel**, Professeur à l'Université Abderahmane Mira de Bejaia, pour la confiance qu'il nous a accordée à réaliser ce projet, ainsi que pour sa patience, son suivi et ses fructueux conseils.

Nous tenons aussi à exprimer, de tout cœur, nos sincères remerciements à notre Co-Promoteur, Monsieur **Maddi Zakari**, pour avoir bien voulu nous accompagner tout au long de la préparation de notre projet de fin d'étude, pour les dérangements que nous lui avons occasionnés pour nous suivre et surtout pour les sages conseils et recommandations utiles qui nous ont permis de réaliser ce modeste mémoire. Qu'il trouve ici, l'expression de notre profonde gratitude et éternelle reconnaissance.

Nos remerciements vont aussi s'adresser à tous les enseignants d'Electrotechnique qui ont contribué à notre formation. Enfin nos remerciements s'adressent également pour les membres de jury d'avoir accepté d'être témoins et de juger le fruit de notre cursus.

MELISSA & BILEL

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

*A mes parents, aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour
Dont ils ne cessent de me combler. Puisse dieu, le tout puissant vous
préserver et vous accorder santé, longue vie et bonheur.*

*A mon grand frère, à qui je souhaite un avenir plein de joie, de bonheur, de
réussite et de sérénité.*

A mes grands-parents, que dieu leur procure bonne santé et longue vie.

*A tous les membres de ma famille et aux personnes qui m'ont toujours aidée
et encouragée, qui étaient toujours à mes cotés et qui m'ont accompagnée
durant cursus universitaire, mes aimables amis(es), merci pour votre soutien
et votre patience.*

Melissa

Dédicaces

Je dédie ce travail

À Mes chers parents, en récompense de leurs sacrifices qui m'ont toujours servi et servirait tout au long de ma vie. Je souhaite vous prouver mon grand remerciement qui ne sera jamais suffisant,

Que dieu vous accorde longue vie près de nous.

À La mémoire de mes grands-parents qui m'ont toujours poussé à travailler et à réussir durant tout mon parcours, j'aurais tant aimé qu'ils soient présents,

Que dieu ait vos âmes dans sa sainte miséricorde.

À ma chère épouse, pour son soutien, son attention, sa patience avec moi dans les moments difficiles et ses encouragements,

Que dieu le tout puissant, nous accorde un avenir meilleur.

À Ma chère sœur et à son mari, pour leurs soutiens moraux et leurs conseils précieux tout au long de mes études.

À Mes chères nièces anaïs, inès et naelle.

À mon cher et unique frère, qui a toujours été présent à mes côtés,

Que dieu te donne santé, bonheur et beaucoup de réussite.

À ma chère tante, je te remercie pour tout le soutien et l'amour que tu me portes depuis mon enfance,

Que dieu t'accorde santé, bonheur et longue vie et faire en sorte que jamais je ne te déçoive.

À ma famille et à toute ma belle-famille en témoignage de mon grand respect et mon estime envers vous.

À tous mes amis et à tous ceux que je n'ai pas cités et qui ne me sont pas moins chers.

Bilel

Liste des figures

CHAPITRE I

Figure I.1. Vue d'un moteur asynchrone à cage	4
Figure I.2. Coupe d'un stator d'une machine asynchrone	4
Figure I.3. Rotor bobiné.....	5
Figure I.4. Rotor massif	7
Figure I.5. Différentes formes d'encoches rotoriques	7
Figure I.6. Rotor à cage d'écureuil	8
Figure I.7. Encoche à double cage et différentes caractéristiques électromagnétiques	8
Figure I.8. Epaisseur d'effet de peau dans les différentes formes d'encoches rotoriques profondes	9
Figure I.9. Caractéristiques électromagnétiques d'un démarrage direct.....	12
Figure I.10. Caractéristiques électromagnétiques d'un démarrage étoile-triangle	13
Figure I.11. Caractéristiques électromagnétiques d'un démarrage par insertion de résistances ou inductances statoriques	14
Figure I.12. Caractéristiques électromagnétiques d'un démarrage par augmentation de la résistance rotorique.....	16
Figure I.13. Schéma de la commande scalaire.....	17
Figure I.14. Schéma de la commande vectorielle	18
Figure I.15. Schéma de la commande DTC	19

CHAPITRE II

Figure II.1. Etape du poste préprocesseur	28
Figure II.2. Etape du maillage	28
Figure II.3. Etape du solveur	29
Figure II.4. Cartographie des lignes de champs créés par la MAS à encoches profondes	29
Figure II.5. Dimensions des deux formes d'encoches rotoriques étudiées.....	31
Figure II.6. Densité du courant de MAS à encoches profondes de forme rectangulaire	32
Figure II.7. Variation de la densité du courant pour les différentes valeurs de la fréquence	32
Figure II.8. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence.....	34
Figure II.9. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence	35
Figure II.10. Erreur relative en fonction de la fréquence	36
Figure II.11. Densités du courant de MAS à double cage.....	37

Figure II.12. Variation de la densité du courant pour les différentes valeurs de la fréquence	37
Figure II.13. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence	38
Figure II.14. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence	39
Figure II.15. Erreur relative en fonction de la fréquence	40
Figure II.16. Emplacement et dimensions de la pièce ferromagnétique.....	41
Figure II.17. Densité du courant de la MAS à encoches profondes avec pièce ferromagnétique	42
Figure II.18. Variation de la densité du courant pour les différentes valeurs de la fréquence	42
Figure II.19. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence	43
Figure II.20. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence	44
Figure II.21. Erreur relative en fonction de la fréquence	45

CHAPITRE III

Figure III.1. Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.....	48
Figure III.2. Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique	51
Figure III.3.a. Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement.....	54
Figure III.3.b. Evolution de la vitesse en fonction du temps.....	54
Figure III.3.c. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement	55
Figure III.3.d. Evolution du courant efficace I_s en fonction du glissement.....	55
Figure III.4.a. Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement	55
Figure III.4.b. Evolution de la vitesse en fonction du temps	55
Figure III.4.c. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement	56
Figure III.4.d. Evolution du courant efficace I_s en fonction du glissement.....	56
Figure III.5.a. Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement	56
Figure III.5.b. Evolution de la vitesse en fonction du temps	56
Figure III.5.c. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement	57
Figure III.5.d. Evolution du courant efficace I_s en fonction du glissement.....	57
Figure III.6.a. Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement	57
Figure III.6.b. Evolution de la vitesse en fonction du temps	57
Figure III.6.c. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement	58
Figure III.6.d. Evolution du courant efficace I_s en fonction du glissement.....	58
Figure III.7.a. Evolution des couples électromagnétiques en fonction du glissement.....	58
Figure III.7.b. Evolution des vitesses en fonction du temps	58
Figure III.7.c. Evolution des courants efficaces I_s en fonction du glissement.....	59
Figure III.8.a. Evolution des couples électromagnétiques en fonction du glissement.....	60

Figure III.8.b. Evolution des vitesses en fonction du temps	60
Figure III.8.c. Evolution des courants efficaces I_s en fonction du glissement	61
Figure III.9.a. Evolution des couples électromagnétiques en fonction du glissement	61
Figure III.9.b. Evolution des vitesses en fonction du temps	61
Figure III.9.c. Evolution des courants efficaces I_s en fonction du glissement	62
Figure III.10.a. Evolution des couples électromagnétiques en fonction du glissement	62
Figure III.10.b. Evolution des vitesses en fonction du temps	62
Figure III.10.c. Evolution des courants efficaces I_s en fonction du glissement	63

Liste des tableaux

Tableau I.1.	Profondeur de pénétration δ pour les différents métaux	10
Tableau II.1.	Dimensions des formes d'encoches étudiées	31
Tableau II.2.	Résultats des impédances pour une barre rotorique de forme rectangulaire en fonction de la fréquence rotorique	33
Tableau II.3.	Résultats des impédances pour la totalité des barres rotoriques de forme rectangulaire en fonction de la fréquence	34
Tableau II.4.	Résultats des impédances pour une barre rotorique à double cage en fonction de la fréquence	38
Tableau II.5.	Résultats des impédances pour la totalité des barres rotoriques à double cage en fonction de la fréquence	39
Tableau II.6.	Présente les différentes dimensions des formes d'encoches étudiées	41
Tableau II.7.	Résultats des impédances d'une barre rotorique profonde avec pièce.....	43
Tableau II.8.	Résultats des impédances rotoriques de la totalité des barres rotoriques à encoches Profondes avec pièces ferromagnétiques	44

Liste des symboles

C_d	Couple de démarrage ($N .m$)
C_n	Couple nominal ($N .m$)
\vec{E}	Champ électrique (V / m)
f_s	La fréquence des courants statoriques (<i>Hertz</i>)
f	Fréquence de l'alimentation (<i>Hertz</i>)
g	Glissement
$g\omega$	Pulsation du courant dans les encoches (rad / s)
H	Champ magnétique (A / m)
I_d	Courant de démarrage (cage de démarrage) (A)
I_n	Courant nominal (A)
J	Densité de courant de conduction (A / m^2)
p	Nombre de paires de pôles
V	Tension nominale (V)
V_s	Tension d'alimentation (V)
δ	Profondeur de pénétration du champ alternatif en mètre[m]
ρ	Résistivité du matériau considéré ($Ohm .m$)
μ	Perméabilité du matériau considéré (H / m)
μ_0	Perméabilité magnétique de vide ($H . m^{-1}$)
λ	Coefficient géométrique de la MAS
ϕ_m	Flux sous un pôle (Wb)
Ω_s	Vitesse angulaire synchrone (rad / s)

Ω_r	Vitesse de rotation du rotor (<i>rad / s</i>)
k_r	Coefficient d'augmentation des résistances rotoriques
k_x	Coefficient de diminution de l'inductance rotorique
r	Resistance de l'encoche avec effet de peau (<i>Ohm</i>)
r_0	Resistance de l'encoche sans effet de peau (<i>Ohm</i>)
l	Inductance de fuite de la barre avec effet de peau (<i>Henry</i>)
l_0	Inductance de fuite de la barre sans effet de peau (<i>Henry</i>)
ω_r	La vitesse angulaire de rotation (<i>rad/s</i>)
ω_s	La vitesse angulaire de synchronisme du champ statorique (<i>rad/s</i>)
ω	Pulsation de rotation électrique (<i>rad/s</i>)
\vec{B}	Vecteur induction magnétique (<i>T</i>)
\vec{D}	Vecteur induction électrique (<i>C/m²</i>)
A_z	Potentiel vecteur magnétique suivant l'axe Z
J_{sz}	Courant de source
h	Hauteur de l'encoche (<i>mm</i>)
$d\Gamma$	Période spatiale
Γ	Conteur d'intégration
a_s, b_s, c_s	Indices correspondants aux trois phases statoriques
a_r, b_r, c_r	Indices correspondants aux trois phases rotoriques
(d,q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
(α , β)	Axes correspondants au référentiel lié au stator
s, r	Indice relatif au stator et rotor respectivement
R_s	Résistance statorique (Ω)
R_r	Résistance rotorique (Ω)
L_s	Inductance cyclique du stator (<i>H</i>)
L_r	Inductance cyclique du rotor (<i>H</i>)

M	Inductance mutuelle cyclique (H)
$[P]$	Matrice de Park
$[V_s]$	Vecteur tension statorique (V)
$[V_r]$	Vecteur tension rotorique (V)
$[I_s]$	Vecteur courant statorique (A)
$[I_r]$	Vecteur courant rotorique (A)
$[\phi_s]$	Vecteur flux statorique (Wb)
$[\phi_r]$	Vecteur flux rotorique (Wb)
C_{em}	Couple électromagnétique ($N.m$)
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine ($N.m$)
σ	Conductivité électrique ($S.m^{-1}$)
ν_B	Réductivité magnétique (T)

Abréviations

MAS	Machines asynchrones
$f.m.m$	Force magnétomotrice
$F.E.M$	Force électromotrice
$FEMM$	Finite Element Magnetics Method
EDP	Equations aux Dérivées Partielles
MDF	Méthode des différences finis
MEF	Méthode des éléments finis
MIF	Méthode d'intégrale de frontière

Table des matières

Introduction générale	1
CHAPITRE I.....	3
I.1. Introduction.....	3
I.2. Eléments principaux du moteur asynchrone	3
I.2.1. Stator.....	4
I.2.2. Rotor	5
I.3. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone	10
I.4. Glissement.....	11
I.5. Démarrage des moteurs asynchrones	11
I.5.1. Démarrage direct	12
I.5.2. Démarrage étoile – triangle	13
I.5.3. Insertion de résistances ou inductances statoriques.....	14
I.5.4. Démarrage par autotransformateur	15
I.5.5. Démarrage par gradateur	15
I.6. Technique de commande de la machine	16
I.6.1. Commande scalaire.....	16
I.6.2. Commande vectorielle	17
I.6.3. Commande directe du couple (DTC).....	18
I.7. Conclusion.....	19
CHAPITRE II	20
II.1. Introduction	20
II.2. Méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles.....	20
II.3. Equations du champ électromagnétique	22
II.3.1. Équation Maxwell-Faraday	22
II.3.2. Équation Maxwell-Ampère	22
II.3.3. Équation Maxwell-Gauss	23
II.3.4. Équation de conservation de flux magnétique	23
II.4. Formulation élément finis d'un problème électromagnétique	23
II.4.1. Modèle magnétostatique.....	23
II.4.2. Modèle magnétodynamique harmonique.....	25
II.5. Conditions aux limites	25
II.5.1. Condition de Dirichlet.....	26

II.5.2. Condition de Neumann.....	26
II.5.3. Condition mixte Dirichlet-Neumann.....	26
II.5.4. Condition de cyclique et anti-cyclique.....	26
II.6. Conception Assistée par Ordinateur (CAO)	27
II.7. Description du logiciel FEMM	27
II.7.1. Préprocesseur	28
II.7.2. Solveur	28
II.7.3. Post-processeur.....	29
II.8. Objectifs de la simulation	30
II.9. Procédure de calcul des résultats pour les différentes structures rotoriques.....	30
II.9.1. Dimensions des différentes formes d'encoches étudiée	31
II.9.2. Cas d'un rotor à encoches profondes de forme rectangulaire	32
II.10. Conclusion	45
CHAPITRE III	47
III.1. Introduction	47
III.2. Représentation schématique du modèle de moteurs asynchrones	47
III.3. Hypothèses simplificatrices	48
III.4. Equations du moteur asynchrone.....	49
III.4.1. Equations électriques.....	49
III.4.2. Equations magnétiques	50
III.5. Transformation de Park	51
III.5.1. Equations électriques	52
III.5.2. Equations magnétiques	52
III.5.3. Equation mécanique.....	53
III.6. Equations électriques de MAS	53
III.7. Résultats de simulation.....	54
III.7.1 Moteur à encoche profonde de forme rectangulaire sans effet de peau.....	54
III.7.2. Moteur à encoche profonde de forme rectangulaire avec effet de peau.....	55
III.7.3. Moteur à double cage de forme rectangulaire avec effet de peau.....	56
III.7.4. Moteur à encoche profonde en présence de pièces ferromagnétiques	57
III.8. Confrontation des résultats	58
III.9. Interprétation des résultats.....	59
III.10. Influence du matériau constituant les encoches rotoriques	60
III.10.1. Moteur à encoches profondes de forme rectangulaire avec effet de peau	60
III.10.2. Moteur à double cage avec effet de peau.....	61

III.10.3. Moteur à encoches profondes de forme rectangulaire avec insertion des pièces ferromagnétiques.....	62
III.11. Interprétation des résultats	63
III.12. Conclusion	64
Conclusion générale	65
Annexe.....	I

Depuis plusieurs décennies, l'amélioration des performances de démarrage des moteurs à induction a fait l'objet de diverses recherches. Inventées par Nikola Tesla à la fin du XIX siècle, les machines à induction (asynchrones) sont des machines dont la conception est basée sur un décalage spatiotemporel identique. En effet, Tesla a découvert que deux armatures peuvent tourner grâce à un champ magnétique si les courants qui les alimentent sont déphasés de 90° . Suite à cette découverte, les machines asynchrones triphasées ont vu le jour, y compris l'invention des moteurs à encoches profondes inventées par Dolivo-Dobrovolski suivis par ceux à doubles cages par Boucherot. Les machines asynchrones sont généralement constituées d'un rotor cylindrique, bobiné ou non. Celles dont le rotor est non bobiné sont dites à rotor à cage d'écureuil. Ces dernières n'ont ni broches ni commutateurs, ce qui rend leur utilisation possible dans des milieux explosifs [Mou 08].

Les moteurs asynchrones sont particulièrement robustes et de faible coût et cela les conduit à devenir de plus en plus employés dans le domaine industriel. Ils sont largement utilisés comme actionneurs électriques, ils consomment actuellement plus de la moitié de l'ensemble d'énergie électrique produite dans le monde [Mad 19]. Cela, nous incite à porter un intérêt particulier à ces moteurs.

Cependant, ces moteurs sont loin d'être parfait, leur principal inconvénient est qu'ils développent au démarrage un couple relativement faible par rapport au fort courant appelé, cela implique un temps de démarrage long pouvant provoquer des chutes de tension excessives qui affectent les utilisateurs et un échauffement nuisible pour le moteur ainsi qu'au réseau.

La science étant en développement perpétuel, d'autres méthodes d'améliorations des performances de démarrage de ces moteurs peuvent voir le jour. Cependant, le choix des dimensions d'encoches et de conducteurs rotoriques peuvent apporter une solution adéquate. Notre travail est d'étudier l'influence de la forme d'encoches rotoriques sur les caractéristiques de démarrage des MAS à cage d'écureuil, en exploitant le phénomène dit effet pelliculaire ou effet de peau, lors de variation de la fréquence rotorique.

Il sera question de diminuer le courant d'appel pour ainsi améliorer le couple électromagnétique. L'insertion des pièces ferromagnétiques massives dans les encoches rotoriques est proposée dans ce mémoire. La grande résistivité et la permittivité magnétique de ces pièces sont les principales caractéristiques auxquelles nous ferons appel pour l'augmentation de la résistance et la diminution de l'inductance de fuite des barres rotoriques [Ark 17].

Notre travail est constitué de trois chapitres. Le premier chapitre sera consacré à la présentation des généralités sur les machines asynchrones à savoir la constitution, le principe de

fonctionnement, les modes de démarrage, ainsi qu'une étude des moteurs à encoches profondes et à double cage.

Dans le deuxième chapitre, nous élaborerons une conception virtuelle, CAO, de trois moteurs à cage de mêmes dimensions et de même puissance, dans le but de tracer et de visualiser la variation des coefficients de la résistance et de la réactance de fuite pour les différents moteurs étudiés lors de la variation de la fréquence rotorique, Ceci en utilisant le logiciel FEMM basé sur la méthode des éléments finis.

Dans le troisième chapitre, nous nous baserons sur la modélisation dynamique de la MAS à paramètres rotoriques variables, dans lequel nous utiliserons le modèle issu de la transformation de Park. Puis nous procéderons à l'exploitation des résultats obtenus dans le deuxième chapitre à savoir les coefficients de variation de la résistance et de la réactance de fuite k_r et k_x respectivement, en tenant compte de la manifestation de l'effet de peau, pour les différents moteurs étudiés. Pour se faire nous utiliserons le logiciel MATLAB/*Simulink* et les résultats de la simulation (couple, vitesse et courant) seront comparés et discutés.

Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion récapitulative qui résume l'ensemble des résultats obtenus et quelques perspectives.

CHAPITRE I

Etat de l'art sur les moteurs asynchrones

I.1. Introduction

Le moteur asynchrone est connu pour être un moteur électrique robuste, facile à mettre en œuvre, présentant un faible coût et qui ne nécessite pratiquement aucun entretien. Ces avantages ont fait qu'il occupe de nos jours plus de 80 % du parc des machines électriques. En raison de son principe de fonctionnement, ce moteur est resté longtemps un moteur à vitesse unique [Ait 16].

Le moteur asynchrone transforme l'énergie électrique apportée par le courant alternatif généralement monophasé ou triphasé en énergie mécanique. Il est caractérisé par des grandeurs d'entrée qui sont électriques et des grandeurs de sortie qui sont mécaniques [Sit 19].

Dans le présent chapitre, nous présenterons les principaux éléments constituant le moteur asynchrone à induction, le principe de fonctionnement, ainsi que les différents types de moteurs asynchrones. Nous présenterons également le phénomène électromagnétique qui est plus connu sous la dénomination « effet Kelvin » ou plus explicitement « effet de peau », du fait que plus la fréquence augmente, le courant a tendance à se concentrer sur la périphérie du conducteur, formant ainsi une pellicule surfacique, puis nous passerons en revue les différents types de démarrage du moteur asynchrone. Enfin nous présenterons les différentes techniques de commande.

I.2. Eléments principaux du moteur asynchrone

Dans cette partie, nous donnerons quelques précisions sur les éléments principaux du moteur asynchrone. Cette description nous permettra de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. La figure I.1 représente l'ensemble des éléments constituant le moteur asynchrone, où l'on distingue clairement les deux parties principales :

- ✓ Le stator : partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique.
- ✓ Le rotor et les roulements : partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.

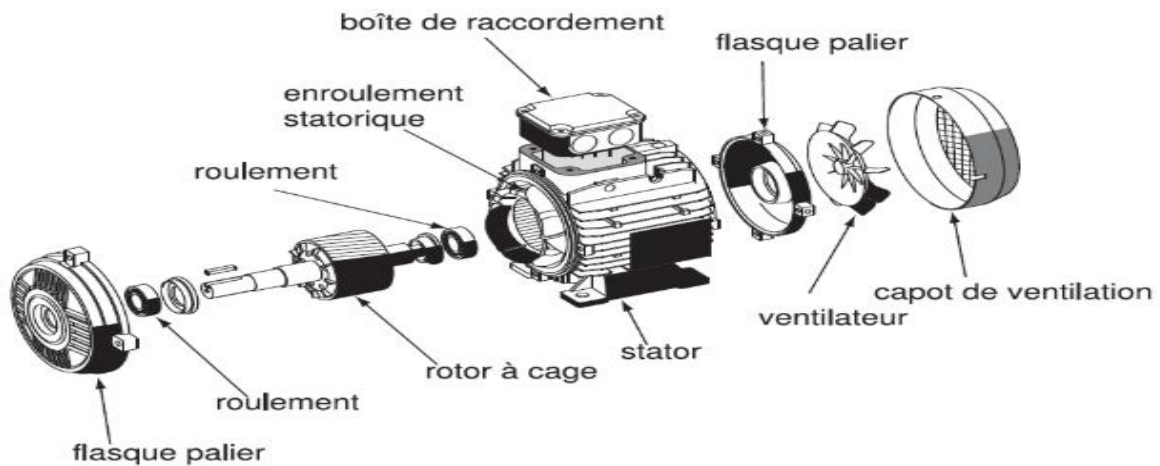


Figure I.1. Vue d'un moteur asynchrone à cage

1.2.1. Stator

Le stator constitue l'inducteur du moteur asynchrone, il comporte une carcasse en fente ou en tôles d'acier, dans laquelle est inséré un circuit magnétique formé d'un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide, ces tôles sont percées de trous à leurs périphéries intérieures. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles, on loge des enroulements triphasés de manière imbriquée, ondulée ou concentrique, qui sont généralement couplés en étoile. Les tôles utilisées sont minces pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique. Dans le cas où le diamètre de la machine ne dépasse pas quelques centaines de millimètres, les tôles sont découpées en une seule pièce. Pour les machines de grand diamètre, les tôles sont découpées par section.

Afin de limiter les courants de Foucault, les armatures des tôles magnétiques sont mises perpendiculairement à l'axe de rotation et sont recouvertes de minces couches de vernis ou de silicate de soude. La figure I.2 présente une coupe d'un stator d'une machine à induction au niveau du stator [Bac 92].



Figure I.2. Coupe d'un stator d'une machine asynchrone

1.2.2. Rotor

Le rotor n'est relié à aucune alimentation. Il tourne à la vitesse de rotation Ω_r . Il est monté sur l'arbre moteur et se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très étroit. Selon sa constitution, on distingue trois types de rotor [Ait16].

- a) Rotor bobiné ;
- b) Rotor massif ;
- c) Rotor à cage d'écureuil.

a) Rotor bobiné

Les encoches présentes à la périphérie du rotor contiennent un enroulement similaire à celui du stator. Souvent le bobinage rotorique est couplé en étoile, il est accessible de l'extérieur grâce à un système de bague en cuivre isolées et solidaires du rotor sur lesquelles frottent des balais en graphite comme illustré dans la figure I.3. Ce système permet de modifier les propriétés électromécaniques du moteur asynchrone.

Ce type de moteur peut fournir un couple de démarrage allant jusqu'à 2,5 fois plus grand que le couple nominal et peut faire un appel de courant arrivant à 2,5 fois plus grand que le courant nominal [Kos 79].



Figure I.3. Rotor bobiné

❖ *Avantages d'un moteur à rotor bobiné* [All 17] :

- ✓ Son courant de démarrage est moins élevé que celui du moteur à cage, lorsqu'on intercale trois résistances extérieures dans l'enroulement triphasé du rotor ;
- ✓ Son couple de démarrage est alors supérieur à celui du moteur à cage ordinaire ;
- ✓ Sa vitesse peut être réglée au moyen de résistances extérieures.

❖ Inconvénients d'un moteur à rotor bobiné [All 17] :

- ✓ Nécessité d'un moteur à rotor bobiné plus onéreux et moins robuste qu'un moteur à cage ;
- ✓ Un enroulement plus vulnérable ;
- ✓ Entretien des bagues et balais ;
- ✓ Pertes à effet Joule dans le rhéostat.

b) Rotor massif

Les moteurs asynchrones à rotor massif s'adaptent bien aux applications industrielles de grandes puissances nécessitant des vitesses d'entraînements élevées et/ou des très forts couples de démarrage. La structure massive du rotor, présentant une grande sécurité mécanique, permet de réaliser des moteurs asynchrones pour des vitesses de rotation très élevées. Ces moteurs dits rapides, nécessitant des alimentations de fréquences élevées qui peuvent aller jusqu'à quelques centaines de Hertz [Kad 07].

Lorsque le rotor est massif, les pertes dans le rotor sont importantes et le facteur de puissance est faible. Les courants induits circulent sous l'effet de peau dans une couche étroite à la surface du rotor, augmentant ainsi la résistance du rotor et diminuant ainsi les performances de la machine [Ism 06].

L'utilisation d'un rotor massif, en acier, est l'alternative la plus simple et la moins chère pour des applications à grandes vitesses. Elle permet également d'obtenir des performances mécaniques avec une très bonne fiabilité. Toutefois, ces avantages ont un impact sur le rendement qui, est en dessous des autres types de moteurs asynchrones. Ces moteurs sont principalement utilisés pour l'entraînement de compresseurs et des convoyeurs [Fra 12]. On distingue deux types de rotors massifs :

✓ Rotor massif lisse

Il possède un couple de démarrage meilleur que celui du moteur asynchrone classique, mais ses caractéristiques électriques se dégradent considérablement aux faibles glissements et les raisons sont à la fois électriques et magnétiques [Rio 89]. Le moteur asynchrone à rotor massif lisse offre un bon couple/Ampère au démarrage. La construction du rotor est simple donc son coût est réduit. L'utilisation de rotor massif lisse autorise le fonctionnement à des vitesses périphériques élevées, les courants rotoriques se referment avant d'avoir atteint les extrémités du rotor (effets d'extrémités) et le flux magnétique ne pénètre pas profondément dans le fer (effet de peau) [Had 11].

