

*REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE*

*Ministre d'enseignement supérieur et la recherche scientifique*



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

*Ecole Nationale Polytechnique*

***DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE***

***PROJET DE FIN D'ETUDES***

***Thème***

**Modèle mathématique d'un convertisseur  
électromagnétique tournant: Application à la  
machine asynchrone**

*Proposé et dirigé par :*

*Pr. O.TOUHAMI*

*Réalisé par :*

*AZZAZ RAHMANI Fayssal*

*Promotion : septembre 2011*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A ma mère, ma mère, ma mère...*

*A mon père.*

*A mes frères et mes sœurs.*

*A toute la famille Axxax Rahmani.*

*A tous mes amis.*

*A tous ceux qui m'aiment.*

*A vous.*

*Fayssal*

# Remerciements

*Je remercie Dieu, le tout puissant, pour m'avoir donné le courage, la patience, la volonté et la force nécessaires, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, qui se sont hissés au travers mon chemin, durant toutes mes années d'études.*

*Je tiens à remercier infiniment Monsieur TOUHAMI Omar, d'avoir voulu diriger ce travail ainsi que pour leur aide, leur disponibilités et leur encouragement. Il m'a toujours consacré le temps nécessaire pour être guidés efficacement. Au-delà de leur grande rigueur scientifique et de l'aide technique qu'il m'a apportée, leur soutien amical et la reconnaissance dont il a fait preuve envers mon travail m'a aidé à franchir bien des barrières.*

*J'adresse aussi mes remerciements à l'ensemble des enseignants du département du Génie Electrique et de la spécialité Electrotechnique.*

*Tous les enseignants qui ont contribué à ma formation pendant les cinq années.*

# NOTATIONS

---

$V_s$ :	vecteur des tensions statoriques.
$I_s$ :	vecteur des courants statoriques.
$r_s$ :	résistance d'une phase du stator.
$\Phi_s$ :	flux total au stator.
$V_r$ :	vecteur des tensions rotoriques.
$I_r$ :	vecteur des courants rotoriques.
$\Phi_r$ :	flux total au rotor.
$L_{ls}$ :	inductance de fuite au stator.
$L_{ms}$ :	inductance magnétisante.
$L_{xn}$ :	inductance entre la phase x du stator et la maille n du rotor.
$N_s$ :	nombre de spires par phase.
$l$ :	longueur de l'entrefer.
$g$ :	entrefer.
$r$ :	rayon moyen de l'entrefer.

$\theta_r$	angle de rotation.
$\alpha_r$	angle entre deux barres adjacentes.
$R_b$	résistance d'une barre du rotor.
$R_e$	résistance d'une portion de l'anneau de court-circuit.
$L_b$	inductance d'une barre du rotor
$L_e$	inductance d'une portion de l'anneau de court-circuit.
$\Phi_{rks}$	flux rotorique de la maille k dû aux courants statoriques.
$\Phi_{rkr}$	flux rotorique de la maille k dû aux courants rotoriques.
$C_e$	couple électromagnétique.
$J$	moment d'inertie du rotor.
$\omega$	vitesse de rotation.
$s$	glissement.
$p$	nombre de paires de pôles.
$M$	Inductance mutuelle entre stator et rotor.
$\cos \varphi$	Facteur de puissance.
$\eta$	Rendement.

## ملخص :

في عملنا هذا قمنا بنمذجة المحرك اللاتزامني ذو قفص السنجاب عن طريق معادلات رياضية بإستعمال البرنامج كأداة لمحاكات رد فعل المحرك, في ما بعد قمنا بدراسة تأثير عدد أعمدة الجزء الدوار على إجابة المحرك.

**كلمات مفتاحية :** النمذجة, المحرك اللاتزامني ذو قفص السنجاب, أعمدة الجزء الدوار.

## Résumé :

Dans ce mémoire nous avons élaboré des modèles mathématiques pour le moteur asynchrone à cage d'écureuil qui ont servi à la simulation des performances dynamiques, à l'aide du logiciel Matlab. Ensuite, l'influence du nombre de barres du rotor sur a été également prise en compte.

**Mots clefs :** modélisation, moteur asynchrone à cage d'écureuil, barres de rotor.

## Abstract :

In this work we have modulate the Squirrel-Cage Rotor Induction Motors, with a mathematical equations, using Matlab as tool of simulation of comportement the motor, after we have study the effect of the bars's number of rotor on the operating of the machine.

**Keywords:** modelling, Squirrel-Cage Rotor Induction Motors, rotor's bar.

# Table des matières

---

<b>Introduction Générale</b> .....	1
<b>I. Constitution de la machine Asynchrone</b>	
Introduction.....	2
I.1 Eléments de constitution de la machine asynchrone.....	3
I.1.1 le stator.....	4
I.1.2 le rotor.....	5
I.1.3 les organes mécanique.....	6
I.2 Les défaillances des machines asynchrones.....	7
<b>II. Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil</b>	
Introduction .....	11
II.1 Hypothèses simplificatrices.....	12
II.2 Modélisation de la machine.....	12
II.2.1 Modélisation du stator.....	12
II.2.1.1 Flux statorique dû aux courants statoriques.....	13
II.2.1.2 Flux statorique dû aux courants rotoriques.....	14
II.2.2 Modélisation du rotor.....	15
II.2.2.1 Flux rotorique dû aux courants statoriques.....	17
II.2.2.2 Flux rotorique dû aux courants rotoriques.....	18
II.2.2.3 Résistance équivalente du rotor.....	19
II.2.2.4 Transformation inverse du courant.....	21
II.2.2.5 Paramètres triphasés équivalents.....	22
II.3 Fonction de transfert.....	23

II.4 Conclusion.....	24
<b>III. résultats de simulation numérique</b>	
Introduction.....	26
III.1 Simulation de la machine asynchrone.....	26
III.1.1 Paramètre de la machine.....	26
III.1.2 Modèle mathématique.....	27
III.1.3 Résultats de simulation.....	27
III.1.4 Interprétation des résultats.....	29
III.2 Etude comparative des trois MAS.....	30
III.2.1 Paramètres des trois machines.....	30
III.2.2 Comparaison entre les courants statoriques.....	31
III.2.3 Comparaison entre les courants rotoriques.....	32
III.2.4 Comparaison entre les vitesses rotoriques.....	33
III.3 Conclusion.....	34
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>36</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>37</b>
<b>ANNEXE Les modèles SIMULINK de la machine asynchrone.....</b>	<b>39</b>

# Introduction Générale

---

Dans de nombreuses applications industrielles la demande est de plus en plus croissante pour améliorer la fiabilité et la disponibilité des système électriques. Pour atteindre des niveaux de fiabilité suffisants et assurer la longévité des chaines de production, on se tourne inévitablement vers la machine électrique la plus robuste qui n'est autre que la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Les machines à induction, comme tous les autres types des machines électriques, transforment l'énergie électrique en énergie mécanique et vice versa. Cette transformation fait intervenir des aspects électriques, électromagnétiques, thermique, mécanique et acoustiques. Pour chacun de ces phénomènes physique, il existe autant de modèles qui se retrouvent couplés par différentes grandeurs physiques. Ainsi, le fonctionnement des machines à induction n'est d'écrit correctement que par l'examen simultané de tous les phénomènes cités, ce qui n'est pas un problème facile à résoudre.

L'objectif de notre mémoire est de comparer les performances de plusieurs machines asynchrone à structures différentes.

Dans le premier chapitre nous allons étudier les diffirents parties de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Le deuxième chapitre sera consacrée à la modélisation mathématique de la machine asynchrone. Le modèle sera simplifié par l'introduction de la transformation de PARK.

Dans le troisième chapitre nous allons validier le modèle de la machine élaboré dans le deuxième chapitre, apris nous allons effectuer une comparaison entre les performances dynamiques des trois machines asynchrones à trois rotors différents.

Enfin, on termine par une conclusion générale sur les résultats obtenus en simulation..

Chapitre I

**Constitution de la machine  
Asynchrone**

## Introduction

Parmi les machines électrique à courant alternatif utilisées dans les entraînements, la machine asynchrone a la faveur des industriels. Elle présente l'avantage d'être la plus robuste des machines électriques, la moins coûteuse à sa fabrication [1]. En effet, la fiabilité et la sûreté de son fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité de service et la rentabilité des installations.

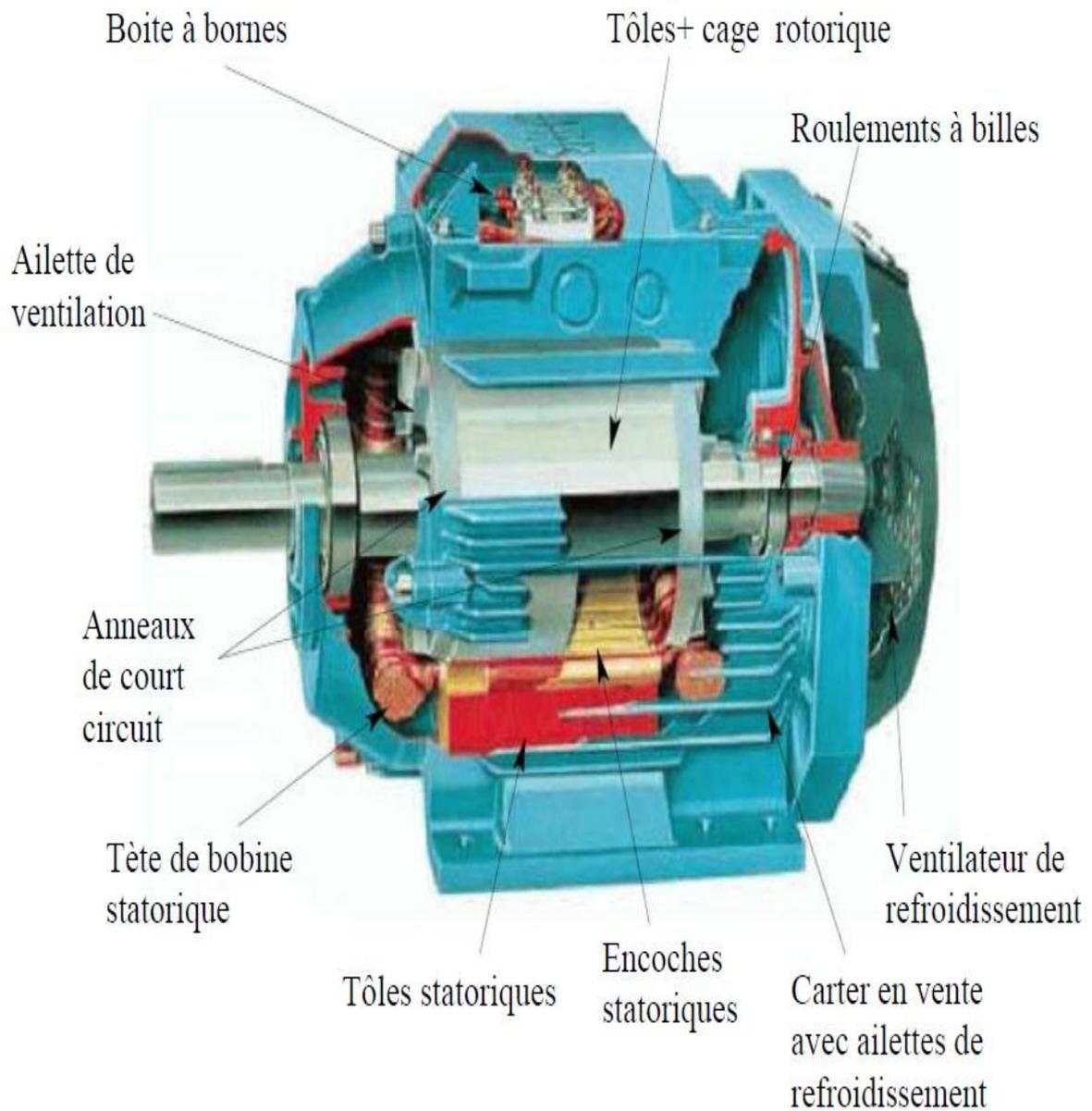
Dans ce chapitre, nous décrivons le système étudié qui se limite, dans notre cas, à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Des rappels sur les éléments de constitution de cette machine, et son fonctionnement y sont effectués en mettant l'accent sur les possibilités d'apparition de défaut tant au stator qu'au rotor.

