

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° :



DOMAINE : SCIENCES ET
TECHNOLOGIES

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par: HADJ HAFSI Moustafa et TALEB Fateh

Intitulé

**Contribution à l'Identification & Modélisation et la
Commande des Machines Asynchrones à
Encoches Profondes**

Soutenu devant le jury composé de:

Université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA Président

Université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA Rapporteur

Université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA Examineur

Année universitaire : 2019 /2020

Résumé

Le travail effectué dans ce mémoire est basé sur l'identification paramétrique de la machine asynchrone à cage d'écureuil à encoches profondes à l'aide de la procédure de calcul de LIWSCHITZ. Cette procédure permet de dimensionner les différentes parties de la machine, comme le stator, le rotor, la partie électrique, et magnétique. Elle est basée sur des formules empiriques et des abaques. L'examen des résultats de la machine classique et leur comparaison avec ceux de la machine à encoches profondes à savoir rendement, couple nominal, couple de démarrage, ...etc. et leurs comparaisons avec celles du catalogue permet de conclure que la machine MEP possède des performances meilleurs soit en régime statique ou bien dynamique, cela est confirmé par l'application d'une technique de commande scalaire.

Mots clés : Machine asynchrone, Encoche, Conception, programmation, Matlab.

Abstract

This work is based on the parametric identification of the deep notch squirrel cage asynchronous machine using the LIWSCHITZ calculation procedure. This procedure allows to dimension the different parts of the machine, such as the stator, the rotor, the electrical part, and magnetic. It is based on empirical formulas and charts. The Examination of the conventional machine results and their comparison with those of the machine has deep notches namely efficiency, nominal torque, starting torque, ... etc. and their comparisons with those of the catalog allow to conclude that the MEP machine has better performances either in static or dynamic regime, this is confirmed by the application of a scalar control technique.

Index Terms: Induction motor, High slot, Identification, Scalar control.

ملخص مشروع مذكرة الماستر

يعتمد العمل في هذه الرسالة على تعريف الوسائط لآلة لا تزامنية قفص السنجاب ذو الشق العميق باستخدام طريقة LIWSCHITZ. يسمح هذا الإجراء بحساب أبعاد الأجزاء المختلفة من الماكينة، مثل الجزء الثابت والدوار والجزء الكهربائي والمغناطيسي حيث يعتمد على الصيغ التجريبية والرسوم البيانية. إن فحص نتائج الآلة التقليدية ومقارنتها بنتائج الآلة ذات الشقوق العميقة وهي المردود، عزم الدوران الاسمي، عزم الدوران الاعظمي، ... إلخ ومقارنتهم مع تلك الموجودة في الكتالوج تسمح باستنتاج أن الآلة المقترحة تتمتع بأداء أفضل سواء في النظام الثابت أو الديناميكي وهذا ما تم توكيده بتطبيق تقنية التحكم القياسي.

فهرس المصطلحات: محركات لا تزامنية، عالي المردود، الوسائط، التحكم.

REMERCIEMENTS

A l'issue de cette fin de travail nous adressons nos remerciements premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donnée durant Toutes ces longues années d'études.

*Nos remerciements s'adressent à notre promoteur Dr **Salim Chakroune**, pour avoir Proposé et dirigé ce modeste travail et pour son continuel suivi tout le long de la réalisation et la correction de ce mémoire.*

*A monsieur **A. Chouchou** pour sa vigilance et son dévouement dans sa direction de notre département afin de nous procurer l'atmosphère et les bonnes conditions D'étude.*

Nous remercions également tous les membres de Jury d'avoir accepté de juger notre travail.

Nous tenons à remercier vivement toute personne, qui nous a aidé de près ou de loin à accomplir ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents, ma femme et mes enfants que j'aime par dessus tout, qui par leur sacrifices, leur amour, leur patience, leur soutien et leurs encouragements m'ont permis de toujours persévérer, de viser haut et surtout de toujours donner le meilleurs de moi même, afin de réussir et c'est le cas Aujourd'hui.

*Je dédie ce travail également, A toute mes Collègue surtout **Smaili Mohammed**, pour leur soutien et leurs encouragements.*

A Tous mes enseignants de l'université de M'sila

A mes amis.

A toute personne me portant de l' estime et à toute personne pour qui je porte de L'estime.

MOUSTAFA

Dédicace

Je dédie ce modeste travail réalisé grâce à l'aide de dieu tous puissant.

♥ *A ma mère, ma raison de réussite, l'exemple Parfait de la femme idéale, le symbole de l'amour, la Tendresse, la sympathie et le sacrifice, qui ma toujours orienté pour acquérir le bonheur dans cette vie.*

♥ *A mon père qui ma donnée toujours le courage, l'espoir et la chance d'atteindre mes butes, qui ma toujours et d'un grand secours par son soutien et son encouragement Pendant les moments difficiles.*

♥ ♥ ♥ *Je vous aime mes parents* ♥ ♥ ♥

A la mémoire de mes grands-parents, et surtout ma femme mes enfants.

A mes chères proches amies (es) qui ont vécu avec moi les meilleurs moments ainsi que les mauvais durent ma vie Et surtout à vous♥Moustafa.

A tous les personnes qui m'ont aidé à l'élaboration de ce mémoire, spécialement chouchou, khoudja et Samir zeghlache.

A tous mes amies et camarades de L'électrotechnique

A tous ceux que j'aime.

Et enfin à ma patrie, à l'Algérie notre douce

FATEH

Sommaire

Introduction Générale	1
------------------------------------	---

La première Partie

GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Introduction	3
I.2 Constitution de la machine asynchrone	3
I.2.1 Stator	4
I.2.2 Le rotor	4
I.2.3 Les organes mécaniques	5
I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	6
I.4 Vitesse synchrone	7
I.5 Champ tournant	7
I.6 La vitesse de glissement	7
I.7 Le glissement	7
I.8 La fréquence rotorique	8
I.9 Les différents régimes de fonctionnement de la machine asynchrone	8
I.10 Le démarrage	9
I.10.1 Démarrage étoile triangle	9
I.10.2 Démarrage autotransformateur	10
I.10.3 Insertion des résistances statorique	10
I.10.4 Démarrage par gradateur de tension	10
I.10.5 Utilisation d'un onduleur de tension	10
I.11 Bilan de puissance	10

I.11.1 La puissance électrique absorbée	11
I.11.2 Les pertes par effet joule dans le stator	11
I.11.3 Les pertes fer au stator	12
I.11.4 Le couple électromagnétique	12
I.11.5 Puissance transmise au rotor	12
I.11.6 Pertes par effet joule dans le rotor	12
I.11.7 Les pertes fer au rotor	13
I.11.8 Puissance mécanique	13
I.11.9 Pertes mécaniques P_{mec}	13
I.11.10 Le couple utile C_u	13
I.11.11 puissance utile	14
I.12 Le rendement	14
I.13 Conclusion	14

LES DIFFERENTES METHODES D'IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 Introduction	27
II.2 Les méthodes d'identification de la machine asynchrone	16
II.2.1 Méthode des essais classiques	-
II.2.2 Méthode itérative	-
II.2.3 Méthodes des Moindres carrés	16
II.2.3.1 Algorithme du gradient	17
II.2.3.2 Algorithme de Gauss _Newton	-
II.2.3.3 Algorithme Levenberg_Marquard	-
II.2.4 Essai en court-circuit à deux fréquences différentes	-
II.2.8 Méthode de la plaque signalétique	17
II.2.9 Essais fréquentiels en vue de l'identification de la MAS	18
II.2.10 Essais à tension constante et à fréquence variable	18
II.2.11 Essais par la méthode SSFR ($V/f = cst$)	19
II.2.12 Essai à échelon de tension	19
II.2.13 Méthode de BROIDA	19
II.2.14 Détermination de moment d'inertie en étudiant les	19

oscillations d'un pendule inséré à l'arbre de la machine à	
II.2.14.1 Cas du pendule réel	20
II.2.14.2 Moment d'inertie total du pendule	-
II.2.15 Essai de ralentissement	-
II.2.16 Méthode géométrique	21
II.3 Conclusion	-

LA MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.1 Introduction	25
III.2 Définition des enroulements de la machine asynchrone	-
III.3 Hypothèses simplificatrices	-
III.4 Convention de signe	26
III.5 Définition des angles	-
III.6 Equations de la machine asynchrone triphasée	27
III.6.1 Equations électriques du moteur	27
III.6.2 Equation des flux	-
III.6.3 Equation mécanique	28
III.7 Mise en équation de la machine asynchrone dans le système d'axes (d,q)	29
III.8 Modèle du moteur asynchrone exprimé dans le repère (dq)	30
III.8.1 Equations électriques	-
III.8.2 Equations des flux	
III.8.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère dq..	32
III.8.4 Expression du couple électromagnétique dans le plan dq	-
III.9 Choix du référentiel de travail	33
III.9.1 Référentiel lié au stator	-
III.9.2 Référentiel lié au rotor	-
III.9.3 Référentiel lié au champ tournant	34
III.10 Conclusion	35

La Deuxième Partie

INTRODUCTION A LA MACHINE A ENCOCHES PROFONDES

I.1 Introduction	38
I.2 Moteur à l'encoche profonde	38
I.2.1 Constitution	39
I.2.1.1 Le stator	-
I.2.1.2 Le rotor à cage	-
a) Rotor à double cage	39
b) Rotor à cage résistante	40
c) Rotor à simple cage	-
d) Rotors À double encoches	41
e) Rotor à encoches profondes	41
I.3 Les avantages des moteurs à encoches profondes	42
I.4 Les inconvénients	42

SIMULATION DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

CLASSIQUE ET A ENCOCHE PROFONDE

II.1 Résultats statique de simulation du modèle de la (MAS) en fonction de glissement	44
II.1.1 Analyse des résultats	45
II.2 Simulation dynamique du modèle de la (MAS) classique et a encoche profonde	45
II.3 Résultats de simulation du modèle de la (MAS) classique et à encoche profonde	46
II.3.1 Analyse des résultats	47

SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA COMMANDE SCALAIRE

III.1 Principe de Commande Scalaire avec V/F Constant	49
III.2 La loi V/f constante	50
III.3 Schéma bloc de simulation de la commande scalaire	51
III.4 Résultats de simulation	52
III.5 Interprétation des résultats	54
III.6 Conclusion	54
Conclusion Générale	57

Références Bibliographique

Introduction

Générale

De nos jours, l'énergie consommée en milieu industriel, est en grande partie d'origine électrique. Cette énergie est essentiellement transformée en énergie mécanique par l'intermédiaire des moteurs électriques [1].

Depuis l'invention de la machine asynchrone en 1889, elle ne cesse de progresser [2], elle occupe une part importante dans l'industrie de la transformation d'énergie (près de 80 %), ceci est dû à sa robustesse, sa grande fiabilité, la quasi-absence de l'entretien, sa facilité de mise en œuvre, la simplicité de sa construction et son coût réduit.

Cette machine est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques, et dans divers domaines industriels, notamment pour des applications à vitesse variable, et même dans des applications de grande précision comme le domaine de l'aéronautique, la robotique et dans certains mécanismes industriels à haute précision [2, 3]. Elle permet d'entraîner efficacement des tapis et des bandes en aluminium et en papier. Elle peut aussi être intégrée dans des systèmes comme les machines-outils et notamment les éoliennes.

La machine asynchrone, couramment employée en moteur, constitue actuellement le convertisseur électromécanique le plus utilisé grâce à ses nombreux avantages. Le développement considérable de l'électronique de puissance supporté par la microinformatique, permettant ainsi une alimentation à fréquence variable, confère à la machine asynchrone un intérêt particulier dans les entraînements à vitesse variable. Le champ de ses applications prend une extension appréciable dans la plupart des secteurs de l'industrie et du transport [4]. Toutefois la machine asynchrone, contrairement à la machine à courant continu et à la machine.

Dans le deuxième parti nous exposons un rappel de la modélisation de la machine asynchrone triphasée par la synchrone où les grandeurs sont découplées, reste fortement couplée. Pour réaliser des entraînements fiables, une connaissance parfaite de ses paramètres est indispensable.

C'est dans cette thématique que s'inscrit le travail de notre projet de fin d'étude intitulé « Contribution à l'Identification & Modélisation et la Commande des Machines asynchrone à Encoches Profondes ».

Pour bien présenter notre travail nous l'avons organisé comme suit :

- La première partie est un aperçu général sur :
 - La constitution et le fonctionnement de la machine asynchrone;
 - Un rappel de la modélisation de la machine asynchrone triphasée par la méthode des deux axes de Park qui permet de transformer la machine

asynchrone triphasée en une machine asynchrone biphasé équivalente. Cela permet d'établir un modèle mathématique complet de Park mis sous forme d'équation d'état;

- Ensuite, les différentes méthodes d'identification des paramètres de la machine asynchrone et leur impact sur la machine sont également présentées.

➤ La deuxième partie a comme objectifs:

- La machine a encoches profondes.
- La simulation en régime statique et dynamique du modèle de la (MAS) classique et à encoches profondes;
- L'application de la commande scalaire à la machine asynchrone classique et à encoche profonde.

On terminera par une conclusion générale qui synthétisera les résultats de cette étude et les perspectives pour la continuité de ce thème.

I-Généralités sur la **Machine Asynchrone**

I.1 Introduction

La machine asynchrone ou bien le moteur à induction est une machine électrique tournante à courant alternatif dont sa vitesse de rotation est inférieure à celle du champ magnétique du stator d'où vient le nom « Asynchrone ». Cette machine est réversible ça veut dire qu'elle peut fonctionner comme moteur en transformant l'énergie électrique en énergie mécanique comme elle peut fonctionner comme génératrice en transformant l'énergie mécanique en énergie électrique. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Cette machine est reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante [1, 3].