✓ Rotor massif rainuré

Le rotor rainuré présente une géométrie très complexe. L'analyse des courants et des champs induits dans le rotor dépend de plusieurs facteurs liés aux paramètres géométriques, électriques et magnétiques. Le rainurage modifie considérablement la réluctance du circuit magnétique constitué par le fer le long de la rainure et par l'air à travers l'encoche. Les rainures augmentent cette réluctance et par conséquent, améliorent les performances du moteur [Rio 89].

La présence de rainures permet de mieux guider les courants induits parallèlement à l'axe de rotation et ainsi de diminuer les effets d'extrémités tout en obligeant les lignes de champ à pénétrer plus profondément dans l'acier rotorique qui permet d'augmenter le volume actif du rotor. Ainsi, les pertes superficielles diminuent le couple, le facteur de puissance et le rendement sont améliorés [Had 11].



Figure I.4. Rotor massif : a) Lisse ; b) Rainuré

c) Rotor à cage d'écureuil

Au lieu des conducteurs, on dispose des barres dans les encoches (en Cuivre ou en Aluminium) court circuitées par deux anneaux, de résistance plus faible. On peut avoir un rotor à doubles cages ou à encoches profondes sous différentes formes comme nous pouvons les voir sur la figure I.5.



Figure I.5. Différentes formes d'encoches rotoriques

Ce type de moteur est le plus employé, car il est facile à construire, moins coûteux et plus robuste que les moteurs à rotor bobiné.



Figure I.6. Rotor à cage d'écureuil

✓ Rotor à double cage

C'est un moteur à rotor en court-circuit à deux cages. Son stator est identique à celui du moteur ordinaire, mais son rotor est à double cage d'écureuil. On distingue à cet effet :

- Une cage extérieure : située plus près de l'entrefer est en matériaux à grande résistivité tels que le laiton, le bronze ou l'aluminium. Elle possède une faible section et une faible dispersion magnétique (réactance de dispersion faible) [Ark 17].
- Une cage intérieure : est en matériaux à faible résistivité tel que le Cuivre. Elle possède une grande section et une grande dispersion magnétique, sa réactance de dispersion est beaucoup supérieure à celle de la cage extérieure [Ark 17].

Les deux cages sont séparées l'une de l'autre par des fentes étroites comme nous pouvons l'illustrer sur la figure I.6. Elles peuvent avoir un anneau de court-circuitage commun, ou chacune avec un anneau de court-circuit propre. Pratiquement, on utilise les moteurs à anneaux séparés, car les deux cages s'échauffent de manière différente au démarrage donc elles peuvent s'allonger librement et indépendamment [Kos 79].

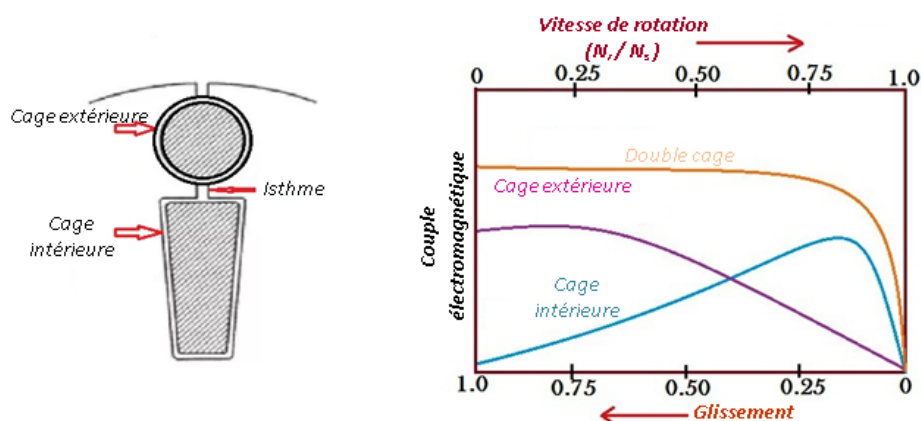


Figure I.7. Encoche à double cage et différentes caractéristiques électromagnétiques

✓ Rotor à encoches profondes

Pour ce qui est de cas du rotor à encoches profondes, on conçoit un rotor à cage rotorique simple avec des barres plates enfoncées profondément dans le circuit magnétique. Pour ces barres, on utilise souvent des matériaux de plus grande résistance électrique et mécanique comme l'aluminium ou l'alliage de cuivre. Ce type de machine est très utilisé notamment dans le cas des machines à hautes tensions et à fort couple de démarrage [Kos 79], [Adn 04].

On obtient avec ce type de machine, un comportement qui tend beaucoup avec celui à double cage. Pour obtenir les caractéristiques recherchées et pallier à l'inconvénient dû à l'augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, on fait appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées.

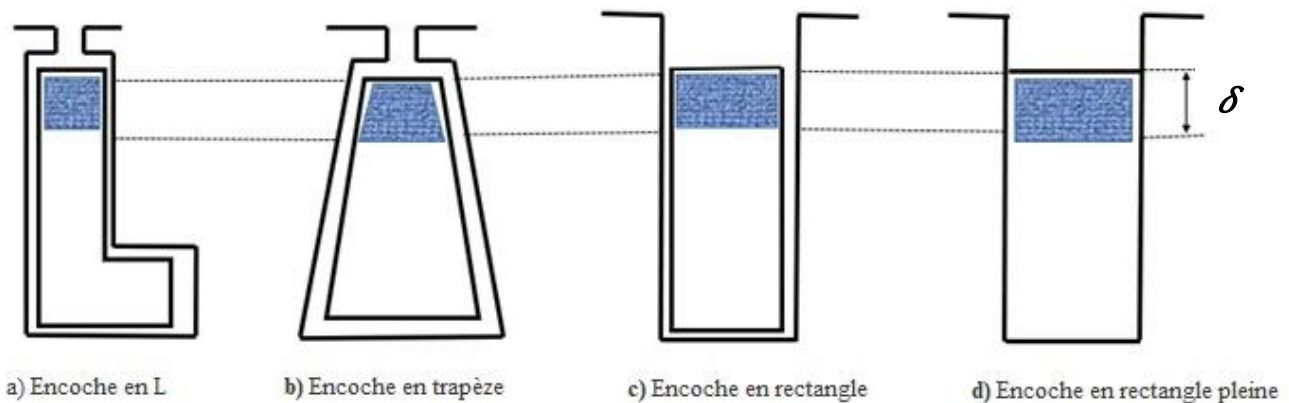


Figure I.8. Epaisseur d'effet de peau dans les différentes formes d'encoches rotoriques profondes

Au démarrage $g=1$, ce qui donne une pulsation du courant dans les encoches ($g\omega$) élevée, égale à la pulsation du réseau, donc δ est faible et la résistance du rotor est élevée, ce qui permet l'augmentation du couple de démarrage. La vitesse augmente au fur et à mesure, le glissement diminue et en marche normale, le courant s'étend sur toute la section de la barre [Bar 02].

Nous avons présenté le principe de fonctionnement des moteurs, à doubles cages et à encoches profondes. Ces deux moteurs utilisent le même phénomène physique qui est l'effet de peau ou autrement dit : « l'effet pelliculaire » ou « l'effet Kelvin », que nous expliquerons ci-dessous :

❖ Effet pelliculaire

Ce phénomène électromagnétique existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs. Il provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. Il en résulte une augmentation de la résistance du conducteur. Cela signifie que le courant ne circule pas uniformément dans toute la section du conducteur. Tout se passe comme si la section utile du conducteur est plus petite. La résistance augmente donc ce qui conduit à des

pertes par effet Joule plus importantes [Mad 13]. La profondeur de pénétration δ est donnée par la formule suivante :

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu g \omega}} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \pi g f}} \quad (I.1)$$

Avec : δ : profondeur de pénétration du champ alternatif en mètre[m] ; ρ : Résistivité du matériau de la cage en Ohm-mètre [$\Omega.m$] ; μ : Perméabilité du matériau de la cage en Henry par mètre [H/m] ; f : Fréquence du champ alternatif en Hertz [Hz] ; $g\omega$: Pulsation du courant dans les encoches [rad/s]. En se référant à l'équation (I.1), le tableau I.1 présente quelques exemples pour les différents métaux (Aluminium, Bronze et Cuivre) constituant l'encoche rotorique profonde de forme rectangulaire, pour une mesure de la profondeur de pénétration δ à des fréquences différentes (50Hz, 60Hz et 400Hz), dans le but de déterminer la hauteur minimale de la manifestation de l'effet de peau, dans cette dernière, pour ces différents métaux.

Tableau I.1. Profondeur de pénétration δ pour les différents métaux

Fréquence (Hz)	Profondeur de pénétration (δ) en mm pour les différents métaux		
	Cuivre	Aluminium	Bronze
50	9.56	11.69	16.69
60 (Réseau américain)	8.73	10.67	15.23
400 (réseau avionique)	3.38	4.13	5.9

On remarque que la profondeur de pénétration de l'effet de peau (δ) dépend essentiellement du matériau du conducteur, les matériaux présentant une grande résistivité électrique ont une hauteur d'effet de peau élevée. Celle-ci dépend aussi de la fréquence : au fur et à mesure que la fréquence augmente δ diminue.

I.3. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

L'enroulements statoriques alimenté par un réseau triphasé équilibré crée dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation de synchronisme N_s . Les conducteurs du rotor sont soumis à ce champ tournant. Ils sont alors traversés par des courants de Foucault induits d'après la loi de Lenz ("les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur donne naissance").

Les enroulements du rotor étant en court-circuit, la circulation des courants est alors possible. Les forces de Laplace qui en résultent exercent des moments sur le rotor. Le rotor tourne alors à la fréquence de rotation N_r . De par son principe, la fréquence de rotation du rotor est inférieure à la fréquence de synchronisme $f_r < f_s$.

C'est parce que le mouvement du rotor n'est pas synchrone par rapport au champ du moteur qu'il est asynchrone. Le point essentiel qui différencie les moteurs asynchrones des moteurs à courant continu est que seul l'enroulement primaire alimenté par une source extérieure, le courant secondaire étant produit par induction comme un transformateur [Kos 79].

I.4. Glissement

Le glissement est une grandeur qui prend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à la vitesse de rotation de son champ statorique. Il doit y avoir une différence de vitesse pour que ce type de moteur fonctionne, car c'est le décalage entre le rotor et le champ statorique qui provoque l'apparition des courants induits au rotor.

Le glissement est le rapport de la vitesse du glissement ($\omega_s - \omega_r$) du rotor par rapport au champ tournant du stator à la vitesse de synchronisme ω_s . Il est donné par la relation (I.2) [Mad 13].

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \times 100 \quad (\text{I.2})$$

Avec

ω_s : Pulsation des courants inducteurs (courants statoriques) ; ω_r : Pulsation des courants induits (courants rotoriques).

I.5. Démarrage des moteurs asynchrones

Lors de la mise sous tension d'un moteur asynchrone, celui-ci provoque un fort appel de courant qui peut provoquer des chutes de tension importantes dans une installation électrique. Le courant appelé sur le réseau est alors très élevé, il peut être de 4 à 8 fois le courant nominal. De plus, le couple de démarrage existe, mais il est assez faible [Kos 79].

Le démarrage des moteurs asynchrones dépend essentiellement du couple et du courant de démarrage. On distingue deux types de démarrage :

- Ceux qui, pour réduire le courant I_d , consistent à réduire la tension appliquée aux bornes des enroulements statoriques ;
- Ceux qui augmentent le couple C_d , conduiront à modifier la résistance des enroulements rotoriques et agissant sur la modulation statorique [Mad 13].

Selon le type du rotor du MAS, on distingue les procédés de démarrage suivants :

1.5.1. Démarrage direct

C'est le procédé de démarrage le plus simple. Le stator du moteur est branché directement au réseau d'alimentation et le moteur démarre sur ses caractéristiques naturelles, avec un fort appel de courant (4 à 8 le courant nominal I_n), qui peut nuire sur le fonctionnement du réseau d'alimentation. Ce mode est utilisé lorsque la puissance est suffisante. Ce procédé est déconseillé si le démarrage doit être doux et progressif. Le couple de démarrage vaut en moyenne 0,6 à 1,5 fois le couple nominal, mais cela dépend des données constructrices [Sit 19]. La figure I.9 présente les caractéristiques électromagnétiques d'un démarrage direct d'un MAS.

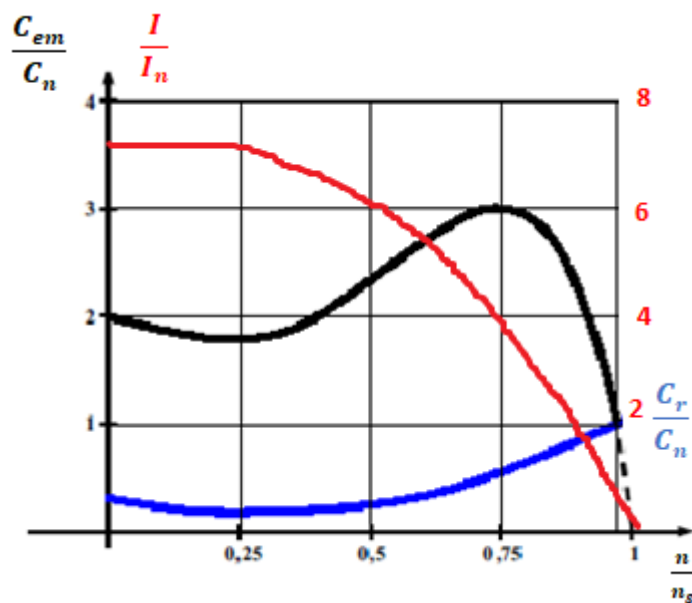


Figure I.9. Caractéristiques électromagnétiques d'un démarrage direct

❖ Avantages

- ✓ Démarrage simple ;
- ✓ Simplicité de l'appareillage ;
- ✓ Couple de démarrage important 0.6 à 1.5 T_n .

❖ Inconvénients

- ✓ Au niveau du réseau d'alimentation : en provoquant une chute de tension non négligeable ($\Delta V > 5\%$ de V) et en sollicitant la fourniture d'une puissance apparente élevée ;
- ✓ Appel de courant très important ;
- ✓ Démarrage brutal.

Le démarrage direct convient dans les cas où [All 17] :

- La puissance du moteur est faible par rapport à la puissance du réseau (dimension du câble) ;

- La machine utilisée ne nécessite pas de mise en rotation progressive et peut accepter une en rotation rapide

Ce démarrage ne convient pas si [All 17] :

- Le réseau ne peut accepter de chute de tension ;
- La machine entraînée ne peut accepter les à-coups mécaniques brutaux ;
- Le confort et la sécurité des usages sont mis en cause.

I.5.2. Démarrage étoile – triangle

Ce procédé s'applique aux moteurs construits pour fonctionner normalement avec des enroulements couplés en triangle et dont les six bornes des phases statoriques sont sorties. Au démarrage, le stator est momentanément branché en étoile, puis lorsque le rotor a pratiquement atteint sa vitesse de régime, le couplage passe en triangle [May 05].

La connexion en étoile divise par $\sqrt{3}$ la tension appliquée et donc le courant dans chaque phase par rapport au montage normal en triangle. De plus, pour ce dernier couplage, le courant en ligne est égal au courant dans une phase multiplié par $\sqrt{3}$. L'intensité en ligne au démarrage est donc divisée par 3. Le couple étant proportionnel au carré de la tension, il est également réduit dans un rapport de 3, figure I.10[Aou 14].

Le démarrage s'effectue en deux temps. Premièrement, on couple les enroulements en étoile (cela revient à réduire la tension aux bornes des enroulements) et on met sous tension. Ensuite, par l'intermédiaire de contacteurs, on supprime le couplage étoile pour passer à un couplage triangle : le moteur est alimenté à pleine tension [Sit 19].

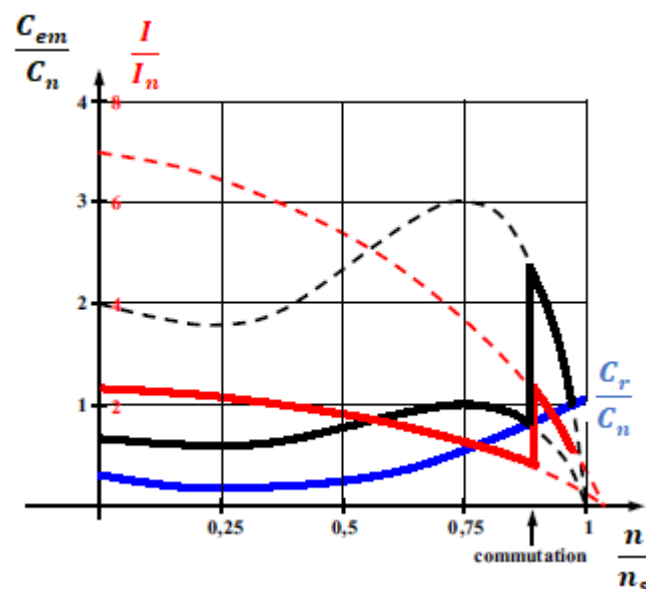


Figure I.10. Caractéristiques électromagnétiques d'un démarrage étoile-triangle

❖ Avantages

- ✓ L'appel de courant en étoile est plus faible que celui en triangle ;
- ✓ Appareillage simple.

❖ **Inconvénients**

- ✓ Couple très réduit au tiers de sa valeur ;
- ✓ Coupure d'alimentation lors du passage étoile-triangle ;
- ✓ Temps de démarrage plus élevé.

I.5.3. Insertion de résistances ou inductances statoriques

Cette méthode permet d'avoir plusieurs crans de démarrage. Les résistances sont de type métallique ou électrolytique à variation continue. Cette solution est de plus en plus abandonnée au profit de solutions électroniques d'un coût voisin, d'un volume moindre et d'un rendement bien meilleur, la figure I.11 représente les caractéristiques d'un démarrage par insertion de résistances ou inductances statoriques [Nan 19].

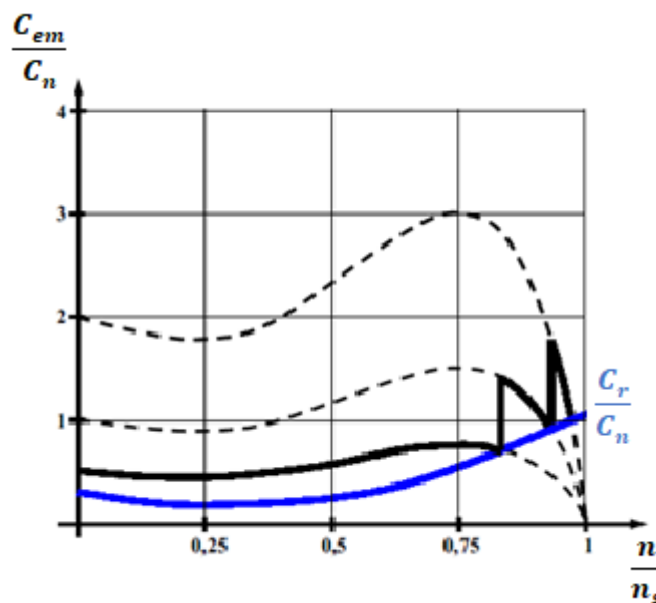


Figure I.11. Caractéristiques électromagnétiques d'un démarrage par insertion de résistances ou inductances statoriques

❖ **Avantages**

- ✓ Le courant est fortement réduit au moment du démarrage ;
- ✓ Lorsque le moteur s'accélère, le courant dans les résistances statoriques diminue, ceci entraîne une réduction de la chute de tension aux bornes de ces résistances, donc un meilleur couple qu'avec une tension constante comme c'est le cas dans un montage étoile/triangle [Mad 13].

❖ **Inconvénients**

- ✓ Au décollage la tension statorique est divisée par K , appel de courant est divisé par K alors que le couple est divisé par K^2 appel du courant est proportionnellement moins réduit que le couple [Mad 13].

Emplois :

Il convient aux machines dont le couple de démarrage est plus faible que le couple nominal de fonctionnement. C'est le cas des machines à bois, machines-outils, ventilateurs. On peut adapter la valeur des résistances au couple de démarrage à obtenir [Aou 17].

1.5.4. Démarrage par autotransformateur

À une ou plusieurs prises : il permet l'obtention d'un couple moteur plus élevé qu'avec une inductance statorique. Cette solution est également abandonnée au profit de solutions électroniques d'un coût inférieur [Nan 19].

❖ Avantages

- ✓ Possibilité de choisir le couple de décollage ;
- ✓ Réduction dans le même rapport de couple et de l'appel de courant ;
- ✓ Les phénomènes transitoires sont supprimés.

❖ Inconvénients

- ✓ Prix est élevé il faut un transformateur spécial ;
- ✓ Ne s'adapte pas dans le cas de démarrage en charge.

1.5.5. Démarrage par gradateur

Un gradateur à thyristors permet de faire varier progressivement la tension en réglant l'angle de retard à l'amorçage. La consigne de démarrage permet de régler la pente d'un signal en forme de rampe. Cette consigne est étalonnée en secondes. A la fin du démarrage, le stator du moteur est sous tension nominale, les thyristors sont alors en pleine conduction. Pour une charge donnée, le réglage de la pente permet de faire varier la durée de démarrage, donc le temps de mise en vitesse progressive de l'association moteur/charge.

Ce type de démarrage est moins encombrant et moins coûteux par rapport à celui par autotransformateur, mais le grand inconvénient est la présence des harmoniques qui peuvent avoir un impact sur le comportement du moteur et sur le réseau électrique [Aou 14].

1.5.6. Démarrage par augmentation de la résistance rotorique

L'augmentation de la résistance des moteurs à cage ne s'effectue que par leurs nouvelles formes qu'on appelle moteurs à double cages et moteurs à encoches profondes [Kos 79].

En général ce procédé est réservé pour les démarrages difficiles, lorsqu'un couple de démarrage est exigé (broyeurs, malaxeurs).

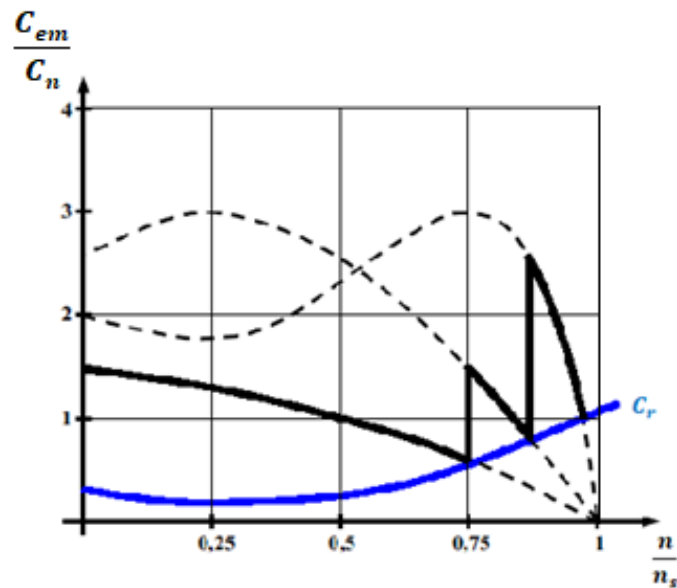


Figure I.12. Caractéristiques électromagnétiques d'un démarrage par augmentation de la résistance rotorique

❖ **Avantages**

- ✓ Ne nécessite pas un dispositif extérieur ;
- ✓ Couple de démarrage important et courant réduit ;
- ✓ Temps de démarrage réduit.

❖ **Inconvénients**

- ✓ Nécessite un rotor extérieur ;
- ✓ Conception spéciale ;
- ✓ Coût élevée par rapport à simple cage.

I.6. Technique de commande de la MAS

Parce que les outils de calcul le permettent et que les modèles se sont affinés, Les travaux de recherche ont été orientés vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, La progression rapide dans le domaine de l'électronique de puissance, surtout la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957 et les progrès de l'informatique permettent de développer des stratégies de commande pour les actionneurs électriques beaucoup plus évoluées.

Dans cette partie, nous présenterons différentes techniques de commande, les avantages et inconvénients de chaque technique seront développés.

I.6.1. Commande scalaire

La commande scalaire est la technique la plus ancienne de commande pour les machines à courant alternatif, elle est caractérisée par sa simplicité à implanter, sa simple structure, qui est basée sur le contrôle de flux statorique qu'il faut maintenir constant. Les stratégies de contrôle du flux

peuvent être directes, ou indirectes. Dans le premier cas, elles nécessitent un régulateur de flux et donc un estimateur ou un observateur de ce dernier. De hautes performances statiques et dynamiques sont alors obtenues. La seconde stratégie n'utilise pas de régulateur de flux. Elle consiste à maintenir le flux constant par l'intermédiaire d'une relation liant la pulsation (ω_s) et les grandeurs électriques de commande, V_s ou I_s de la machine. Ces lois sont définies à partir des relations déduites des équations de la machine en régime permanent (lois statiques). Dans le cas d'une alimentation en tension, il suffit d'imposer à l'onduleur MLI le module de la tension V_s proportionnel à la fréquence statorique loi V_s / f_s ou commande scalaire [Nab 10].

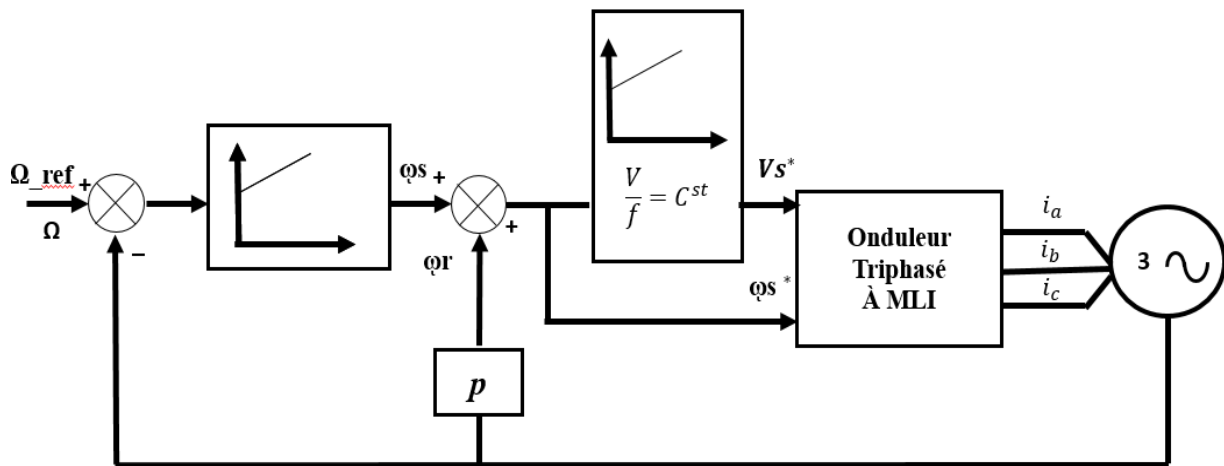


Figure I.13. Schéma de la commande scalaire

❖ Avantages

- ✓ Souplesse de réglage et d'exploitation ;
- ✓ Qualités de sécurité et de fiabilité des dispositifs électroniques ;
- ✓ Simplicité de l'appareillage ;
- ✓ Cout bon marché.

❖ Inconvénients

- ✓ Nécessité de compensation de chute de tension pour des faibles valeurs de la pulsation ω_s ;
- ✓ Absence totale du découplage entre le flux et le couple ;
- ✓ Utilisable juste en régime permanent.

1.6.2. Commande vectorielle

La commande vectorielle a été établie au début des années 70 par F. Blaschke. La commande vectorielle par orientation du flux statorique ou rotorique consiste à contrôler le flux, par une composante directe ou en quadrature du courant et le couple par l'autre composante. De nombreuses variantes de la commande vectorielle ont été présentées dans la littérature technique. Parmi elles, on

peut citer l'orientation du repère dq qu'il faut bien choisir pour assurer le découplage du couple et du flux. Ceci permet de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple [Aou 14].