### I.1 Eléments de constitution de la machine asynchrone

On se propose, dans cette partie, de donner quelques précisions sur les éléments de constitution des machines asynchrones. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement.

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements du reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessible de l'extérieure ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit deux types du rotor : bobiné ou à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettrons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont court-circuit. Dans ce travail, nous nous intéressant à la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Les éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés dans la Figure I.1.



**Fig. 1.1 – Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil**

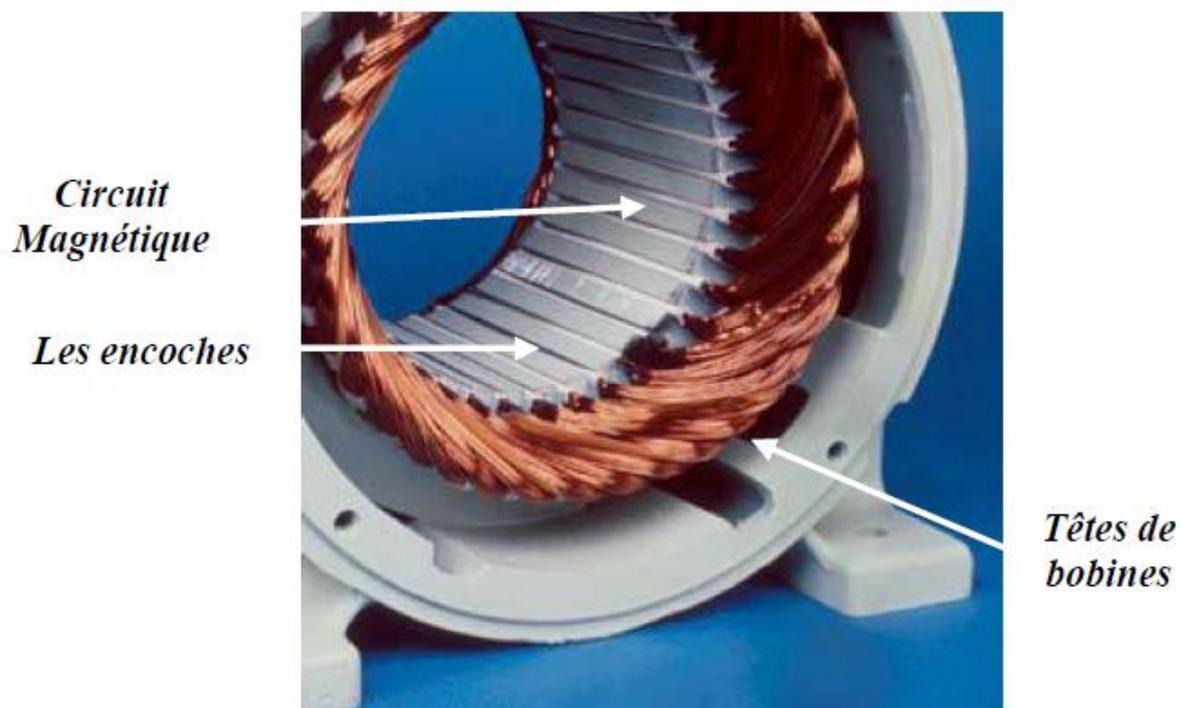
1. Le stator : (partie fixe) constitue de disque en tôles magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
2. Le rotor : (partie tournante) constitué de disque en tôles magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
3. Les organes mécaniques : permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

### **I.1.1 le stator**

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance plus importantes, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois cette étape d'assemblage terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentrique [2]. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. Nous représentons sur la figure I.2 les différentes parties de constitution du stator d'une machine asynchrone.

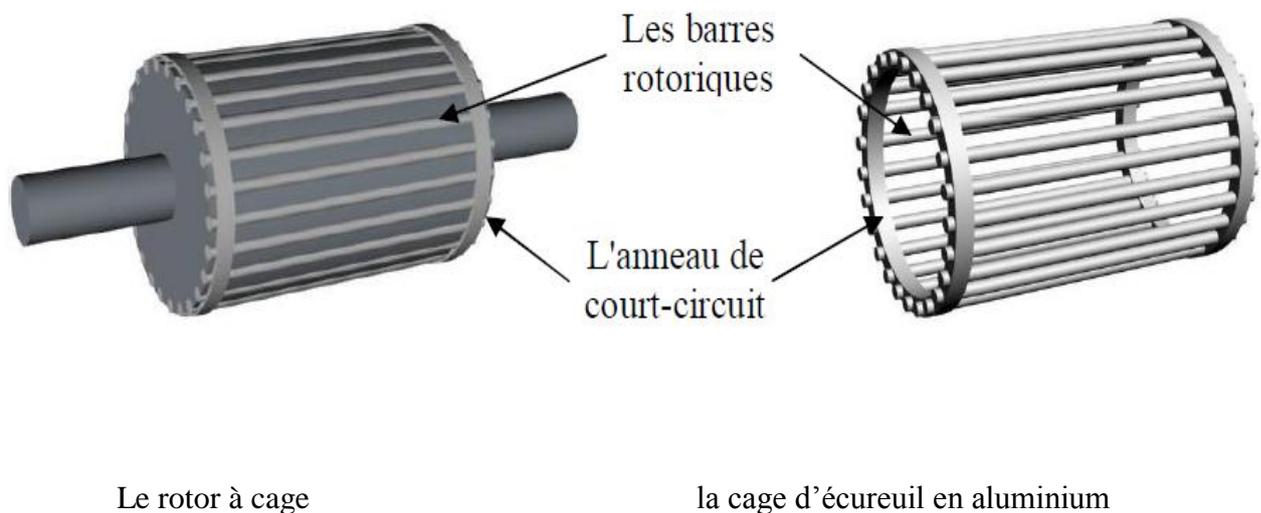


**Fig. 1.2 - Stator de la machine asynchrone triphasée à cage.**

## **I.1.2 Rotor**

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors de machine asynchrone peuvent être de deux types : bobinés ou à cage d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotorique). Les phases rotorique sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dit « de court-circuit », eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium. Il existe différentes structures de rotor à cage qui dépend principalement de la taille du moteur et de l'application qu'il en sera fait [4]. Nous donnons à la figure I.3 les différents éléments de constitution d'un rotor à cage d'écureuil. Nous pouvons visualiser l'arbre sur lequel les tôles sont empilées, les deux anneaux de court-circuit ainsi que les barres d'aluminium formant la cage d'écureuil. Très souvent, ces barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine

asynchrone. L'isolation des barres avec les tôles magnétique n'est en générale pas nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles. De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre [5]. Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible.



**Fig. 1.3 – rotor de la machine asynchrone triphasée à cage.**

### **I.1.3 les organes mécanique**

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. 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 lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radial,...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux force centrifuges, des efforts de tension

(couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire). 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 du aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance.

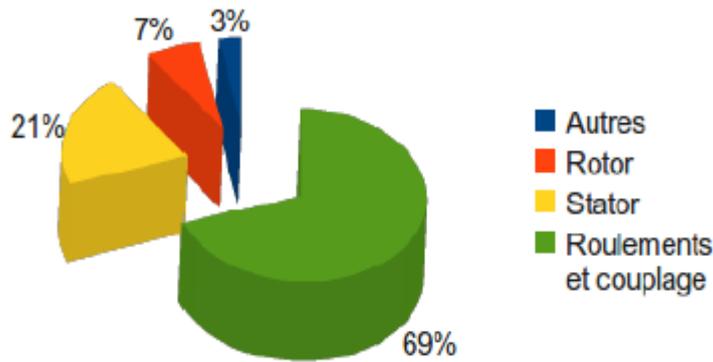
Afin d'assurer la variation de vitesse des moteurs électrique mais aussi la conversion de l'énergie, de nombreuses machines se voient associer un convertisseur. Ainsi, de nos jours, on trouve dans un grand nombre de procédés industriel, des associations entre des convertisseurs statiques et des machines électriques (pompage, levage,...).

Cela permet de fournir aux moteurs des tensions et des courants de fréquence variable servant à commander la machine en couple ou en vitesse.

## **I.2 Les défaillances des machines asynchrones**

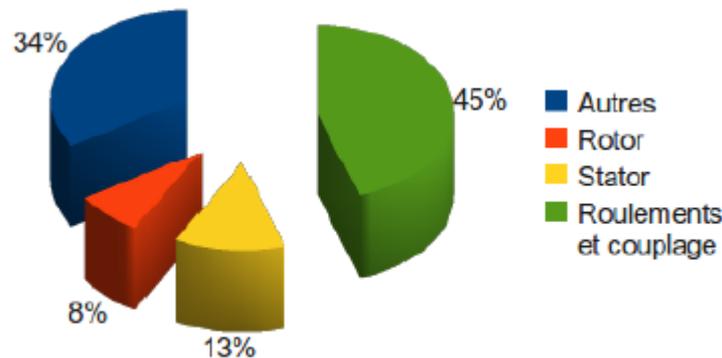
Bien que la machine asynchrone soit réputée robuste, elle parfois présenter différents types de défauts. Ces défauts se déclarent dans les différentes parties de la machine en commençant par la connexion des phases statoriques et en finissant par l'accouplement mécanique du rotor à la charge. Ces défaillances peuvent être prévisibles ou intempestives, mécanique, électrique ou magnétique, et leurs causes sont très variées.