I.2 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée, peut se décomposer du point de vue de sa construction en trois parties distinctes :

- _ **Le stator**, (partie fixe) où est fixée l'alimentation, est constitué de disques en tôles magnétiques empilés portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- _ **Le rotor** (partie tournante), permet de mettre en rotation la charge mécanique, il est constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement qui peut être bobiné semblable à celui du stator ou injecté de type cage.
- _ Les organes mécaniques, permettent la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles [3].

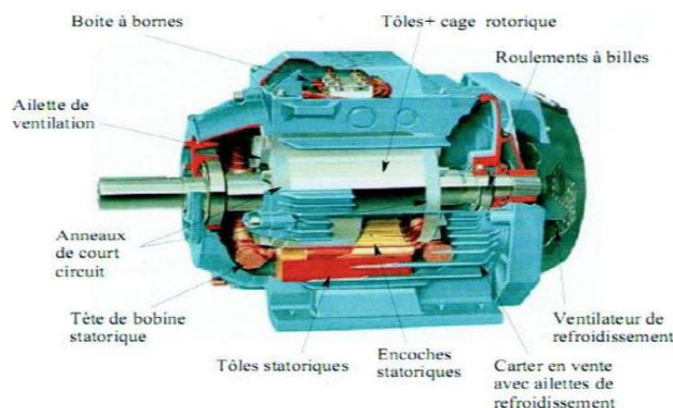


Figure (I.1) : Eléments de constitution d'une machine asynchrone, [2].

I.2.1 Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est un empilement de tôles fines d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. Les tôles

sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Le bobinage statorique peut être décomposé en deux parties: Les conducteurs d'encoches et les têtes débobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer un champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes des bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [1, 4].

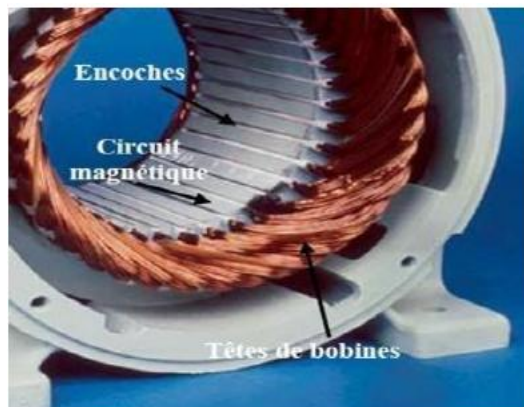


Figure (I.2): Stator de la machine asynchrone, [2].

I.2.2 Le rotor

Le rotor se décompose aussi d'un circuit magnétique constitué de tôles d'acier qui sont en général de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Le rotor de la machine asynchrone peut être de deux types : bobiné ou à cage d'écureuil.

I.2.2.1 Le rotor bobiné

Est construit de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans leurs encoches rotoriques).

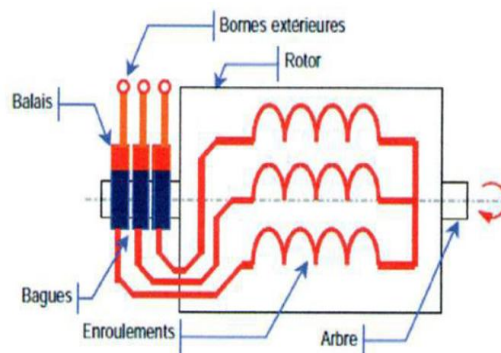


Figure (I.3) : Rotor bobiné, [2].

Les phases rotoriques sont alors accessibles grâce à un système de bagues- balais positionné sur l'arbre de la machine.

I.2.2.2 Le rotor à cage

Est constitué de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits, ces barres sont reliées entre elles à chacune des extrémités du rotor par un anneau de court-circuit. Très souvent les barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et aussi diminuer fortement le bruit lors de l'accélération de la machine. Il n'ya généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre.

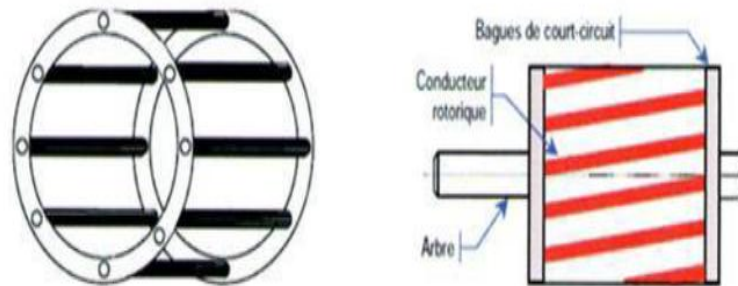


Figure (I.4) : Rotor à cage d'écureuil, [2].

Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible. Le rotor à cage d'écureuil peut aussi être considéré comme un enroulement polyphasé fermé.

I.2.3 Les organes mécaniques

L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur le quel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulement pour les machines de petite et moyenne puissance.

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est basé entièrement sur les lois de l'induction, la machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire en court-circuit.

Ce fonctionnement est reposé sur le principe de l'interaction électromagnétique du Champ tournant, créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. Lorsque le rotor tourne à une vitesse N_r différente du synchronisme, l'application de la loi de Faraday à un des roulements rotoriques montre que celui-ci devient le siège d'une force électromotrice qui étant court-circuitée sur les enroulements va donner naissance à un courant dont l'intensité est limitée par l'impédance de ce dernier. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces de Laplace s'exerçant sur le rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. Lorsque le champ est sinusoïdal, sa vitesse de rotation est [3, 5] : $N_s = f/p$ Où :

f : Est la fréquence d'alimentation;

p : Représente le nombre de paires de pôles.

L'interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (N_s) diffère de celle du rotor (N_r), c'est à dire lorsque $N_s \neq N_r$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $N_s = N_r$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique [3].

1.4 Vitesse synchrone

La vitesse synchrone est la vitesse constante à laquelle le flux tourne dans un moteur asynchrone, cette vitesse est directement proportionnelle à la fréquence de la source triphasée qui alimente le moteur, et inversement proportionnelle au nombre de pôles cela est vérifié par cette équation [6] :

$$N_s = \frac{f}{p} \text{ en tr/s ou } N_s = \frac{60f}{p} \text{ en tr/min} \quad (\text{I.1})$$

I.5 Le glissement

Le glissement est l'une des grandeurs qui caractérisent le moteur asynchrone des autres moteurs, c'est l'écart entre la vitesse du champ tournant statorique et la vitesse de la

rotation de la machine exprimée relativement à la vitesse synchrone, il est évalué comme suit [3, 4] :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (I.3)$$

_ Si le rotor tournait à la vitesse synchrone Ω_s , donc aussi vite que le flux tournant de stator, le flux à travers chacune des bobines rotoriques serait constant. Donc il y aura plus de f.e.m induite au rotor, donc plus de courant, plus de couple et plus de rotation [6].

I.6 La fréquence rotorique

Si le rotor tourne à la vitesse Ω_r , il est balayé par le flux entraîné à la vitesse $\Omega_s - \Omega_r$ donc les forces électromagnétiques et les courants induits ont pour pulsation [7] :

$$\omega_r = g \cdot \omega_s \quad (I.4)$$

Et la fréquence rotorique

$$f_r = g \cdot f_s \quad (I.5)$$

I.7 Les différents régimes de fonctionnement de la machine asynchrone

La machine asynchrone peut fonctionner en trois régimes à savoir la valeur de glissement g [7]:

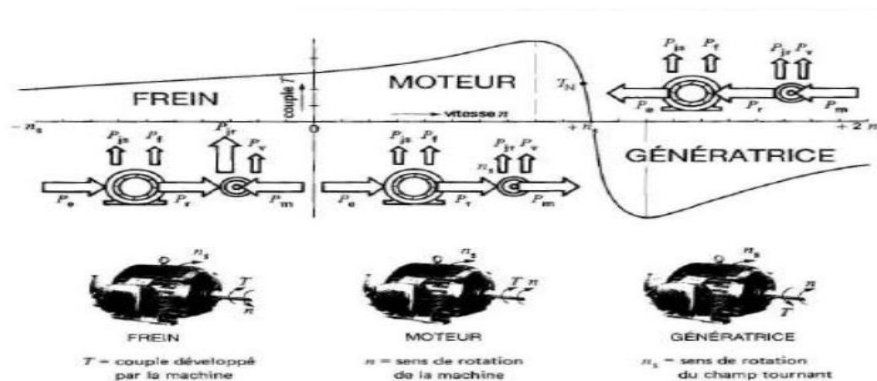


Figure (I.5): Couple en fonction de la vitesse de MAS, [3].

- $0 \leq g \leq 1$: ($0 \leq N_r \leq N_s$)

La machine fonctionne en moteur.

- $-\infty < g < 0$: ($N_r > N_s$)

La machine fonctionne en génératrice.

- $g > 1$: ($N_r < 0$)

La machine fonctionne en frein.

I.8 Le démarrage

Le démarrage des moteurs asynchrone est régi par deux grandeurs principales qui sont le couple et le courant de démarrage [5, 8]. Au démarrage le moment du couple moteur est les conditions habituelles d'utilisation, doit être supérieur au couple résistant pendant toute la durée de démarrage. L'accélération est donc brutale et le courant appelé peut être de 6 à 10 fois le courant nominal ce qui peut perturber le réseau, et l'échauffement imposé sur le moteur risque de l'endommager donc il faut s'assurer que le temps de démarrage ne soit pas long. Pour résoudre ce problème plusieurs procédures de démarrage sont utilisées afin de limiter l'appel du courant à des valeurs tolérables

I.8.1 Démarrage étoile triangle

Le démarrage étoile triangle permet de diminuer le couple et le courant de démarrage à 3 fois plus faible qu'au démarrage direct en connectant d'abord le moteur en étoile jusqu'à avoir une vitesse stable puis nous passons au couplage triangle

I.8.2 Démarrage par autotransformateur

Dans ce mode de démarrage, le stator de la machine asynchrone est alimenté via un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension réduite, la tension est progressivement augmentée, ce qui nous donne la possibilité de contrôler le courant et le couple de démarrage, ce mode de démarrage est généralement réservé à des moteurs de grande puissance ($P_u > 150$ kW), car il conduit à des équipements relativement coûteux en raison du prix élevé de l'autotransformateur.

I.8.3 Insertion des résistances statoriques

Dans ce mode de démarrage on insère des résistances en série avec les enroulements statorique ce qui a pour effet de limiter la tension à leurs bornes, et donc de limiter le courant de démarrage. Ce type de démarrage a pour conséquence la diminution de couple de démarrage. Il ne peut être utilisé que pour les couples résistant faibles [1, 3].

I.8.4 Démarrage par gradateur de tension

Il offre les mêmes performances que la solution précédente pour un cout et un encombrement moindre. Le couple résistant de la charge entraînée doit permettre un démarrage: Il sera donc nécessairement quadratique ($C_r = K \cdot \Omega^2$, ventilation pompage). Des fonctionnalités supplémentaires peuvent lui être adjointe (démarrage a courant constant, dégomme de pompe, rampes d'accélération et décélération).

I.8.5 Utilisation d'un onduleur de tension

Il est plus souvent utilisé pour faire de la variation de vitesse, l'onduleur de tension peut permettre de faire un démarrage souple avec limitation du courant dans les situations où aucune baisse du couple n'est possible

I.9 Bilan de puissance

Les tensions et les courants d'un moteur asynchrone permettent de comprendre son fonctionnement détaillé. Cependant, on comprend mieux la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique en suivant le bilan de la puissance active qu'il absorbe. Ainsi, lorsqu'on alimente un moteur asynchrone, une partie P_{js} , de la puissance active P_a qu'il reçoit est dissipée par effet Joule dans les enroulements du stator, et une autre partie P_{fs} est perdue dans le fer. Le reste de la puissance, P_{tr} est transmise au rotor, par induction, à travers l'entrefer [1, 3].

Une troisième tranche P_{jr} se dissipe par effet Joule dans les enroulements du rotor, et une petite puissance sera dissipée dans le fer rotorique qui est généralement négligeable, et le reste P_m est enfin disponible sous forme de puissance mécanique. Si l'on en soustrait les pertes par ventilation et friction P_{mec} (pertes mécanique) on obtient la puissance utile P_u fournie à la charge sous forme d'une puissance mécanique.

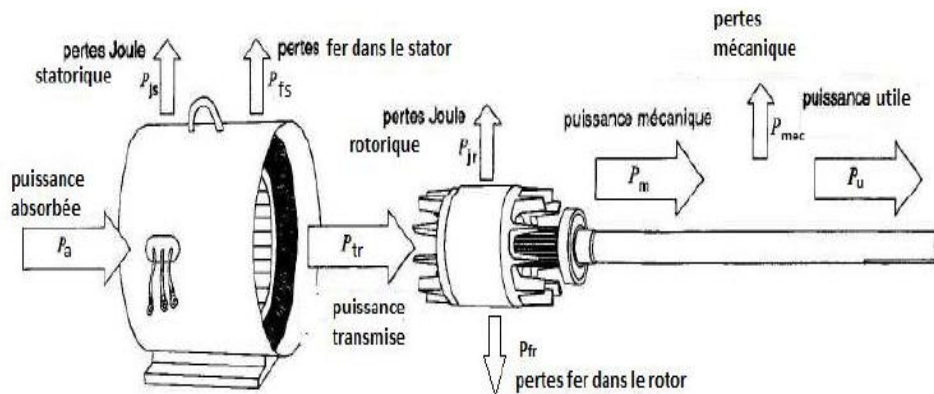


Figure (I.6) : Bilan de puissance d'une machine asynchrone, [3].