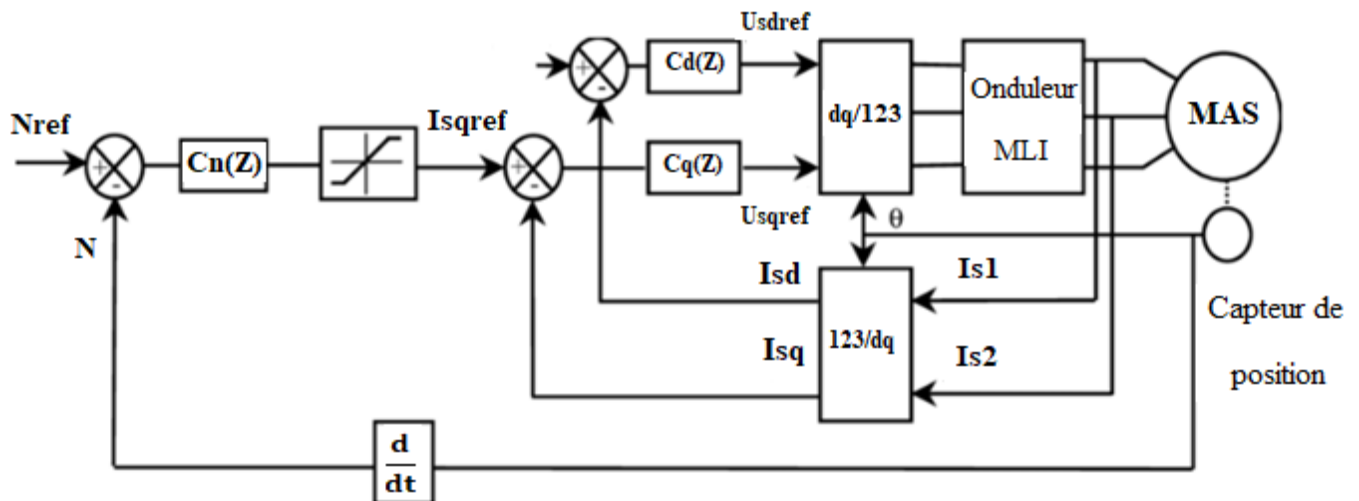


Figure I.14. Schéma de la commande vectorielle

❖ **Avantages de la commande vectorielle [Aze 18] :**

- ✓ Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique) ;
- ✓ Elle est précise et rapide ;
- ✓ Il y a un contrôle du couple à l'arrêt ;
- ✓ Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

❖ **Inconvénients de la commande vectorielle [Aze 18] :**

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- ✓ Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.) ;
- ✓ Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle ϕ_s estimé ;
- ✓ La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimation de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

1.6.3. Commande directe du couple (DTC)

Le contrôle direct du couple (Direct Torque Control DTC) a été introduit par I.TAKAHASHI en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que

les états de commutation de l'onduleur qui sont imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur. La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible [Nab 10].

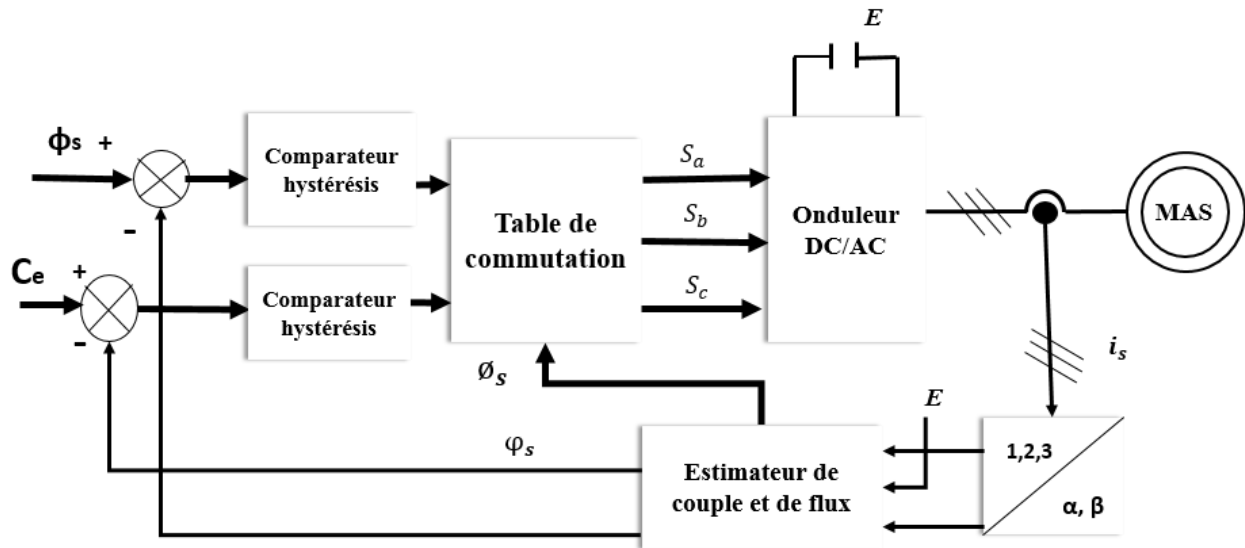


Figure I.15. Schéma de la commande DTC

❖ **Avantages de la DTC [Leg 13] :**

- ✓ Absence du bloc (MLI) ;
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;
- ✓ La réponse dynamique du couple est rapide ;
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

❖ **Inconvénients de la DTC [Leg 13] :**

- ✓ Existence de problèmes à basse vitesse ;
- ✓ Nécessité de disposer des comparateurs à hystérésis ;
- ✓ La fréquence de commutation n'est pas constante.

I.7. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons effectué une présentation du moteur asynchrone, du point de vue construction, à savoir, le stator, les différents types du rotor, ainsi que leurs modes de fonctionnement. Nous avons aussi exposé ses problèmes de démarrage, ainsi que les moyens découverts pour les contourner, à savoir les modes de démarrage et les commandes existantes à ce jour.

Enfin dans le chapitre qui suit nous avons choisi de nous orienter vers la conception pour une amélioration des caractéristiques de démarrage des MAS en exploitant l'effet de peau.

CHAPITRE II

Modélisation et simulation virtuelle du moteur à cage avec différentes formes des barres rotoriques

II.1. Introduction

Dans ce présent chapitre nous aborderons : une conception virtuelle de deux moteurs à inductions à cages de moyennes puissances ($P=15kW$, $2p=4$) et de même dimension et de différentes formes d'encoches rotoriques à savoir rectangulaire et double cage, dans le but de comparaitre leurs performances au démarrage et de même, tenir compte de la manifestation de l'effet de peau, lors de la variation de la fréquence rotorique. Par la suite, nous procéderons à des modifications au niveau du rotor d'un moteur à double cage, dans le but d'optimiser ses performances. Ceci en insérant des pièces ferromagnétiques massives dans ces encoches rotoriques.

Pour ce faire, il faudra d'abord choisir les paramètres du moteur, définir les conditions de conception et établir les formules permettant de bien évaluer la simulation. Puis nous extrairons les impédances rotoriques qui sont en fonction de la fréquence cela, pour chaque moteur étudié (MAS à encoches profondes, doubles cages et à encoches profondes avec pièces ferromagnétiques). Vu la complexité du système à étudier, on a opté pour une analyse par la méthode des éléments finis utilisant le logiciel FEMM. La construction du système de transmission magnétique se fera à l'aide du langage de programmation LUA SCRIPT et ces résultats seront interprétés sous environnement MATLAB, qui exprime l'effet de peau par deux coefficients dépendant de la fréquence rotorique.

II.2. Méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles

Il existe plusieurs méthodes de résolution des équations aux dérivées partielles (EDP), entre autres les méthodes analytiques et numériques. En ce qui concerne notre travail, on s'intéresse aux méthodes numériques qui permettent d'aboutir aux solutions approchées avec une bonne précision et la modélisation de tout système physique régis par des équations aux dérivées partielles. Parmi les méthodes numériques les plus connues, on distingue : la méthode des différences finies (MDF), la

méthode d'intégrale de frontière (MIF) et enfin la méthode des éléments finis (MEF) [Mad 13]. Dans notre étude, nous optons pour la méthode des éléments finis qui est présentée ci-dessous.

❖ *Méthode des éléments finis*

La méthode numérique la plus courante est la méthode des éléments finis qui est une technique numérique bien adaptée pour l'étude fine de dispositifs électromagnétiques complexes. Elle permet la résolution des équations du champ, même avec des champs variables dans le temps et avec des matériaux qui sont inhomogènes, anisotropes, ou non linéaires. En utilisant la méthode des éléments finis, l'ensemble du domaine à analyser est divisé en sous-domaines élémentaires qui sont appelés éléments finis, et les équations du champ sont appliquées à chacun d'eux. Cette méthode a été proposée dans les années 1940 mais elle n'a été appliquée pour la première fois que dix ans plus tard dans la conception aéronautique et l'analyse structurelle. Au fil des années, la méthode des éléments finis a été largement adoptée dans presque tous les problèmes physiques et mathématiques, elle est la méthode la plus répandue pour la résolution des problèmes de champ [Oua 18].

En 1943, cette méthode n'a vu son application pour les problèmes d'électromagnétisme que depuis la fin des années 60. Les premières applications dans ce domaine reviennent à P. Silvester et M.V.K Chari. L'évolution de celle-ci est intimement liée au développement de l'ingénierie et de l'informatique. Son application dans des domaines variés comme l'aéronautique est un témoignage du haut degré de précision de la méthode. D'une manière générale, cette méthode peut être définie comme une technique numérique d'approximation des solutions des équations aux dérivées partielles qui régissent les phénomènes physiques et leurs conditions aux limites.

L'objectif de cette méthode est de remplacer un modèle décrit dans un espace continu par un modèle discret équivalent en utilisant une approximation simple des variables inconnues sur des sous domaines, pour transformer les équations aux dérivées partielles en un système d'équations algébriques dont la résolution fournit une solution approchée du problème [Sar 10].

❖ *Avantages de la méthode des éléments finis [Oua 18] :*

- ✓ Elle permet une analyse locale avec une grande précision ;
- ✓ La prise en compte des non-linéarités des matériaux ;
- ✓ Elle permet de balayer l'inconvénient de la limite des méthodes analytiques, c'est-à-dire tenir compte des géométries complexes ;

❖ *Inconvénients de la méthode des éléments finis [Oua 18] :*

- ✓ La solution est nécessairement approximative ;

- ✓ Si la méthode ne s'applique pas correctement, elle pourrait générer des résultats inexacts ;
- ✓ Le temps de calcul nécessaire est généralement long.

Dans notre cas, nous nous intéresserons à la résolution numérique de problèmes d'électromagnétismes.

II.3. Equations du champ électromagnétique

La description d'un problème physique est souvent réalisée à l'aide d'un modèle mathématique c'est-à-dire sur la base d'une mise en équations. Ce modèle résulte d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Dans le cas des problèmes électromagnétiques, on utilise les équations de Maxwell associées à des lois de comportement [Aou 14].

Les équations locales de l'électromagnétique Ou "Equations de Maxwell" décrivent le comportement local dans le temps et dans l'espace des grandeurs électriques et magnétiques et leurs interactions mutuelles. Les quatre équations suivantes présentent la forme la plus générale des équations de Maxwell [Ama 14] :

II.3.1. Équation Maxwell-Faraday

La formule de Maxwell-Faraday correspond au phénomène d'induction et stipule que le rotationnel du champ électrique (\vec{E}) est inversement (signe moins) proportionnel à la variation du champ magnétique au cours du temps $\left(\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}\right)$.

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

\vec{E} : Vecteur champ électrique [V/m] ; \vec{B} : Vecteur induction magnétique [T].

Cette équation signifie que c'est la variation du champ magnétique $\left(\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}\right)$ qui produit un champ électrique (\vec{E}), et non le champ magnétique (\vec{B}) tout seul.

II.3.2. Équation Maxwell-Ampère

Le champ magnétique peut être généré de deux manières : par la variation du champ électrique ou par les courants électriques.

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{B} = \mu \left(\vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \quad (\text{II.2})$$

Avec : $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Densité de courant déplacement [$A.m^{-2}$] ; \vec{j} : Densité de courant [$A.m^{-2}$];

μ : Perméabilité magnétique.

II.3.3. Équation Maxwell-Gauss

Un champ électrique est généré par des charges électriques, le champ électrique est orienté à partir des charges positives vers les charges négatives. Plus précisément, cette loi relie le flux électrique à travers n'importe quelle surface de Gauss fermée.

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{II.3})$$

Avec :

\vec{D} : Vecteur induction électrique [C/m^2] ; ρ : Charges volumiques [$C.m^{-3}$].

II.3.4. Équation de conservation de flux magnétique

La formule de conservation de flux (aussi connue sous le nom Maxwell-Thomson ou maxwell kelvin, Thomson et kelvin étant une et même personne) stipule que la divergence du champ magnétique est nulle [Ark 17].

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.4})$$

II.4. Formulation élément finis d'un problème électromagnétique

La formulation élément finis d'un problème électromagnétique et généralement donnée par l'équation suivant :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = f(x, y) = \begin{cases} 0 & \text{Région non conductrice;} \\ J_{SZ} & \text{Région conductrice filaire ;} \\ \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} + \nabla V & \text{Région non conductrice massive.} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Avec : A_z : Vecteur potentiel magnétique (en bidimensionnel le vecteur potentiel magnétique ne possède qu'une seule composante non nulle A_z) ; v_B : Réductivité magnétique [T] ; J_{SZ} : Courant de source [A] ; σ : Conductivité électrique [$S.m^{-1}$].

II.4.1. Modèle magnétostatique

Pour un problème magnétostatique et dans un système de coordonnées cartésiennes, l'équation (II.5) s'écrit :

$$- \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] = J_{SZ} \quad (\text{II.6})$$

L'application de la méthode de résidus pondérés pour (II.6) donne :

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \left[- \left(\frac{\partial}{\partial x} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) - J_{SZ} \right] dx dy = 0 \quad (\text{II.7})$$

L'équation (II.7) peut s'écrire comme suit :

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \left[- \left(\frac{\partial}{\partial x} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) \right] dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{SZ} dx dy \quad (\text{II.8})$$

En appliquant le théorème de Green pour le premier terme intégral de l'équation (II.8), on aura :

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \left[- \left(\frac{\partial}{\partial x} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) \right] dx dy = - \iint_{\Omega} v_B \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) dx dy + \int_{\Gamma} v_B \alpha_i \frac{\partial A_z}{\partial x} d\Gamma \quad (\text{II.9})$$

Et en tenant compte des conditions aux limites homogènes, le terme sur la frontière s'annule, c'est-à-dire :

$$\int_{\Gamma} v_B \alpha_i \frac{\partial A_z}{\partial x} d\Gamma = 0 \quad (\text{II.10})$$

Donc, compte tenu de (II.10) pour les conditions aux limites homogènes, la forme de l'intégrale (II.9) devient :

$$\iint_{\Omega} v_B \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot A_z dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{SZ} dx dy \quad (\text{II.11})$$

En écriture condensée, l'équation (II.11) devient :

$$\iint_{\Omega} v_B (\nabla \alpha_i \cdot \nabla A_z) dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{SZ} dx dy \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$\nabla A_z = \frac{\partial A_z}{\partial x} \vec{i} + \frac{\partial A_z}{\partial y} \vec{j} \quad \text{et} \quad \nabla \alpha_z = \frac{\partial \alpha_z}{\partial x} \vec{i} + \frac{\partial \alpha_z}{\partial y} \vec{j}$$

En tenant compte du maillage triangulaire, l'équation (II.12) s'écrira :

$$\sum_{e=1}^{nt} \left(\iint_{\Omega^e} v_B (\nabla \alpha_i \cdot \nabla A_z) d\Omega^e \right) = \iint_{\Omega^e} \alpha_i \cdot J_{SZ} d\Omega^e \quad (\text{II.13})$$

Et en tenant compte aussi des nœuds des éléments élémentaires du maillage. Le potentiel vecteur magnétique peut s'écrire comme suit :

$$A_z(x, y) = \sum_{j=1}^3 \alpha_i(x, y) \cdot A_{zj} \quad (\text{II.14})$$

Avec :

i et j qui sont des entiers naturels.

En remplaçant (II.14) dans (II.13), on aura :

$$\sum_{e=1}^{nt} (\iint_{\Omega^e} (v_B (\nabla \alpha_i \cdot \nabla) (\sum_{j=1}^3 \alpha_i \cdot A_{zj})) d\Omega^e) = \iint_{\Omega^e} \alpha_i J_{SZ} d\Omega^e \quad (\text{II.15})$$

Le système matriciel obtenu dans (II.15) est de la forme :

$$[S] \cdot [A] = [F] \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$$S_{ij} = \iint_{\Omega} v_B (\nabla \alpha_i \cdot \nabla A_{zj}) dx dy \quad \text{Élément de la matrice de rigidité [S] ;}$$

$$F_{ij} = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{SZ} dx dy \quad \text{Éléments du vecteur sollicitaire [F].}$$

$$\text{Et :} \quad \alpha_i = \begin{cases} \alpha_j = (x, y) & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

II.4.2. Modèle magnétodynamique harmonique

L'équation (II.5) s'écrira dans le plan $[x, y]$ et en régime harmonique ($j\omega = \frac{\partial}{\partial t}$) comme suit :

$$- \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v_B \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] + j\omega \sigma \cdot A_z = J_{SZ} \quad (\text{II.17})$$

En se basant sur les mêmes démarches que dans le cas d'un problème magnétostatique, on aura la forme intégrale suivante :

$$\sum_{e=1}^{nt} (\iint_{\Omega^e} (v_B (\nabla \alpha_i \cdot \nabla) (\sum_{j=1}^3 \alpha_i \cdot A_{zj})) d\Omega^e + j\sigma \omega \iint_{\Omega^e} \alpha_i (\sum_{j=1}^3 \alpha_i A_{zj}) d\Omega^e) = \iint_{\Omega^e} \alpha_i J_{SZ} d\Omega^e \quad (\text{II.18})$$

Le système matriciel (III.18) peut s'écrire comme suit :

$$[S] \cdot [A] + j\omega [M] \cdot [A] = [F] \quad (\text{II.19})$$

Avec

$$S_{ij} = \iint_{\Omega} v_B (\nabla \alpha_i \cdot \nabla A_{zj}) dx dy \quad \text{Élément de la matrice de rigidité [S] ;}$$

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} \sigma (\alpha_i \cdot \alpha_j) dx dy \quad \text{Élément de la matrice de masse [M] ;}$$

$$F_{ij} = \iint_{\Omega} \alpha_i \cdot J_{SZ} dx dy \quad \text{Éléments du vecteur sollicitaire [F].}$$

II.5. Conditions aux limites

Le principe du calcul par éléments finis est de diviser la structure de la machine étudiée en nombre important d'éléments de dimensions finies puis de résoudre les équations de Maxwell sur

chacun de ces éléments. Les conditions aux limites de chaque élément sont fixées par les éléments voisins [Ama 14].

Les conditions aux limites décrivent les interactions entre le système à étudier et l'extérieur. Elles peuvent être de type imposées (condition de Dirichlet), dérivées imposées (condition de Neumann) ou une combinaison des deux (mixtes).

En plus des conditions précédentes, il peut exister des conditions cycliques ou anticycliques (périodicité ou anti-périodicité).

II.5.1. Condition de Dirichlet

Cette condition impose la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière extérieure du domaine de résolution.

$$A = C_0 \quad (\text{II.20})$$

Avec : C_0 : Une constante

Pour les problèmes magnétiques, on définit $A=0$, pour avoir le flux parallèle aux frontières.

II.5.2. Condition de Neumann

C'est une condition qui nous renseigne sur la valeur de la composante normale de l'inconnue sur la limite du domaine étudié.

$$\frac{\partial A}{\partial n} = g_0 \quad (\text{II.21})$$

Habituellement, on parle de Neumann homogène sur les plans de symétrie, quand $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$, défini le long de frontière du domaine.

II.5.3. Condition mixte Dirichlet-Neumann

C'est la combinaison des deux types de conditions aux limites. Elle s'exprime par :

$$a A + b \frac{\partial A}{\partial n} = g \quad (\text{II.22})$$

Avec :

a et b : Constantes définies sur le domaine d'étude ; g : Valeur de l'inconnue sur la frontière.

II.5.4. Condition de cyclique et anti-cyclique

Elles sont dites aussi périodicités ou anti-périodicités

$$A|\Gamma = KA|\Gamma + d\Gamma \quad (\text{II.23})$$

Avec :

A : Fonction inconnue ; $d\Gamma$: Période spatiale (suivant le contour Γ) ;

$K=1$: Cyclique ; $K=-1$: Anti-cyclique.

Ces deux conditions sont utilisées pour exploiter la symétrie inhérente à quelques problèmes, afin de réduire les dimensions du domaine d'étude, ainsi que dans ceux à frontière ouvertes [Ama 14].

Comme nous pouvons le voir, la discrétisation d'un domaine ou bien, même la résolution d'un problème électromagnétique prend énormément de temps et nécessite une bonne concentration. Cependant grâce à l'avancée technologique ; précisément le CAO nous permet de balayer ces problèmes. Les équations sont introduites et résolus automatiquement.

Dans notre cas d'étude, nous avons opté pour le logiciel FEMM, qui présente une bonne précision et une simplicité d'usage, de même, celui-ci est gratuitement téléchargeable.

II.6. Conception Assistée par Ordinateur (CAO)

La conception assistée par ordinateur, ou CAO, rassemble des outils informatiques (logiciels et matériels) qui permettent de réaliser une modélisation géométrique d'un objet afin de pouvoir simuler des tests en vue d'une fabrication.

La CAO offre une visibilité globale du comportement d'un objet avant qu'il n'existe, tant au niveau de son aspect que de sa structure et de son fonctionnement. Les objets peuvent être représentés en deux ou en trois dimensions (2D ou 3D).

Un outil de CAO est un moyen de simulation d'une machine électrique définie par un dimensionnement. Cependant, dimensionner une machine correspond à l'opération inverse, c'est à dire, il est question de déterminer les paramètres descriptifs pour satisfaire les conditions et contraintes prédéfinis dans un cahier de charge [Bou 18].

II.7. Description du logiciel FEMM

Le logiciel FEMM (Finite Element Method Magnetic) d'accès libre est un outil puissant d'analyse des comportements électriques, magnétiques et thermiques de dispositifs bidirectionnels ou à symétrie de révolution en régime permanent, transitoire ou dynamique avec l'intégration et la possibilité découplage et de programmation avec d'autres logiciels. FEMM est un outil de CAO interactif qui permet d'aboutir à des solutions concrètes tout en élargissant le champ des investigations, en raccourcissant les délais de conception et en diminuant les coûts de production [Oua 18].

Le logiciel FEMM peut se diviser en trois parties essentielles (le préprocesseur, le solveur et le post-processor).

II.7.1. Préprocesseur

Dans cette partie, après qu'on ait choisi le problème à résoudre (magnétostatique dans notre cas), on définit et on conçoit la géométrie de la machine soit en utilisant : l'interface graphique du logiciel où en utilisant la console LUA. On introduit les caractéristiques des matériaux utilisés, définir chaque région par le matériau approprié extrait d'une bibliothèque des matériaux dont dispose le logiciel ou bien introduite, ainsi que la taille du maillage associée. Ensuite, définir le schéma ou les données des sources (courant, densité de courant, tension, etc.), les conditions aux limites sur les frontières spécifiques du domaine d'étude [Aba 18]. Le domaine ainsi obtenu, constitué d'un certain nombre de milieux différents, est discrétisé en petits éléments par un maillage triangulaire ; chaque triangle étant repéré par ses trois sommets. Dans chaque élément, le potentiel vecteur est approché par un polynôme du premier degré. Les figures II.1 et II.2 représentent les étapes essentielles du préprocesseur.

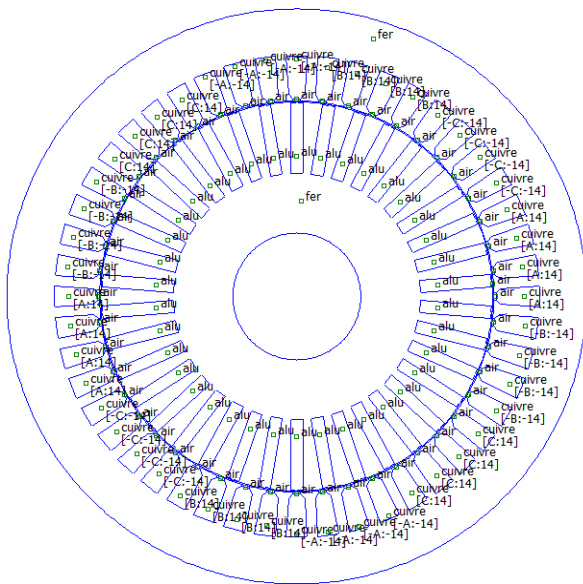


Figure II.1. Etape du poste préprocesseur



Figure II.2. Etape du maillage

II.7.2. Solveur

Il tient compte des données décrivant le problème et résout les équations de Maxwell pour obtenir, les valeurs du champ magnétique dans l'ensemble du domaine d'étude. La résolution de l'équation aux dérivées partielles se fait par le biais de la formulation variationnelle de *Ritz* qui est basée sur la minimisation de la fonctionnelle énergie. Le processus de discrétisation par éléments finis aboutit à un système d'équations algébriques non linéaire, de forme matricielle dont les inconnus

représentent les valeurs nodales du potentiel vecteur. La résolution est obtenue par la méthode du gradient conjugué figure II.3 [Bou 18].

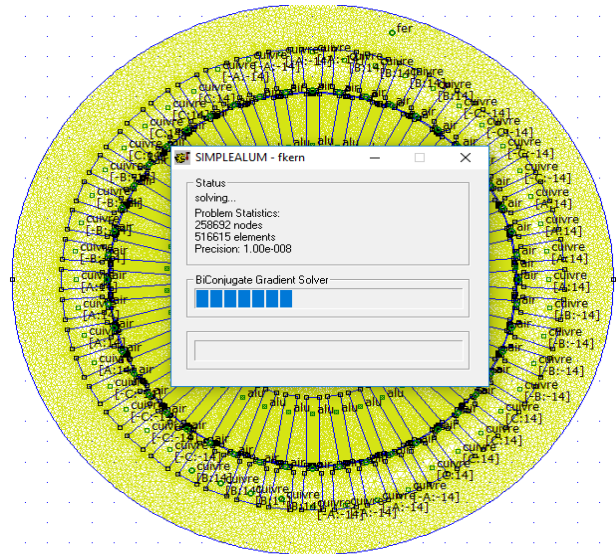


Figure II.3. Etape du solveur

II.7.3. Post-processeur

Une fois les résultats déterminés par le solveur, le post-processeur nous permet de les visualiser et d'estimer les valeurs des grandeurs désirées soit en grandeurs locales (potentiel vecteur, induction, densité de courant, etc.), ou en grandeurs globales par calculs intégraux (comme le flux, le couple, etc.), dans le but de pouvoir modifier à notre guise les paramètres de la machine, de voir leur influence sur leurs performances. L'écriture de programme informatique est nécessaire pour mener à bien des calculs répétitifs souvent lourds en termes de temps [Oua 18].