Une étude statique menée par [8] sur les machines asynchrones à cage d'écureuil, exploitées dans le domaine de l'industrie pétrochimique, nous révèle que certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres comme exposé par le diagramme de la figure I.4 en présentant le pourcentage de défauts susceptibles d'affecter ces machines de grande puissance.



**Fig. I.4 – Pourcentage des défauts (2008)**

Cette répartition montre que les défauts des machines de grande puissance proviennent principalement de roulements et du bobinage statorique, ceci est dû aux contraintes mécaniques plus importantes dans le cas de ces machines.



**Fig. I.5 – Pourcentages des défauts (1995)**

En comparant ces résultats à ceux issus de publications plus anciennes, données par le diagramme de la figure I.5, réalisés par [8] sur des machines de même type (100 kW à 1 MW), nous remarquons que, ces dernières décennies, la répartition du pourcentage de ces défauts a changé, du fait des conditions de fabrication des moteurs. Les défauts dans le stator et le rotor sont de moins en moins fréquents, la principale source de défaillances est constituée actuellement par les roulements. L'avancée technologique dans le domaine de l'électronique de puissance, a permis aussi d'introduire des nouvelles techniques de commande des machines électriques. Dans le cas des machines commandées par des convertisseurs de puissance, les enroulements sont excités par des tensions comprenant des harmoniques de

rang élevé. Cette dernière option est devenue la norme pour le contrôle des systèmes électrique. Ce type d'alimentation accélère le vieillissement de l'isolation du bobinage statorique. Une solution est le développement d'une meilleure isolation de matériaux. Ces statistiques ne sont pas pour autant valables pour toutes les circonstances, il est à noter que ces défauts sont très sensibles aux conditions d'exploitation de ces machines et que leurs origines peuvent être très variées. Recensons, par exemple, les origines :

- Mécaniques : mauvaise fabrication, vibration de la machine, forces électromagnétique déséquilibrées, forces centrifuges, fluctuations de la charge ;
- Electriques : dégradations d'isolement, décharges partielles, étincelles ;
- Thermique : pertes dans le cuivre, manque de refroidissement général ou localisé ;
- Environnementales : humidité, poussière, ....

Chapitre II

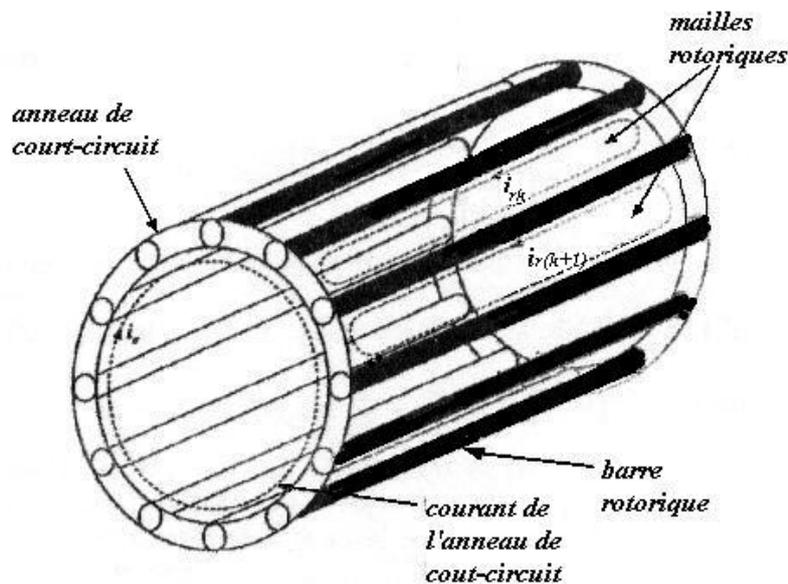
**Modélisation de la MAS à  
cage d'écureuil**

## Introduction

La modélisation de la machine asynchrone pour objectif la commande et/ou le dimensionnement de l'entraînement électrique à vitesse variable dont elle est insérée. Depuis plusieurs décennies, elle a été l'objet de nombreux travaux.

On dit qu'on peut modéliser un processus physique, si on est capable de prédire quel est son comportement (sortie) lorsqu'on le soumet à une sollicitation (entrée) connue.

Le modèle triphasé-triphasé ne permet pas de connaître les valeurs réelles des courants circulant dans les barres rotoriques, ainsi il ne permet surtout pas de prendre en compte les défauts rotoriques, c'est pourquoi le modèle multi-enroulements a été développé [1]. Dans ce modèle, le rotor est représenté comme étant constitué d'autant de phases que de barreaux, ce qui conduit à considérer les courants circulant dans les portions d'anneau de court-circuit comme des courants de phase rotoriques, Fig.II.1.



**Fig. II.1 – Représentation des mailles rotoriques.**

Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques [3, 4, 5].

Ainsi la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes.

En outre, elle est d'un appoint précieux en permettant d'une part, de restituer une de ce que l'on peut observer expérimentalement, et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus varié que ceux de l'observation expérimentale.

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle,
- Déterminer ses paramètres,
- Vérifier sa validité.

## **II.1 Hypothèses simplificatrices**

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone est effectuée dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [6].

- L'entrefer est constant et la distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique est non saturé et à perméabilité constante, cette hypothèse permet d'introduire le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statorique et rotorique.
- Les pertes ferromagnétiques et l'effet des encoches sont négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement, ne sont pas pris en compte.

## **II.2 Modélisation de la machine**

### **II.2.1 Modélisation du stator**

La théorie des circuits multiples couplés magnétiquement et la représentation complexe de vecteur de l'espace sont utilisées. Ce modèle est choisi en raison des simplifications qui peuvent être réalisées.

Bien que la distribution sinusoïdale d'un enroulement est assumée aux autres distributions des enroulements pour que le principe de superposition soit toujours applicable. Le vecteur du flux total  $\Phi_s$  du stator, peut être divisé en deux parties, l'un dû aux courants statoriques et l'autre dû au couplage mutuel avec le circuit du rotor. Pour le détail de l'explication, chaque terme est développé séparément.

### II.2.1.1 Flux statorique dû aux courants statoriques

Pour une distribution sinusoïdale des enroulements statoriques, le flux statorique dû aux courants statoriques  $\Phi_{ss}$  est donné par l'équation (II-1)

$$\begin{bmatrix} \phi_{ass} \\ \phi_{bss} \\ \phi_{css} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} i_s \quad (\text{II-1})$$

$L_{ls}$  et  $L_{ms}$  sont les inductances de fuite et magnétisante des enroulements du stator.

L'application du vecteur d'espace triphasé à l'équation (II-1) donne :

$$\phi_{ss} = \frac{2}{3} (\phi_{ass} + a\phi_{bss} + a^2\phi_{css}) \quad (\text{II-2})$$

Avec  $a$  est le nombre complexe  $e^{j(2\pi/3)}$  et  $\Phi_{ss}$  est le flux total, avec,

$$\phi_{ss} = (L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms})i_s \quad (\text{II-3})$$

$$i_s = \frac{2}{3} (i_{as} + ai_{bs} + a^2i_{cs}) \quad (\text{II-4})$$

L'inductance  $L_{ms}$  pour un enroulement ayant  $N_s$  spires par phase est donnée par la relation, [2] :

$$L_{ms} = \frac{\mu_0 l_r}{g} N_s^2 \left( \frac{\pi}{4} \right) \quad (\text{II-5})$$

### II.2.1.2 Flux statorique dû aux courants rotoriques

La cage du rotor est normalement modélisée par  $n$  boucles identiques et équidistantes. Une boucle est constituée par deux barres adjacentes du rotor et deux portions d'anneau de court-circuit. Chaque boucle est couplée avec toutes les autres boucles (circuits) et avec chacune des trois phases du stator.

Le flux statorique dû aux courants rotoriques est donc :

$$\phi_{sr} = \begin{bmatrix} \phi_{asr} \\ \phi_{bsr} \\ \phi_{csr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \cdots & L_{an} \\ L_{b1} & L_{b2} & \cdots & L_{bn} \\ L_{c1} & L_{c2} & \cdots & L_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

$L_{xi}$  représente l'inductance mutuelle entre  $x$  du stator et la boucle  $i$  du rotor

$$\begin{bmatrix} \phi_{asr} \\ a\phi_{bsr} \\ a^2\phi_{csr} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{2} \left\{ e^{-j(\theta_r + \delta)} \begin{bmatrix} \mathbf{1} & b^{-1} \cdots b^{1-n} \\ a^2 & a^2 b^{-1} \cdots a^2 b^{1-n} \\ a & ab^{-1} \cdots ab^{1-n} \end{bmatrix} + e^{j(\theta_r + \delta)} \begin{bmatrix} \mathbf{1} & b \cdots b^{n-1} \\ \mathbf{1} & b \cdots a^2 b^{n-1} \\ \mathbf{1} & b \cdots ab^{n-1} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

$\delta = \frac{\alpha_r}{4}$ , pour une machine ayant deux paires de pôles.

$\alpha_r$  représente l'angle entre deux barres adjacentes.

$b$  est le nombre complexe  $e^{j\alpha_r}$ . Le flux  $\Phi_{sr}$  est obtenu on multipliant (II-7) par  $2/3$ .

$$\phi_{sr} = L_m \left\{ (1 + a + a^2) e^{-j(\theta_r + \delta)} \begin{bmatrix} \mathbf{1} & b^{-1} \cdots b^{1-n} \\ \mathbf{1} & b^{-1} \cdots b^{1-n} \\ \mathbf{1} & b^{-1} \cdots b^{1-n} \end{bmatrix} + e^{j(\theta_r + \delta)} \begin{bmatrix} \mathbf{1} & b \cdots b^{n-1} \\ \mathbf{1} & b \cdots b^{n-1} \\ \mathbf{1} & b \cdots b^{n-1} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

Puisque  $(1 + a + a^2 = 0)$ , le premier terme de l'équation (II-8) est toujours nul, donc  $\Phi_{sr}$  devient simplement :

$$\phi_{sr} = \frac{n}{2} L_m e^{j(\theta_r + \delta)} i_r \quad (\text{II-9})$$

Avec :

$$i_r = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} 1 & b & \dots & b^{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

$i_r$  représente le vecteur des courants rotorique.