I.10.1 La puissance électrique absorbée

Lorsque le moteur est connecté à un réseau il absorbe une puissance active, quel que soit le couplage réalisé elle est donnée par la relation :

$$P_a = \sqrt{3} U_s \cdot I_s \cos \varphi \quad (\text{I.6})$$

Avec:

P_a : La puissance électrique absorbée [W];

U_s : Tension entre phases [V];

I_s : Courant de ligne statorique [A];

$\cos \varphi$: Facteur de puissance.

I.10.2 Les pertes par effet joule dans le stator

Elles dépendent de la résistance du bobinage et de l'intensité circulant dans les conducteurs.

$$P_{js} = 3 \cdot R_s \cdot I_s^2 \quad (I.7)$$

P_{js} : pertes par effet joule dans le stator.

R_s : la résistance statorique.

I_s : courant de ligne statorique.

I.10.3 Les pertes fer au stator

Elles sont dues aux phénomènes d'hystérésis, aux courants de Foucault et aux fuites de flux. Elles dépendent de la tension d'alimentation et de la fréquence de celle-ci.

I.10.4 Le couple électromagnétique

Les forces qui s'exercent sur le conducteur du rotor tournent à la vitesse Ω , elles glissent sur le rotor, qui lui fait tourner à la vitesse Ω_r on définit le couple électromagnétique.

$$C_{em} = P_{tr} / \Omega_s \quad (I.8)$$

I.10.5 Puissance transmise au rotor

Elle s'appelle aussi puissance électromagnétique, c'est la puissance que reçoit le rotor grâce au champ magnétique tournant. Elle est donnée par la relation.

$$P_{tr} = P_a - (P_{js} + P_{fs}) = C_{em} \cdot \Omega_s \quad (I.9)$$

Avec :

P_{tr} : Puissance transmise au rotor [W];

P_a : La puissance électrique absorbée [W];

P_{js} : pertes par effet joule dans le stator [W];

P_{fs} : Pertes fer au stator [W];

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

Ω_s : Vitesse synchronisme [rad/s].

I.10.6 Pertes par effet joule dans le rotor

C'est la puissance perdue par effet joule dans les conducteurs du rotor. Elle dépend de l'intensité des courants rotoriques qui résulte de la différence entre la vitesse angulaire du champ tournant et la vitesse angulaire du rotor, elles sont évaluées en utilisant le glissement par la formule suivante :

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

P_{jr} : Pertes par effet joule dans le rotor [W];

g : Glissement;

P_{tr} : Puissance transmise au rotor [W].

I.10.7 Les pertes fer au rotor

C'est la puissance perdue dans le circuit magnétique du rotor. Ces pertes dépendent de la qualité du circuit magnétique rotorique.

I.10.8 Puissance mécanique

$$P_m = P_{tr} - (P_{jr} + P_{fr}) = P_{tr} \cdot (1 - g) \quad (\text{I.11})$$

Avec :

P_m : Puissance mécanique [W];

P_{tr} : Puissance transmise au rotor [W];

P_{jr} : Pertes par effet joule dans le rotor [W];

P_{fr} : Pertes fer au rotor [W];

g : Le glissement.

I.11.9 Pertes mécaniques P_{mec}

Elles résultent des différents frottements comme l'aérodynamique, roulement et ventilation.

_ On appelle l'ensemble des pertes mécaniques et les pertes par effet joule dans le rotor des pertes collectives P_c :

$$P_c = \text{pertes mécaniques} + \text{pertes fer dans le rotor}$$

I.10.10 Le couple utile C_u

Le rotor tourne à la vitesse Ω_r et transmis à la charge une puissance utile P_u , l'action de ces forces engendre le couple utile:

$$C_u = P_u / \Omega_r \quad (I.12)$$

I.10.11 puissance utile

La puissance utile est la puissance que fournit le moteur à la charge sous forme mécanique:

$$P_u = P_m - P_{mec} \quad (I.13)$$

Avec :

P_u : La puissance utile [W];

P_m : La puissance mécanique [W];

P_{mec} : Pertes mécaniques [W].

I.11 Le rendement

Le rendement η est une grandeur qui exprime la performance d'un moteur asynchrone, elle est définie comme étant le rapport entre la puissance utile et la puissance absorbée.

$$\eta = P_u / P_a \quad (I.14)$$

I.12 Conclusion

Dans cette première partie, on s'est intéressé à décrire la constitution de la machine asynchrone qui peut se décomposer, du point de vue de sa construction, en trois parties distinctes : le stator (partie fixe) et le rotor (Partie tournante) et les organes mécaniques. Ainsi nous avons cité le principe de fonctionnement de la machine asynchrone qui est basé entièrement sur les lois de l'induction, par la suite nous avons parlé sur le démarrage des moteurs asynchrone qui est régi par deux grandeurs principales qui sont le couple et le courant de démarrage. Enfin on est arrivé à parler sur le bilan de puissance qui est basé essentiellement sur la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique.

II - Méthodes

d'Identification

Des Paramètres de la

Machine Asynchrone

II.1 Introduction

L'identification paramétrique de la machine asynchrone consiste à estimer les paramètres du modèle mathématique représentant le comportement dynamique du moteur asynchrone. Le modèle obtenu est utilisé dans le but de surveillance, de diagnostic qui donne les performances du moteur dans ses différents modes de fonctionnement ou pour une meilleure commande. En fonction du but affecté, la précision et la qualité du modèle peuvent différer [2, 8].

Pour identifier le modèle, à partir des données expérimentales, il faut mettre au préalable, un banc d'essai muni d'un système de mesure de précision donnant le maximum d'informations et le choix d'une méthode d'identification permet, à partir des données, de préciser les paramètres du modèle.

II.2 Les méthodes d'identification de la machine asynchrone

De nombreux travaux ont été faits sur l'identification des paramètres de la machine asynchrone, et pour déterminer ses paramètres plusieurs méthodes soit utilisables [2, 8]:

II.2.1 Méthode des essais classiques

Autrement dit essai à vide essai à rotor bloqué.

II.2.2 Méthode itérative

Cette méthode est basée sur un principe d'itération jusqu'à l'obtention de convergence lorsque les conditions imposées sont satisfaites, c'est-à-dire pour satisfaire les puissances mesurées à vide et en court-circuit, cette méthode utilise les mêmes essais que la méthode classique et rassemble des expressions sous forme itérative de différents paramètres du schéma électrique équivalent.

II.2.3 Méthodes des moindres carrés

La méthode de loin la plus connue est la méthode des moindres carrés, développée par Gauss. Elle est applicable quel que soit le problème, linéaire ou non linéaire. Elle est basée sur la minimisation d'un critère quadratique en utilisant un algorithme, généralement d'ordre 2. Le principe de la méthode est basé sur la minimisation d'un critère fonction de l'écart entre la réponse du processus réel et la réponse du modèle du processus. Cette minimisation est effectuée à l'aide d'un algorithme d'optimisation qui retournera alors une estimation de la valeur des paramètres [9] tel que [2,9]:

II.2.3.1 Algorithme du gradient

Cette méthode consiste à la recherche itérative du vecteur des paramètres, en minimisant le critère J aussi par l'utilisation des dérivées du critère par rapport à chacun des paramètres, La méthode du gradient présente l'intérêt d'être facile à mettre en œuvre, lorsque le point initial est situé loin du point optimum, cette méthode permet de diminuer rapidement la valeur du critère, En contrepartie, la convergence devient de plus en plus lente en se rapprochant du minimum car le vecteur gradient tend à osciller [9].

II.2.3.2 Algorithme de Gauss Newton

La méthode de Gauss_ Newton est efficace lorsqu'on se trouve dans le voisinage du minimum (rapide dans sa convergence vers l'optimum), mais se trouve instable lorsque l'initialisation n'est pas au voisinage de l'optimum

II.2.3.3 Algorithme Levenberg_Marquard

Les deux méthodes précédentes présentent l'inconvénient de ne pas converger lorsque le point initial est loin du minimum recherché L'algorithme Levenberg_Marquard lève cet inconvénient en combinant les avantages de la méthode du gradient et celle de Gauss Newton, cette méthode consiste à rechercher le vecteur de paramètre par l'utilisation des dérivées premières et secondes du critère par rapport à chacun des paramètres [2, 8].

II.2.4 Méthode du catalogue

Que le constructeur fourni à l'utilisateur à sa demande, les données nécessaires sont le courant et le couple de démarrage, la vitesse, la fréquence, le facteur de puissance et le rendement correspondant au point de fonctionnement nominal.

II.2.5 Méthode fréquentielle

La méthode nécessite l'utilisation d'un variateur de vitesse (convertisseur statique) qui permet d'obtenir des tensions à fréquence variable. Cependant l'acquisition des courants et des tensions nécessite un système de mesure sophistiqué [10].

II.2.6 Méthode des éléments finis :

Cette méthode se base essentiellement sur la solution de l'équation électromagnétique en deux dimensions ou trois dimensions pour déterminer le champ et l'induction en tout point de la machine [1] .

II.2.7 Méthode de la plaque signalétique :

Cette méthode, permet une estimation grossière très approximative, directe et rapide des paramètres électriques de la machine asynchrone tout en employant les indications

nominales de la plaque signalétique telle que : V_S , I_S , f_s , $\cos\varphi$, g_n . Cette première approche est appropriée à l'identification de la MAS triphasée aussi bien à rotor bobiné (à bagues) qu'à rotor à cage d'écureuil [7].

II.2.8 Essais fréquentiels en vue de l'identification de la MAS

Pour décrire le comportement fréquentiel d'une machine, il est préférable d'utiliser une approche fréquentielle plutôt qu'une approche temporelle. En effet, l'approche fréquentielle est d'une part généralement moins contraignante et présente moins de risques pour la machine lors de sa mise en œuvre par rapport à des réponses temporelles (réponse à un échelon). D'autre part, l'essai est moins sensible aux bruits de mesure puisque les signaux sinusoïdaux sont faciles à décorréliser du bruit et il permet l'identification des systèmes d'ordres élevés [2, 9].

II.2.9 Essais à tension constante et à fréquence variable

Ces tests sont réalisés à rotor bloqué en imposant au stator, une tension sinusoïdale réduite d'amplitude fixe et de fréquence variable. Avant de réaliser les mesures, il faut vérifier que la position du rotor n'a pas d'impact sur la variation de l'impédance équivalente de la machine asynchrone.

Habituellement, ces essais à très faible niveau de tension (inférieur à 1V) sont réalisés avec un analyseur d'impédance.

Pour s'assurer que la chaîne de mesure (source triphasée et wattmètre monophasé) est adaptée à ces mesures, il faut également les effectuer à l'aide d'un analyseur d'impédance [10].

II.2.10 Essais par la méthode SSFR ($V/f = Cte$)

En se basant sur l'analyse des mesures effectuées à tension constante, il paraît nécessaire de conserver le même état magnétique de la machine sur toute la bande de fréquence souhaitée afin d'identifier son comportement fréquentiel sans introduire de variations supplémentaires liées aux caractéristiques des matériaux. Pour ce faire, on utilise la méthode SSFR (Standstill Frequency Réponse) ou réponse fréquentielle à l'arrêt. Cette méthode permet de déterminer les caractéristiques fréquentielles d'une machine tournante à l'arrêt. Elle consiste à acquérir les grandeurs utiles à l'identification des paramètres, en alimentant le stator de la machine par une source de tension sinusoïdale d'amplitude et de fréquence variable tout en gardant le rapport V/f constant. L'amplitude du courant est alors pratiquement constante. C'est une méthode normalisée pour l'identification des machines synchrones, qui a été étendue aux machines asynchrones après quelques simplifications.

En effet, le rotor de la machine asynchrone étant symétrique de par ses caractéristiques électriques, aucun positionnement de rotor n'est exigé. En raison de cette symétrie, il n'est plus nécessaire de séparer la mesure des impédances opérationnelles directe et en quadrature. De plus, puisque la machine asynchrone ne possède pas d'enroulement d'excitation au rotor, il n'y a pas de quantités relatives à l'enroulement d'excitation à mesurer.

L'essai SSFR sur la machine asynchrone est effectué sur les trois phases avec un rapport tension/fréquence constant (V/f). La source triphasée utilisée précédemment peut justement fournir de faibles amplitudes de tension pour les faibles fréquences et de fortes amplitudes de tension pour les fréquences élevées. Donc, en négligeant la résistance statorique, cela revient à imposer sur les trois phases un flux magnétique pratiquement constant. Dans ces conditions de fonctionnement, la perméabilité magnétique reste constante et par conséquent la variation de l'impédance équivalente, pour un rapport V/f donné ne dépend que de la fréquence. Les ratios V/f utilisées habituellement dans les essais avec la méthode SSFR sont faibles. Cela induit des flux faibles par rapport au flux nominal. Pour augmenter le flux, il faudrait augmenter le ratio V/F. Or il est dangereux d'imposer à l'arrêt un rapport V/f aux bornes de la machine proche de celui nominal ce qui peut causer la dégradation de la machine [10, 11].

II.2.11 Essai à échelon de tension

Cet essai est réalisé en branchant la machine, connectée en Etoile, sur une source de tension continue de sorte que les trois phases soient parcourues respectivement par I , $-I/2$ et $-I/2$.