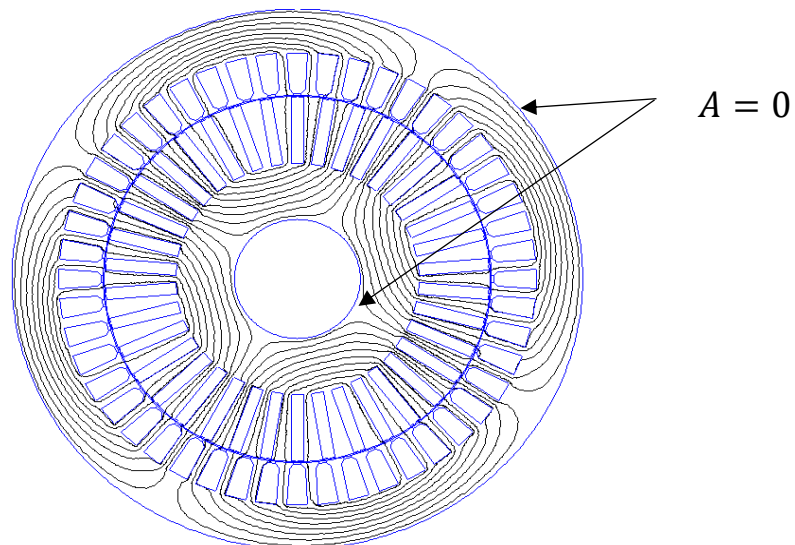


Figure II.4. Cartographie des lignes de champ du moteur à encoches profondes

II.8. Objectifs de la simulation

On s'intéresse plus à ce qui se passe à proximité et à l'intérieur du rotor plus précisément aux barres. Le bobinage statorique compte plusieurs spires en série. Le courant de chaque spire d'une même bobine est donc identique à tout instant. Chaque encoche statorique ne comprend une seule bobine. Chaque bobine sera donc représentée par un matériau conducteur donc le courant qui le traverse est égale au nombre d'ampères-tours total. Cependant, l'insertion d'un matériau conducteur massif au niveau du rotor, soumis à un courant dépendant du temps implique qu'il soit également soumis au phénomène d'effet de peau. Les conducteurs massifs utilisés comme barres rotoriques, Aluminium sont de perméabilité égale à $\mu_0 = 4. \pi. 10^{-7} H/m$ et de conductivité égale à $35 S.m^{-1}$.

Sur les frontières extérieures du stator et intérieurs du rotor au niveau de l'arbre, on impose la condition de Dirichlet pour délimiter la propagation des lignes du champ (les lignes de champs sont alors parallèles aux deux frontières) [Mad 13].

II.9. Procédure de calcul d'effet de peau des différentes structures rotoriques étudiées

Pour le calcul des différentes structures de MAS sous FEMM, on peut procéder par plusieurs méthodes, soit en utilisant directement les différents boutons de la fenêtre du logiciel, soit en utilisant un programme qui peut être interprété par le logiciel FEMM. Dans notre cas, nous avons utilisé le langage LUA. Ce dernier, avec ses différentes instructions, permet de tracer la géométrie de définir les matériaux qui la constitue, les conditions aux limites appliquées de choisir la taille du maillage, etc. Les programmes sont sauvegardés sous extension (.fem) qui peuvent être ensuite interprétés et analysés par FEMM [Arb 17].

Dans notre cas, nous ferons une modélisation, en magnétoharmonique, qui nous permettra d'estimer la manifestation de l'effet de peau présent au niveau des encoches rotoriques. On simule pour un intervalle de fréquence de 50 jusqu'à proche de 0Hz (avec un pas de 0.5Hz) le fonctionnement de la machine et nous extrairons les valeurs des impédances rotoriques (résistance et réactance de fuite) pour chaque valeur de fréquence que nous regrouperons par la suite, dans un tableau II.2. À partir de ces valeurs nous élaborerons un programme MATLAB qui nous permettra de tracer et de visualiser les évolutions des coefficients k_r et k_x qui font référence à la résistance et la réactance de fuite rotorique respectivement, exprimés par les deux équations :

$$k_r = \frac{r}{r_0} \quad (\text{II.24})$$

$$k_x = \frac{l}{l_0} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

r_0 : Résistance rotorique de l'encoche (sans l'effet de peau $r_0 = \rho \frac{\ell}{S}$) ;

l_0 : Inductance rotorique de l'encoche (sans l'effet de peau $l_0 = \mu_0 \ell \frac{h}{3b}$) ;

r : Résistance rotorique de la section traversée par le courant (avec l'effet de peau), qui est calculée à partir des pertes Joules rotorique lors de la variation de la fréquence rotorique, comme exprimé dans (II.26) ;

$$r = \frac{p_j r}{3I^2} \tag{II.26}$$

l : Inductance rotorique de la section traversée par le courant (avec l'effet de peau) qui est calculée à partir de l'énergie magnétique, lors de la variation de la fréquence rotorique, comme exprimé dans (II.27) ;

$$l = \frac{2w_m}{3I^2} \tag{II.27}$$

I : Courant utilisé durant la simulation.

II.9.1. Dimensions des différentes formes d'encoches étudiée

Pour ce faire, on a pris un exemple de moteur de moyenne puissance (P= 15kW, 2p=4) de différentes formes géométriques des barres rotoriques comme illustré sur la figure (II.5) et leurs dimensions respectives sont données par l'Annexe, (Les dimensions sont en millimètres) [Arb 17].

Le tableau II.1 présente les différentes dimensions des formes d'encoches étudiées.

Tableau II.1. Dimensions des formes d'encoches étudiées (rectangulaire et double cage)

b_1	b_2	b_3	h_1	h_2	h_3	h'_1	h'_2
5.7	1	1.5	33.5	0.5	4	20.5	9

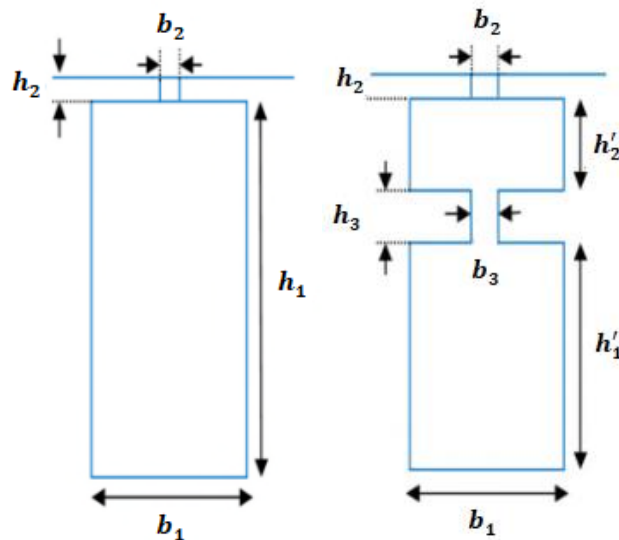


Figure II.5. Dimensions des deux formes d'encoches rotoriques étudiées

II.9.2. Cas d'un rotor à encoches profondes de forme rectangulaire

La figure II.6 représente l'état de la MAS en marche nominale, ainsi que la distribution de la densité du courant dans les différentes parties de la machine.

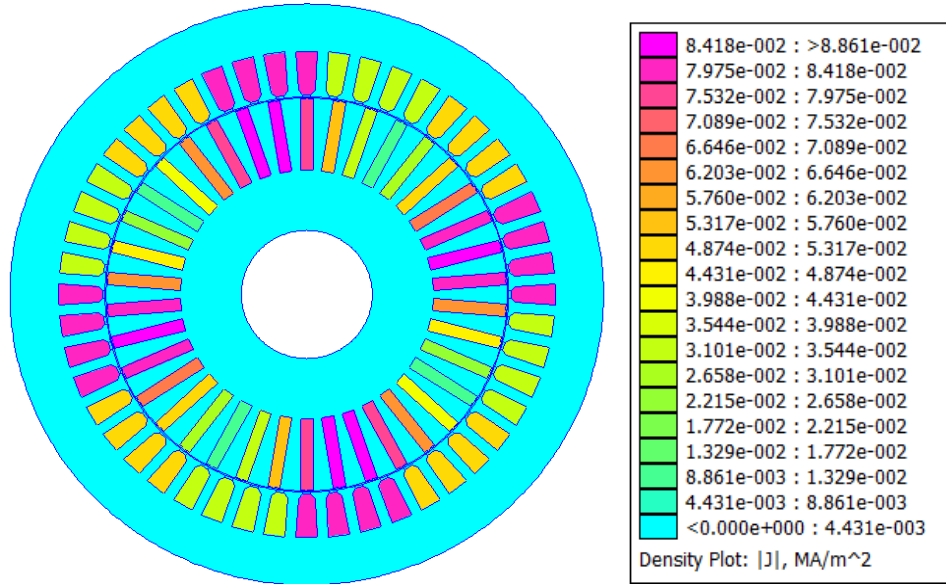


Figure II.6. Densité du courant de MAS à encoches profondes de forme rectangulaire

La figure II.7 est obtenue en faisant un zoom au niveau des encoches rototriques, qui représente la variation de la densité du courant pour les différentes valeurs de la fréquence rotorique.

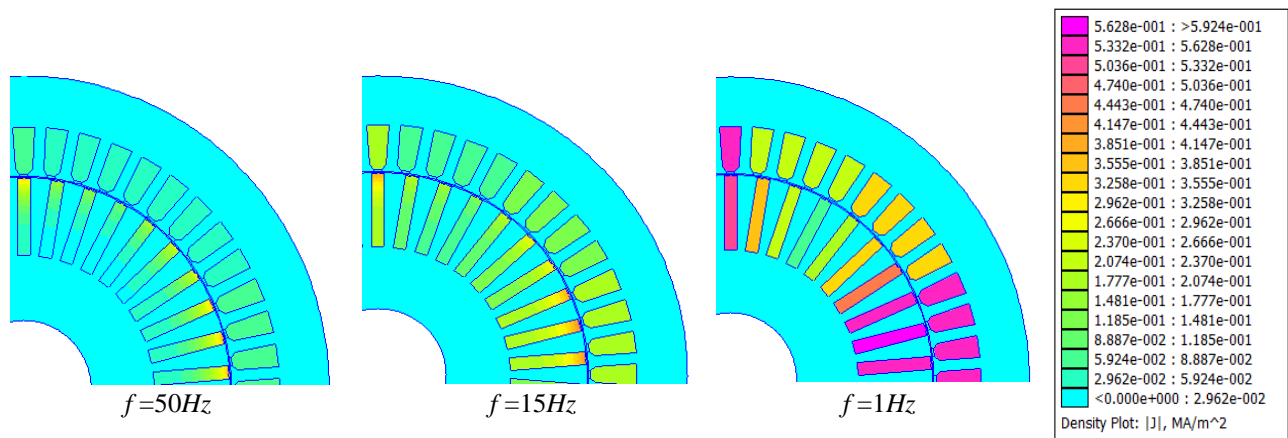


Figure II.7. Variation de la densité du courant pour les différentes valeurs de la fréquence

D'après la figure II.7, à ($f = 50Hz$), ce qui signifie qu'au démarrage du moteur, la densité de courant n'utilise pas toute la section du conducteur, mais elle est limitée aux couches extérieures proches de la surface du conducteur. Il y a donc une focalisation de la densité de courant sur la surface extérieure du conducteur. Cela se produit que lorsque, la perméabilité (μ) où la conductivité (σ) est élevée. À la fin du régime, c'est-à-dire, en régime permanent (au voisinage de $f = 1Hz$), la densité de courant est répartie uniformément sur toute la section des barres.

Nous divisons notre approche en deux parties : la première consiste à extraire l'impédance rotorique d'une barre rotorique, c'est-à-dire, en sélectionnant seulement une seule barre au niveau du rotor. Une seconde simulation est effectuée en sélectionnant la totalité des barres rotoriques ; c'est-à-dire, 38 barres pour le même objectif, cela en faisant varier la fréquence rotorique de 50Hz jusqu'à (proche de 0Hz), afin d'estimer l'effet de peau qui se manifeste lors du changement de fréquence. Les résultats obtenus sont présentés ci-dessous :

➤ **Résultats de la sélection d'une barre rotorique à encoche profonde :** Les résultats de la simulation d'une barre profonde, de forme rectangulaire, de hauteur $h=34\text{mm}$ et de largeur $b_1=5.7\text{mm}$, de moyenne puissance (15kW , $2p=4$), pour les différentes fréquences sont dans le tableau suivant : (nous avons pris quelques points de fréquences comme échantillon dû au grand nombre d'itération).

Tableau II.2. Résultats des impédances pour une barre rotorique de forme rectangulaire en fonction de la fréquence rotorique

<i>Fréquence (Hz)</i>	<i>Partie réelle (Ω)</i>	<i>Partie imaginaire (Ω)</i>
50	2.535846874259448e-005	1.484016382540547e-007
45	2.3930937981933e-005	1.530657805508292e-007
40	2.238319119031297e-005	1.585209921207705e-007
35	2.069192753277381e-005	1.649058261389656e-007
30	1.884004906946457e-005	1.723274007765767e-007
20	1.47114893121453e-005	1.900744078758791e-007
10	1.074517435125873e-005	2.081539034967809e-007
5	9.432037058214506e-006	2.143268891952704e-007
0.5	8.959148907770822e-006	2.171108656071127e-007

A partir des deux formules (II.24) et (II.25) que nous avons introduites sur le programme Matlab et l'exploitation des résultats numériques précédents nous permet de tracer les graphes de l'évolution des coefficients de variation de la résistance k_r et de la réactance de fuite k_x qui sont représentés sur les figures II.8.a et II.8.b, pour une barre rectangulaire en fonction de la fréquence rotorique.

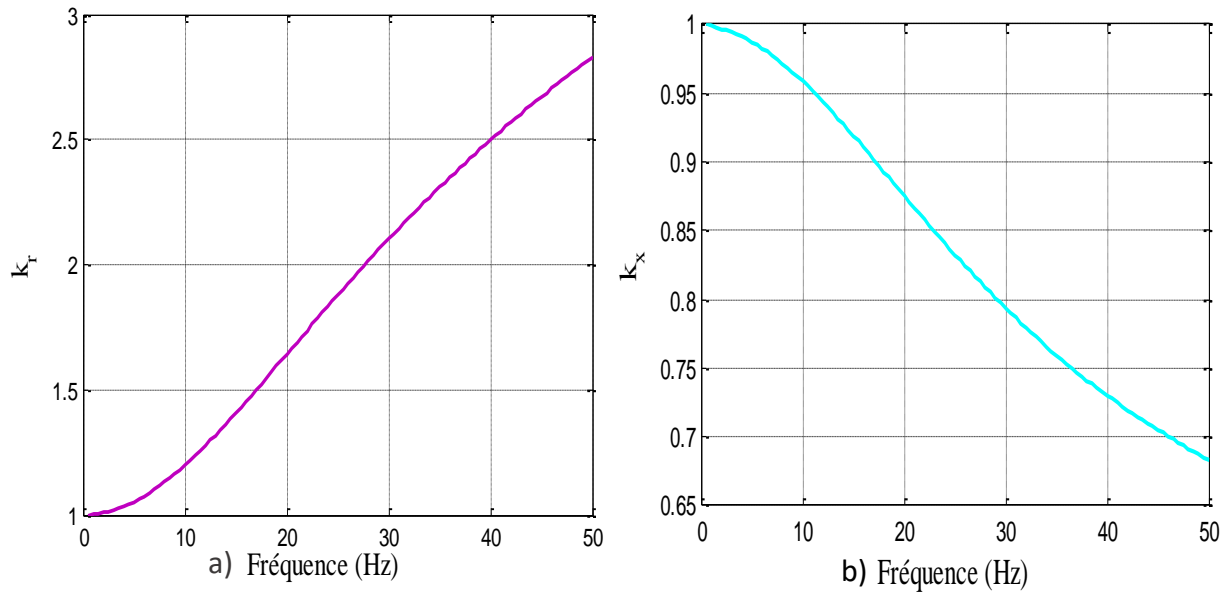


Figure II.8. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence : a) k_r ; b) k_x

A première vue, à partir des deux figures II.8.a et II.8.b, on remarque que les deux coefficients k_r et k_x varient d'une manière inverse l'un de l'autre, alors que le premier subit une augmentation, le second subit une diminution. Nous pouvons alors, constater que les paramètres rotoriques sont de loin fixes lors de la variation de la fréquence rotorique.

➤ **Résultats d'une sélection de la totalité des barres rotoriques à encoches profondes:** Les résultats de la simulation de 38 barres rotoriques, de forme rectangulaire, pour les différentes fréquences sont présentés dans le tableau II.3.

Tableau II.3. Résultats des impédances pour la totalité des barres rotoriques de forme rectangulaire en fonction de la fréquence

<i>Fréquence (Hz)</i>	<i>Partie réelle (Ω)</i>	<i>Partie imaginaire (Ω)</i>
50	1.973e-005	1.162e-007
45	1.872e-005	1.194e-007
40	1.751e-005	1.234e-007
35	1.619e-005	1.282e-007
30	1.474e-005	1.337e-007
20	1.152e-005	1.468e-007
10	0.839e-005	1.603e-007
5	0.731e-005	1.649e-007
0.5	0.652e-005	1.618e-007

Ainsi l'exploitation des résultats numériques précédents nous permet de tracer les courbes de variation de k_r et k_x dans ce cas, qui sont représentés sur les figures II.9.a et II.9.b.

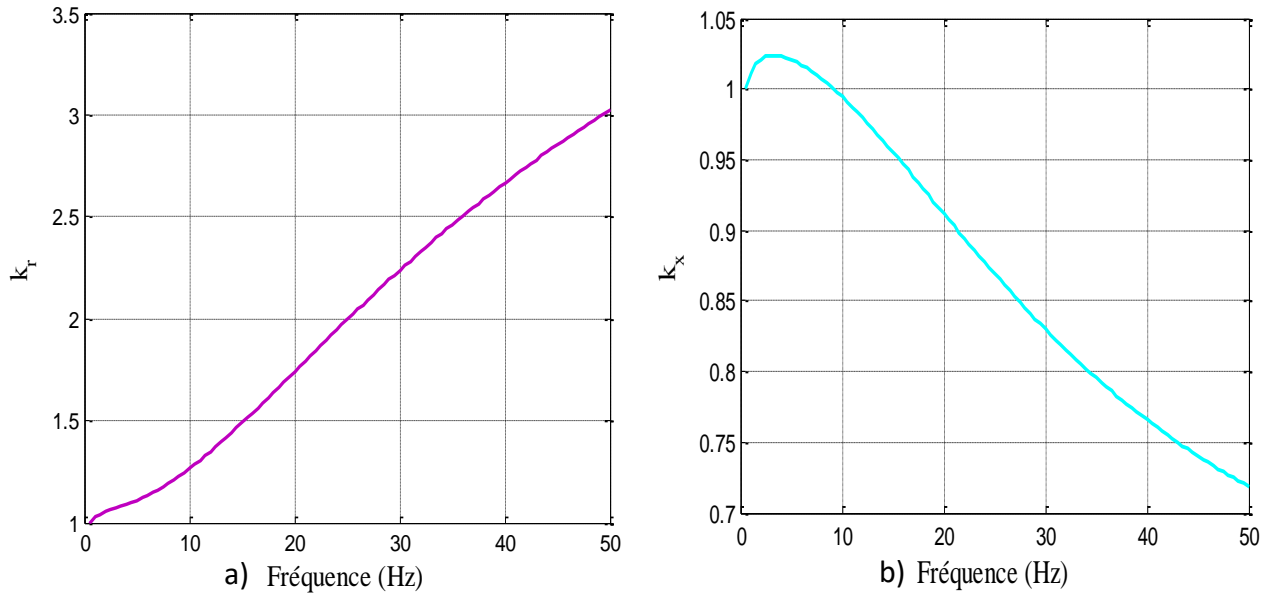


Figure II.9. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence : a) k_r ; b) k_x

❖ Analyse et interprétation des résultats

Les allures de variation des deux coefficients k_r et k_x sont semblables à celles trouvées précédemment sur les figures II.8.a et II.8.b, à la différence des valeurs crêtes, qui atteignent 3 pour k_r et 0.7 pour k_x , dans le cas de sélection de 38 barres.

Le coefficient k_r est supérieur aux grandes fréquences, car le courant circule sur une petite partie de la barre qui constitue sa périphérie : c'est le fameux effet de peau, d'où la valeur élevée de la résistance ce qui signifie que la section de la barre est inversement proportionnelle à sa résistance. Nous observons l'inverse pour le coefficient k_x , l'inductance de fuite en courant alternatif est faible au démarrage. Cela signifie que la résistance rotorique se trouve augmenter et la réactance de fuite rotorique diminuée au fur à mesure que la fréquence augmente.

Afin de bien observer l'écart des résultats obtenus, dans le cas des deux approches suivies, c'est-à-dire, la sélection d'une seule barre par rapport à celle de la sélection de toutes les barres rotoriques, nous déterminerons l'erreur relative entre les deux simulations effectuées en s'appuyant sur les équations :

$$\text{Erreur \%} = \left| \frac{k_r - k_{r1}}{k_{r1}} \right| \times 100 \quad (\text{II.28})$$

$$\text{Erreur \%} = \left| \frac{k_x - k_{x1}}{k_{x1}} \right| \times 100 \quad (\text{II.29})$$

Avec :

k_r, k_x : Coefficient pour la sélection d'une barre rotorique ;

k_{r_1}, k_{x_1} : Coefficient pour la sélection de la totalité des barres rotoriques.

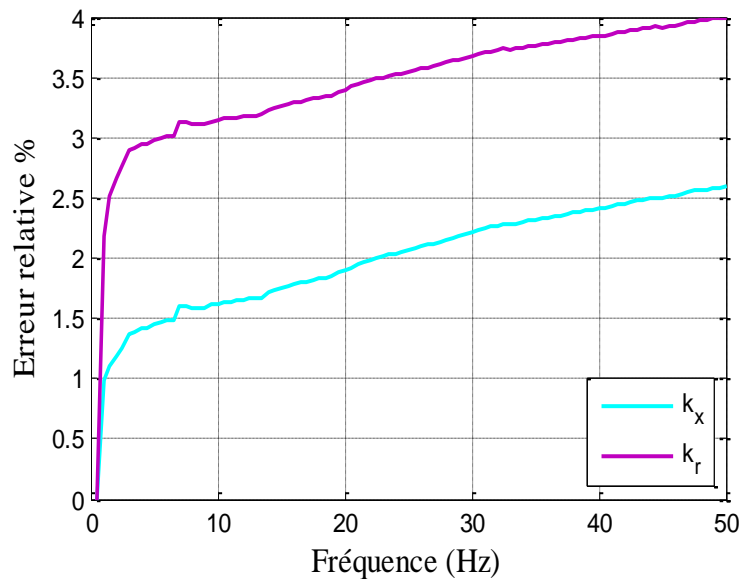


Figure II.10. Erreur relative en fonction de la fréquence

La figure II.10, montre l'erreur relative obtenue entre la simulation d'une seule barre et de la totalité des barres rotoriques. Comme nous pouvons le constater, l'erreur relative maximale ne dépasse pas les 4%. Cet écart est principalement dû au fait, qu'en sélectionnant toutes les barres rotoriques, la part des fuites dû aux isthmes d'encoches est pris en considération et se trouve absente dans le premier cas (sélection d'une seule encoche rotorique). Nous pouvons aussi dire qu'on peut aisément se contenter d'une sélection d'une barre vue que l'erreur relative max ne dépasse pas 4% cela nous permet de réduire le temps de simulation.

Nous appliquerons pour ce qui suit, le même procédé de détermination des deux coefficients k_r et k_x pour des barres rotoriques à doubles cages.

II.9.3. Cas d'un rotor à doubles cages

Leurs mises en œuvre consistent aussi dans l'amélioration du démarrage des moteurs par augmentation du couple de démarrage avec réduction du courant d'appel. L'astuce était de différencier les deux cages formant cette encoche (cage extérieur et cage intérieur) par leurs résistances, leurs réactances et leurs profondeurs. Dans notre cas, les deux cages du rotor ont des sections différentes mais elles sont remplies avec le même matériau qui est l'Aluminium. Toutes fois, nous garderons les mêmes dimensions du moteur précédent.

Les résultats de simulation tel que donné sur la figure II.11, représente la densité de courant pour un MAS à double cage.

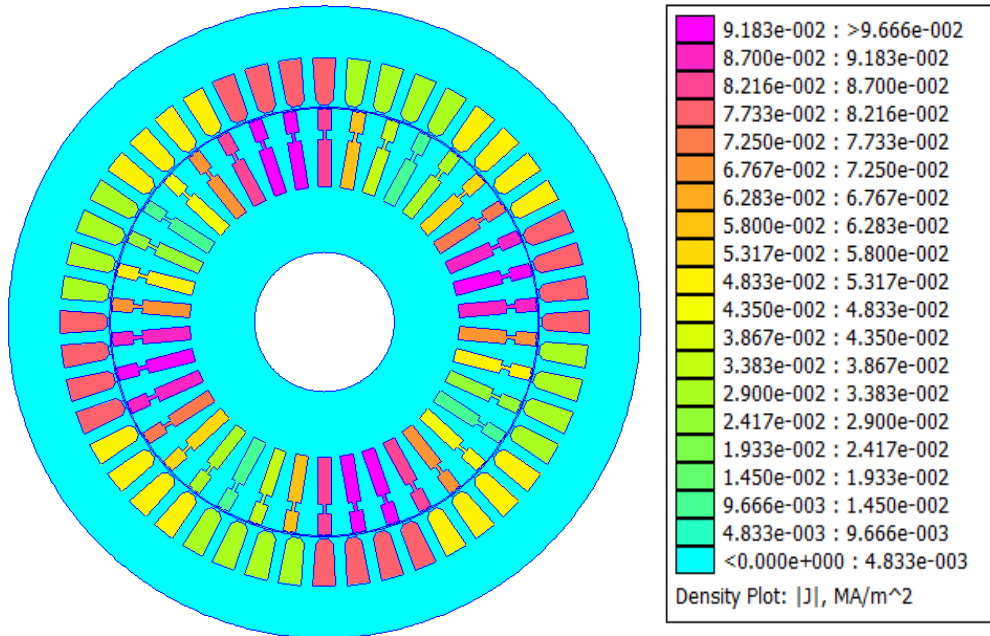


Figure II.11. Densités du courant de MAS à double cage

La figure II.12, représente un zoom d'une partie de la machine pour mieux visualiser la distribution de la densité de courant dans les encoches rotoriques pour différentes valeurs de la fréquences rotoriques.

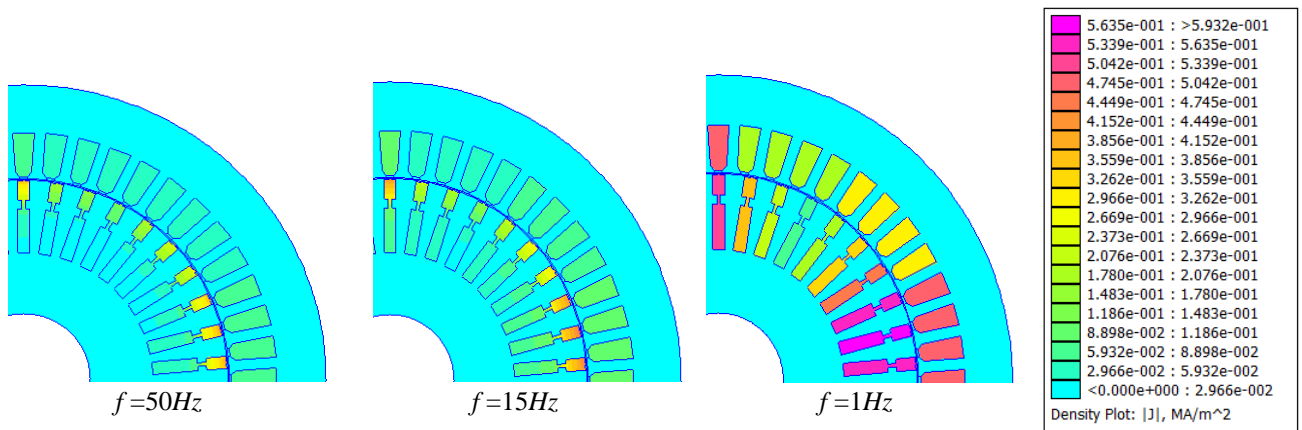


Figure II.12. Variation de la densité du courant pour les différentes valeurs de la fréquence

On remarque à fréquence élevée (50Hz) la partie supérieure (cage externe) a une densité de courant élevée par rapport à la plus basse (cage interne), qui est presque nulle. Cela entraîne une augmentation de la résistance des barres (la section des barres est réduite).