Le flux statorique total est donné par la relation suivante :

$$\phi_s = \phi_{ss} + \phi_{sr} = L_s i_s + \frac{n}{2} L_m e^{j(\theta_r + \delta)} i_r \quad (\text{II-11})$$

Où  $L_s = L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}$ , on note que dans cette dérivation aucune considération prise en compte concernant la forme d'onde des courants du rotor et l'équation (II-11) est valable pour n'importe quel type d'excitation aussi pendant le régime transitoire.

En notation matricielle la tension  $V_s$  est écrite comme suit :

$$V_s = r_s + p\phi_s \quad (\text{II-12})$$

Où  $r_s$  est la résistance d'une phase statorique et, en remplaçant le flux statorique par son expression dans  $V_s$  on obtient :

$$V_s = r_s i_s + L_s p i_s + \frac{n}{2} L_m e^{j(\theta_r + \delta)} (p + j\omega_r) i_r \quad (\text{II-13})$$

Cette expression a la même forme que le modèle d-q de Park. La différence principale est l'angle de phase introduit par le terme exponentiel complexe, qui est dû au choix arbitraire de la référence pour l'axe magnétique de la première boucle du rotor.

## II.2.2 Modélisation du rotor

L'effet de la symétrie du rotor est commode pour le modèle de la cage avec n circuits magnétiques couplés, Un avantage particulier de cette approche est qu'elle est applicable

aux rotors avec un nombre non entier des barres par pôle. Pour la simplicité, on définit chaque boucle par deux barres adjacentes du rotor et les deux portions d'anneau de court-circuit, (Figure II.1). Au bout de l'analyse de chaque barre du rotor et de segment d'anneau de court-circuit, le rotor est remplacé par un circuit équivalent qui représente la nature résistive et inductive de la cage. Il est également commode d'effectuer l'analyse en utilisant des courants de boucle comme variables indépendantes. Un tel circuit équivalent est représenté à la figure II.2.

En général, il y a  $(n + 1)$  mailles indépendantes définies par les  $n$  boucles du rotor. De plus, une maille est constituée par n'importe quelle portion d'anneau de court-circuit. Cependant, en l'absence de la composante axiale du flux, le courant qui circule dans l'anneau  $i_e$ , est égal à zéro.

L'équation de la maille pour le  $k^{\text{ième}}$  circuit du rotor est :

$$0 = 2(R_b + R_e)i_{rk} - R_b i_{r(k-1)} - R_b i_{r(k+1)} + p\phi_{rk} \quad (\text{II-14})$$

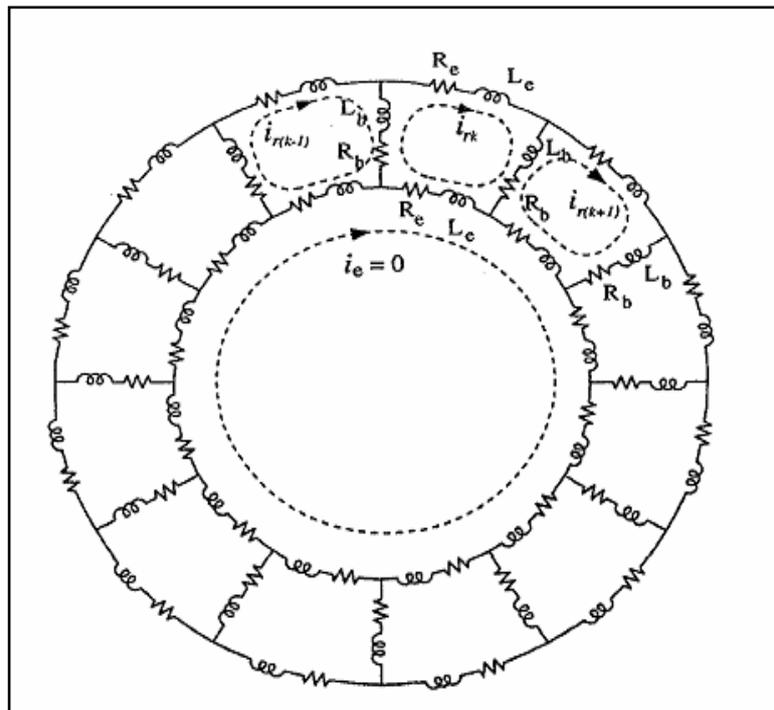


Fig. II.2 - circuit équivalent d'un rotor à cage

Où  $R_b$  représente la résistance de la barre,  $R_e$  est la résistance de la portion d'anneau du court-circuit,  $\Phi_{rk}$  est le flux total embrassé par la  $k^{ième}$  maille et  $i_{rk}$  est le courant de la boucle. Puisque les boucles sont identiques, l'équation (II-14) est valable pour chaque boucle, donc l'équation de tension du rotor sous la forme matricielle devient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & \cdots & -R_b \\ R_b & R_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -R_b & 0 & \cdots & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \vdots \\ \phi_{rn} \end{bmatrix} \quad (II-15)$$

Avec  $R_0 = 2(R_b + R_e)$

L'équation du rotor sous la forme de vecteur d'espace est obtenue en appliquant la transformation donnée dans les équations (II-10) à (II-15), donne :

$$\mathbf{0} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + P \boldsymbol{\phi}_r \quad (II-16)$$

Le flux du rotor :  $\Phi_r = [\Phi_{r1} \ \Phi_{r2} \ \dots \ \dots \ \dots \ \Phi_{rn}]^T$  peut être divisé en deux parties, une due aux courants statoriques  $\Phi_{rs}$ , et l'autre due aux courants rotoriques  $\Phi_{rr}$ . De plus, chaque composante est développée séparément.

### II.2.2.1 Flux rotorique dû aux courants statoriques

Le couplage magnétique entre le rotor et le stator, est donné par

$$\boldsymbol{\phi}_{rs} = \begin{bmatrix} \phi_{r1s} \\ \phi_{r2s} \\ \vdots \\ \phi_{rns} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1a} & L_{1b} & L_{1c} \\ L_{2a} & L_{2b} & L_{2c} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{na} & L_{nb} & L_{nc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (II-17)$$

Où  $L_{xi} = L_{ix}$  pour  $i=1 \dots n$ , et pour  $x=a, b, c$ .

En utilisant la notation complexe et multipliant les deux termes de l'équation (II-17) par  $1, b, \dots, b^{n-1}$  on obtient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1s} \\ b\phi_{r2s} \\ \vdots \\ b^{n-1}\phi_{rns} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{2} \left\{ e^{-j(\theta_r+\delta)} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a & a^2 \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} + e^{j(\theta_r+\delta)} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ b^2 & a^2b^2 & ab^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ b^{2(n-1)} & a^2b^{2(n-1)} & ab^{2(n-1)} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

Le vecteur complexe  $\Phi_{rs}$  est obtenu par l'addition et la multiplication par  $2/n$ ,

$$\phi_{rs} = \frac{L_m}{n} \left\{ ne^{-j(\theta_r+\delta)} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} + e^{j(\theta_r+\delta)} (1 + \dots + b^{2(n-1)}) \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-19})$$

Puisque  $1 + b^2 + \dots + b^{2(n-1)} = 0$  et en utilisant la définition du vecteur d'espace des courants statoriques, l'équation (II-19) devient :

$$\phi_{rs} = \frac{3}{2} L_m e^{-j(\theta_r+\delta)} i_s \quad (\text{II-20})$$

### II.2.2.2 Flux rotorique dû aux courants rotoriques

Le flux total embrassé par le  $k^{\text{ième}}$  circuit du rotor et dû seulement aux courants du rotor et, il est donné par :

$$\phi_{rkr} = L_{k1} i_{r1} + \dots + L_{kn} i_{rn} + 2(L_e + L_b) i_{rk} - L_b (i_{r(k-1)} + i_{r(k+1)}) \quad (\text{II-21})$$

Où  $L_{ki}$  représente l'inductance mutuelle entre la maille  $k$  et la maille  $i$  du rotor et  $L_{kk}$  est l'inductance propre de la  $k^{\text{ième}}$  maille du rotor.

En raison de la symétrie structurale du rotor l'équation (II-21) est valable pour chaque maille, par conséquent  $\Phi_{rr}$  peut être écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1r} \\ \phi_{r2r} \\ \vdots \\ \phi_{mr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} + L_0 & L_{12} - L_b & \cdots & L_{1n} - L_b \\ L_{21} - L_b & L_{22} + L_0 & \cdots & L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1} - L_b & L_{n2} & \cdots & L_{nn} + L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

Avec  $L_0 = 2(L_b + L_e)$ .

Car  $L_{kk}$  et  $L_{ki}$  sont constantes et dépendent des dimensions du rotor et non de sa position, en multipliant l'équation (II-22) par  $[1, b, \dots, \dots, b^{n-1}]$  on obtient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1r} \\ b\phi_{r2r} \\ \vdots \\ b^{n-1}\phi_{mr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{kk} + L_0 & b^{n-1}(L_{ki} - L_b) & \cdots & b(L_{ki} - L_b) \\ b(L_{ki} - L_b) & L_{kk} + L_0 & \cdots & b^2 L_{ki} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b^{n-1}(L_{ki} - L_b) & b^{n-2} L_{ki} & \cdots & L_{kk} + L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

On peut utiliser le fait que  $b^{n+m} = b^m$

On obtient le flux rotorique total suivant :

$$\phi_r = \frac{3}{2} L_m e^{-j(\theta_r + \delta)} i_s + L_r i_r \quad (\text{II-24})$$

$L_r$  correspond à l'inductance équivalente du rotor, [6].

### II.2.2.3 Résistance équivalente du rotor

La résistance équivalente du rotor est obtenue à partir du premier terme de l'équation (II-15). La démarche à suivre est identique à celle employée pour obtenir le flux du rotor. Il suffit de multiplier chaque élément du premier terme dans l'équation (II-15) par  $[1, b, \dots, \dots, b^{n-1}]$  et, on obtient :

$$r_r = R_0 - R_b (b^{n-1} + b) = 2R_e + 2R_b (1 - \cos \alpha_r) \quad (\text{II-25})$$

Il faut Noter que la résistance équivalente  $r_r$  du rotor est exprimée en fonction des valeurs réelles de la résistance de la barre et de la portion d'anneau de court-circuit. En utilisant l'équation (II-24) dans l'équation (II-16), l'équation du rotor devient :

$$0 = r_r i_r + \frac{3}{2} L_m e^{-j(\theta_r + \delta)} (p - j\omega_r) i_s + L_r i_r \quad (\text{II-26})$$

Les équations (II-13) et (II-26) correspondent au modèle complexe de la machine asynchrone à cage d'écureuil et définissent entièrement le comportement électrique pour le régime permanent et le régime transitoire.