Un échelon positif conduit à l'apparition d'un courant de la forme:

$$I_{as}(t) = I_0 (1 + Ae^{-tT1} + Be^{-tT2}) \quad (\text{II.1})$$

Un échelon négatif (court-circuit de la source) donne une décroissance du courant de la forme:

$$I_{as}(t) = I_0 (Ae^{-tT1} + Be^{-tT2}) \quad (\text{II.2})$$

Cet essai nous permet d'identifier la constante de temps rotorique τ_r , la constante de temps statorique τ_s et le coefficient de dispersion σ .

II.2.12 Méthode de BROIDA

Cette méthode nous permet de résoudre un procédé du nième ordre avec retard et de déterminer la constante de temps θ et le temps de retard τ . Pour ce faire BROIDA fait

correspond la réponse indicielle à identifier et la fonction de transfert de 1er ordre affectée d'un retard en deux point t_1 et t_2 d'ordonnées correspondant à 28% et à 40% de la valeur finale de la sortie de système. et après la résolution il trouve :

$$\theta = 5.5 (t_2 - t_1) \quad (\text{II.3})$$

$$\tau = 2.8t_1 + 1.8t_2$$

II.2.13 Détermination de moment d'inertie en étudiant les oscillations d'un pendule inséré à l'arbre de la machine à l'arrêt

Les oscillations du pendule sont le fait de la transformation perpétuelle de l'énergie potentielle en énergie cinétique d'une masse reliée à un axe de rotation. L'étude de ces oscillations peut être abordée d'une manière simple ou de manière plus élaborée par l'introduction du lagrangien du système.

II.2.13.1 Cas du pendule réel

Dans le cas du pendule réel le moment d'inertie ne s'exprime plus sous la forme simple. En fait il est obtenu par intégration sur tout le volume du solide des moments d'inertie des éléments de masse dm contenus dans les éléments de volume dv correspondant. Les moments d'inertie de différents solides de géométrie définie se trouvent dans des tables. Mais nous ne pouvons-nous exercer inutilement à les retrouver. De plus nous disposons du théorème de Huygens (ou de Steiner ou théorème de transport) ce théorème nous permet de connaître le moment d'inertie d'un solide par rapport à un axe quelconque si nous connaissons ce moment par rapport à un axe parallèle au premier et passant par le centre de gravité du solide Cela s'obtient selon [2, 8]:

$$I_{RA} = I_{ACD} + md^2 \quad (\text{II.4})$$

I_{RA} : Moment d'inertie par rapport à l'axe de rotation;

I_{ACD} : Moment d'inertie par rapport à l'axe passant par le centre de gravité;

d : Est la distance séparant les deux axes parallèles et m la masse du solide considéré avec de telle considération la période du pendule réel s'exprime par:

$$T = 2\pi\sqrt{J/\Sigma \mathcal{M}i} \quad (\text{II.5})$$

Avec:

$\mathcal{M}i$: Les moments agissant et J moment d'inertie du solide par rapport à l'axe de rotation.

Les $\mathcal{M}i$ sont calculés pour chaque constituant à partir de l'accélération de la pesanteur de la masse et de la distance du centre de gravité à l'axe de rotation.

II.2.13.2 Moment d'inertie total du pendule

Lors du calcul du moment d'inertie total du pendule il y a lieu de tenir compte de tous ses constituants Dans notre cas le pendule est constitués d'un cylindre en acier plein relié par une tige à un axe de rotation.

Concernent le cylindre plein le moment d'inertie par rapport à son axe de symétrie de révolution est donné par $Joz = mR^2/2$ et son moment d'inertie par rapport aux axes principaux OX et OY sont données par:

$$Jox = Joy = mR^2/4 = mH^2/12 \quad (II.6)$$

Le moment d'inertie d'une tige de masse m_t de longueur l_t par rapport à un axe passant par l'une de ses extrémités est donné par :

$$Jt = m_t l_t^2/3 \quad (II.7)$$

Partant de ces expressions nous pouvons calculer le moment d'inertie de notre pendule si nous connaissons leurs dimensions et leurs masses.

II.2.14 Essai de ralentissement

Cet essai nous permet de déterminer les paramètres mécaniques (moment d'inertie, coefficient de frottements) du moteur asynchrone. C'est une méthode qui est applicable pour tous les types des machines tournantes. On alimente la machine par sa tension nominale et on la laisse tourner à vide. Ensuite on coupe l'alimentation et l'évolution de la vitesse en fonction du temps est enregistrée à l'aide d'un oscilloscope à mémoire [12].

II.2.15 Méthode de séparation des pertes

Cette méthode consiste à alimenter la machine à vide sous tension variable et mesurer le courant statorique et la puissance active. On fait varier la tension sur une plage où la vitesse doit demeurer constante afin de conserver la constance des pertes mécaniques qui sont tributaires de la vitesse. A fréquence statorique constante, les pertes fer varient proportionnellement au carré de la tension d'alimentation en traçant la variation de $P_0 - P_{js0}$ en fonction du carré de la tension qui est pratiquement une droite, on obtient les P_{mec} qui sont indépendantes de la tension [13].

II.2.16 Méthode géométrique

Cette méthode est basée sur les dimensions géométriques de la machine et les données du cahier des charges [2]. Suivant une stratégie de conception, un programme de conception et d'identification doit être développé.

Sachant que, le courant de marche à vide I_0 caractérise le courant magnétisant et les pertes à vide de la machine:

$$I_0 = I_{m0} + I_{0a} \quad (\text{II.8})$$

Puisque l'on considère $I_m = \text{cte}$ on peut écrire que $I_m = I_{m0}$

I_{0a} : Courant watté;

I_m : Courant déwatté.

$$I_{0a} = \frac{P_{fe} + P_{vt} + P_{ft}}{m_1 \cdot V_1} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} I_0^2 = I_{0a}^2 + I_m^2 \\ \cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Et les paramètres de marche en court circuit sont:

- Courant de court-circuit I_{cc} .
- Facteur de puissance de court-circuit $\cos \varphi_{cc}$.

Avec :

$$I_{cc} = \frac{V_1 \cdot (1 + \sigma_{H1})}{\sqrt{(X_{\sigma \text{tot}})^2 + (R_{\text{tot}})^2}} \quad (\text{II.11})$$

$$X_{\sigma \text{tot}} = X_{\sigma 1} + \left[(1 + \sigma_{H1}) \cdot X_{\sigma 2}^- \right] \quad (\text{II.12})$$

$$R_{\sigma \text{tot}} = R_1 + \left[(1 + \sigma_{H1}) \cdot R_2' \right] \quad (\text{II.13})$$

Le coefficient de dispersion de Heyland dans la formule est un facteur de correction, pour tenir compte de la branche du courant magnétisant.

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{R_{\text{tot}}}{\sqrt{(X_{\sigma \text{tot}})^2 + (R_{\text{tot}})^2}} \quad (\text{II.14})$$

Finalement les paramètres du schéma équivalent de la machine sont:

$$L_s = \frac{Q_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} = \frac{3 \cdot V \cdot I_0 \cdot \sin \varphi_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} \quad (\text{II.15})$$

$$L_s - l_{fs} = M \quad (\text{II.16})$$

$$L_r' = M + l_{f2}' \quad (\text{II.17})$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r' \cdot L_s} \quad (\text{II.18})$$

II.3 Conclusion

Dans cette section, un état de l'art succinct des différentes méthodes d'identification des paramètres d'une machine asynchrone sont présentés. Dans le but de constater celles qui sont faciles à mettre en application, afin de les exploiter et de les mettre en œuvre dans la suite de notre mémoire spécialement la méthode géométrique.

III. Modélisation de **la Machine** **Asynchrone**

III.1 Introduction

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception, le constructeur aura recours aux équations de Maxwell afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique. Sur un aspect commande, cependant, un modèle basé sur les équations du circuit équivalent est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. Le choix d'un modèle de représentation, qu'il soit formel ou issu d'une identification se fait toujours en fonction du type de commande à réaliser. On présente ci-après le modèle de Park, le modèle en régime permanent et le modèle d'état de la machine asynchrone [13].

III.2 Définition des enroulements de la machine asynchrone

Le stator de la machine est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace et séparés d'un angle électrique de $2\pi/3$ radians. Le rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou bobiné, est aussi formé de trois enroulements, car un système de courant triphasé symétrique s'établit lors d'un fonctionnement en régime permanent. La figure (III.1) présente la schématisation des enroulements du stator et du rotor.

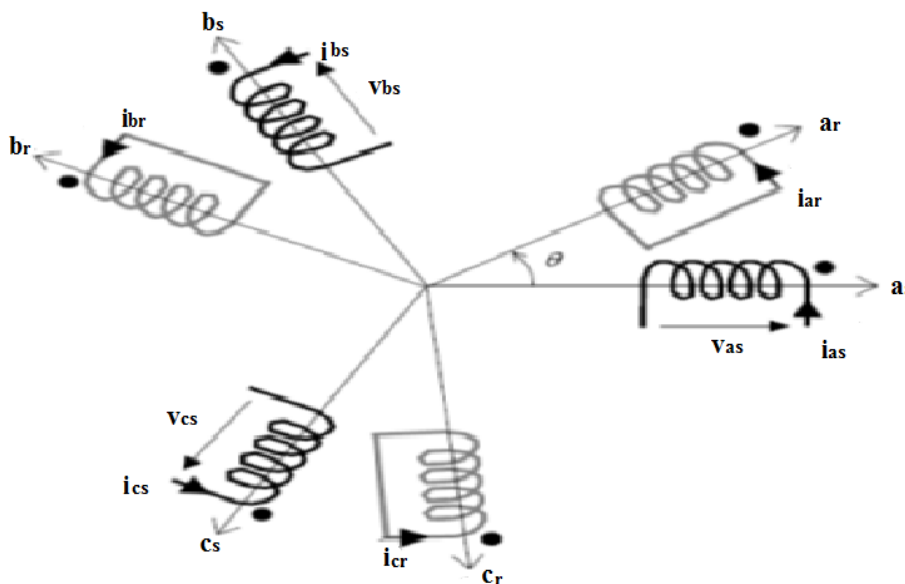


Figure (III.1) : Représentation des enroulements d'une machine asynchrone bipolaire.

III.3 Hypothèses simplificatrices

Les modèles de la machine asynchrone qui sont abordé dans cette partie s'appuient sur les principales hypothèses simplificatrices suivantes :

- 1- Le circuit magnétique n'est pas saturé, il est parfaitement feuilleté au stator et au rotor, seuls les conducteurs sont parcourus par des courants (les courants de Foucault sont négligés);
- 2- La densité du courant est uniformément répartie sur la section des conducteurs (l'effet de peau est négligé);
- 3- Les paramètres ne varient pas avec la température;
- 4- La force magnétomotrice créée par chaque phase des deux armatures est à répartition spatiale sinusoïdale le long de l'entrefer (on ne considère que le premier harmonique d'espace);
- 5- Parfaite symétrie de la machine et entrefer lisse;

Il en résulte, des inductances propres constantes et des inductances mutuelles qui sont des fonctions sinusoïdales de l'angle que font les axes magnétiques [1, 14].

III.4 Convention de signe

La machine asynchrone est sur tout utilisée comme moteur, on adoptera alors les conventions de signe suivantes:

- Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif;
- Une f.é.m positive fait circuler un courant positif;
- Le stator et le rotor sont considérés comme récepteurs;
- Les angles et les vitesses de rotation sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.

III.5 Définition des angles

Il est à noter que les grandeurs rotoriques portent l'indice « r » et celles du stator l'indice « s ». L'angle électrique θ indique la position du rotor par rapport au stator. Si θ est nul, l'enroulement de la phase « a_r » de la partie mobile se trouve aligné à l'enroulement « a_s » de la partie fixe. D'un point de vue magnétique, et avec les hypothèses posées, seules les inductances mutuelles entre stator et rotor sont fonction de l'angle θ .

$$\begin{array}{ll}
 (o_{as}, o_d) = \theta_s & ; & (o_{ar}, o_d) = \theta_r \\
 (o_{bs}, o_d) = \theta_s - \frac{2\pi}{3} & ; & (o_{br}, o_d) = \theta_r - \frac{2\pi}{3} \\
 (o_{cs}, o_d) = \theta_s - \frac{4\pi}{3} & ; & (o_{cr}, o_d) = \theta_r - \frac{4\pi}{3}
 \end{array}$$

On définit également :

$$(o_{as}, o_{ar}) = \theta_s - \theta_r = \theta \quad ; \quad (oq, od) = \frac{\pi}{2}$$

III.6 Equations de la machine asynchrone triphasée

III.6.1 Equations électriques du moteur

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque enroulement du système, nous obtenons [13, 14]:

$$[v_s] = \frac{d}{dt} [\varphi_s] + [R_{ss}] [i_s] \quad (III.1)$$

$$[v_r] = \frac{d}{dt} [\varphi_r] + [R_{rr}] [i_r]$$

Avec:

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} ; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (III.2)$$

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; [R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Où :

$[v_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T$: Tensions instantanées aux bornes des enroulements statoriques ;

$[v_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T$: Tensions instantanées aux bornes des enroulements rotoriques ;

$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$: Courants dans les phases des enroulements statoriques ;

$[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$: Courants dans les phases des enroulements rotoriques ;

$[\varphi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^T$: Flux totalisés instantanés traversant les enroulements statoriques ;

$[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^T$: Flux totalisés instantanés traversant les enroulements rotoriques.