Lorsque la fréquence diminue (1Hz), proche le fonctionnement nominal, la densité de courant est répartie uniformément sur toute la section des barres, c'est-à-dire, elle occupe toute la section des barres (cage interne) d'où la résistance est plus faible [MAD IC3E18].

➤ **Résultats de la selection d'une barre rotorique à double cage :** On simule, pour des fréquences différentes (avec un pas est de 0.5Hz) et nous calculons les valeurs des impédances (résistance et réactance) rotoriques que nous regrouperons dans le tableau II.4.

Tableau II.4. Résultats des impédances pour une barre rotorique à double cage en fonction de la fréquence

Fréquence (Hz)	Partie réelle (Ω)	Partie imaginaire (Ω)
50	3.259113476332944e-005	1.347457280951647e-007
45	3.168060670665096e-005	1.400263543251836e-007
40	3.061050651470162e-005	1.468400859951706e-007
35	2.930904797349124e-005	1.558027775294235e-007
30	2.767228815000023e-005	1.678006078768028e-007
20	2.278884700770796e-005	2.060261318356196e-007
10	1.512861185890727e-005	2.686092352691217e-007
5	1.139961590134745e-005	2.995267642130652e-007
0.5	9.832534410857835e-006	3.132893608527799e-007

La variation des coefficients k_r et k_x en fonction de la fréquence rotorique est représentée par les deux figures (II.13.a) et (II.13.b).

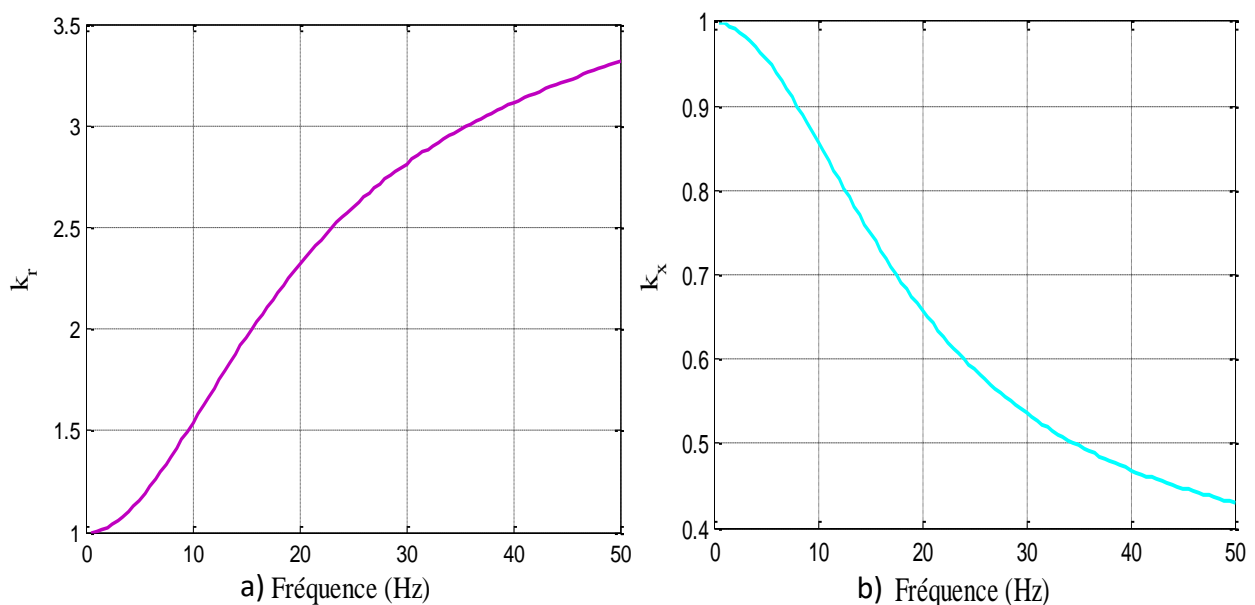


Figure II.13. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence : a) k_r ; b) k_x

On remarque que les deux coefficients k_r et k_x varient d'une manière inverse l'un par rapport à l'autre. Au démarrage, la cage la plus résistante reçoit la grande partie du courant. Pour que celui-ci soit le moins possible. Ceci est rendu possible par le fait que la cage la moins résistante (intérieure) soit la plus réactante et que le courant soit inversement proportionnel à cette réactance.

➤ **Résultats d'une sélection de la totalité des barres rotoriques à double cage :**

Tableau II.5. Résultats des impédances pour la totalité des barres rotoriques à double cage en fonction de la fréquence

<i>Fréquence (Hz)</i>	<i>Partie réelle (Ω)</i>	<i>Partie imaginaire (Ω)</i>
50	2.542e-005	1.060e-007
45	2.476e-005	1.096e-007
40	2.391e-005	1.146e-007
35	2.288e-005	1.212e-007
30	2.159e-005	1.299e-007
20	1.779e-005	1.576e-007
10	1.184e-005	2.029e-007
5	0.886e-005	2.257e-007
0.5	0.703e-005	2.287e-007

L'évolution des coefficients k_r et k_x en fonction de la fréquence rotorique sont représentés par les figures II.14.a et II.14.b.

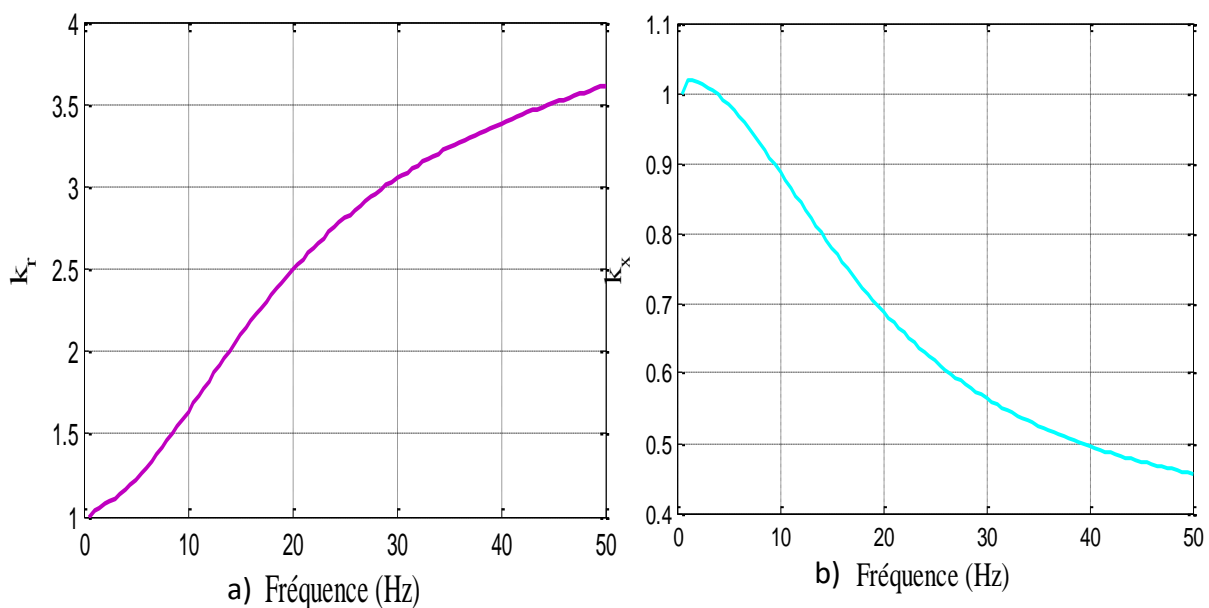


Figure II.14. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence : a) k_r ; b) k_x

❖ Analyse et interprétation des résultats

Les allures des courbes des coefficients k_r et k_x varient de la même manière que celles visualisées précédemment (encoche rectangulaire) à la différence des valeurs crêtes, qui atteignent 3.5 pour k_r et 0.45 pour k_x dans le cas des encoches à doubles cages.

Au démarrage la valeur de k_r pour le cas de double cage, est nettement supérieure à celle de l'encoche rectangulaire, cela est dû à la grande résistance de sa cage extérieure, qui présente une petite section qui reçoit pratiquement tout le courant, et c'est le cas inverse pour k_x , qui est diminué à cause de la faible réactance de celle-ci. En marche normale, c'est la cage intérieure qui prend la part prépondérante du courant.

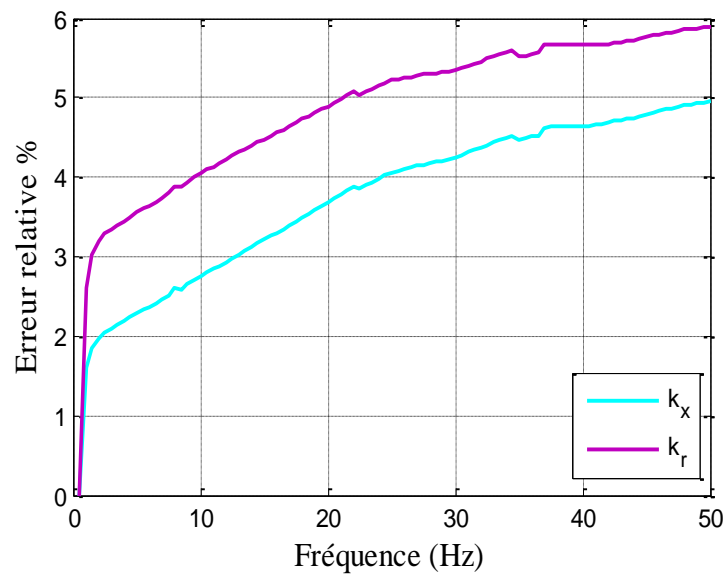


Figure II.15. Erreur relative en fonction de la fréquence

La figure II.15 montre l'erreur relative obtenue entre la simulation d'une seule barre et de la totalité des barres rotoriques à double cage. Comme nous pouvons le constater, l'erreur relative maximale ne dépasse pas les 6 %.

❖ Solution proposée

Nous constatons que, les paramètres rotoriques sont variables. De plus les résistances rotoriques se trouvent augmentées au démarrage, d'une valeur égale à 2,8 pour les barres profondes et de 3,4 dans le cas des barres à doubles cages, cela conduit à une bonne amélioration des performances de démarrage de ces deux moteurs.

Il peut cependant exister une technique qui permettrait d'accroître l'amélioration des performances de ces derniers (MAS à encoches profondes et à doubles cages) en augmentant la résistance des barres, sans du moins réduire l'efficacité du moteur.

Pour ce faire, nous porterons une nouvelle structure d'encoche rotorique plus performante que celles précédemment étudiées, qui consiste à modifier l'encoche à double cage en remplaçant l'isthme par une pièce ferromagnétique massive de même hauteur que cette dernière. Celle-ci a les mêmes dimensions et la même masse que le fer présent dans les deux cotés gauche et droite de l'isthme. En gros, nous obtenons une encoche profonde avec pièce ferromagnétique logée à l'intérieur, comme nous pouvons le voir sur la figure II.16.

Tableau II.6. Présente les différentes dimensions des formes d'encoches étudiées (Les dimensions sont en millimètres)

b_1	b_2	b_3	b'_3	b_4	h_1	h_2	h_3	h'_1	h'_2
5.7	1	1.5	4.2	0.75	33.5	0.5	4	20.5	9

La figure II.16 représente un schéma explicatif qui nous permet de mieux comprendre l'emplacement et les dimensions de la pièce ferromagnétique introduite.

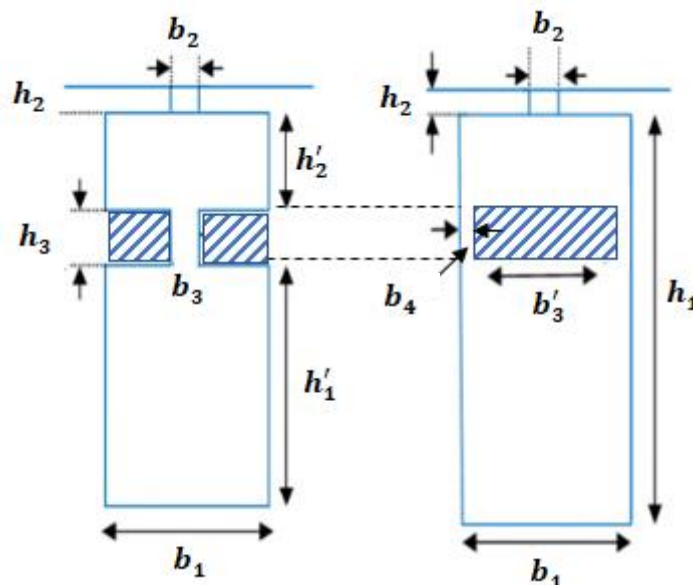


Figure II.16. Emplacement et dimensions de la pièce ferromagnétique insérés

Etant ferromagnétiques et massives, ces pièces, possèdent une grande résistivité électrique, qui délimite l'évolution de la densité de courant et favorise l'effet de peau. Par conséquent, il provoquera la réduction du courant d'appel. Aussi, ces pièces présentent une bonne conductibilité magnétique qui favorise la propagation des lignes de champs.

Etant massive, elles contribueront à l'induction des courants dans les barres. Cette pièce agira comme une jonction et laissera le MAS se comporter comme une double cage [Mad 17].

Après simulation sous FEMM nous avons obtenu la figure II.17, qui représente la variation de la densité de courant du moteur modifié.

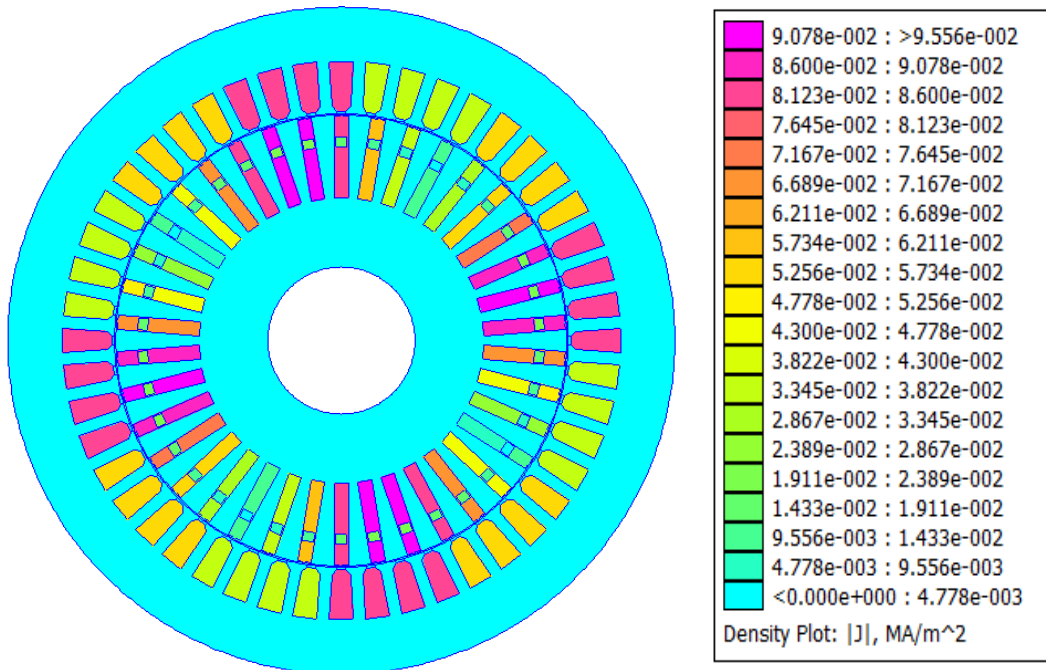


Figure II.17. Densité du courant de la MAS à encoches profondes avec pièces ferromagnétiques

La figure II.18 est obtenue en faisant un zoom au niveau des encoches rototriques. Elle montre les résultats de la simulation pour une machine à encoches profondes de forme rectangulaire avec pièces ferromagnétiques à l’intérieur des l’encoches à différentes valeurs de la fréquence rotorique.

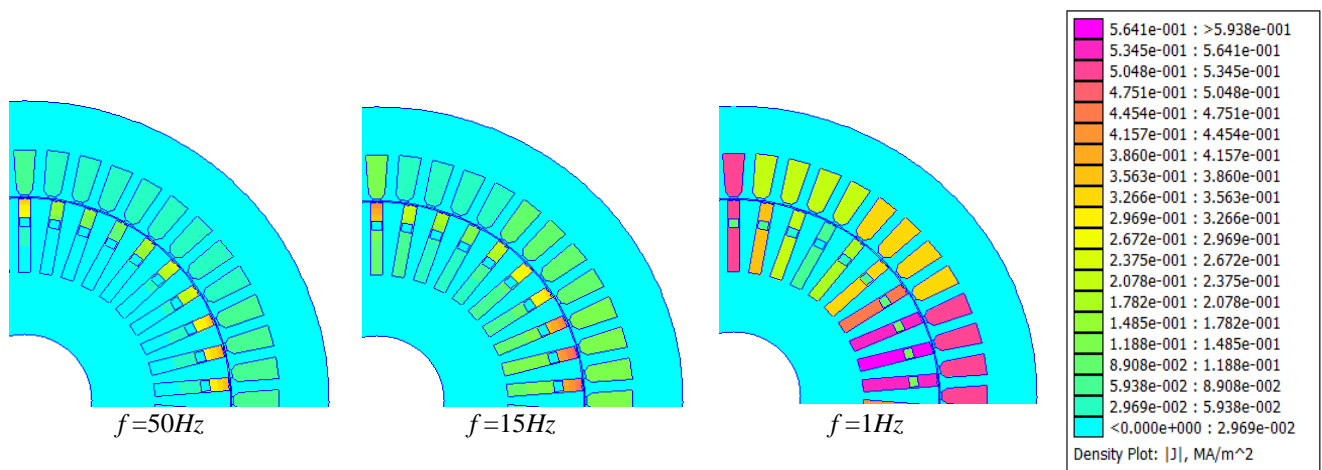


Figure II.18. Variation de la densité du courant pour les différentes valeurs de la fréquence

On remarque à fréquence élevée, que la densité de courant est non uniforme, les pièces délimitent l’évolution de cette dernière, cela oblige le courant à circuler sur la périphérie du conducteur, en raison de la pièce ferromagnétique qui a une grande résistivité électrique, induisant une grande valeur de la résistance. Ailleurs, l’inductance de fuite de la partie supérieure est

négligeable (par rapport à la valeur élevée de la résistance). Lorsque la fréquence diminue, la pièce devient saturée et inutile, permettant aux courants de circuler dans toute la section de la barre.

➤ **Résultats de la sélection d'une seule barre avec pièce ferromagnétique :** Les résultats de la simulation d'une barre profonde avec insertion d'une pièce ferromagnétique, de moyenne puissance (15kW, 2p=4), pour les différentes fréquences données par le tableau II.7 : (nous avons pris quelques points de fréquences comme échantillon vu le grand nombre d'itérations).

Tableau II.7. Résultats des impédances d'une barre rotorique profonde avec pièce

Fréquence (Hz)	Partie réelle (Ω)	Partie imaginaire (Ω)
50	3.488507993666752e-005	1.299560865043235e-007
45	3.415864067300704e-005	1.34975458220502e-007
40	3.329741454789865e-005	1.415983756742407e-007
35	3.223149246992068e-005	1.505669700495259e-007
30	3.085025010804782e-005	1.630516893358906e-007
20	2.634773420065684e-005	2.069639889396554e-007
10	1.761210209796748e-005	2.966188806743759e-007
5	1.2288041619833e-005	3.527414684283294e-007
0.5	9.726727818247846e-006	3.822330821765726e-007

Les courbes d'évolutions des coefficients k_r et k_x sont obtenues à partir des résultats de simulation, elles sont représentées par les figures II.19.a et II.19.b.

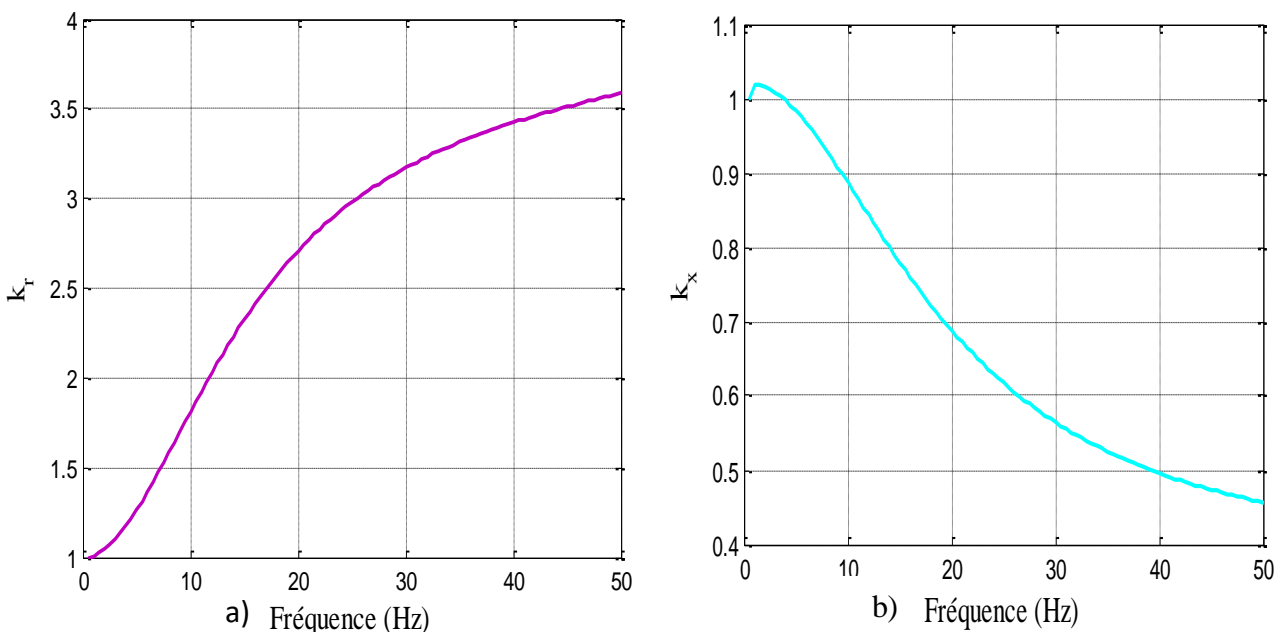


Figure II.19. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence : a) k_r ; b) k_x

➤ **Résultats d'une sélection de la totalité des barres rotoriques avec pièces ferromagnétiques :** Les résultats de la simulation de la totalité des barres rotoriques en présence des pièces ferromagnétiques sous différentes fréquences données par le tableau II.8.

Tableau II.8. Résultats des impédances rotoriques de la totalité des barres rotoriques à encoches Profondes avec pièces ferromagnétiques

<i>Fréquence (Hz)</i>	<i>Partie réelle (Ω)</i>	<i>Partie imaginaire (Ω)</i>
50	2.723e-005	1.023e-007
45	2.670e-005	1.056e-007
40	2.601e-005	1.105e-007
35	2.515e-005	1.171e-007
30	2.405e-005	1.262e-007
20	2.051e-005	1.577e-007
10	1.376e-005	2.214e-007
5	0.957e-005	2.618e-007
0.5	0.691e-005	2.757e-007

Ainsi l'exploitation des résultats numériques précédents nous permet de tracer les courbes de variation de k_r et k_x représentés sur les figures II.20.a et II.20.b.

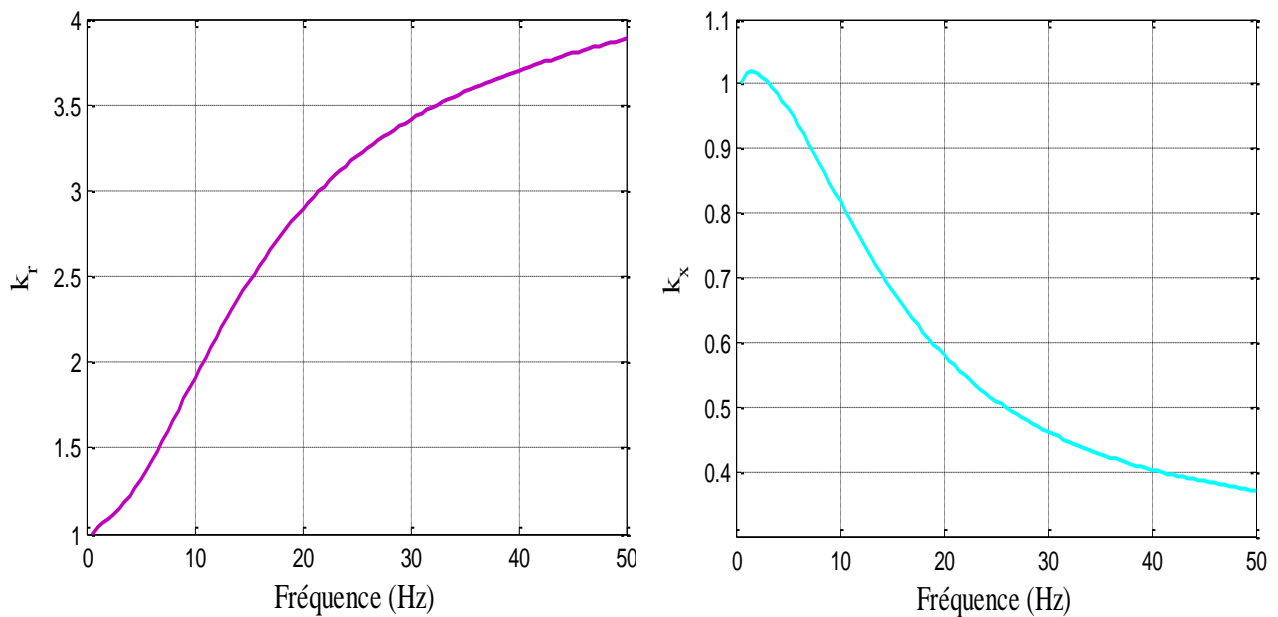


Figure II.20. Evolution de k_r et k_x en fonction de la fréquence : a) k_r ; b) k_x

❖ Analyse et interprétation des résultats

Selon les figures II.19.a et II.19.b, les deux coefficients k_r et k_x évoluent de la même manière par rapport à celles visualisées précédemment (rectangulaire et double cage), à la différence des valeurs crêtes qui atteignent 3.8 pour k_r et 0.38 pour k_x , dans le cas des encoches profondes avec pièces ferromagnétiques.

Lors de la comparaison des résultats obtenus, c'est-à-dire, une encoche avec pièce ferromagnétique à la classique (rectangulaire), on peut voir que les paramètres rotoriques sont très affectés. La pièce ferromagnétique permet de diviser l'encoche en deux parties.

On remarque que la déformation géométrique des encoches est prise en compte ainsi que les pièces massives insérées, qui délimitent la dispersion de la densité de courant et favorisant la manifestation du phénomène d'effet de peau. Cela provoque une diminution de la section de conduction, ce qui augmente la résistance de l'encoche au démarrage. En conséquence, les performances de la MAS seront améliorées.

