



UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF- M'SILA  
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME MASTER EN  
GENIE ELECTRIQUE

**OPTION : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUE**

## **THEME**

---

**Diagnostic par estimation paramétrique de la MAS à cage  
d'écureuil**

---

**Proposé et encadré par :**

Mr. ZORIG Assam

**Réalisé par :**

ABU IBAID Osama

Année Universitaire : 2015/2016

# شكر

تتزين حروفي اليوم هنا بشكركم ,,, لتهديكم أجمل عباراتي ,,,  
وكلماتي تسطع بحروفكم ,,, وباسمكم تكونت أجمل المعاني ,,,  
تلبسكم تاج الامتنان بوقفتم ,,, ودعمكم بفرحتي ونجاحي ,,,  
فبدايتي قدوتي أنتم ولا غيركم ,,, ولا حروفا تنصفك معلمي ,,,

## استاذي القدير/ عصام زريق

كل الاحترام أحمله لكم ,,, وبالتقدير ترسمك كلماتي ,,,  
أصدقاء دراستي ,,, واخوتي في غربتي ,,, وأغلي الناس على قلبي ,,,  
عهد علي بشكركم , أن يبقى في القلب اسمكم , والروح تنشدكم بوجداني ,  
وبين حروف القلب لا غير اسمك اخي , وصديقي , وزميل دراستي ,,,  
فعمر أنت بلغتي , وعمار بأخري , والقلب أنت يا ابن مخلوفي ,,,  
وقبائلي الأصل أيضا اشكرك صديقي , ورفيق رسالتي ,,,  
حسين ايت ميهوب , تركت لي باسمك اجمل ايامي ,,,  
واصدقائي وإخوتي , وأبناء قضيتي , وأبناء جامعتي ,,,  
بعزة الفلسطينيين أشكركم , وبفخر النضال أروي محبتكم , وعند ذكر اسمكم ,  
أشتم رائحة الوطن بهويتكم , وبهواكم تعشق المعاني ,,,  
وفى الختام , أشكر كل من علمني حرفا , أساتذتي وجامعتي ,,,  
كل التقدير لكم ابائي ,,,

أهديكم من القلب أجمل تحية وسلام

# إهداء

بسم الله الرحمن الرحيم

{وقل اعملوا فسيرى الله عملكم ورسوله والمؤمنون}

سورة التوبة

صدق الله العظيم

إلى من بلغ الرسالة، وأدى الأمانة، ونصح الأمة، نبي الرحمة ونور العالمين،  
سيدنا محمد الصادق الأمين، عليه أفضل صلاة وأشرف تسليم،  
بدأنا بأكثر من يد، وقاسينا أكثر من هم، وعانينا الكثير من الصعوبات، وهان نحن اليوم،  
والحمد لله نطوي سهر الليالي وخالصة المشوار وتعب ألف يوم ويوم،  
وها أنا اهديك **أبي**، يا مهجة الروح، ونور قلبي، وقرّة عيني،  
لأذكر اسمك مفتخرا به، على الرأس مرفوعا، مزيّنا لنجاحي،  
**أمي** الغالية، يا نهر الحب ونبع الحنان،

كيف أهديك كلماتي، وبحبك تاهت حروفي، وعن نطقها عجز اللسان،  
كيف لا، وأنت أغلي ما بدنيتي، وأغلي ما وهب لي الرحمن،  
**أختي وأختي**، يا من حبكم يجري في عروقي، ويلهج بذكراكم فؤادي،  
يا نجوما ساطعة في سمائي، ونور كالقمر ينير آمالي، اهديكم نجاحي بأجمل المعاني،  
ولا أنسي في هذا المقام، **أبناء وطني** واخوتي الفلسطينيين،

: عجزت كلماتي عن وصفكم، فقلت لكم

هنا إخوة لي، ليسوا بالدم، ولكن بالقلب فتحوا أفعالها،  
هنا صديقي هو أخي، أمي وأبي، جدار سميك ورأيي، مرفوعة بنياتها،  
**وفلسطين** أهديك مني أشواق ومودة وحب وعرقان،  
أهديك نجاحي، بعنوان قضيتي، يا رمزا لكل الأوطان،