III.6.2 Equation des flux

Les flux totalisés des phases statoriques et rotoriques s'expriment sous forme :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \quad (III.3)$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}] [i_r] + [M_{rs}] [i_s]$$

L'isotropie et la symétrie de la machine fait que les inductances propres des phases statoriques sont égales, il en est ainsi de même pour celles du rotor. Les matrices « L_s » et « L_r » s'écrivent alors:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & m_s & m_s \\ m_s & L_s & m_s \\ m_s & m_s & L_s \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & m_r & m_r \\ m_r & L_r & m_r \\ m_r & m_r & L_r \end{bmatrix}$$

L_s, L_r : Inductances propres statoriques et rotoriques ;

m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques ;

m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor, elle s'écrit :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

m_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.

III.6.3 Equation mécanique

L'étude des régimes transitoires fait intervenir en plus des grandeurs électriques (tensions, courants), les grandeurs mécaniques (vitesse, couple, inertie, frottements), le couple résistant appliqué (y compris celui des frottements) à l'arbre de la machine asynchrone est équilibré par le couple électromagnétique et l'équation d'équilibre des couples s'écrit [13, 14]:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (\text{III.5})$$

Avec :

J : Inertie de toutes les masses tournantes ramenée au rotor de la machine ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

Ω_r : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;

C_f : Couple dû aux frottements du système d'entraînement ;

C_r : Couple mécanique de la charge.

III.7 Mise en équations de la machine asynchrone dans le système d'axes (d,q)

La matrice (III.4) des inductances mutuelles étant à éléments non constants, la résolution analytique de ce système d'équation se heurte à des difficultés insurmontables particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoires. L'utilisation de la transformation de Park permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, ce qui facilite sa résolution.

III.7.1 Transformation de Park

Le principe de cette transformation consiste à appliquer aux grandeurs électriques (tension, courant) et à la grandeur magnétique (flux) un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe d et q [8].

La transformation du système triphasé [a, b, c] à un système biphasé [d ,q] avec une composante homopolaire se fait par l'introduction de la matrice de Transformation de Park comme indiqué par l'équation suivante:

$$X_{dq0} = [p(\theta_s)]X_{abc} \quad (\text{III.6})$$

La transformation directe est la suivante :

$$[p(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

La transformation inverse s'écrit :

$$[p(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Sous forme

$$\begin{aligned} [X'_d, X'_q, X'_o] &= [A][X'_a, X'_b, X'_c] \\ [X'_a, X'_b, X'_c] &= [A]^{-1}[X'_d, X'_q, X'_o] \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

Avec:

$$[X'] = ([i], [v], [\phi]) \quad (\text{III.10})$$

Où ces composantes sont respectivement le courant, la tension et le flux.

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié ($i_a + i_b + i_c = 0$), la composante homopolaire d'indice « o » est nulle après transformation de Park. Les repères (dq) de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations, ceci se fait en liant les angles par la relation:

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{III.11})$$

Ce qui permet d'écrire la relation suivante :

$$\omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{III.12})$$

III.8 Modèle du moteur asynchrone exprimé dans le repère (dq)

III.8.1 Equations électriques

En reprenant les équations et les résultats précédents, il vient avec des notations condensées :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \text{ , pour le stator ;}$$

$$[P(\theta_s)][v_s] = [R_s][P(\theta_s)][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s][P(\theta_s)]$$

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sp}]$$

On notera :

(V_{sp}), vecteur tension, où l'indice p indique ici la nouvelle base de Park;

(V_{sp}) = (V_d, V_q, V_o) t , sont les composantes du vecteur dans le repère de Park.

En multipliant les deux membres de l'équation par $[P(\theta_s)]$, il vient :

$$[P(\theta_s)] [v_{sp}] = [R_s] [P(\theta_s)] [i_{sp}] + \left(\frac{d}{dt} [P(\theta_s)] [\varphi_{sp}] \right)$$

En multipliant une autre fois par $[P(\theta_s)]^{-1}$, on trouve:

$$[v_{sp}] = [R_s] [i_{sp}] + [P(\theta_s)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [P(\theta_s)] [\varphi_{sp}] \right) = [R_s] [i_{sp}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sp}] + [P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} [P(\theta_s)] [\varphi_{sp}]$$

Le développement du dernier terme de la somme est :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [P(\theta_s)] \cdot \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{pmatrix} &= \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 4\pi/3) & -\cos(\theta_s - 4\pi/3) & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{pmatrix} \\ &= \omega_s \begin{pmatrix} -\sin(\theta_s) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s) \cdot \varphi_{sq} & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) \cdot \varphi_{sq} & 0 \\ -\sin(\theta_s - 4\pi/3) \cdot \varphi_{sd} & -\cos(\theta_s - 4\pi/3) \cdot \varphi_{sq} & 0 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

En effectuant la multiplication des matrices, on trouve:

$$[P(\theta_s)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [P(\theta_s)] \cdot (\varphi_{sp}) = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix}$$

D'où le résultat final :

$$[v_{sp}] = [R_s] [i_{sp}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sp}] + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix}$$

Le développement des composantes de PARK pour le stator :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} \end{aligned} \tag{III.13}$$

On aura les mêmes équations au rotor en changeant partout l'indice « s » en « r » et en annulant les tensions puisque le rotor est en court-circuit [13, 14]:

$$\begin{aligned}
 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \frac{d\theta}{dt} \varphi_{rq} \\
 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \frac{d\theta}{dt} \varphi_{rd}
 \end{aligned}
 \tag{III.14}$$

III.8.2 Equations des flux

$$[p(\theta_s)](\varphi_{sp}) = [L_s][p(\theta_s)](i_{sp}) + [M_{sr}][p(\theta)](i_{rp})
 \tag{III.15}$$

En multipliant par $[p(\theta_s)]^{-1}$ vient :

$$(\varphi_{sp}) = [p(\theta_s)]^{-1}[L_s][p(\theta_s)](i_{sp}) + [p(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][p(\theta)](i_{rp})$$

Les équations magnétiques pour le stator et le rotor compte tenu des résultats obtenus ci-dessus sont récapitulées dans le système matriciel suivant :

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{dr} \end{pmatrix} \\
 \begin{pmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} l_s & M_{sr} \\ M_{sr} & l_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{III.16}$$

On définit pour ces équations :

$l_s = L_s - m_s$: Inductance propre cyclique du stator ;

$l_r = L_r - m_r$: Inductance propre cyclique du rotor ;

$M_{sr} = 2/3 m_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ;

III.8.3 Représentation de la machine asynchrone dans le repère d q

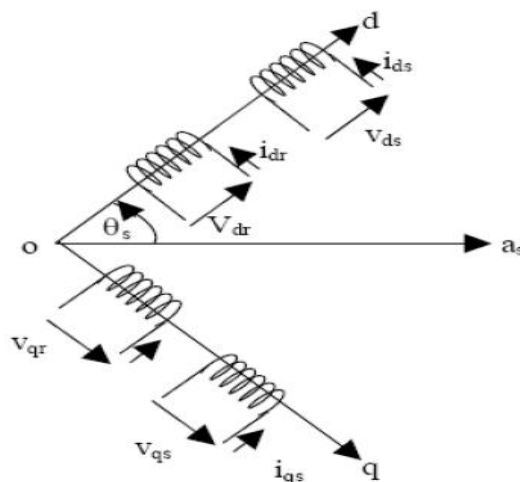


Figure (III.4) : Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le plan dq.

III.8.4 Expression du couple électromagnétique dans le plan dq

Elle est déduite à partir de la puissance électromécanique qui s'écrit

$$p_e = (\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \right) = (\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd})\omega \quad (\text{III.17})$$

D'où le couple électromécanique qui est le rapport de la puissance électromagnétique sur la vitesse :

$$cem = (\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \quad (\text{III.18})$$

Dans le cas d'une machine à plusieurs paires de pôles, le couple s'exprime par la même relation précédente en introduisant cette fois-ci le nombre de paires de pôles p :

$$cem = p(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \quad (\text{III.19})$$

III.9 Choix du référentiel de travail

Le référentiel de travail est le système (od, oq) associé à la vitesse de rotation choisie pour lui. En pratique, trois référentiels sont intéressants, le choix de ces derniers se fait en fonction de l'application. Dans les paragraphes précédents nous avons déjà défini la vitesse de rotation du rotor ω_r , la vitesse du champ tournant ou pulsation des courants statoriques ω_s , ainsi la pulsation des courants rotoriques ($g\omega_s$). Ce changement de référentiel concerne seulement les équations électriques de la machine.

III.9.1 Référentiel lié au stator

Il est utilisé de préférence pour étudier des variations importantes de la vitesse de rotation associées au non avec des variations de fréquence d'alimentation. Cela se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r \quad (\text{III.20})$$

III.9.2 Référentiel lié au rotor

Il est employé dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante (Exemple: l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit). Cela se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (\text{III.21})$$

III.9.3 Référentiel lié au champ tournant

Cela se traduit par les relations :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = g\omega_s \quad (\text{III.22})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations mais il est particulièrement avantageux dans le cas où la fréquence est constante. Il est très souvent utilisé même dans l'étude des moteurs asynchrones à fréquence variable, lorsque nous nous intéressons à de petites perturbations autour d'un point de fonctionnement.

Pour le stator :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - g\omega_s \varphi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} - g\omega_s \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Pour les flux :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{dr} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.25})$$

En introduisant les équations des flux dans les lois des mailles précédentes, le modèle final de Park du moteur asynchrone comprend deux équations principales pour le stator et pour le rotor, la dernière est moins d'importance car on s'arrange pour que la composante homopolaire soit nulle. On donnera pour le stator [13, 14]:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_s (L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq}) \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rq} + \omega_s (L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd}) \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Pour le rotor

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sd} - g \omega_s (L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}) \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sq} + g \omega_s (L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd}) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

III.10 Conclusion

Dans cette section de la première partie, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la machine asynchrone, et aux différents repères de travail. L'objectif de cette partie est de présenter la modélisation mathématique de la machine asynchrone sous forme de modèles d'état, selon le choix du repère. Ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé (d q) afin de faciliter l'étude de la machine, ce dernier étant déterminé à partir du référentiel conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park.

Deuxième Partie

I. Introduction à la **Machine à Encoches** **Profondes**

I.1 Introduction

Suivant la littérature technique, Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé. On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique. Lors du démarrage, les lignes de courant se concentrent près de la périphérie et tendent ainsi à assigner une section de conducteur apparente réduite et par conséquent une résistance rotorique importante. En revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance. Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important. Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze, voire en L (la base du L étant en fond d'encoche) [2, 8].

Dans ce sujet, la question qui se pose. Y a-t-il une version d'encoches profondes du côté stator. Dont on intéressera à chercher les inconvénients et les avantages de cette machine. Suivant la problématique posée, dans cette partie on exposera la machine à encoches profondes en premier lieu. Ensuite, on donnera leur constitution, les différents types des rotors à cage et les avantages et les inconvénients d'une telle version de machine. Deuxièmement, on appliquera le programme de conception pour tirer les performances de cette machine suivie d'une analyse statique et dynamique. On terminera par une synthèse de résultats obtenus.

I.2 Moteur à encoche profonde

On substitue de plus en plus au moteur à double cage, le moteur à encoches profondes de même caractéristiques mais de fabrication plus simple. Son principe est l'accroissement de la résistance apparente d'un conducteur rectangulaire (étroit et profond) lorsqu'il est parcouru par un courant alternatif et noyé dans du fer. Cet accroissement est très marqué au décollage. La forme trapézoïdale accroît l'effet d'augmentation, pour des facilités de fabrication, on juxtapose deux barres rectangulaires de hauteurs différentes, [11].

I.2.1 Constitution

Deux composantes principales constituent le moteur à encoches profondes, souvent appelé moteur à induction. Elles sont faites de tôles d'acier au silicium et comportent des encoches dans lesquelles on place les enroulements. L'une des composantes, appelée le stator, est fixe. L'autre composante, nommée le rotor, est montée sur un axe et libre de tourner. Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à " p " paires des pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$, [11]. Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constante ou par un onduleur de tensions ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

Alors le rotor, il peut être réalisé:

- Soit par un système d'enroulement triphasés (rotor bobiné), raccordés en étoile trois bagues sur les quelles frottent trois balais fixes accessible par la plaque aux bornes et mis en court-circuit pendant les régimes de fonctionnements normaux ;
- Soit par unecage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétique (rotor à cage). il est admis que la deuxième structure du rotor est électriquement équivalente à la première, quand il s'agit de cages non profondes ou de cages simples (non double), [1].

I.2.1.1 Le stator

Le stator consiste en un empilement de tôles d'acier au silicium dont l'épaisseur varie entre 0,35 et 0,50 mm. On utilise les tôles minces dans les moteurs pour lesquels on doit minimiser les pertes dans le circuit magnétique. Dans le cas ou le diamètre du moteur ne dépasse pas quelques centaines de millimètres, les tôles sont découpées en une seule pièce.

Pour les moteurs de grand diamètre, les tôles du stator et du rotor sont découpées par sections. Afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on recouvre habituellement les tôles d'une couche mince de vernis ou de silicate de soude, [11].

I.2.1.2 Le rotor à cage

Plusieurs types de rotor à cage existent, en citant ces moteurs dans l'ordre du moins répandu au plus courant.

a). Rotor à double cage

Il comporte deux cages concentriques, l'une extérieure, de faible section et assez résistante, l'autre intérieure, de forte section et de résistance plus faible.