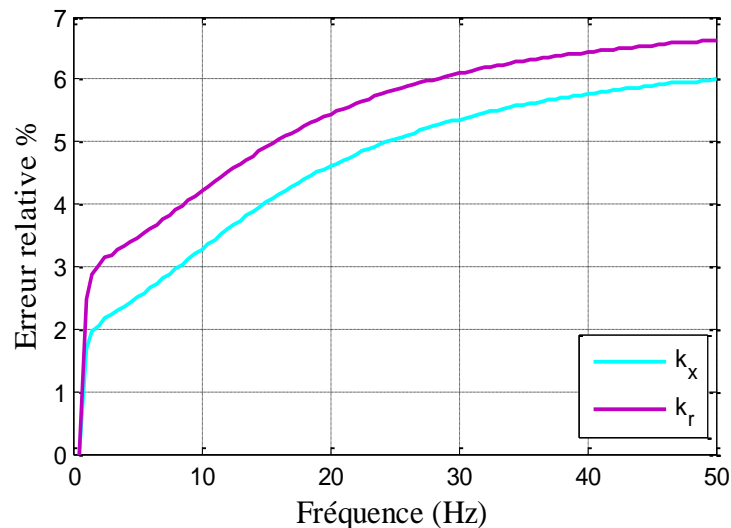


Figure.II.21. Erreur relative en fonction de la fréquence

La figure II.21 montre l'erreur relative obtenue entre la simulation d'une seule barre et de la totalité des barres rotoriques avec les pièces ferromagnétiques. Nous constatons que l'erreur relative maximale ne dépasse pas les 6.5 % dans ce cas.

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, on a modélisé l'effet de peau qui se manifeste dans les barres rotoriques caractérisée par les paramètres de variation de la réactance et de la résistance k_x et k_r respectivement. En comparant les résultats obtenus, on constate que la forme de l'encoche dans la machine est susceptible d'influencer l'évolution des paramètres k_r et k_x . Ce qui permet de voir que

l'effet de peau diffère selon la forme d'encoche utilisée. De plus, nous remarquons, qu'il est plus favorable dans le cas d'encoche rotorique profonde avec pièce ferromagnétique.

Dans le prochain chapitre, nous allons exploiter les résultats obtenus pour étudier l'influence de la forme de l'encoche ainsi que le phénomène d'effet de peau sur les caractéristiques de démarrage des moteurs asynchrones.

CHAPITRE III

Modélisation et simulation des moteurs asynchrones à cage d'écureuil

III.1. Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre II, les paramètres rotoriques des MAS étudiés, sont variables lors du fonctionnement du MAS, celles-ci sont nettement apparentes et non négligeables. Cependant pour bien percevoir et tenir compte de cette variation vis-à-vis des performances des MAS, nous effectuons dans ce présent chapitre, une modélisation dynamique de MAS qui prendra en compte ces variations, ceci, en introduisant les deux coefficients k_r et k_x obtenus dans le chapitre précédent dans le système d'équations de Park, pour le cas des différentes configurations d'encoches rotoriques étudiées, à savoir le moteur à encoches profondes, à doubles cages et enfin en présence des pièces ferromagnétiques au niveau des barres rotoriques. Par le biais de l'environnement MATLAB/Simulink, les caractéristiques électromagnétiques obtenus seront comparées et discutées.

III.2. Représentation schématique du modèle de moteurs asynchrones

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en figure III.1. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase **A** statorique et la phase **a** rotorique [Bag 05].

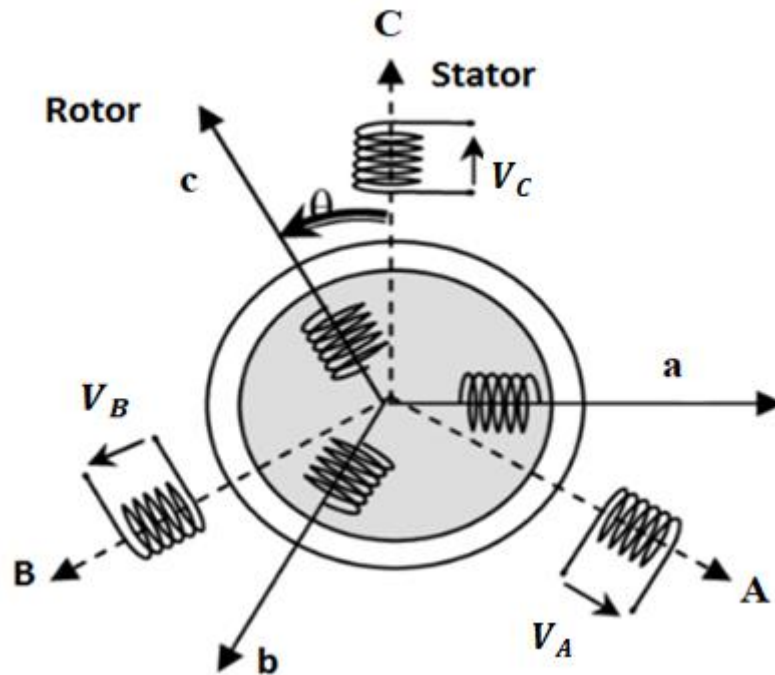


Figure III.1. Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée

Telle que : A, B, C : correspondent aux trois phases du stator ;

a, b, c : correspondent aux trois phases du rotor.

III.3. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [Bag 05] :

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet de d'encoche est négligeable ;
- ✓ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucaults sont négligeables ;
- ✓ Les résistances des enroulements statoriques et rotoriques ne varient pas avec la température et on ne néglige que l'effet de peau de l'enroulement statorique ;
- ✓ On admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- ✓ L'additivité des flux ;
- ✓ La constance des inductances propres ;
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

III.4. Equations du moteur asynchrone

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représenté schématiquement par la figure III.1 et dont les phases sont les repères, respectivement, **A, B, C** et **a, b, c**. L'angle électrique (θ) variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases **A** et **a** choisis comme axes de référence [Lam 08].

III.4.1. Equations électriques

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement du moteur la figure III.1, donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit [Bag 05], [Syl 05] :

Les tensions statoriques sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_{AS} = R_{AS}i_{AS} + \frac{d\phi_{AS}}{dt} \\ v_{BS} = R_{BS}i_{BS} + \frac{d\phi_{BS}}{dt} \\ v_{CS} = R_{CS}i_{CS} + \frac{d\phi_{CS}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

En écriture matricielle condensée, on aura :

$$[v_S] = [R_S] [i_S] + \frac{d[\phi_S]}{dt} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$[v_S] = \begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix}; \quad [R_S] = \begin{bmatrix} R_{AS} & 0 & 0 \\ 0 & R_{BS} & 0 \\ 0 & 0 & R_{CS} \end{bmatrix};$$

$$[i_S] = \begin{bmatrix} i_{AS} \\ i_{BS} \\ i_{CS} \end{bmatrix}; \quad [\phi_S] = \begin{bmatrix} \phi_{AS} \\ \phi_{BS} \\ \phi_{CS} \end{bmatrix};$$

$$R_{AS} = R_{BS} = R_{CS} = R_S$$

D'où :

R_S : Résistance d'une phase du stator.

Les tensions rotoriques ramenés au stator sont données comme suit :

$$\begin{cases} v_{ar} = R_{ar}i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ v_{br} = R_{br}i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ v_{cr} = R_{cr}i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

En écriture matricielle condensée, on aura :

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$$[v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix};$$

$$[I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix};$$

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

D'où :

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

III.4.2. Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine, qui s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_{sr} \\ M_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{AS} \\ \Phi_{BS} \\ \Phi_{CS} \end{bmatrix} = [L_{ss}] \begin{bmatrix} i_{AS} \\ i_{BS} \\ i_{CS} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{AS} \\ i_{BS} \\ i_{CS} \end{bmatrix} + [L_{rr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = m_{rs} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

Avec :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique ; l_r : Inductance propre d'une phase rotorique ;
 m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques ; m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques ; θ_r : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et axes rotoriques qui sont choisis comme axes des références ;
 M_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante de rotor.

Il est clair que l'écriture de $[V_s]$ et $[V_r]$ en fonction des courants conduit à un système d'équations différentielles dont les coefficients sont variables dans le temps ; d'où la complexité de leur résolution. Pour résoudre ce problème, on a recouru à la transformation de Park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler [Laa 14].

III.5. Transformation de Park

Suivant les équations décrites ci-dessus, la variation des inductances en fonction de la vitesse de rotation présente un problème de non linéarités. On peut surmonter ce problème en utilisant un changement de variable connu sous le nom de transformation de Park. Cette technique consiste à exprimer les enroulements réels dans un référentiel constitué de deux axes perpendiculaires (**od** et **oq**), **od** étant caractérisé par la variable angulaire (θ) qu'elle fait avec l'axe de phase **A**. **oq** étant disposé quadratiquement en arrière, cette transformation est définie par la matrice de Park [Jai 64].

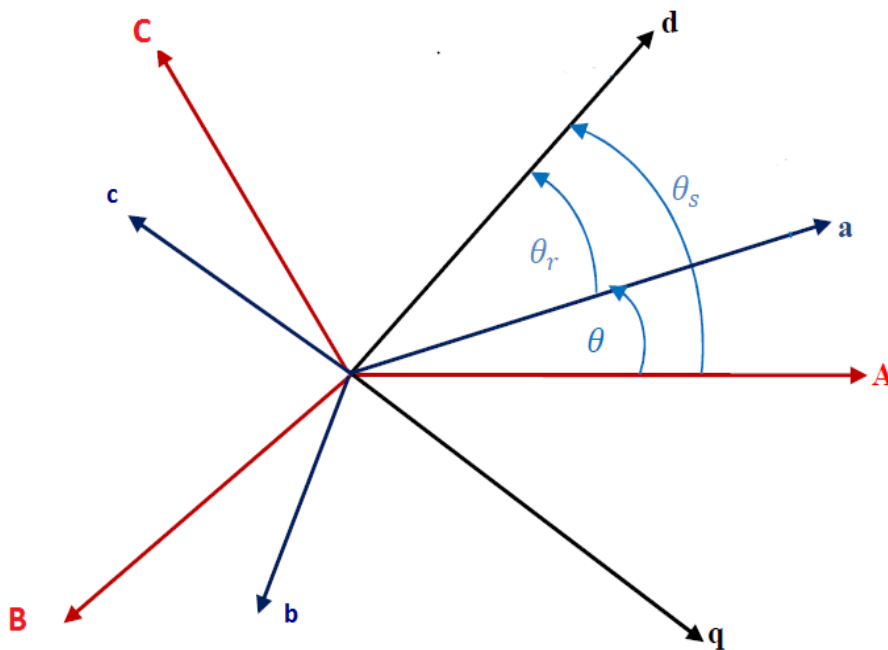


Figure III.2. Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

θ : est le déphasage entre les axes **OA** et **Oa** ;

θ_s : est le déphasage entre les axes **Od** et **OA** ;

θ_r : est le déphasage entre les axes **Od** et **Oa**.

$$X_{dqo} = [P(\theta)] X_{abc} \quad (\text{III.8})$$

Avec :

X : peut-être la tension, le courant ou le flux.

La matrice de transformation de Park est définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Et la matrice inverse de Park est définis par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

III.5.1. Equations électriques

Dans ce paragraphe, nous présentons les équations électriques de la MAS dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park III.9 et III.8 aux équations (III.1) et (III.3).

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Pour cette étude, nous choisissons un repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) lié au champ tournant (la fréquence d'alimentation est constante ; $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega$), on aura **[Lab 10]** :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$$\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = p\Omega$$

ω : Pulsation de synchronisme [rad/s] ; $\omega_r = \dot{\theta}_r$: Pulsation rotorique [rad/sec] ;

$\omega_s = \dot{\theta}_s$: Pulsation du champ tournant [rad/sec].

III.5.2. Equations magnétiques

La composante des flux statoriques et rotoriques sont données par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique au stator [H] ;

$L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique au rotor [H] ;

$M = \frac{3}{2} m_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor [H].

III.5.3. Equation mécanique

L'équation mécanique du moteur s'écrit comme suit :

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III.14})$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique [N.m] ; C_r : Couple résistant [N.m] ;

f_r : Coefficient de frottement visqueux ; J : moment d'inertie.

III.6. Equations électriques de MAS

III.6.1. Sans effet de peau

En introduisant les équations de flux dans la formule (III.12), on aboutit au système d'équations électriques suivant [Mou 08].

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_s (L_s i_{qs} + M i_{qr}) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_s (L_s i_{ds} + M i_{dr}) \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

III.6.2. Avec effet de peau

Afin de prédire le comportement transitoire de la machine asynchrone, des modifications ont été apportées à la modélisation dynamique en introduisant les paramètres de variation du rotor, résistance et réactance de fuite des barres. On outre inclure les deux coefficients k_r et k_x déterminés au chapitre précédent dans les équations (III.15). Cette dernière est représentée dans un référentiel dq (transformation de Park), exprimée par le système d'équations (III.16) suivants [Mad 18] :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_s (L_s i_{qs} + M i_{qr}) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_s (L_s i_{ds} + M i_{dr}) \\ v_{dr} = (k_r R_b + R_f) i_{dr} + (k_x L_b + L_f + M) \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r ((k_x L_b + L_f + M) i_{qr} + M i_{qs}) \\ v_{qr} = (k_r R_b + R_f) i_{qr} + (k_x L_b + L_f + M) \frac{di_{qr}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r (k_x L_b + L_f + M) i_{dr} + M i_{ds} \end{cases} \quad (III.16)$$

R_f, L_f : Résistance et inductance rotorique frontales ramenées au stator respectivement ;

R_b, L_b : Résistance et inductance de la barre rotorique respectivement.

L'équation du couple électromagnétique s'exprime comme suit :

$$C_{em} = p (\Phi_{ds} \cdot i_{qs} - \Phi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (III.17)$$

III.7. Résultats de simulation

Afin de voir les évolutions des caractéristiques électromagnétiques des moteurs à induction étudiés, en tenant compte de l'effet de peau, l'évaluation de notre travail a été faite sous MATLAB/Simulink. Dans un premier temps, nous procéderons à une modélisation dans un modèle conventionnelle (c'est-à-dire, sans effet pelliculaire, équations (III.15)) et par la suite en impliquant les coefficients k_r et k_x pour les différents types de MAS étudiés, (équation (III.16)). Les résultats obtenus sont illustrés sur les figures III.1.a-b-c-d, II.2.a-b-c-d, III.3.a-b-c-d, III.4.a-b-c-d.