Il est évident qu'on peut éliminer le couplage sinusoïdal entre le stator et les circuits du rotor en considérant un choix arbitraire de référence d-q tournant à la vitesse angulaire  $\omega$ . Les variables exigées dans cette référence sont définies par les transformations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{dqs} &= \frac{2}{3} e^{-j\theta} i_s \\ i_{dqr} &= \frac{2}{3} \sqrt{\frac{n}{3}} e^{-j(\theta - \theta_r - \delta)} i_r \end{aligned} \quad (\text{II-27})$$

En appliquant la transformation aux équations de  $V_s$  et  $V_r$ , on obtient :

$$\begin{aligned} V_{dqs} &= r_s i_{dqs} + L_s p i_{dqs} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqr} + j\omega \phi_{dqs} \\ 0 &= r_r i_{dqr} + L_r p i_{dqr} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqs} + j(\omega - \omega_r) \phi_{dqr} \end{aligned} \quad (\text{II-28})$$

Avec :

$$\begin{aligned} \phi_{dqs} &= L_s i_{dqs} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqr} \\ \phi_{dqr} &= L_r i_{dqr} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqs} \end{aligned} \quad (\text{II-29})$$

Le circuit équivalent correspondant représente la machine dans une référence tournante arbitraire comme le montre la figure II.3.

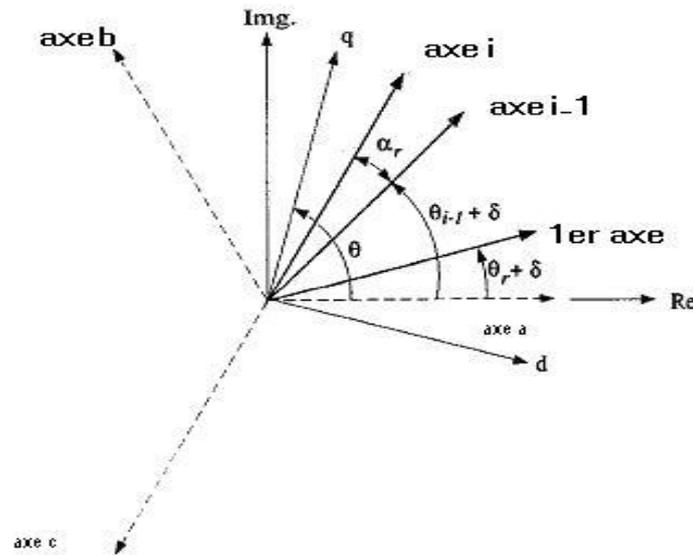


Fig. II.2 – Choix des références

### II.2.2.4 Transformation inverse du courant

En général les n courants du rotor sont représentés dans un espace vectoriel de dimensions n. Ce nouvel espace dimensionnel est défini par la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_r^0 \\ i_r^1 \\ \vdots \\ i_r^{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & b & \dots & b^{n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & b^{n-1} & \dots & b^{(n-1)(n-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} \tag{II-30}$$

Où  $i_r^i$  représente le  $i^{ième}$  courant du rotor dans le nouvel espace.

Lorsqu'on applique l'équation (II-30) aux équations d'une machine asymétrique à cage d'écureuil, on peut montrer que les variables transformées du rotor, dues au manque d'excitation, sont toutes mises égale à zéro, excepté  $i_r^l$  et  $i_r^{n-1}$ . Par conséquent, seulement la deuxième et la dernière colonne de la matrice de transformation inverse sont d'un intérêt. En outre, dans l'équation (II-30), il est clair que  $i_r^l$  correspond à la définition du vecteur de l'espace donné dans l'équation (II-10) et  $i_r^{n-1}$  est le complexe conjugué.

D'où :

$$\begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} = \frac{1}{n} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ b-1 & b^{1-n} \\ b-2 & b^{2(1-n)} \\ \vdots & \vdots \\ b_{1-n} & b^{(1-n)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ i_r^* \end{bmatrix} \quad (\text{II-31})$$

Où l'indice supérieur noté (\*) indique le conjugué. L'équation (II-32) montre que, pour une machine symétrique à cage d'écureuil, seulement les sous espaces conjugués complexes sont extérieurement excités par le couplage du stator tandis que le reste peut ne jamais être excité. Par conséquent l'espace n-dimensions original peut être entièrement représenté par le sous-espace bidimensionnel continu dans l'équation (II-18), [8]. Enfin, la transformation inverse est simplement :

$$\begin{aligned} i_{ri} &= \frac{2}{n} \Re \{ b^{-(i-1)} i_r \} \\ &= \frac{2}{n} [ i_{xr} \cos(i-1)\alpha_r + i_{yr} \sin(i-1)\alpha_r ] \end{aligned} \quad (\text{II-32})$$

Où  $\Re$  représente la partie réelle et  $i_{xr}$  et  $i_{yr}$  (les composantes réelles et imaginaires du courant  $i$ ). Il faut noter que ce résultat est général et il n'assure aucune symétrie dans la distribution du courant rotorique.

## II.2.5 Paramètres triphasés équivalents

Un autre avantage important du modèle complexe est sa capacité de prévoir les paramètres d'une machine équivalente avec rotor bobiné. Les paramètres équivalents sont facilement obtenus en introduisant une légère modification à la définition de l'espace vectoriel du courant rotor :

$$i'_r = \frac{n}{3} \frac{L_m}{L_{ms}} e^{j\delta} i_r \quad (\text{II-33})$$

En utilisant  $i'_r$  dans les équations (II-13) et (II-26) et en comparant avec les équations d'une machine asynchrone à rotor bobiné, la résistance du rotor aura pour expression :

$$r'_r = \left( \frac{3\pi^2}{8} \right) \frac{N_s^2}{n \sin^2 \delta} [R_b (1 - \cos \alpha_r) + R_e] \quad (\text{II-34})$$

Et l'inductance de fuite du rotor est :

$$L'_{lr} = \frac{6}{n} \left( \frac{\pi}{4} \right)^2 N_s^2 \left[ 2L_b + \frac{Le}{\sin^2 \delta} \right] + \frac{3}{2} L_{ms} \left[ \frac{\delta^2}{\sin^2 \delta} - 1 \right] \quad (\text{II-35})$$

### II.3 Fonction de transfert

Toutes les fuites sont modélisées par le schéma équivalent ramené au stator pour réduire le nombre de paramètres; alors nous choisissons une référence d'axes d-q liée au synchronisme ( $\omega = 0$ ).

En utilisant des variables électriques complexes suivants :

$$\begin{cases} \phi_s = \phi_{ds} + \phi_{qs} \\ i_s = i_{ds} + i_{qs} \\ v_s = v_{ds} + v_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

Et pour le rotor on aura :

$$\begin{cases} \phi_r = \phi_{dr} + \phi_{qr} \\ i_r = i_{dr} + i_{qr} \\ v_r = v_{dr} + v_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-37})$$

Le modèle électrique de la machine asynchrone est donné par l'équation (38) :

$$\begin{aligned}
 V_{dqs} &= r_s i_{dqs} + L_s p i_{dqs} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqr} \\
 0 &= r_r i_{dqr} + L_r p i_{dqr} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m p i_{dqs} - j \omega_r \phi_{dqr}
 \end{aligned}
 \tag{II-38}$$

On pose :  $M = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{n}{3}} L_m$

Suivant l'axe direct les tensions sont :

$$\begin{cases}
 V_{ds} = r_s i_{ds} + L_s p i_{ds} + M p i_{dr} \\
 0 = r_r i_{dr} + L_r p i_{dr} + M p i_{ds} - j \omega_r \phi_{dr}
 \end{cases}
 \tag{II-39}$$

Suivant l'axe quadrature les tensions sont :

$$\begin{cases}
 V_{qs} = r_s i_{qs} + L_s p i_{qs} + M p i_{qr} \\
 0 = r_r i_{qr} + L_r p i_{qr} + M p i_{qs} - j \omega_r \phi_{dr}
 \end{cases}
 \tag{II-40}$$

## II.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasé dans la base réelle. La complexité de la résolution de ce modèle a conduit à l'application de la transformation de PARK qui nous a permis de simplifier considérablement le modèle de la machine. Ce modèle est validé par une simulation numérique au chapitre suivant.

Chapitre III

**Résultats de simulation  
numérique**

## Introduction

Après avoir établi le modèle dynamique de la machine asynchrone à cage d'écureuil dans le chapitre précédent, nous étudierons le comportement de la machine dans les différents modes de fonctionnement en utilisant le logiciel SIMULINK du MATLAB.

Nous étudierons également l'évolution des différentes grandeurs électriques et électromécaniques de la MAS, puis nous effectuons une étude comparative entre trois MAS à trois rotors différents. Cette étude nous permettra d'étudier l'influence du nombre de barres rotoriques sur la réponse de la machine.

### III.1 Simulation de la machine asynchrone

Pour notre simulation nous avons utilisé une machine asynchrone de 1.7 kW à trois paires de pôles, avec des enroulements au stator montés en étoile (Y).

#### *1.1 Paramètre de la machine*

Le moteur asynchrone a les caractéristiques suivantes:

- Tension nominale : 220/380 V
- Fréquence d'alimentation : 50 Hz
- Vitesse nominale : 930 tr/n
- Puissance nominale : 1,7 kW
- Courant nominal : 5,6/3,22 A
- Nombre de paires de pôles :  $p = 3$
- Enroulements au stator sont couplés en étoile.

La machine est alimentée par un système de tension triphasé équilibré de valeur maximale 380 V, et de fréquence 50 Hz.