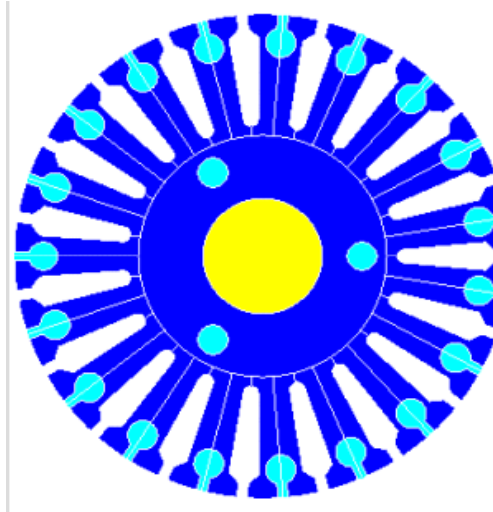


Figure (I.1) : Version rotor à double cage

b). Rotor à cage résistante

Le rotor résistant existe surtout en simple cage. La cage est fermée par deux anneaux résistants (alliage particulier, section réduite, anneaux d'inox ...etc). Ces moteurs présentent un fort glissement au couple nominal. Leur couple de démarrage est élevé et le courant de démarrage faible. En raison des pertes dans le rotor, leur rendement est faible.

c). Rotor à simple cage

Dans des trous ou dans des encoches disposées sur le pourtour du rotor (à l'extérieur du cylindre constitué par l'empilage de tôles) sont placés des conducteurs reliés à chaque extrémité par une couronne métallique et sur lesquels vient s'exercer le couple moteur généré par le champ tournant [2, 11].

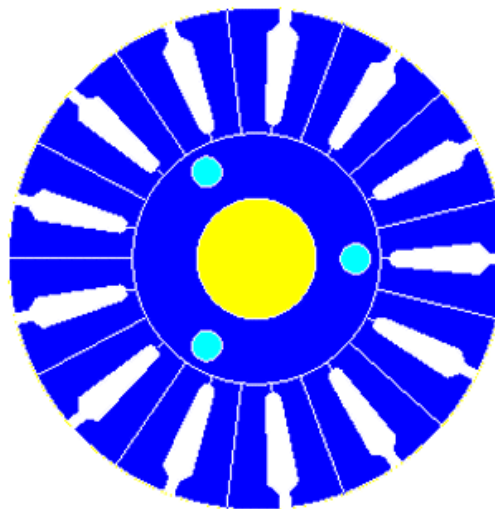


Figure (I.2) : Version rotor à simple cage

Pour que le couple soit régulier, les conducteurs sont légèrement inclinés par rapport à l'axe du moteur. L'ensemble a l'aspect d'une cage d'écureuil, d'où le nom de ce type de rotor.

d). Rotors à double encoches

Ce sont des rotors à cage qui utilisent l'effet de peau dans les conducteurs afin de faire varier la résistance du rotor en fonction de la vitesse de fonctionnement de la machine. L'effet de peau est un phénomène électromagnétique qui fait que plus la fréquence des courants augmentent, plus le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs.

Ainsi, au démarrage, la fréquence des courants rotoriques est égale à celle de l'alimentation et le courant n'utilise que la partie supérieure de la barre. Puis, au fur et à mesure que la vitesse de rotation du rotor augmente, la fréquence des courants rotoriques diminue et le courant utilise une surface de plus en plus importante des barres. Ces topologies de rotor permettent un démarrage avec un couple plus important lorsque la machine est alimentée par une source de tension fixe (sans variateur) [11].

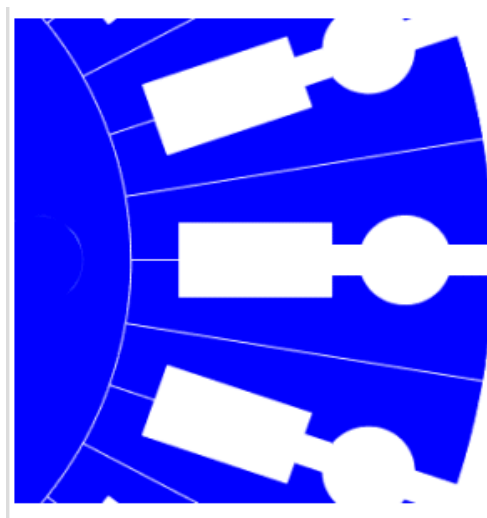


Figure (I.3) : Version rotors à double encoches

e). Rotor à encoches profondes

Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé.

On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique.

Lors du démarrage, la réactance, qui croît avec la profondeur, tend à imposer aux lignes de courant de se concentrer près de la périphérie et à leur assigner ainsi une section de conducteur réduite et une résistance accrue ; en revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance. Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension et à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et, bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important.

Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à ; des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze [2, 11].

I.3 Les avantages des moteurs à encoches profondes

Rotors à déplacement de courant, également dits rotors à encoches profondes. Si les barres de la cage sont hautes et étroites, l'effet pelliculaire se produit au démarrage, du fait de la fréquence rotorique élevée. Dans ces conditions, le courant circule à l'extérieur du rotor également appelé "peau". Ce type de circulation réduit la section effective du conducteur tout en augmentant la résistance ohmique. Ils en résultent.

- ✓ Un couple de démarrage est plus élevé;
- ✓ Un courant de démarrage faible;

En régime établi, la vitesse est sensiblement celle du moteur à simple cage.

I.4 Les inconvénients

Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important.

II. Simulation du **Modèle de la** **Machine Asynchrone** **Classique et à** **Encoches Profondes**

II. Simulation du modèle de la machine asynchrone

Utilisant la méthode d'identification géométrique d'une machine asynchrone à cage pour les deux types de machines classique et à encoches profondes. Les données du cahier des charges sont principalement les performances de la machine au point de fonctionnement nominale (p_u ; n_n ; f ; V_n ; I_n ; η).

- Puissance nominale : $P_u = 5 \text{ KW}$
- Nombre de pôles : $2P = 4$
- Nombre de phases statorique : $m_1 = 3$
- Tension nominale à 50 Hz : $V_n = 380 \text{ V}$
- Vitesse de rotation : $n_n = 1440 \text{ tr/min}$
- Montage triangle.

II.1 Caractéristique de la (MAS) en fonction du glissement

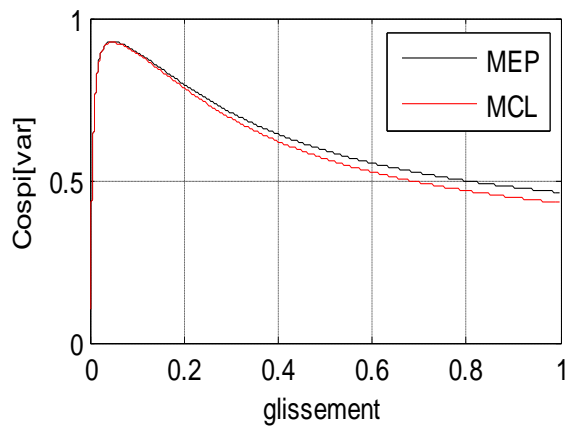
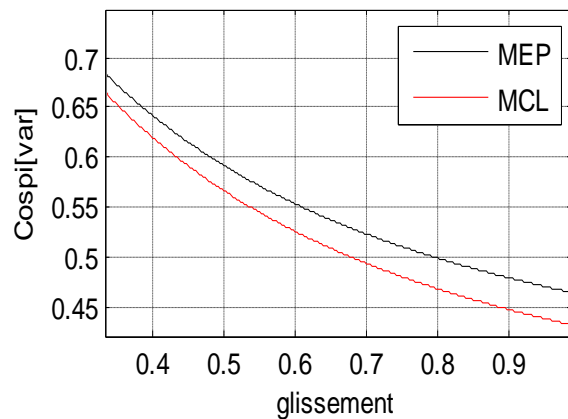


Figure de cos pi en fonction de glissement



Zoom de cos pi en fonction de glissement

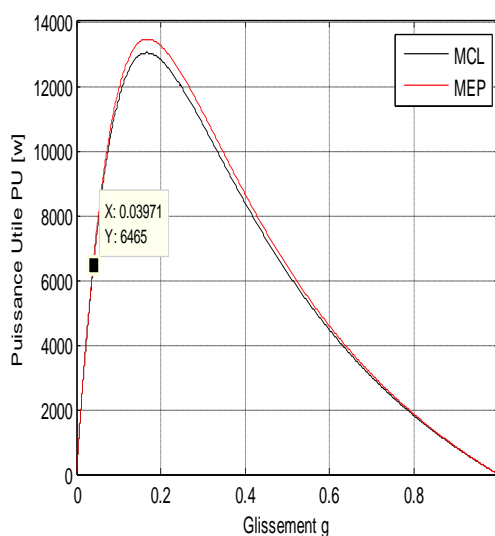
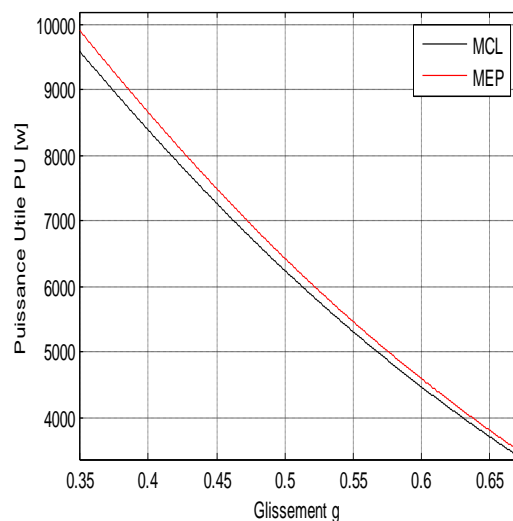


Figure de puissance en fonction de glissement



Zoom de figure de puissance en fonction de glissement

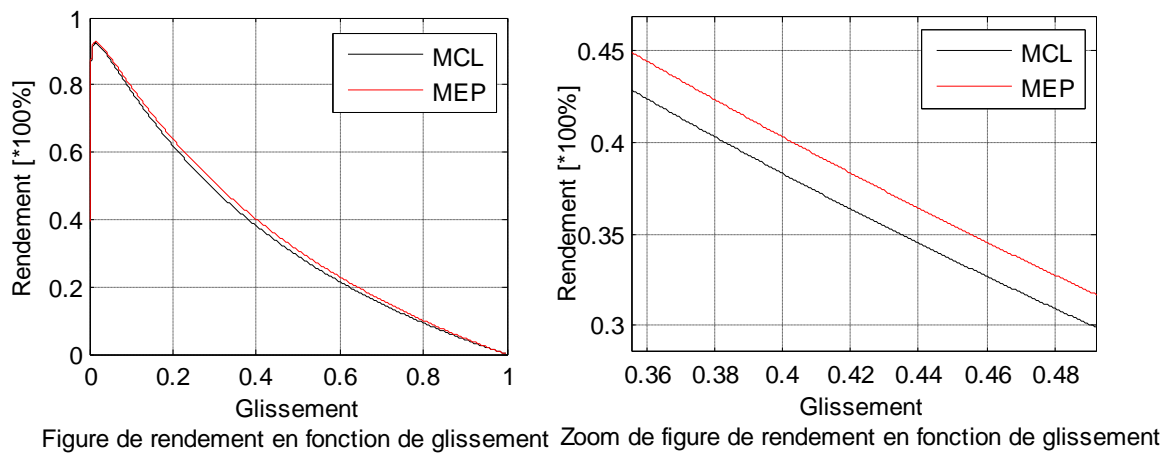


Figure (II.1) : Caractéristiques de la machine classique et la machine à encoches profondes

II.1.1 Analyse des résultats

D'après les résultats des deux machines étudiées, machine classique (MCL) et la machine à encoche profonde (MEP), on remarque que :

Le rendement de la machine à encoches profondes est amélioré par 2%, et on constate également une augmentation du couple de démarrage (+1.47Nm) ainsi que le couple maximal (+2.45 Nm).

Cette amélioration est accompagnée par une augmentation au niveau de l'appel du courant.

II.2 Simulation dynamique du modèle de la (MAS) classique et a encoches profondes

La simulation a été effectuée par le logiciel «Simulink» sous «Matlab». Dans cette partie on présentera le cas d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 380V et de fréquence 50HZ dont les paramètres de la MAS sont donnés dans [2, 8]. On note que la matrice A dépend de la vitesse électrique du rotor w , pour cela on la décompose en deux matrices comme suit :

$$A = A_{11} + A_{12}\omega \quad (\text{II.1})$$

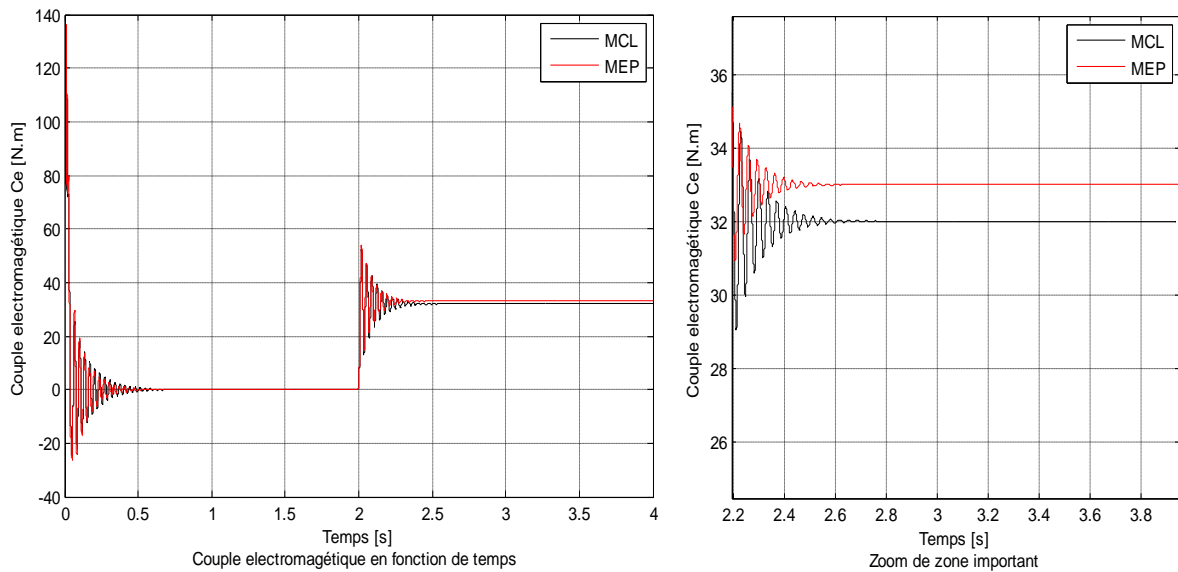


Figure (II.3) : Résultats de simulation de la MAS classique (CL) et à encoches profondes (EP).