III.7.1 Moteur à encoche profonde de forme rectangulaire sans effet de peau

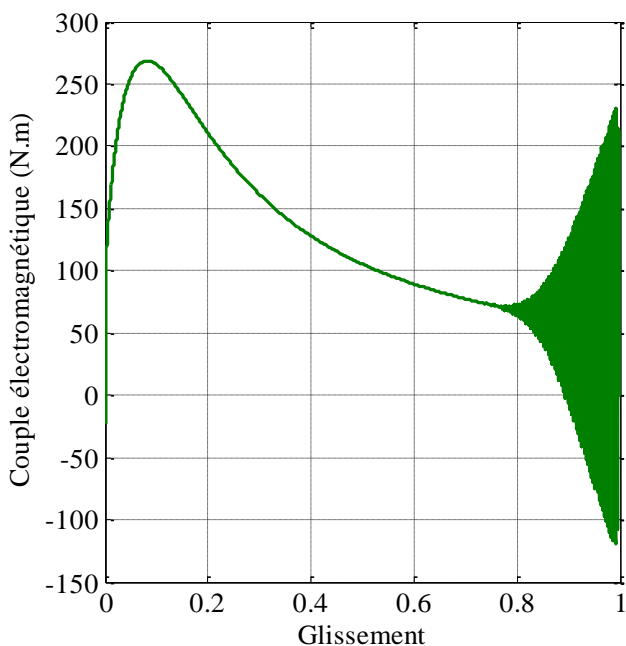


Figure III.3.a. Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement

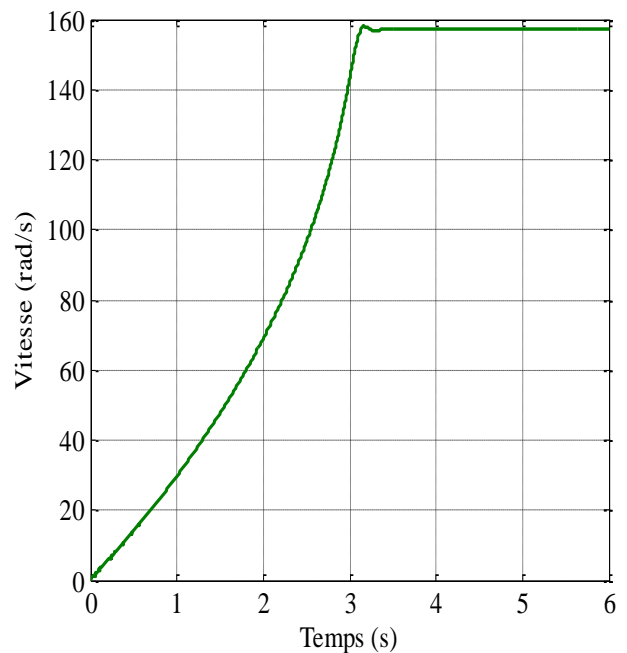


Figure III.3.b. Evolution de la vitesse en fonction du temps

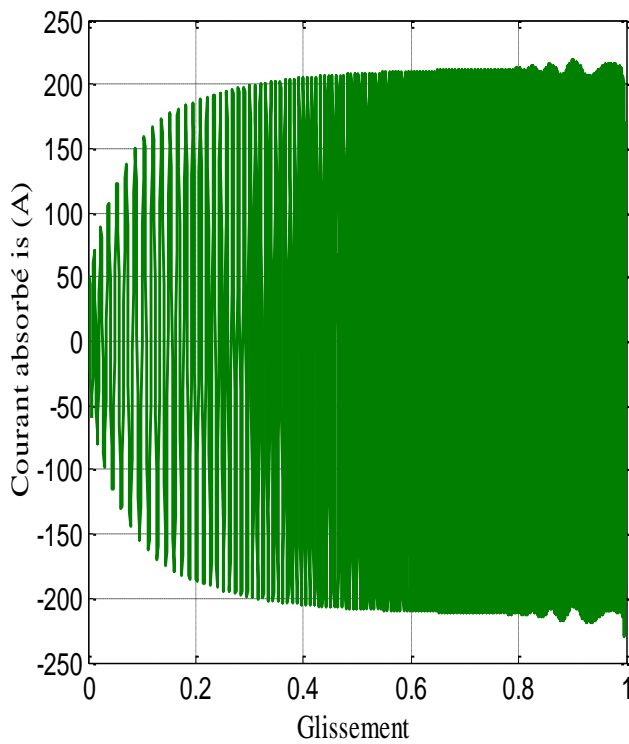


Figure III.3.c. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement

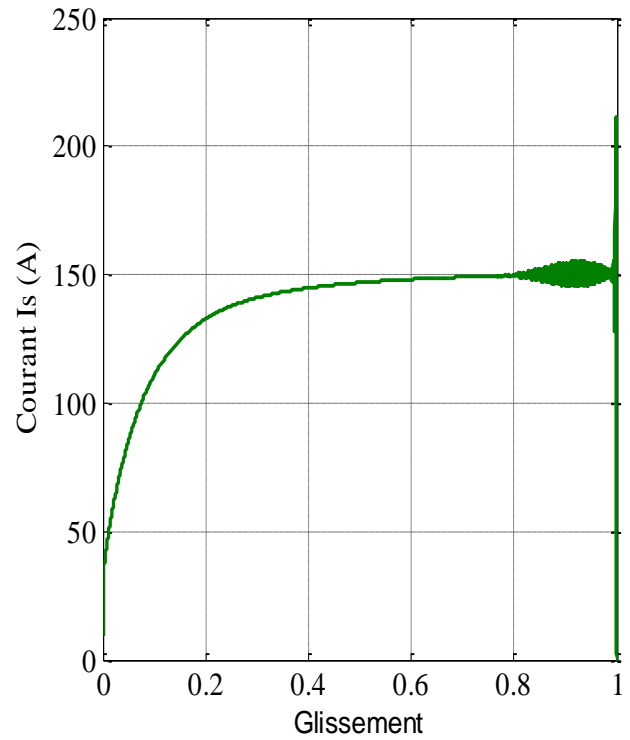


Figure III.3.d. Evolution du courant efficace I_s en fonction du glissement

III.7.2. Moteur à encoche profonde de forme rectangulaire avec effet de peau

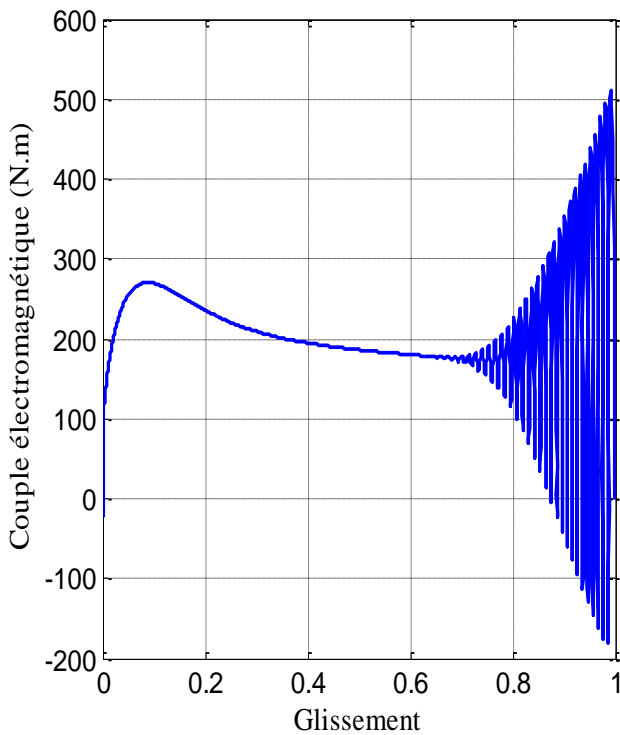


Figure III.4.a. Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement

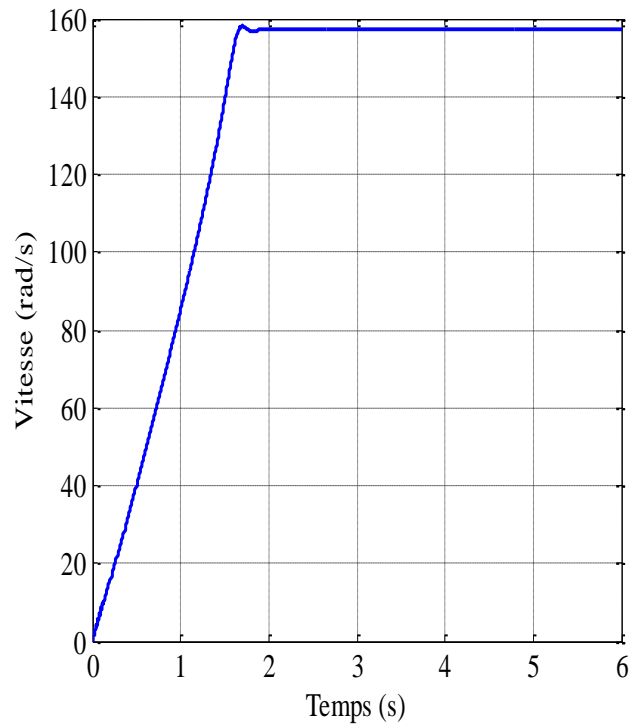


Figure III.4.b. Evolution de la vitesse en fonction du temps

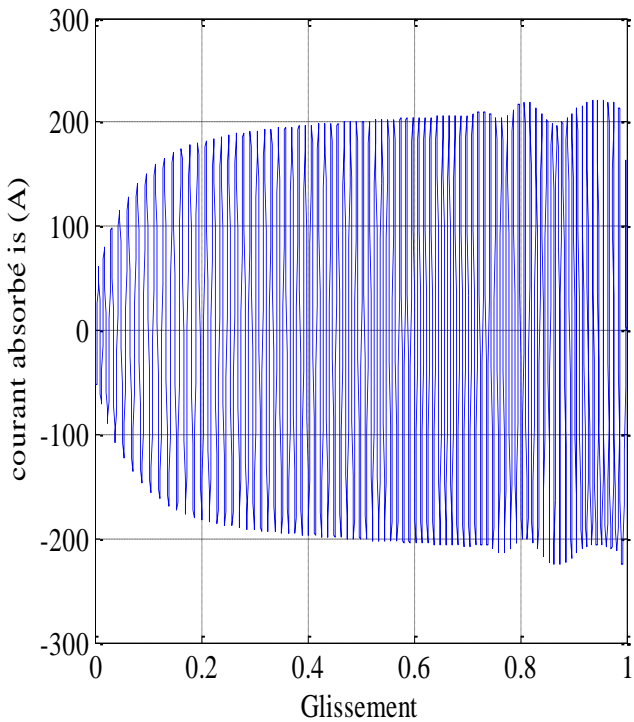


Figure III.4.c. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement

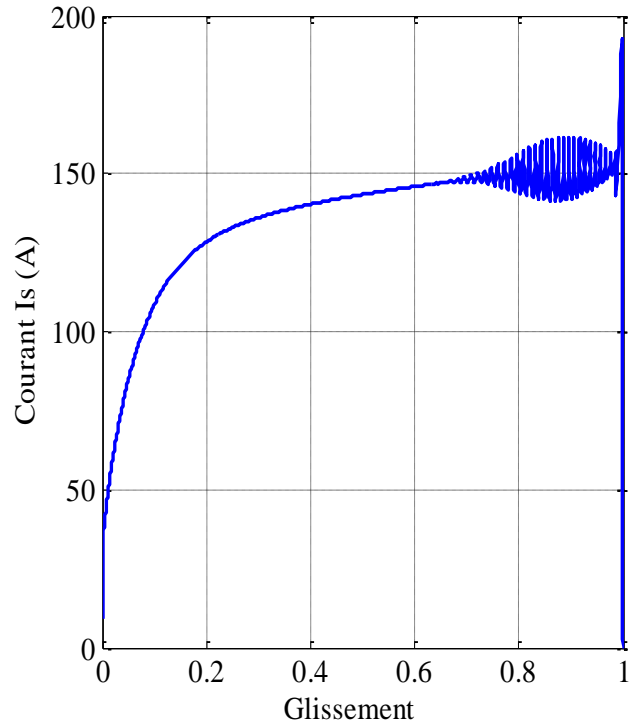


Figure III.4.d. Evolution du courant efficace I_s en fonction du glissement

III.7.3. Moteur à double cage de forme rectangulaire avec effet de peau

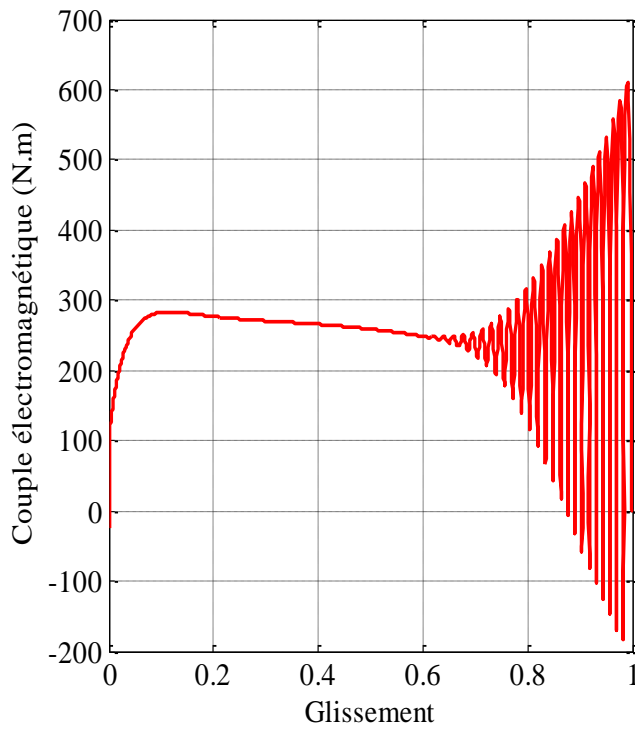


Figure III.5.a. Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement

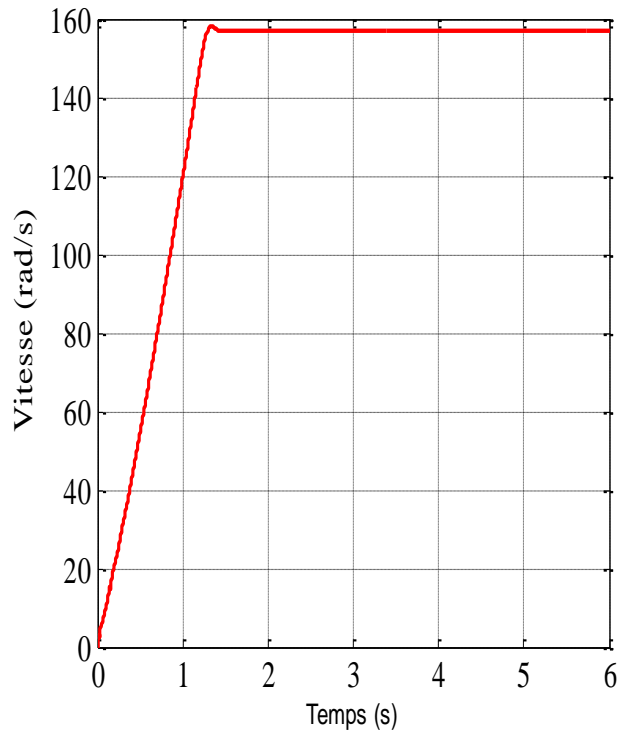


Figure III.5.b. Evolution de la vitesse en fonction du temps

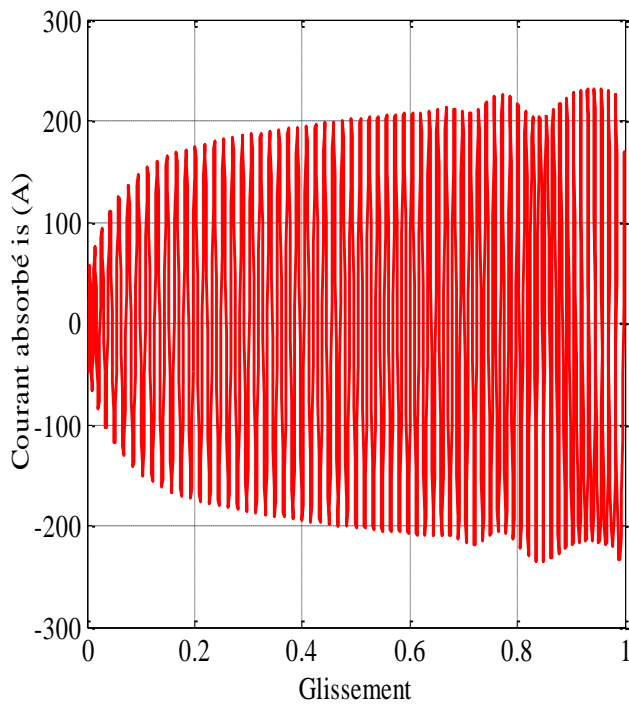


Figure III.5.c. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement

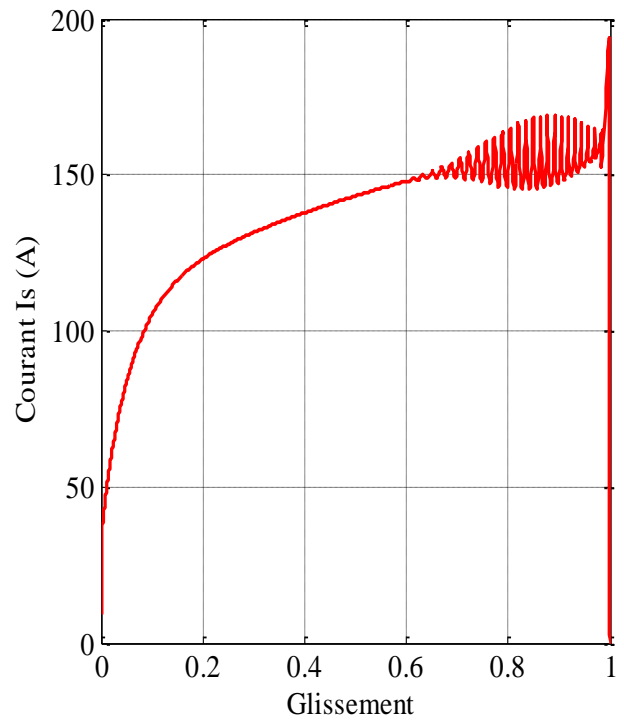


Figure III.5.d. Evolution du courant efficace I_s en fonction du glissement

III.7.4. Moteur à encoche profonde en présence de pièces ferromagnétiques

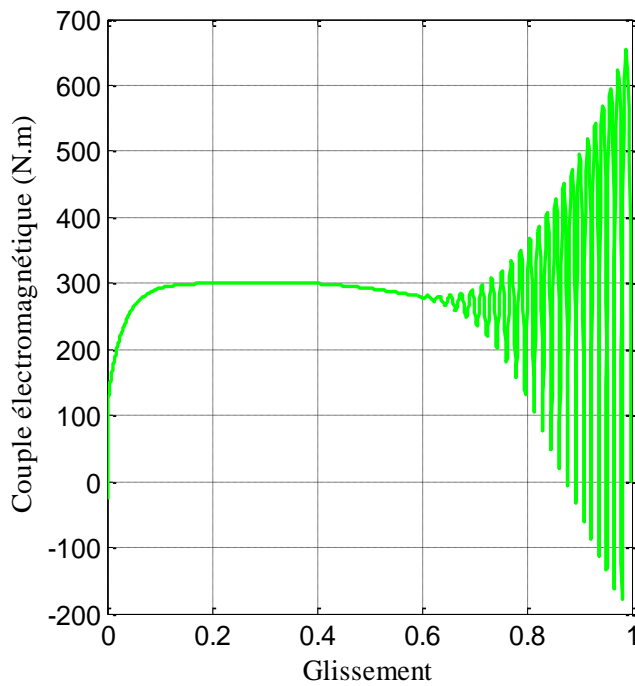


Figure III.6.a. Evolution du couple électromagnétique en fonction du glissement

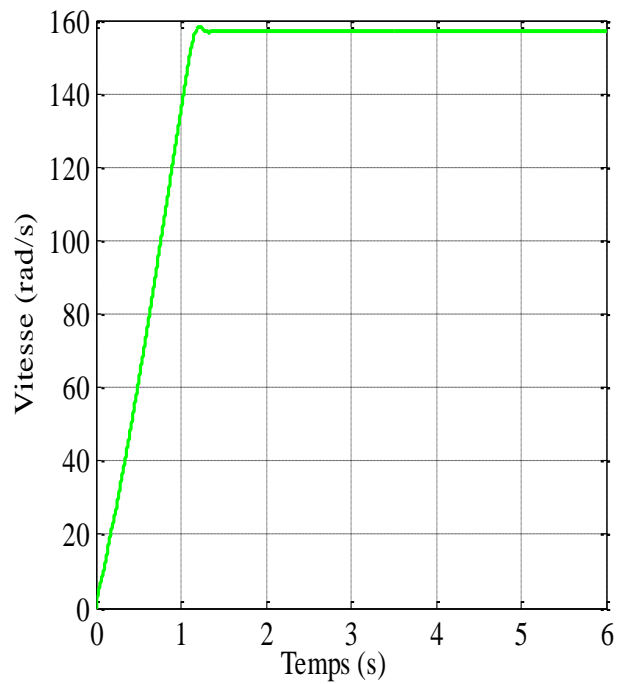


Figure III.6.b. Evolution de la vitesse en fonction du temps

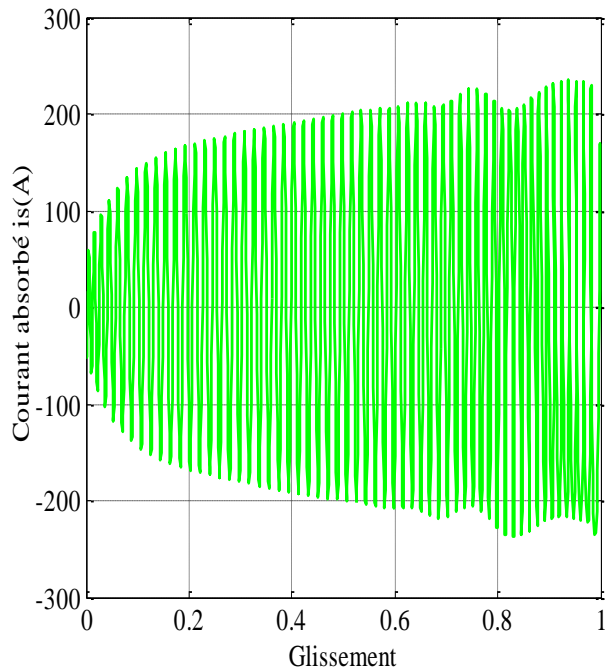


Figure III.6.c. Evolution du courant absorbé en fonction du glissement

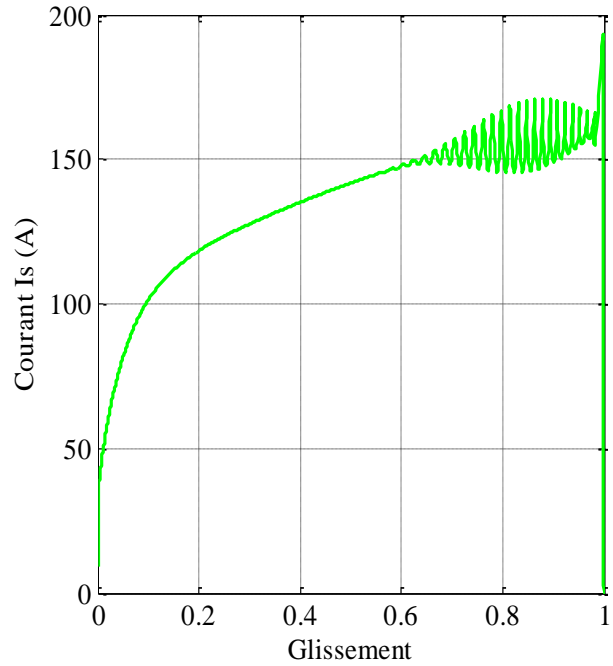


Figure III.6.d. Evolution du courant efficace I_s en fonction du glissement

III.8. Confrontation des résultats

Pour une bonne visualisation et une comparaison des résultats obtenus précédemment, dans le cas des différentes structures d'encoches rotoriques étudiés, nous présentons une confrontation de ces derniers qui sont illustrées sur les figures III.5.a, III.5.b et III.5.c.

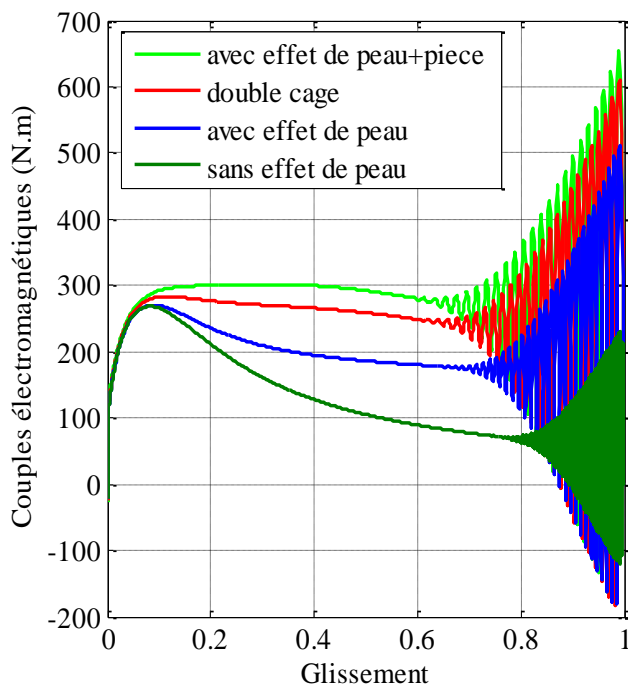


Figure III.7.a. Evolution des couples électromagnétiques en fonction du glissement

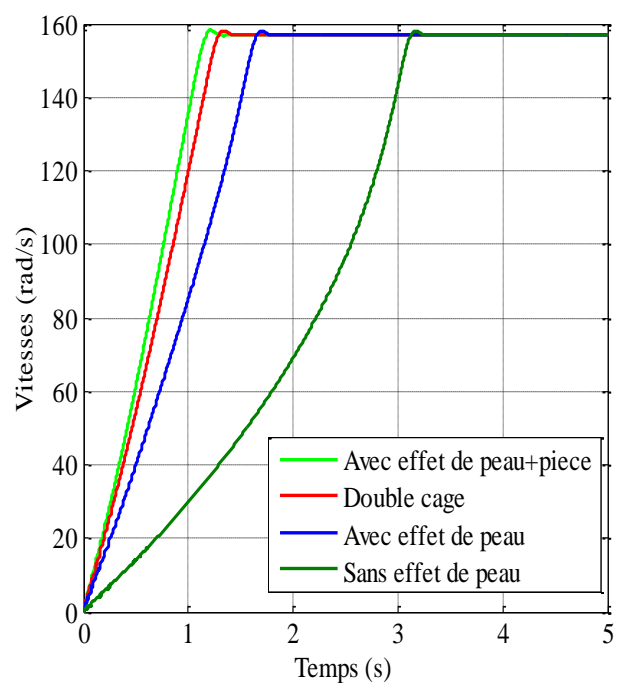


Figure III.7.b. Evolution des vitesses en fonction du temps

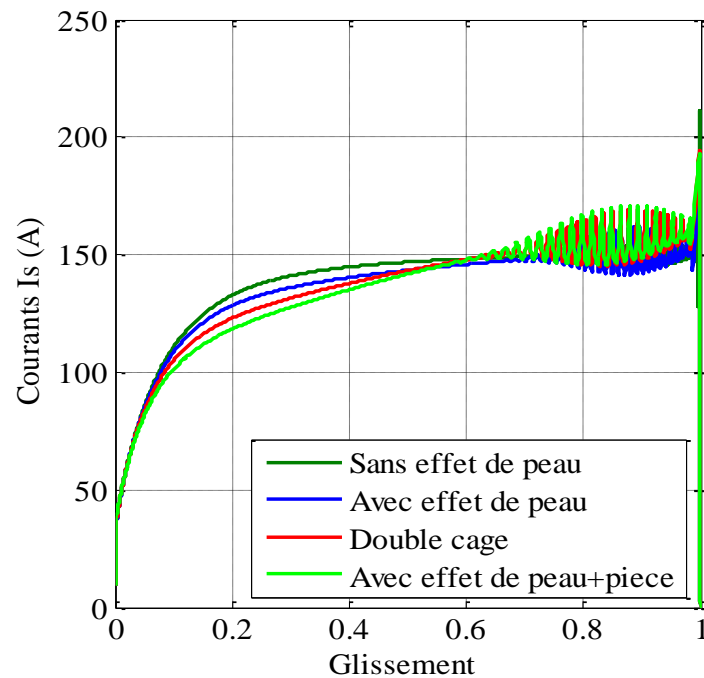


Figure III.7.c. Evolution des courants efficaces I_s en fonction du glissement

III.9. Interprétation des résultats

Selon les figures III.7.a, III.7.b et III.7.c, dans le cas du moteur à encoches profondes sans effet de peau, en couleur vert foncé, on remarque que le couple de démarrage est très faible par rapport au couple nominal ($C_d=55 N.m$) de même, pour le temps de démarrage de ce dernier qui est lent (le moteur met 3 secondes pour démarrer). Tandis que, celui-ci consomme un courant élevé au démarrage, par rapport aux autres moteurs ($I_s=155A$). Dans le cas opposé (c'est-à-dire le MAS avec effet de peau ; en bleu), on constate une nette amélioration, que ce soit pour le temps de démarrage qui est réduit de moitié, (le moteur devient plus rapide pour démarrer, 1.5 seconde). Aussi, le couple développé au démarrage est augmenté d'environ 65 %, soit ($C_d =163 N.m$). Ailleurs, le courant absorbé est légèrement inférieur à celui obtenu dans le cas précédent (sans effet de peau) d'une valeur estimé à 4A.

Dans le cas du moteur à double cage, en couleur rouge, les caractéristiques de cette dernière, présentent un meilleur couple de démarrage par rapport à l'encoche profonde, ($C_d =213 N.m$) il démarre au bout d'une seconde, cette augmentation du couple est due à la forte augmentation de la résistance et à la diminution de l'inductance rotorique au démarrage. Nous constatons aussi une réduction de courant efficace.

Cependant, une meilleure performance de MAS est atteinte en insérant les pièces ferromagnétiques massives au niveau des encoches rotoriques, le couple électromagnétique dans ce

cas, dépassant de loin celui du MAS à doubles cages d'une valeur égale à $28 N.m$ et d'une valeur de $77 N.m$ par rapport à celui de l'encoche profonde avec effet de peau. Quant au temps démarrage, celui-ci a subi une légère amélioration de quelque milliseconde par rapport à celui de double cage, qui présente un temps plus réduit que les autres moteurs étudiés. Enfin, pour le cas du courant absorbé, nous remarquons une nette réduction d'une valeur de $3A$ par rapport à celle d'encoche profonde. En outre, nous pouvons dire que le moteur modifié est de loin le plus préformant, celui-ci dépasse même les performances d'un MAS à doubles cages de même dimension et de même puissance.

III.10. Influence du matériau constituant les encoches rotoriques

Pour voir l'influence du matériau conducteur, sur les caractéristiques de démarrages de la MAS des différents types d'encoches étudiées, nous effectuons une simulation similaire à la précédente, sous MATLAB/Simulink, mais cette fois-ci nous utiliserons le Cuivre (Cu) à la place de l'Aluminium (Al) au niveau des barres rotoriques, en introduisant les nouveaux coefficients k_r et k_x , cela nous permettra de faire une étude comparative ainsi, de bien choisir le bon matériau à utiliser. Les résultats de simulation pour chaque moteur étudié sont illustrés sur les figures III.8.a-b-c, III.9.a-b-c, III.10.a-b-c.

III.10.1. Moteur à encoches profondes de forme rectangulaire avec effet de peau

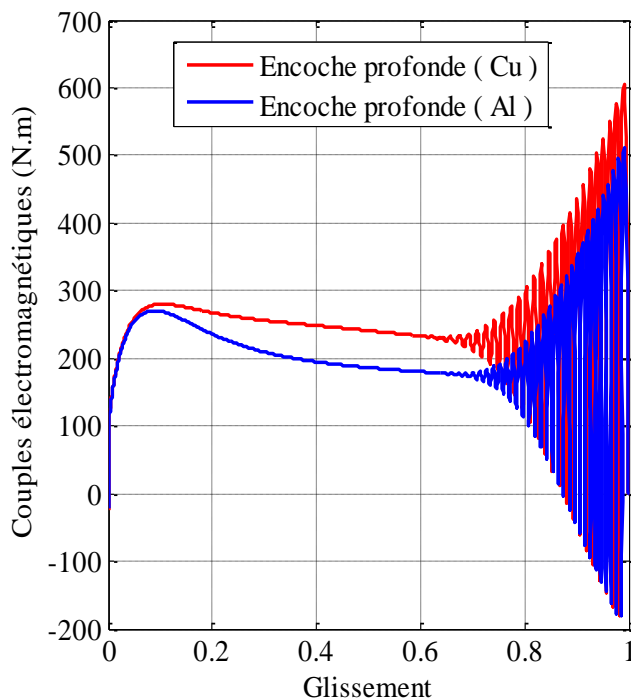


Figure III.8.a. Evolution des couples électromagnétiques en fonction du glissement

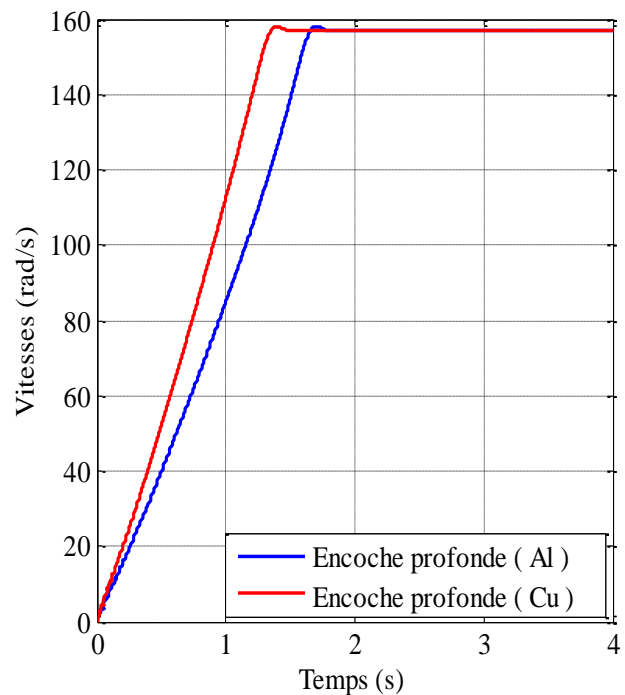


Figure III.8.b. Evolution des vitesses en fonction du temps

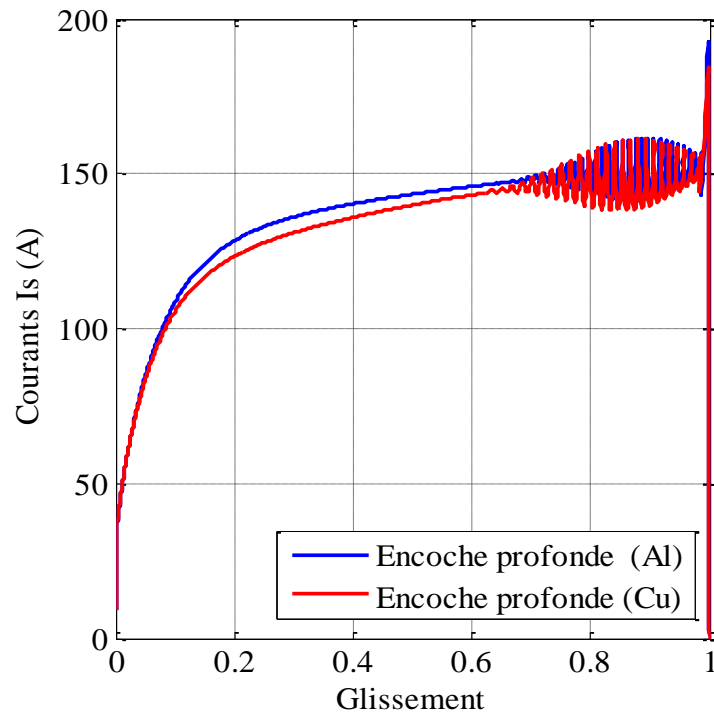


Figure III.8.c. Evolution des courants efficaces I_s en fonction du glissement

III.10.2. Moteur à double cage avec effet de peau

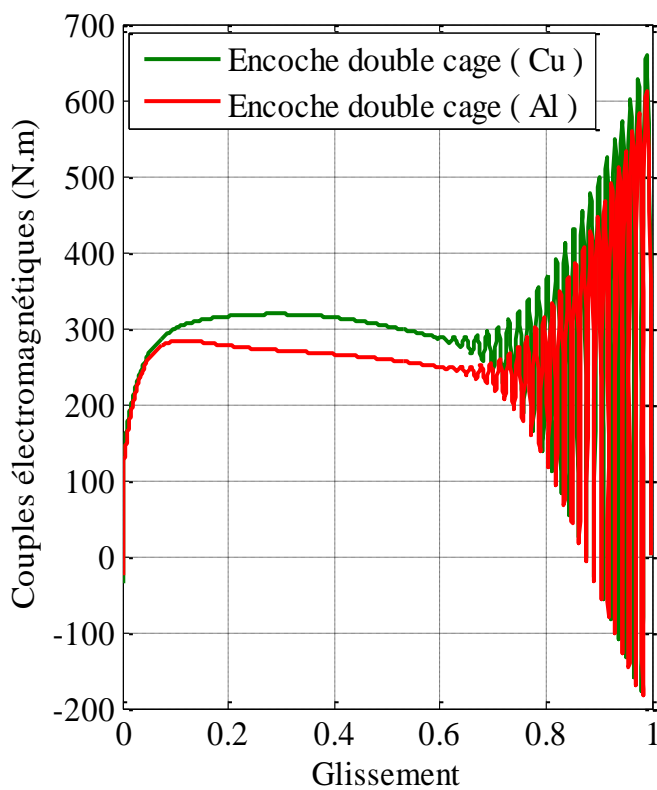


Figure III.9.a. Evolution des couples électromagnétiques en fonction du glissement

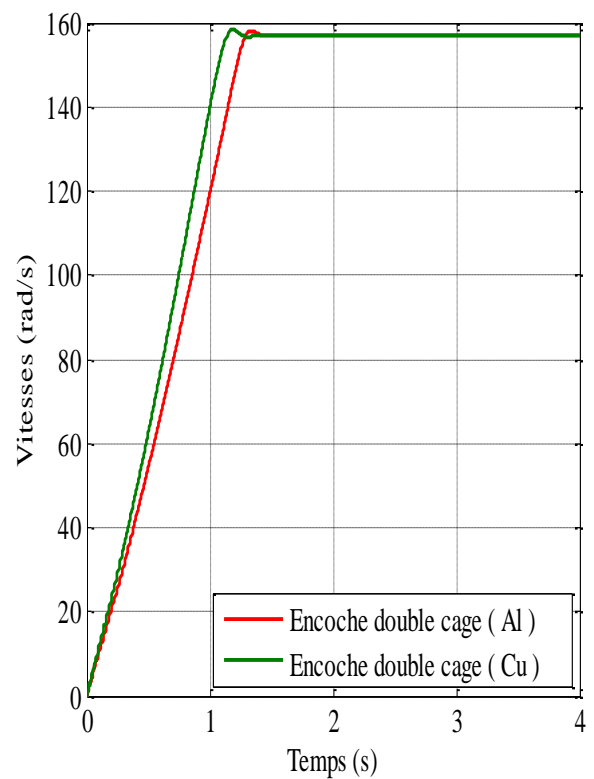


Figure III.9.b. Evolution des vitesses en fonction du temps

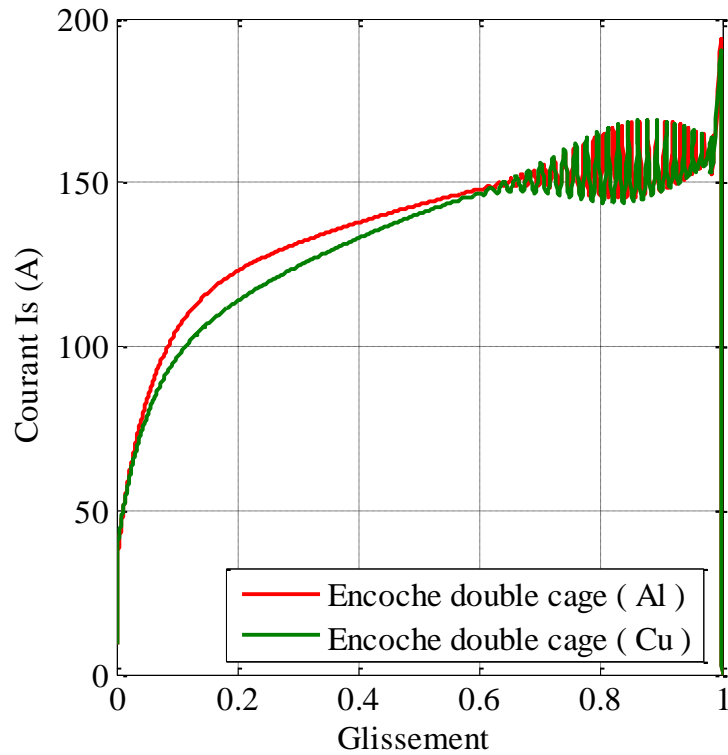


Figure III.9.c. Evolution des courants efficaces

I_s en fonction du glissement

III.10.3. Moteur à encoches profondes de forme rectangulaire avec insertion des pièces ferromagnétiques