## 1.2 Modèle mathématique

Le modèle mathématique de la machine est donné par les relations suivantes :

Suivant l'axe direct les équations en tension sont :

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s i_{ds} + L_s p i_{ds} + M p i_{dr} \\ 0 = r_r i_{dr} + L_r p i_{dr} + M p i_{ds} - j \omega_r \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Suivant l'axe quadrature les équations en tension sont :

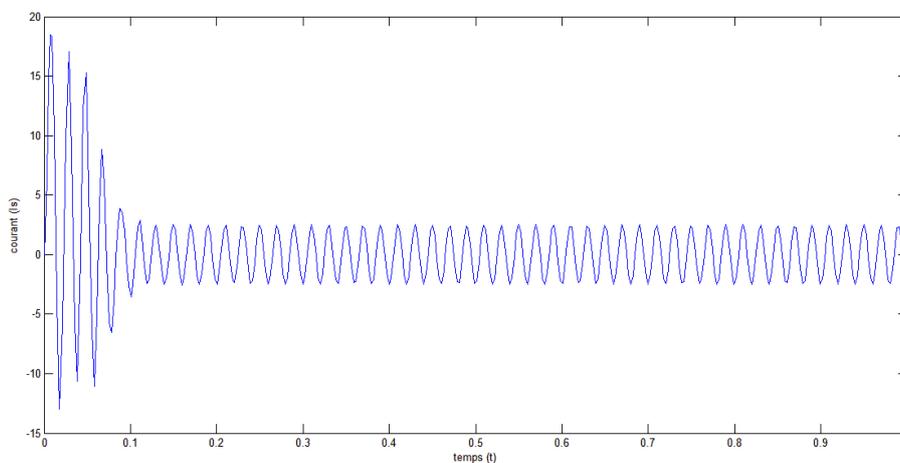
$$\begin{cases} V_{qs} = r_s i_{qs} + L_s p i_{qs} + M p i_{qr} \\ 0 = r_r i_{qr} + L_r p i_{qr} + M p i_{qs} - j \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

## 1.3 Résultats de simulation

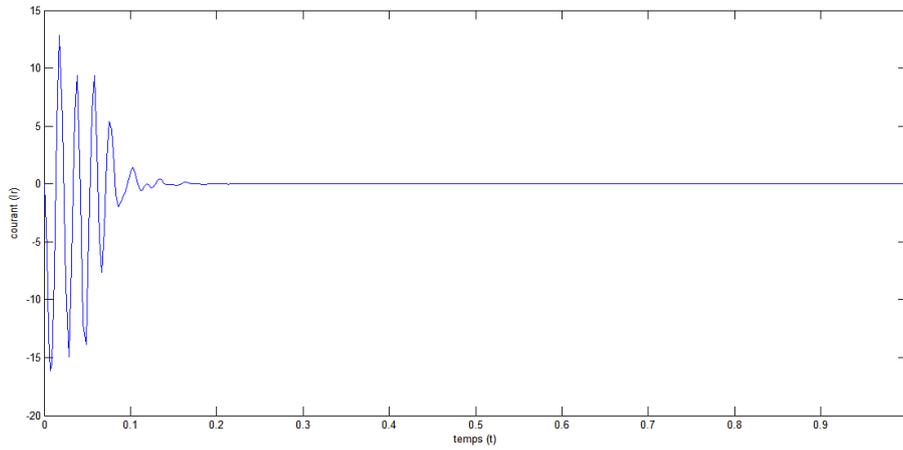
L'étude a été effectuée pour la machine asynchrone avec le modèle en SIMULINK où on peut tracer les différents modes d'évolution des grandeurs principales de la machine.

La figure (1) de l'annexe-1, représente le modèle en SIMULINK de la machine asynchrone à rotor à cage.

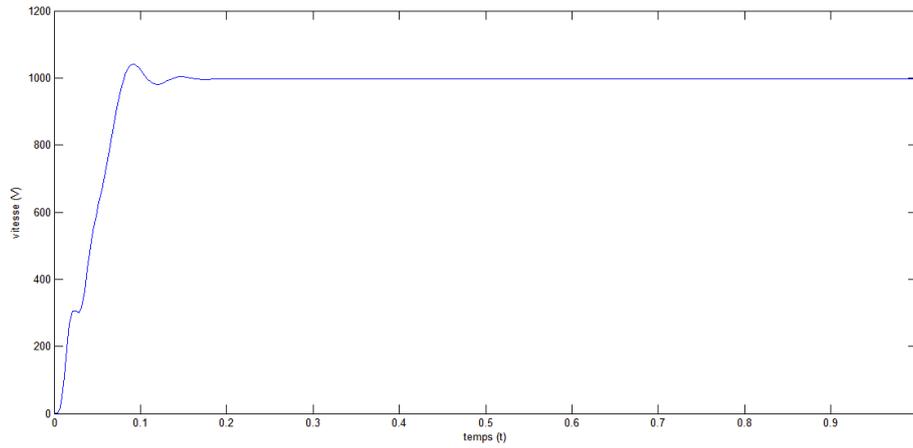
### Simulation du fonctionnement à vide de la machine



**Fig.III.1** courant statorique à vide

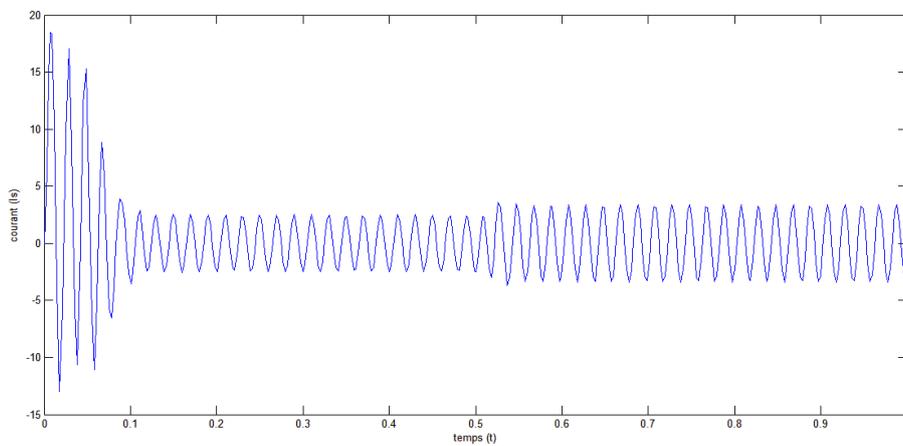


**Fig.III.2** courant rotorique à vide

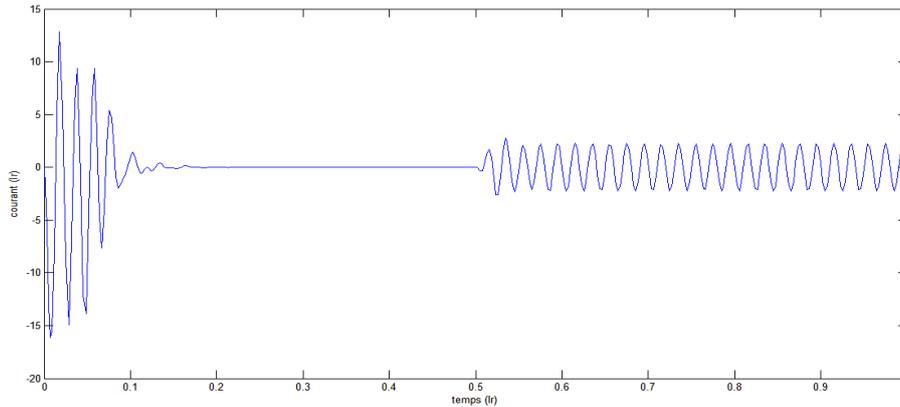


**Fig.III.3** la vitesse de la machine en fonctionnement à vide

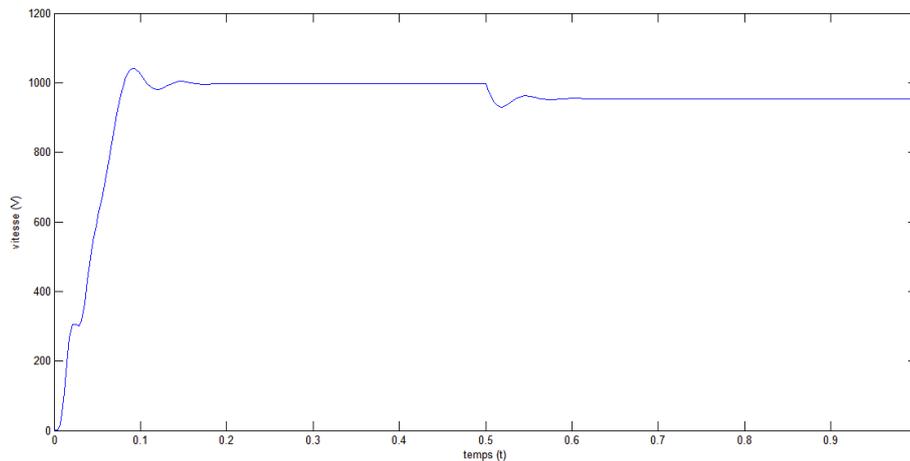
**Simulation du fonctionnement en charge**



**Fig.III.4** courant statorique à charge de 1 N.m



**Fig.III.5** courant rotorique à charge de 1 N.m



**Fig.III.6** : vitesse à charge de 1 N.m

### ***1.4 Interprétation des résultats***

Les résultats de la simulation numérique du fonctionnement de la MAS asynchrone alimentée directement par le réseau sont donnés à la Fig III.1.

Lors du démarrage à vide, l'augmentation de la vitesse est presque linéaire, puis elle atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (régime permanent). Le couple électromagnétique présente des oscillations puis il se stabilise à une valeur qui correspond à la somme des charges à vide. Les courants statoriques eux aussi oscillent puis se stabilisent à une valeur qui correspondant aux pertes joules statoriques et au

courant de magnétisation de la machine. La même chose pour les courants rotoriques mais ceux-ci tendent vers zéro en régime permanent.

L'application d'une charge de 1 N.m à la machine à l'instant  $t=0.5$  s provoque une diminution de la vitesse. Le couple électromagnétique présente une augmentation puis se stabilise après avoir atteint la charge appliquée, après une légère oscillation autour du point d'équilibre. Les courants statoriques et rotoriques augmentent et évoluent de manière sinusoïdale mais à fréquences différentes. Les courants statoriques ont la même fréquence que le réseau d'alimentation, par contre, les courants rotoriques oscillent autour d'une fréquence qui vaut  $f_s$ .

## ***2. Etude comparative des trois MAS***

Dans cette partie nous allons effectuer une étude comparative de trois machines asynchrones triphasées dont les trois rotors sont différents. Les grandeurs étudiées sont les courants statoriques, rotoriques et la vitesse.