II.3.1 Analyse des résultats

Au démarrage la courbe $C_{em}=f(t)$ présente des oscillations importantes, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique, après le couple électromagnétique tend vers une valeur nulle (puisque on a supposé que le frottement est nul).

En régime transitoire la vitesse de rotation augmente avec un croisement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s), c'est le régime permanent à vide.

Le courant statorique présente des dépassements excessifs (faible f.c.é.m. et faible vitesse), puis se stabilise à une forme sinusoïdale d'amplitude constante (on remarque que le courant à vide égale presque 50% le courant nominale).

Lorsqu'on applique un couple résistant C_r après 2s de démarrage à vide, le couple électromagnétique augmente jusqu'à la valeur du couple résistant appliqué ainsi le courant statorique augmente (il suit la charge); par contre la vitesse de rotation Ω chute de (157 rad/s) à (152,5 rad/s) et le flux statorique conserve leur forme avec une légère diminution de son module.

III. Simulation des Machines Asynchrones par la Commande Scalaire

III. Commande scalaire selon v/f constant

Les type de commande de la MAS la commande scalaire ou l'on s'intéresse au contrôle des grandeurs physiques de cette machine uniquement (exemple : le flux, le courant, ...). Cette première méthode de contrôle, la plus ancienne, équipe le plus grand nombre de variateurs, ceux qui ne nécessitent pas de fonctionnement à basse vitesse avec fort couple (ventilation, compression, climatisation, pompage, ...) ou des performances dynamiques très élevées.

III.1. Principe de commande scalaire avec V/F constant

Son principe est de maintenir $V/f=Constant$ ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$C_e = 3p \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{R_2' \omega_r}{R_2'^2 + (L_2' \omega_r)^2} \quad (III.1)$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique.

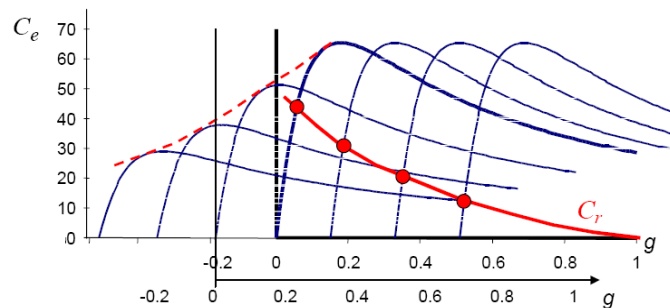


Figure (III.1) : Déplacement de la caractéristique couple-glissement en fonction de la fréquence d'alimentation

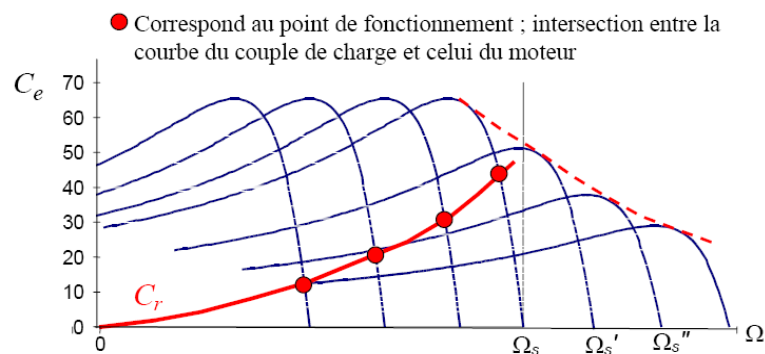


Figure (III.2) : Déplacement de la caractéristique couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation

En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone.

En fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de "défluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_s$).

Dans la zone linéaire (faibles glissements), cette famille de caractéristiques couple-vitesse est tout à fait analogue à celle d'une machine à courant continu où la tension d'induit constitue le paramètre de réglage de la vitesse. Ainsi pour faire varier en boucle ouverte la vitesse d'une machine asynchrone doit-on faire varier la fréquence d'alimentation au stator tout en maintenant le flux constant.

III.2. La loi V/f constante

Pour mettre le flux constant, on doit appeler les équations représentant la MAS qui peut s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} \bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ \bar{v}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$$C_e = p \cdot \text{Im}[\bar{i}_s \bar{\Phi}_s^*] \quad (\text{III.3})$$

En régime permanent ($d/dt=0$)

$$\begin{cases} \bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ \bar{v}_r = R_r \bar{i}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Pour des vitesses élevées $R_s \bar{i}_s$ est négligeable devant $j\omega_s \bar{\Phi}_s$.

Donc : $\bar{v}_s = j\omega_s \bar{\Phi}_s$

$\Rightarrow 2\pi f_s \Phi = V_s \Rightarrow V_s/f_s = 2\pi\Phi$, pour $\Phi = \Phi_n$: $V_s/f_s = 2\pi\Phi_n = \text{constant}$ c'est la loi V/f constante.

III.3. Schéma bloc de simulation de la commande scalaire

Pour la simulation, il a été utilisé le modèle de la MAS alimentée en tension dans le référentiel lié au stator (α, β), sous l'environnement MATLAB/Simulink.

Le schéma de simulation de la commande scalaire en boucle fermée est représenté par la figure suivante :

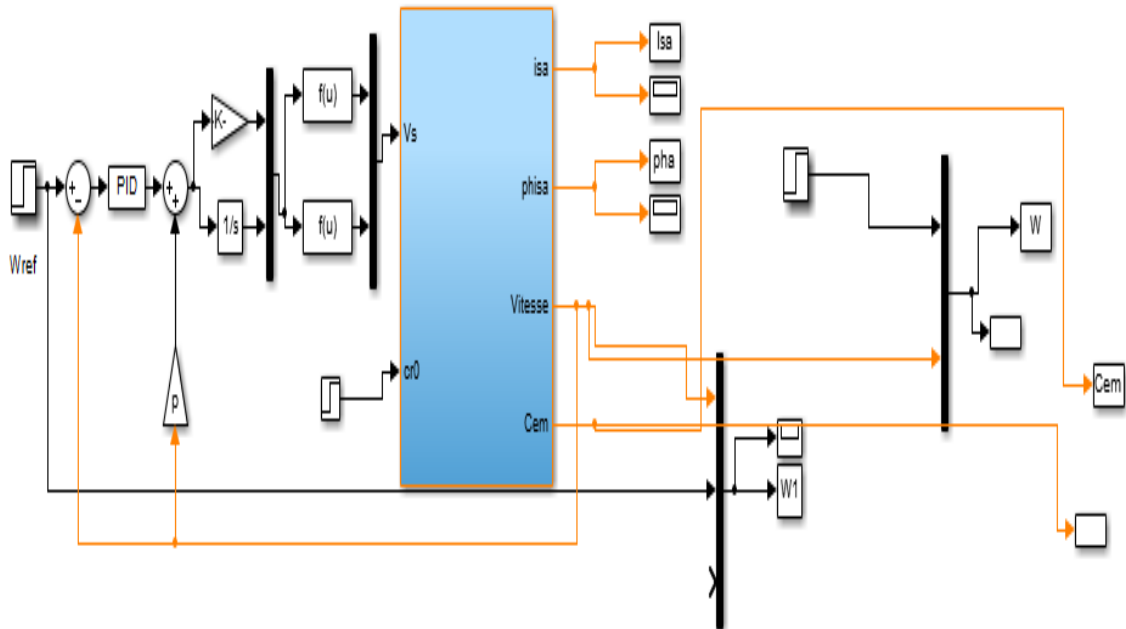
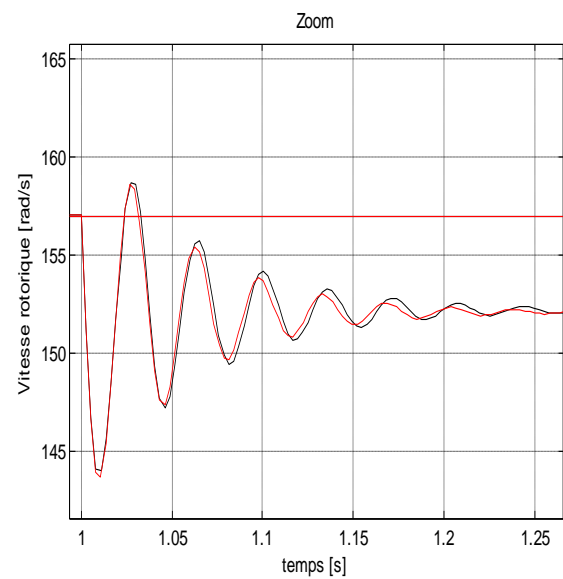
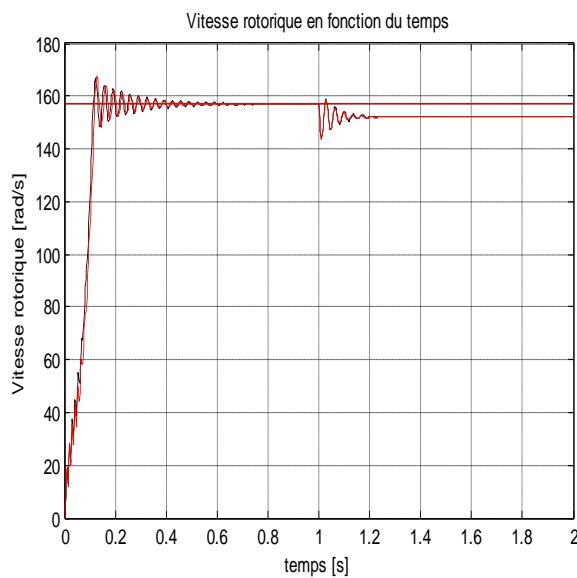
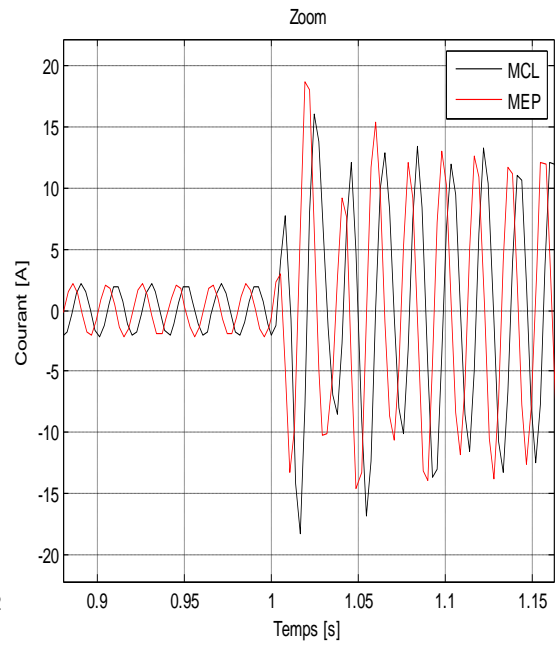
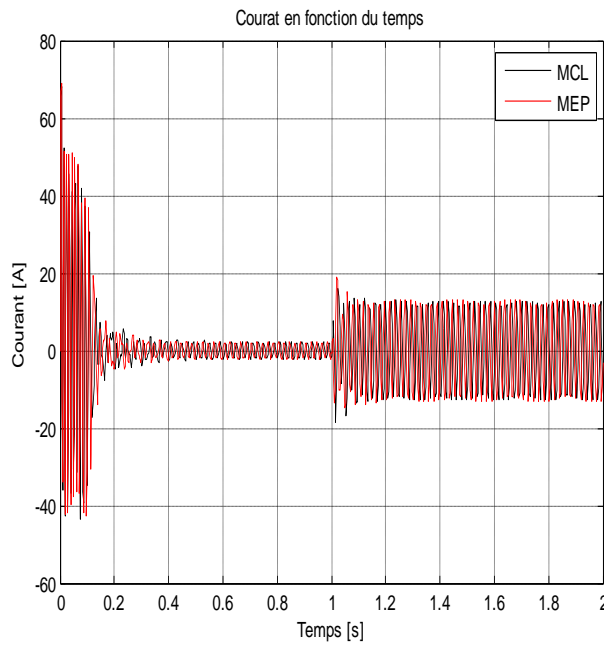


Figure (III.3) : Schéma bloc de la commande scalaire en BF de la MAS

Pour la boucle fermée, un contrôle de la vitesse a été effectué en utilisant la loi d'autopilotage : $w_s = w + w_r$. Notons que le régulateur du type PI a été choisi par tests en simulation ainsi choisi a pour fonction de transfert : $K_p + k_i/P$.