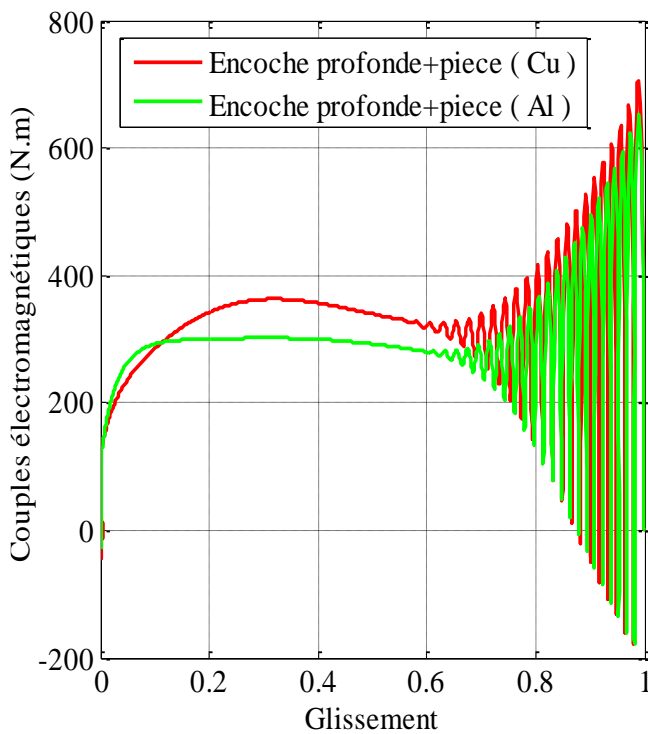


Figure III.10.a. Evolution des couples électromagnétiques en fonction du glissement

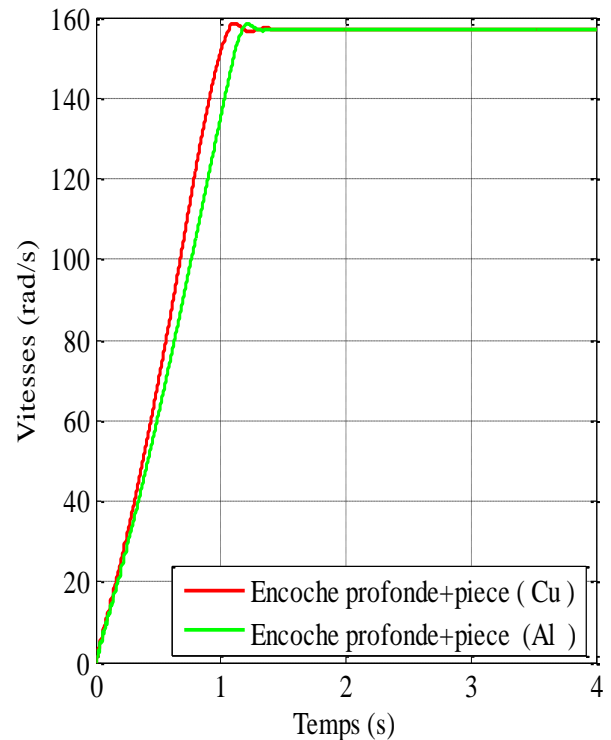


Figure III.10.b. Evolution des vitesses en fonction du temps

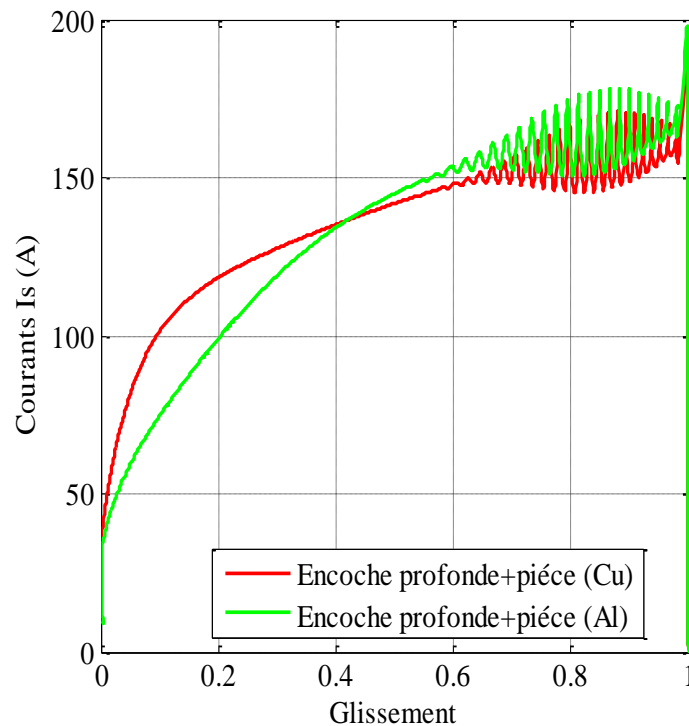


Figure III.10.c. Evolution des courants efficaces

I_s en fonction du glissement

III.11. Interprétation des résultats

Selon les figures III.8.a, III.8.b et III.8.c, pour le cas d'un moteur à encoches profondes nous constatons qu'on atteint les meilleures performances de démarrage lorsqu'on utilise le Cuivre comme matériau des encoches rotoriques. Le couple électromagnétique, dans le cas d'une barre en Cu, présente un meilleur couple de démarrage par rapport à la barre en Al. Le temps de démarrage dans le cas de la barre en Cu est légèrement inférieur à celui de la barre en Al. Aussi, pour le courant absorbé au démarrage, on voit une légère amélioration d'où I_s dans le cas de la barre en Al est supérieur que celui de la barre en Cu. Ces résultats obtenus pour les encoches profondes s'applique totalement pour le reste des différentes encoches rotoriques à savoir doubles cages et encoches profondes avec insertion des pièces ferromagnétiques massives, comme nous pouvons les voir sur les figures III.9.a-b-c, III.10.a-b-c respectivement.

D'après les résultats obtenus sur les figures III.8.a-b-c, III.9.a-b-c, III.10.a-b-c, de confrontation des résultats de simulation pour les différentes encoches rotoriques en Cuivre et en Aluminium, les caractéristiques électromagnétiques (couple, vitesse et courants) des moteurs en Cuivre dépassent celles des moteurs en Aluminium au démarrage. Nous prenons exemple d'un

moteur à encoches profondes en (Cu) présentant de meilleures performances au démarrage par rapport à encoches profondes en (Al), le couple électromagnétique est amélioré de 22% (soit $C_{d_{Cu}} = 210 N.m$ et $C_{d_{Al}} = 162 N.m$) et le temps est réduit d'environ 40 ms de même pour le courant qui est diminué d'une valeur approximative égal à 4A.

Nous constatons qu'on peut aussi obtenir des améliorations des caractéristiques de démarrage des moteurs asynchrones en modifiant les matériaux constituant leurs barres rotoriques.

III.12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectués une étude comparative des caractéristiques électromagnétiques (couple électromagnétique, vitesse et courant absorbé) de série de moteurs de mêmes puissances et de mêmes dimensions (15kW, 2p=4), en utilisant un modèle dynamique de Park de MAS à paramètres variables (en tenant compte de l'effet de peau).

Ainsi, l'augmentation de la résistance soit par l'effet de peau ou la grande résistance de la cage de démarrage des encoches doubles cages ou par l'insertion de pièces ferromagnétiques massives permettent l'amélioration des caractéristiques électromagnétiques des MAS.

Cependant, le moteur modifié en présence des pièces ferromagnétiques massives au rotor offre de meilleures performances, on peut dire que notre objectif d'améliorer les performances de démarrage est atteint.

Les études ont démontré que les MAS sont fiables et presque idéal mais présentent un inconvénient majeur au démarrage. Ils développent un couple relativement faible par rapport au courant appelé, qui implique un temps de démarrage important, par conséquent ils induisent des échauffements néfastes au moteurs [Adn 04].

À travers ce travail, nous étions amenés à améliorer les performances de démarrages des MAS à cages, cela en tenant compte de l'effet de peau présent dans les barres rotoriques. Aussi de concevoir une nouvelle structure d'encoche rotoriques plus performante. Pour cela dans un premier temps, nous avons procédé aux calculs de la variation de l'impédance rotorique en faisant varier la fréquence rotorique, en tenant compte de l'effet pelliculaire qui se manifeste dans les barres rotoriques, celui-ci est interprété comme étant deux coefficients k_r et k_x reflétant l'augmentation de la résistance et la diminution de l'inductance de fuite rotorique respectivement. Pour ce faire, nous avons opté pour une analyse numérique, par la méthode des éléments finis, en exploitant le logiciel FEMM. Ce dernier nous a permis d'effectuer le calcul d'une série de moteurs de même puissance et dimension, (15kW, 2p=4) : à encoches rotoriques profondes de forme rectangulaire, à encoches doubles cages et à encoches profondes avec pièces ferromagnétiques massives. Par la suite, nous avons effectué une modélisation dynamique d'un modèle conventionnel, sans effet de peau, pour un moteur à encoches rotoriques profondes, puis nous avons modélisé le même moteur en prenant en considération l'effet de peau, cela en portant des modifications au système d'équations du modèle de Park. Les résultats obtenus lors de la simulation des deux cas nous ont montrés que, les meilleures performances de démarrage (couple, vitesse et courant) sont atteintes lorsque nous prenons en compte l'effet de peau d'où le couple de démarrage de ce dernier est augmenté de plus de deux fois et le temps de démarrage est réduit de moitié par rapport à celui sans effet de peau.

De ce fait, nous avons déduit que cette variation des paramètres n'est pas négligeable, ce qui fait qu'un modèle à paramètre variable s'impose pour accroître la précision. De plus nous avons amélioré les caractéristiques de démarrage de MAS en remplaçant les barres rotoriques du moteur étudié précédemment, par un rotor à doubles cage, sans toucher aux sections ni aux hauteurs d'encoche. Nous avons aussi modifié ce dernier, en remplaçant l'isthme par une pièce ferromagnétique purement massive et cela nous a permis de conclure qu'il y a un moyen de promouvoir l'amélioration des caractéristiques d'un moteur à doubles cages en le remplaçant par celui d'un MAS à encoche profonde avec pièce, d'où le couple électromagnétique de cette dernière est augmenté d'environ 15 % et le temps de démarrage est réduit de quelque milliseconde par rapport au rotor à doubles cages.

Aussi, nous avons démontré l'influence du matériau constituant les encoches rotoriques, les résultats obtenus montrent que les meilleures performances de démarrage de MAS sont obtenues lorsqu'on utilise le Cuivre (Cu) à la place de l'Aluminium (Al) comme matériau des encoches rotoriques.

Partant de ce constat, nous avons démontré que les résultats obtenus lors de l'insertion des pièces ferromagnétiques sont optimales par rapport aux moteurs à encoches doubles cages et/ou à encoches profondes rectangulaires, ce qui nous permet de prévoir les remplacer par ceux à encoches profondes avec insertion des pièces ferromagnétiques afin d'élargir leur domaine d'application.

En guise de perspectives il est judicieux de faire un calcul thermique qui reste une étape très importante dans la construction des moteurs électriques. Nous espérons l'amélioration de l'étude faite par le logiciel FEMM en exploitant un autre dispositif de calcul à trois dimensions (3D).

- [Ait 16] **AIT AMRANE Adlane** et **ZENATI Noureddine**, Réalisation d'un banc d'essai de la chaîne d'action « variateur de vitesse – moteur asynchrone » commandé par un API et supervisé par un écran tactile, mémoire d'ingénieur d'état en Electrotechnique, Université Djilali Bounâama - Khemis Miliana,2016.
- [All 17] **ALLOUACHE Malik** et **ANNOUN Nassim**, Étude et analyse de fonctionnement de TGBT cogénération CEVITAL, mémoire d'ingénieur d'état en Electrotechnique, Université Abderrahmane Mira - Bejaïa,2017
- [Aou 14] **AOURFI Samir** et **ZROUROU Toufik**, Etude par simulation des moteurs asynchrones de mêmes puissances avec différentes formes d'encoches rotoriques, Université Abderrahmane Mira - Bejaïa,2014.
- [Aou 17] **AOUZELLAG Djamel** ; « cours démarrage des machines asynchrone » ; destiné aux étudiants master 1 machines électriques ; Université - bejaia ; <http://www.univ-bejaia.dz/> ;2017.
- [Ark 17] **ARKOUB Nadir** et **BODE DERE Salé Bourkaou** ; Amélioration des performances du démarrage d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil avec insertion des pièces ferromagnétiques dans les encoches rotoriques, mémoire d'ingénieur d'état en Electrotechnique, Université Abderrahmane Mira-Bejaïa,2017.
- [Aze 18] **AZEGAGH Hassen** ; Stockage inertiel à base de la machine synchrone à aimants permanents; Université Abderrahmane Mira - Bejaïa,2018.
- [Kos 79] **M.KOSTENTO, L.PIOTROVSKI** : Machine électriques. Tome 2. Édition Mir, 1979.
- [Mad 13] **MADDI Zakari** et **FOUGHALI Abdelhafid** ; Etude et conception virtuelle d'un moteur asynchrone à cage de moyenne puissance , mémoire d'ingénieur d'état en Electrotechnique, Université Abderrahmane Mira - Bejaïa,2013.
- [Nab 10] **NABTI Khalil** ; « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone » ; thèse de doctorat ; Université Mentouri - Constantine ; 2010.
- [Leg 13] **LEGRIOUI Said**, Etude et réalisation de la commande DTCdes machines asynchrones par la logiquefloue, mémoire d'ingénieur d'état en Electrotechnique, Université - constantine,2013.

- [Sar 10] **SARAOUI Rachida**, ''Etude d'une machine synchrone avec la méthode des éléments finis'', mémoire de Magister en Electrotechnique option : Machines Electriques, Université Mouloud Mammeri - Tizi-ouzou, 2010.
- [Sof 09] **SOFIEN Hajji**. Modélisation, observation et commande de la machine asynchrone. Automatique. Université de Caen; Université de Sfax - Tunisie, 2009. Français.tel-01058792
- [Ama 14] **AIT AMARA Nassim**, ''Etude comparative des machines synchrones excitées par aimants et courants électriques'', mémoire de master en Electrotechnique, Université Abderrahmane Mira - Bejaïa, 2014.
- [Oua 18] **OUALI Mohamed** et **OUBNAT Zineb**, ''Etude par éléments finis d'une machine à inversion de flux (FRM)'', mémoire d'ingénieur d'état en Electrotechnique, Université Abderrahmane Mira - Bejaïa, 2018.
- [Aba 18] **ABAKHMIOU Hemza** et **BRAZANE Nassim**, ''Transmission magnétique du mouvement cas d'un engrenage magnétique'', mémoire d'ingénieur d'état en Electrotechnique, Université Abderrahmane Mira - Bejaïa, 2018.
- [Bou 18] **BOULAYOUNE Ahcene**, « Conception Assistée par Ordinateur de Machines Lentes à Inversion de Flux », thèse de Doctorat d'état en Electrotechnique, Université Abderrahmane Mira - Bejaïa, 2018.
- [Laa 14] **LAAMAYAD.T**, « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant, apport de la logique floue », thèse de doctorat, d'électrotechnique, faculté de technologie, Université - Batna, 2014.
- [Bag 05] **BAGHLIL**, '' Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone'' Notes de Cours, IUFM de Lorraine-UHP, 2005 Université - Poincaré nancy 1.
- [Lam 08] **LAMAAYAD.T** ''Commande optimale d'une machine asynchrone Apport de la logique floue'', Magister en électrotechnique option commande électrique, Université - Batna, 2008.
- [Jai 64] **G. C. Jainy**, ''The Effect of Voltage Waveshape on the Performance of a 3-Phase Induction Motor'', IEEE Transactions, pp 561-566, June 1964.
- [Mad 17] **MADDI.Z**, **AOUZELLAG.D** ''Dynamic modelling of induction motor squirrel cage for different shapes of rotor deep bars with estimation of the skin effect'', progress in electromagnetics research V(59), 2017.

- [Lab 10] **LABED.N**, ''Etude des performances d'une machine asynchrone alimentée par une source de tension perturbée'', magister en électrotechnique option commande électrique, Université hadji mokhtar - Annaba, 2010.
- [Syl 05] **C.Sylvain**, ''Contribution à la Modélisation d'ordre non entier de la Machine Asynchrone à Cage'', Thèse de Doctorat de l'institut Nationale Polytechnique -Toulouse, 2005.
- [Mou 08] **Moussa Zerbo**, ''Identification Des Paramètres Et Commande Vectorielle Adaptative A Orientation Du Flux Rotorique De La Machine Asynchrone A Cage'', Thèse de Doctorat Université - Québec a Trois-Rivières 2008.
- [Kos 79] **M. KOSTENKO** et **L. PIOTROVSKI**: «*Machines électriques, tome II. Éditions Mir 1979* »
- [Adn 04] **ADNANI.B** et **AMIMEUR.H** ''Etude et conception d'un moteur asynchrone à encoche profondes'', Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Université - Bejaia, 2004.
- [May 05] **P.MAYE** : Moteurs électriques industriels, Dunod 2005.
- [Mou 08] **MOUSSA Zerbo**, « Identification des paramètres et commande vectorielle adaptative à orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à cage » ,thèse de doctorat, Université - Québec, 2008.
- [Mad 19] **MADDI.Z, AOUZELLAG.D** "Contribution improving the performances of electro- mechanical actuators based on squirrel cage induction motor", journal of electrical engineering, V (09)/19, edition 1
- [Bac 92] **S.BACHIR** , « contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique », thèse de doctorat, Université - Poitiers, 1992.
- [Mad IC3E 18] **MADDI.Z, ABDOUNE Kadour ,AOUZELLAG.D** "Skin effect modelling in induction motors rotor deep bars", international conference on electronics and electrical engineering , bouira IC3E, 2018.
- [Ism 06] **ISMAIL Lamghari Djamel**, « Modélisation magnéto-thérmiq ue et optimisation des machines rapides »,thèse de doctorat, Université - Nantes, 2006.
- [Bar 02] **P.BARRET** : Machines électriques. Théorie et mise en oeuvre. Ellipses édition Marketing, S.A 2002.

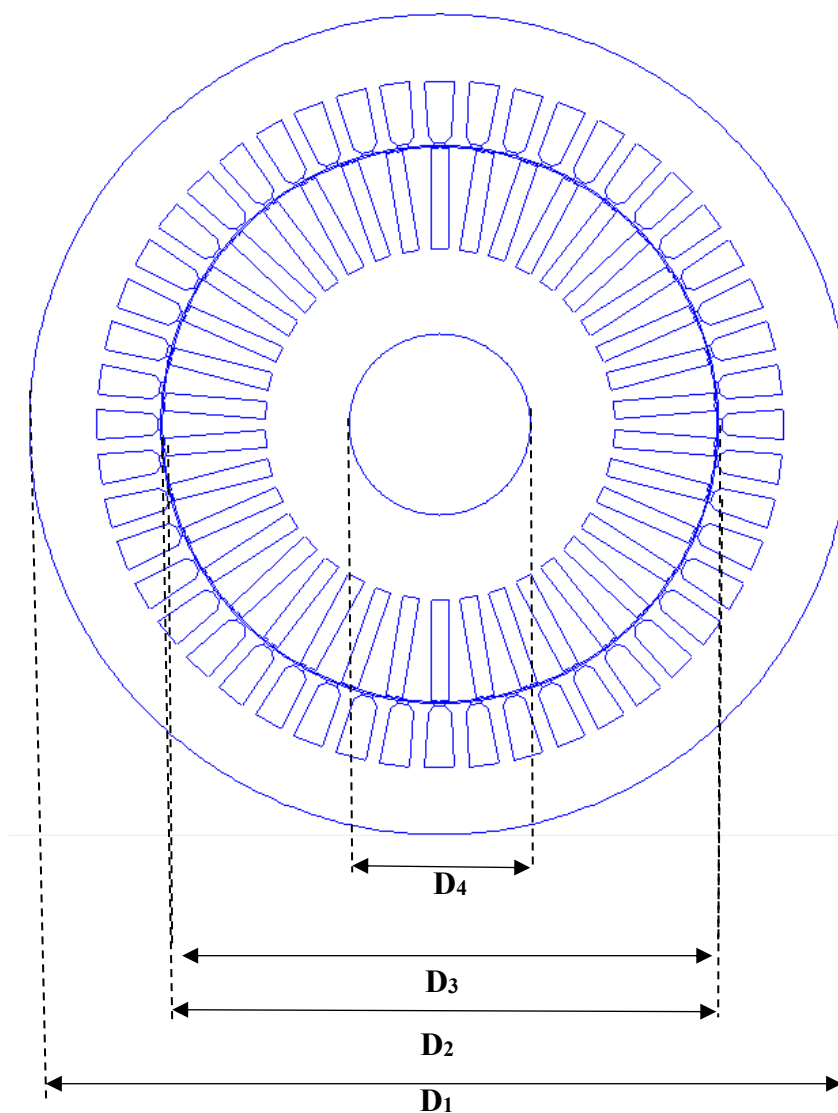
[Mad 18] MADDI.Z , AOUZELLAG.D « Improvement of the starting characteristics of an induction motor squirrel cage by insertion of ferromagnetic piece inside the slots »,Revue roumaine des sciences techniques-serie electrotechnique et energetique, V(63), 2018.

[Sit19]<http://siteelectrotechnique.free.fr/Documents%20GE1/Moteur%20asynchrone/Le%20moteur%20asynchrone%20document%20leve%202008%202009%20jrs%20%20mod.pdf>,

Date de consultation :25/03/2019.

[Nan19]http://www4.ac-nancy-metz.fr/physique/ancien_site/phys_appl/TP/Bts_ET/demarrage_moteurs_asynchrones.pdf.

Date de consultation :03/04/2019.

Cartographie de la MAS à encoche profonde étudiée

Diamètre extérieur du stator : $D_1 = 272$ mm

Diamètre intérieur du stator : $D_2 = 185$ mm

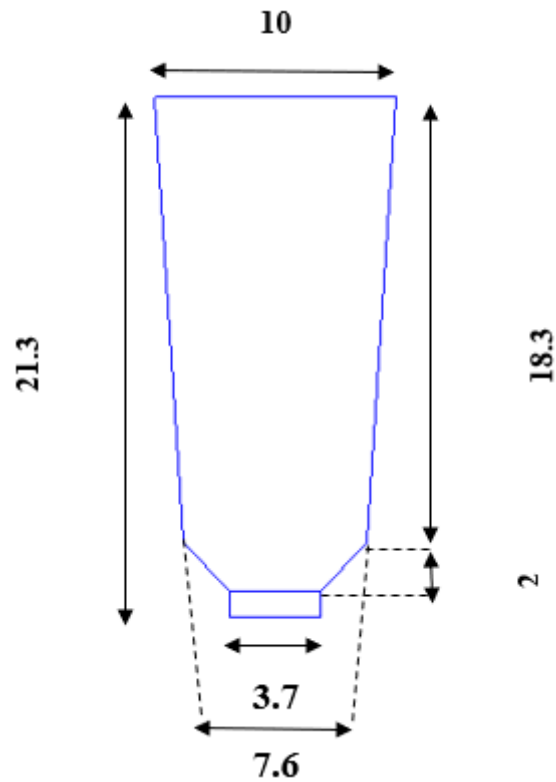
Diamètre extérieur du rotor : $D_3 = 184$ mm

Diamètre intérieur du rotor : $D_4 = 60$ mm

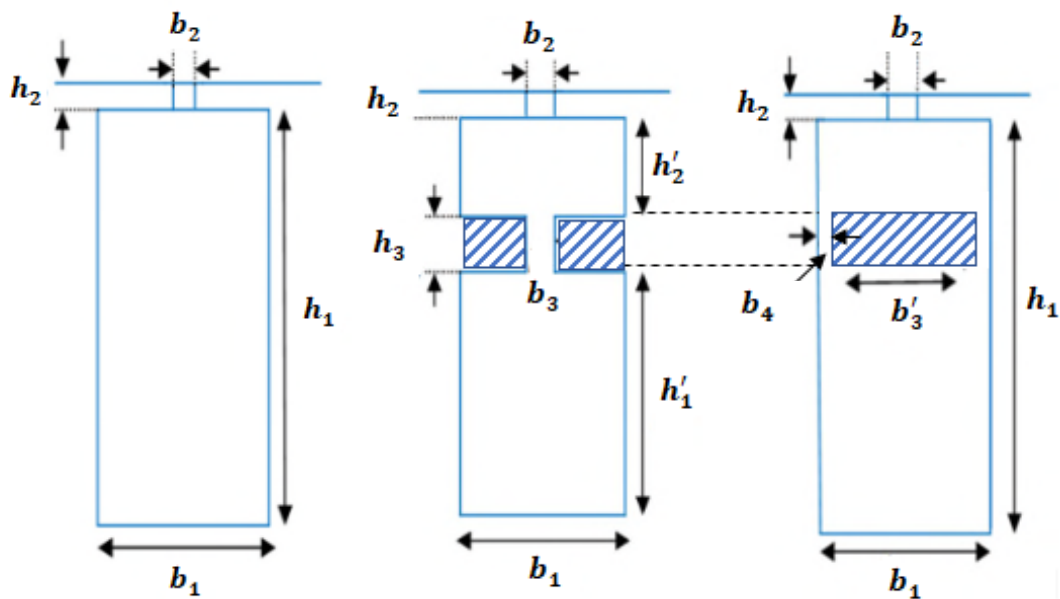
Nombre d'encoches statoriques : $Z_1 = 48$

Nombre d'encoches rotoriques : $Z_2 = 38$

Dimensions de l'encoche statorique : (les dimensions sur la figure sont en millimètres)



Dimensions des différentes encoches rotoriques : (les dimensions sur la figure sont en millimètres)



b_1	b_2	b_3	b'_3	b_4	h_1	h_2	h_3	h'_1	h'_2
5.7	1	1.5	4.2	0.75	33.5	0.5	4	20.5	9

Les paramètres du moteur :

Puissance sur l'arbre : 15kW

Tension : 220/380 V

$f = 50 \text{ Hz}$

Nombre de paires de pôles : $p = 2$

$R_S = 0,302 \ \Omega$

$X_S = 1,754 \ \Omega$

$R_e = 0,298 \ \Omega$

$X_e = 1,443 \ \Omega$

$r_m = 3,622 \ \Omega$

$X_m = 39,21 \ \Omega$

$L_r = 3,23 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

$L_f = 1,67 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

$M = 0,08804 \text{ H}$

Avec :

R_S, X_S : Résistance et réactance statoriques respectivement ;

R_e, X_e : Résistance et réactance d'une barre rotoriques respectivement ;

X_m : Mutuelle stator-rotor ;

r_m : Résistance de magnétisation ;

L_f : Inductance frontale rotoriques ramenées au stator ;

M : Inductance mutuelle (cyclique) du stator-rotor ;

L_r : Inductance d'une barre rotorique ramenées au stator.