### **2.1 Paramètres des trois machines**

Les paramètres des trois machines asynchrones sont données comme suit :

Machine 1 :  $R_b = 178\mu\Omega$  ;  $R_e = 2,75\mu\Omega$  ;  $L_b = 0,206 \mu\text{H}$  ;  $L_e = 5,1 \text{ nH}$  ;  $Z_2=46$

$$L_{rs} = 1,2459 \frac{K_v}{v^2} \sin\left(\frac{180}{23} v\right) = 0,451 \text{ H}$$

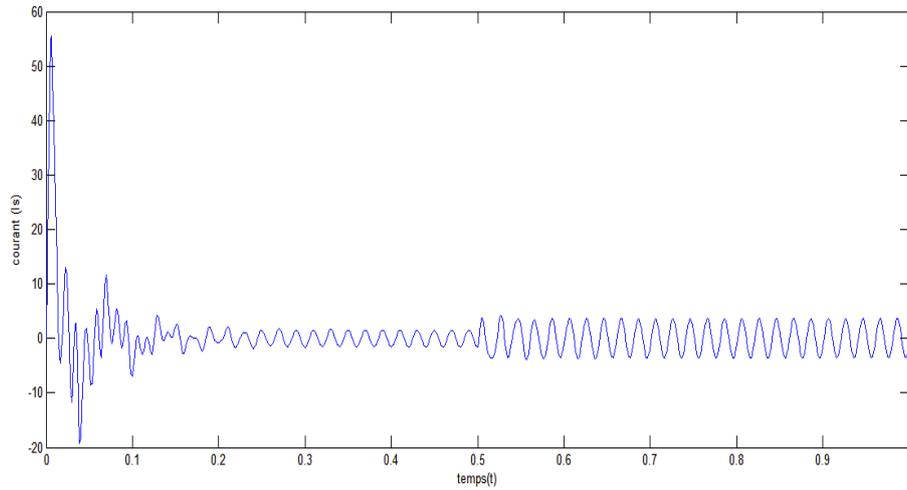
Machine2 :  $R_b = 116,3\mu\Omega$  ;  $R_e = 4,22\mu\Omega$  ;  $L_b = 0,2953 \mu\text{H}$  ;  $L_e = 7,8 \text{ nH}$  ;  $Z_2=30$

$$L_{rs} = 1,196 \frac{K_v}{v^2} \sin\left(\frac{180}{15} v\right) = 0,231 \text{ H}$$

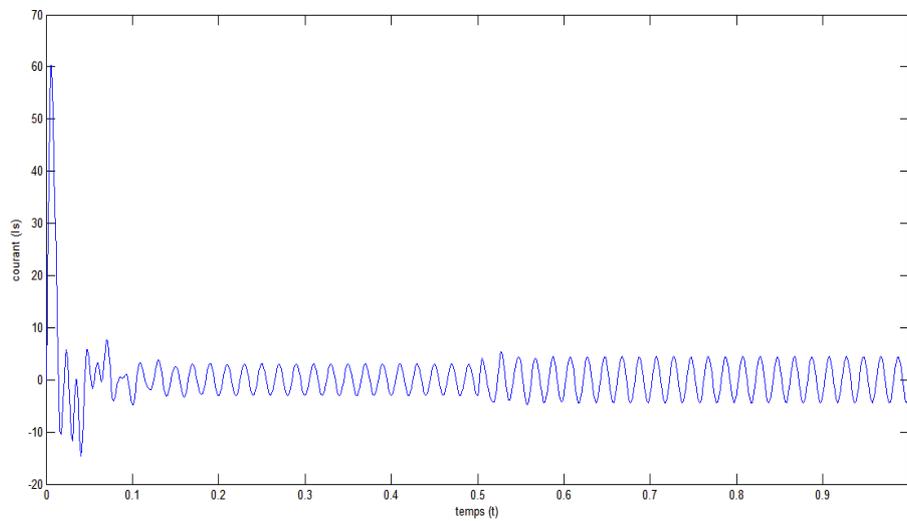
Machine3 :  $R_b = 108\mu\Omega$  ;  $R_e = 4,52\mu\Omega$  ;  $L_b = 0,31 \mu\text{H}$  ;  $L_e = 8,4 \text{ nH}$  ;  $Z_2=28$

$$L_{rs} = 1,196 \frac{K_v}{v^2} \sin\left(\frac{180}{14} v\right) = 0,175 \text{ H}$$

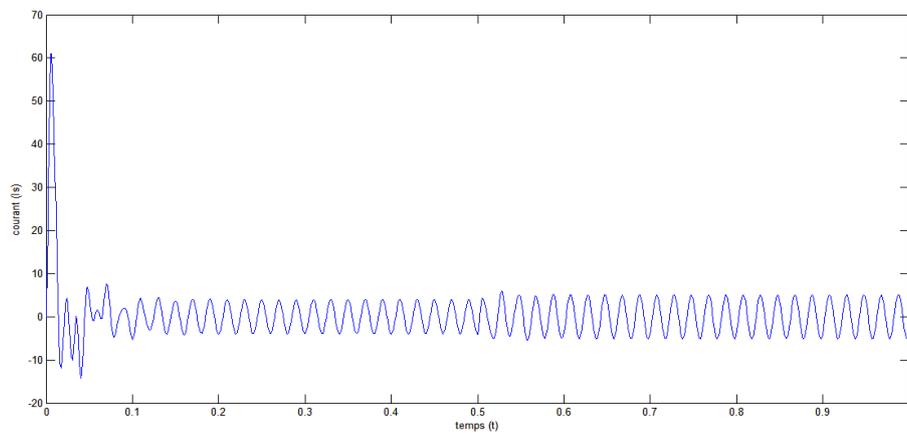
## 2.2 Comparaison entre les courants statoriques



**Fig.III.7** courant statorique de machine 1

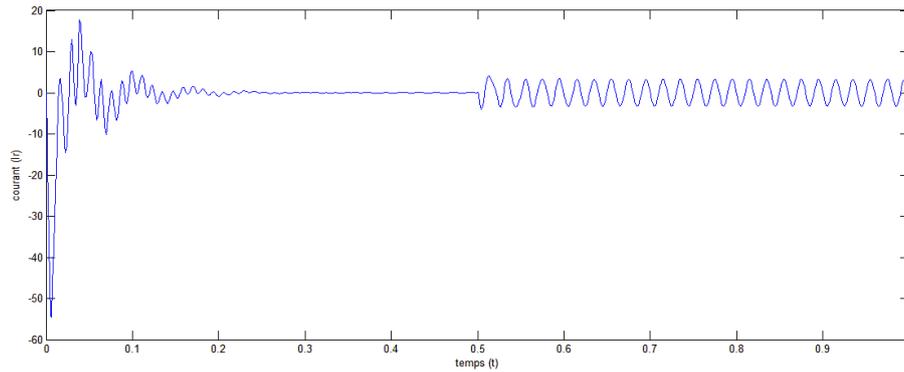


**Fig.III.8** courant statorique de machine 2

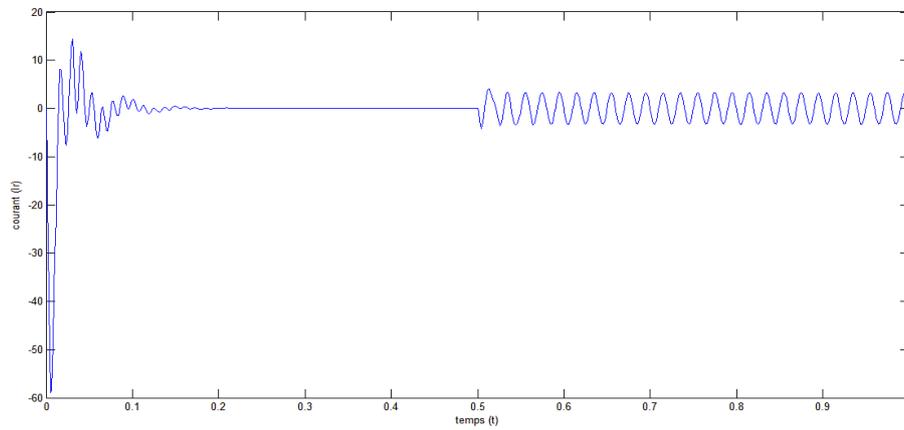


**Fig.III.9** courant statorique de machine 3

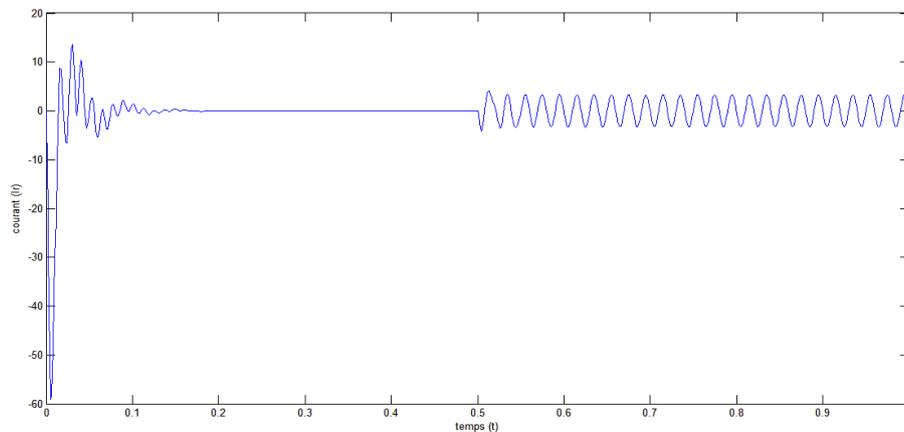
### **2.3 Comparaison entre les courants rotoriques**