III.4. Résultats de simulation



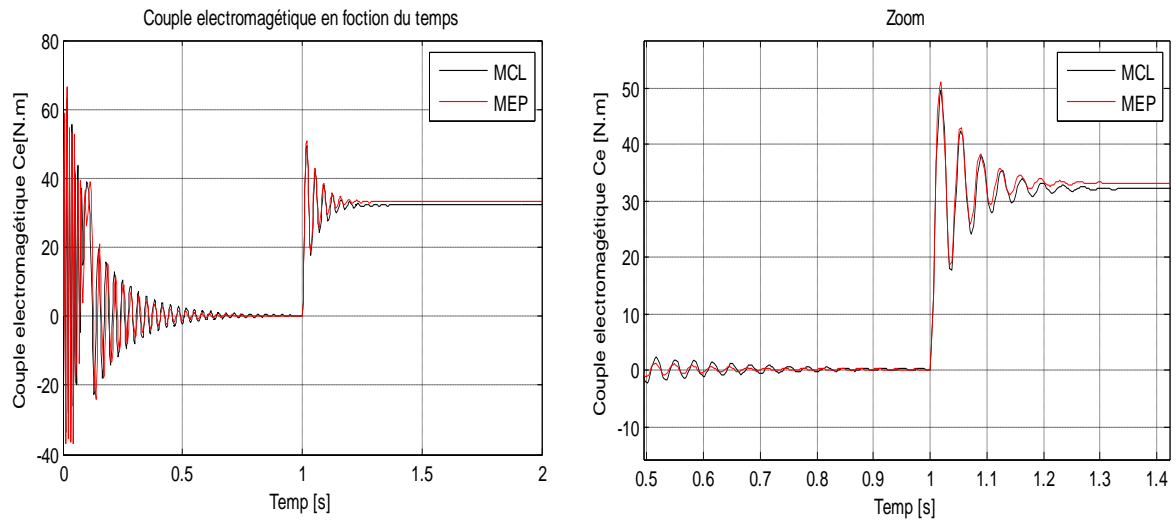
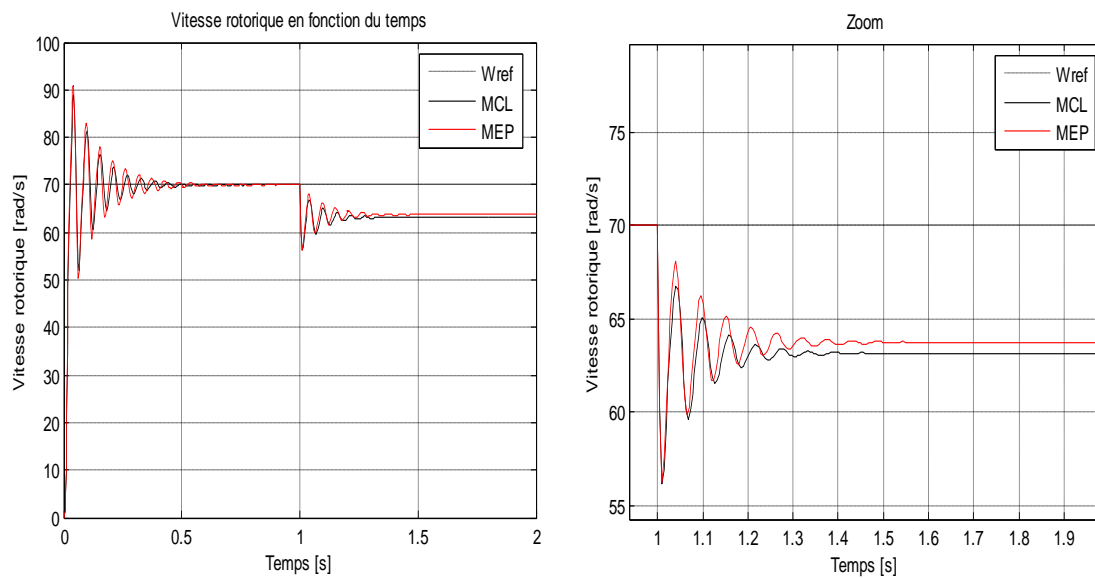


Figure (III.4) : Résultats de simulation pour ($W_{ref}=157$ rad/s)



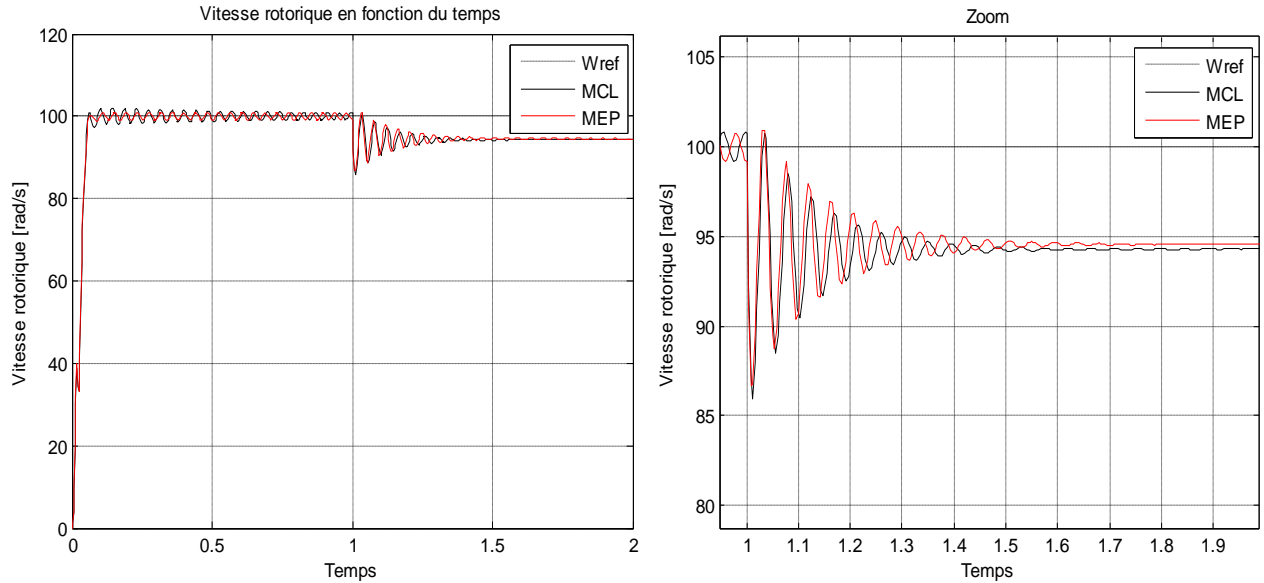


Figure (III.5): Résultats de simulation pour $W_{ref}=100$ rad/s

III.5 Interprétation de résultats

Premièrement, le tracé a été fait pour une vitesse de 157 rad/s en BF et 50 Hz en BO. On remarque que la vitesse de référence est atteinte en BO ainsi qu'en BF, avec une erreur statique réduite en BF, la MAS chargée par la charge de 32N.m à l'instant $t = 1s$. Dans ce cas la vitesse de la MAS est proche de la vitesse de référence en BF relativement amélioré par rapport à celle du BO. Les courant statoriques en régime permanent donnent une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

- ✓ En remarque la différence entre La commande scalaire en BO et BF en trouve la commande en BF la repense est très rapide c'est à dire atteint la valeur de référence par rapport la commande en BO.
- ✓ En trace les trois vitesses de consigne différentes (157,100 et 70 rad/s) ou bien (50, 31.8471et 22.293Hz) respectivement, la MAS a été chargée après établissement du régime permanent par la charge de 32 N.m à l'instant $t = 1s$. On remarque qu'il y a une amélioration de la rapidité en BF, Dans ce cas la vitesse de la MAS est loin de la vitesse de référence essentiellement pour $W_{ref} = 100$ et 70 rad/s. L'écart est plus important en BO relativement à la BF, les caractéristiques du couple ne peuvent supporter des efforts à faibles vitesses, voire même en BF.

III.6 Conclusion

Dans cette partie on a présenté le modèle de la machine asynchrone triphasé dans le repère de Park, aussi on a utilisé un types d'alimentation est parfaitement sinusoïdale.

D'après les résultats de simulation de la MAS classique (CL) et à encoches profondes (EP), on remarque que généralement une amélioration des performances de la machines étudiée (MEP) machine à encoches profondes à celui de la machine classique (MCL); il ya une augmentation du courant de démarrage, couple de démarrage et couple maximal.

D'autre part nous avons constaté que la vitesse de rotation du moteur chute lorsqu'on applique une charge, dont on conclure que la commande scalaire:

- ✓ Basée sur le modèle en régime permanent.
- ✓ Simple à implanter.
- ✓ Dynamique lente.
- ✓ Contrôle des gradeurs en amplitude.
- ✓ La commande scalaire en BF est plus performante en termes de rapidité et de stabilité par rapport à celle en BO.
- ✓ La commande scalaire utilisant la loi V/f constante ne supporte pas les efforts à faible vitesse, car les pertes d'énergie augmentent énormément.
- ✓ On ne peut pas utiliser la commande scalaire V/f constante pour une fréquence f_s supérieure à f_{sn} (nominale) car ceci revient à travailler en saturation.
- ✓ C'est une commande non linéaire ne permet pas une maîtrise des transitoires spécialement pour les applications à hautes performances.

Conclusion

Générale

Le travail présenté dans ce projet de fin d'études concerne une étude, caractérisation et la commande de la machine asynchrone à encoches profondes (MEP).

Dans la première partie, nous avons étudié le principe de fonctionnement du moteur asynchrone ainsi que sa constitution en démontrant ces différents composants. Ensuite, on a vu les différents modes de démarrage, le bilan de puissance, la présentation des différentes méthodes d'identification des paramètres d'une machine asynchrone et nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone dont le but de présenter la modélisation mathématique de la machine asynchrone sous forme de modèles d'état.

Ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé (dq) afin de faciliter l'étude de notre machine dans la deuxième partie, ce dernier étant déterminé à partir du référentiel conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park.

Nous avons constatés que le rendement du moteur (MEP) est mieux par rapport au moteur ancien (classique). Donc on peut déclarés que ces machines sont à haut rendement.

En outres, l'analyse des résultats statique et dynamique des deux machines classique et à encoches profondes montre que la (MEP) est meilleure. Ceci est confirmé par les résultats de simulation en appliquant la commande scalaire.

Pour la continuité de ce travail au futur, il est suggéré de refaire la même étude mais ceci par la vérification de la robustesse de la commande utilisée.

Références bibliographiques

- [1] **A. Gilson** « Conception d'une Machine Haute Vitesse / Haut Rendement à Coût Maitrisé pour des Applications de Type Compresseur » Moving Magnet Technologies, Département ENERGIE, Université de Franche-Comté, Institut FEMTO-ST, 90010 Belfort.
- [2] **S. Chekroun, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, « Approche Géométrique pour la Conception Assistée par Ordinateur des Machines à Induction », *Conférence en Génie Electrique*, CEE02, Université de Batna, Algérie, pp.198-201, 10-11 Décembre, 2002.
- [3] **S. Chekroun, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, « Comparaison de Deux Méthodes d'Evaluation du Rendement d'une Machine Asynchrone », *Conférence en Génie Electrique*, CEE2012, Université de Batna, Algérie, pp.20-25, 8-10 Octobre, 2012.
- [4] **B. Mimi** « Etude des Machines Electriques par CAO » Doctorat en Sciences, université Mentouri Constantine, 2009.
- [5] **M. S. Bouzeriba** « la Maîtrise de l'Energie en Algérie » Liaison Energie Francophonie, Edition Institut de l'Energie des Pays Ayant en Commun l'Usage du Français, n°71, pp, 39-44, 2006.
- [6] **A. Robert** « Qualité de l'Electricité dans le Marche Libéralise » Séminaire organise par le Professeur Jean-Louis LILIEN, Université de Liège, 8 décembre 2004.
- [7] **N. Elkhatabi** «Identification des Paramètres du Moteur à Induction pour la Mesure in Situ du Rendement » l'Université du Québec à Trois-Rivières. Février 2009.
- [8] **M. Naili, M. Abache**, « Contribution a L'Identification Paramétrique de la Machine Asynchrone a Flux Radial », Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2005.
- [9] **R. Bouchard et G. Oliver** « Conception des Machines Electrique » Edition de l'Ecole Polytechnique de Montréal, 1997.
- [10] **A. HAMOUDA** « Elaboration d'un Programme de Calcule de Machines Synchrones sous Matlab en vu d'une Etude d'Optimisation » Mémoire de Magister Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2012.
- [11] **BRAHIMI Sara** « Analyse Electromagnétique en 2D des Machines Asynchrones a Haut Rendement » Master en Génie Electrique Université de M'sila ; ISE_119 Année universitaire 2014/2015.
- [12] **A. Boukhelifa**, « Les Éléments d'Optimisation du Pilotage d'une Machine Asynchrone en Vue D'un Contrôle Vectoriel », Thèse de Doctorat de L'école Nationale Polytechnique, Alger, 2007, pp.56,

- [13] **G. Rakotonirina** « Modélisation Thermique des Moteurs Asynchrones à Cage par la Méthode des Eléments Finis » doctorat en génie électrique (ph.d) université du québec à trois-rivières 30 AVRIL 2001
- [14] **Y. Alhassoun**, « Étude et Mise en Œuvre de Machine à Aimantation Induite Fonctionnant à Haut Vitesse », Thèse de Doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.