**Fig.III.10** courant rotorique de machine 1

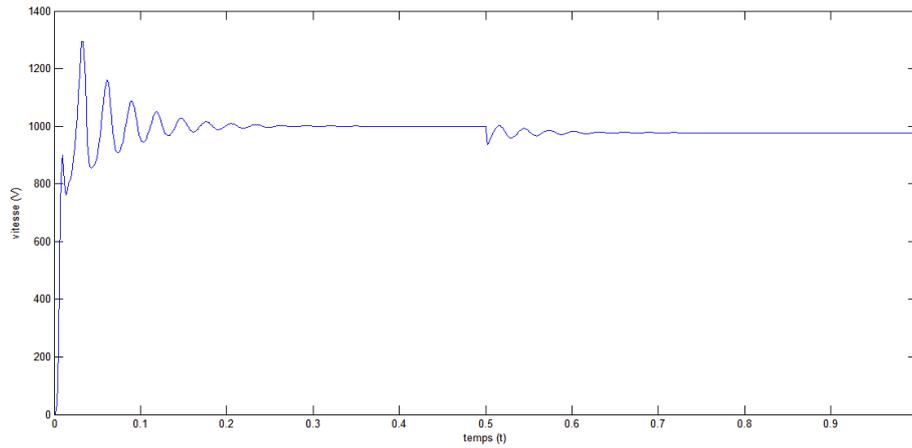


**Fig.III.11** courant rotorique de machine 2

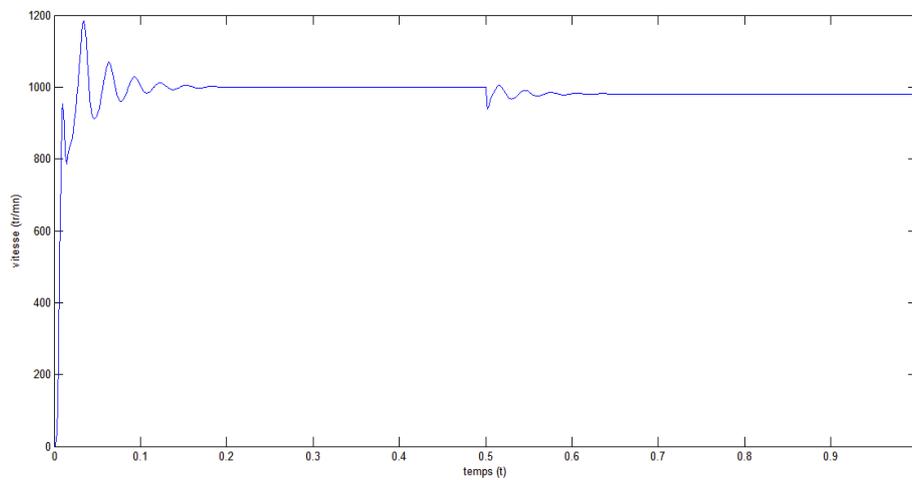


**Fig.III.12** courant rotorique de machine 3

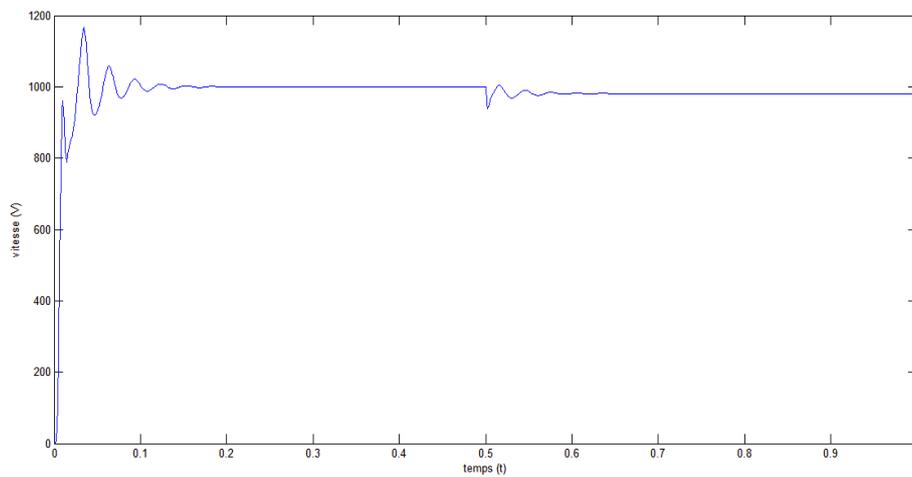
## 2.4 Comparaison entre les vitesses rotoriques



**Fig.III.13** : la vitesse de machine 1



**Fig.III.14** : Vitesse rotorique de machine la 2



**Fig.III.15** : Vitesse rotorique de la machine 3

D'après les résultats obtenus on remarque que le courant absorbé par la troisième machine pendant le démarrage est plus grand que celui absorbé par les deux autres machines ( les pics qui dépassent les 60 A ).

Le courant statorique pendant le fonctionnement à vide de la troisième machine ( permanent ) oscille autour du zéro avec une valeur max de 4 A ( 48 % du courant nominal ), par contre, le courant statorique de la première et la deuxième machine oscille autour une valeur plus faible ( 2 A pour la première machine et 3 A pour la deuxième machine ).

En régime transitoire ( démarrage ), les oscillations de la vitesse de la troisième machine sont plus faibles par rapport celles obtenues pour la deuxième et la première machine, malgré qu'elles tendent vers la même vitesse ( vitesse de synchronisme ).

### **III.3 Conclusion**

Dans l'analyse des machines électriques, il est opportun d'employer les deux méthodes d'analyse et de calculateurs analogiques et numériques. L'expérience dans le choix de la combinaison des méthodes d'analyse est de déterminer le degré de précision et la solution du problème.

Pour résoudre un problème en électromécanique, l'ingénieur doit d'abord formuler les équations pour le processus de l'étude à un niveau de précision suffisant, puis choisir l'ordinateur pour former un modèle mathématique. Ensuite, il faut affiner le modèle dans le but d'estimer le temps qu'il faudrait pour résoudre le problème et la précision attendue de la solution. La dernière étape consiste à dessiner le plan de l'expérience pour être exécuté.

Malgré leurs grandes opportunités, les installations d'ordinateurs peuvent résoudre une gamme assez limitée de problème de l'électromécanique. Prendre en compte deux ou trois harmoniques dans l'entrefer et deux ou trois boucles sur le stator et le rotor, revient à résoudre quelques dizaines d'équations. En conséquence, l'ingénieur doit soigneusement choisir le modèle mathématique, en gardant à l'esprit la puissance des installations informatiques, et estimer le temps nécessaire pour la solution du problème et la précision des solutions possibles.

# **Conclusion Générale**

# Conclusion Générale

---

La machine asynchrone est l'élément le plus utilisé et l'un des plus importants dans le système électrique, sa surveillance et son diagnostic font toujours l'objet de plusieurs études.

Dans notre travail, nous avons effectué une modélisation sur la machine asynchrone à cage d'écureuil. Des rappels sur les éléments de constitution de cette machine, et son fonctionnement y sont effectués en mettant l'accent sur les possibilités d'apparition de défauts tant au stator qu'au rotor.

Les coordonnées de référence  $d, q$  sont d'une utilisation la plus répandue. Ils permettent d'établir les équations pour pratiquement tous les problèmes et notamment en électrotechnique.

Le bon choix du cadre de référence simplifie les équations. Ces équations obtenues sont à coefficients constants, mais ne réduisent pas le nombre d'inconnues.

Le système  $d, q$  s'applique à la description des procédés de conversion d'énergie dans une machine asynchrone. Ce système est particulièrement pratique pour une utilisation dans l'analyse de la machine asynchrone où les coordonnées s'étendent le long de l'axe direct et quadrature  $d$  et  $q$  des machines asynchrones.

Notre modélisation a été élaborée puis testée par des simulations sur trois machines asynchrones avec des rotors différents. Les résultats obtenus en simulation sont très acceptables en dépit de l'absence de précision et notamment sur les variables traduisant les performances dynamiques des machines testées.

# Références Bibliographiques

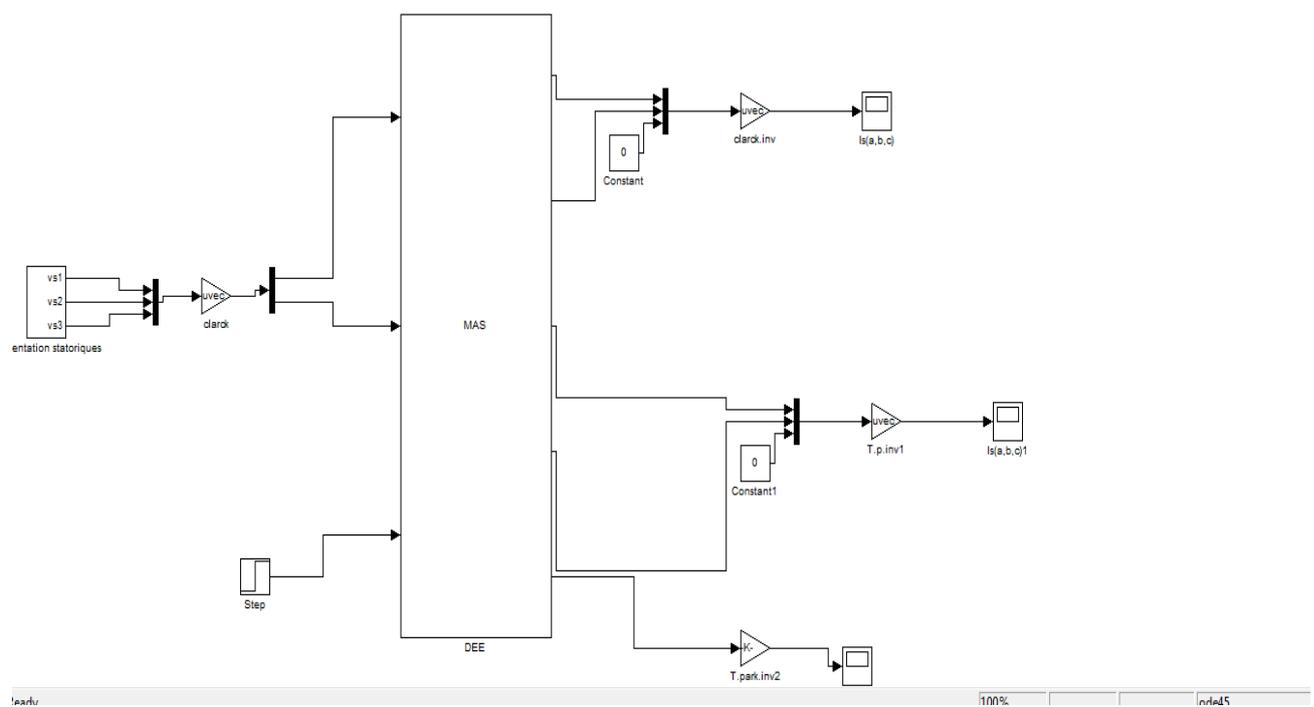
---

1. Kopylov, IP. Conception des machines électriques. Moscou Energiya, 1890 (livre russe, Ed. MIR).
2. Touhami Omar. : Cours (non édité) de Construction de Machines Electriques. Département de Génie Electrique, ENP d'Alger, 1995-2011.
3. FUDEH.H. R and ONG.C, "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics", Part. 1, 2, and 3, IEEE Transactions on Power App. and systems, Vol. PAS-102, No. 8, August 1983, pp. 2608-2628.
4. Alger, P.L.. 'Induction motors', 2nd Edition Gordon & Breach, New, 1969
5. G Segulier et J. Lessene, et F.Notelet, "Introduction à L'électrotechnique Approfondie", Technique et document 1982
6. Boldea I. and S. A. Nasar. The Induction Machine Handbook. CRC Press LLC 2002.
7. Kokotovic, P.V., Sussmann, H.J. A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems. Systems & Control Letters Vol.13, pp.125-133, 1989.

8. Casimir, L., Diagnostic des machines asynchrones par reconnaissance des formes. Thèse doctorat, Ecole centrale de Lyon, décembre 2003.

# ANNEXE A

## Les modèles SIMULINK de la machine asynchrone



**Fig.1** Le premier modèle de SIMULINK de la machine asynchrone à cage