وفي الختام، أهدي فرحتي اليوم لمن كان سببا بفرحتي، **عائتي الجزائرية**،

لكم مني كل المودة والاحترام، ولجزائركم أحبتي مني ألف سلام،

## Table des matières

Liste des figures .....	IV
Liste de tableaux .....	VI
Listes des Acronymes et Symboles.....	VII
Les acronymes .....	VII
Les symboles.....	VII
Chapitre I Les machines asynchrones et leurs défaillances .....	3
I.1 Introduction .....	3
I.1.1 Définition de la machine à induction.....	3
I.1.2 Avantages de la machine asynchrone .....	4
I.1.3 Inconvénients de la machine asynchrone .....	4
I.3 Constitution du moteur asynchrone a cage.....	4
I.3.1 Le stator .....	5
I.3.2 Le rotor .....	6
I.3.3 Les paliers.....	7
I.4 les défauts de la machine asynchrone et leurs causes.....	7
I.4.1 Les origines des défauts de la machine asynchrone .....	8
I.4.2 Les différents types de défauts de la machine asynchrone .....	9
I.5 Présentation des différentes méthodes de diagnostic .....	11
I.5.1 Approche modèle.....	12
I.5.2 Approche signal.....	14
I.6 Modélisation de la machine asynchrone.....	15
I.6.1 Méthodes de modélisation des machines asynchrones.....	15
I.6.2 Méthodes d'identification paramétrique de la (MAS).....	23
I.7 CONCLUSION .....	25
Chapitre II La simulation de la machine asynchrone saine et avec défaut .....	26
II.1 Introduction .....	26
II.2 la méthode des éléments finis.....	27
II.2.1 Formulations.....	27

II.2.2	Le modèle employé .....	29
II.2.3	Les Conditions de continuité aux interfaces de séparation .....	30
II.2.4	Principe de la méthode des éléments finis.....	32
II.2.5	Présentation du logiciel flux2d.....	33
II.3	Application à la simulation de la machine asynchrone .....	35
II.3.1	Les données de la machine étudiée .....	36
II.3.2	Procédure de construction du modèle par FLUX2D .....	37
II.4	Résultat de simulation par la magnéto dynamique (machine sain) .....	41
II.4.1	Caractéristique de simulation .....	41
II.4.2	Résultat simulation.....	41
II.5	Résultat de Simulation de la machine asynchrone en défaut (cassure des barres rotoriques).....	46
II.6	Conclusion.....	49
Chapitre III	Diagnostic de la machine asynchrone par la méthode d'identification paramétrique	51
III.1	Introduction.....	51
III.2	Méthode d'identification fréquentielle (SSFR).....	51
II.2.1	Introduction .....	51
III.2.2	Description de l'essai .....	52
III.2.3	Simulation de l'essai à fréquence variable par la magnétodynamique.....	53
III.3	Principe de la méthode a erreur de sortie .....	60
III.3.1	Etapas de l'identification .....	60
III.3.1.1	Choix de la structure du modèle à identifier .....	61
III.3.1.2	Critère (fonction de coût).....	62
III.3.1.3	Algorithme d'optimisation.....	63
III.3.2	La méthode du gradient.....	64
III.3.3	La méthode de Levenberg-Marquardt .....	65
III.4	Calcul des fonctions de sensibilité .....	66
III.5	Identification des paramètres d'une machine asynchrone en utilisant la caractéristique couple-glissement .....	68
III.5.1	Application sur la machine saine .....	68

III.5.2 Application sur la machine en défaut.....	70
III.6 Conclusion .....	72

## Liste des figures

Figure I.1 Machine Asynchrone à cage d'écureuil .....	3
Figure I.2 Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil [1].....	5
Figure I.3 Stator de la machine asynchrone à cage.....	6
Figure I.4 : Rotor à cage d'écureuil .....	7
Figure I.5 : Répartition des défauts de la machine asynchrone .....	7
Figure I.6 : Différents types de défaut mécanique [8] .....	10
Figure I.7 : Différents défauts mécaniques [9] .....	11
Figure I.8 : Méthodes analytiques de diagnostic des défauts [10].....	12
Figure I.9 : Méthodes de diagnostic par les observateurs [13] .....	13
Figure I.10 : les différentes méthodes de modélisation de la MAS.....	15
Figure I.11 : Schéma électrique équivalente de la cage rotorique [18].....	16
Figure I.12 : Réseau de perméances élémentaire autour d'une encoche statorique [18].....	18
Figure I.13 : Circuit magnétique d'une machine asynchrone (à $p=2,4$ encoches / pole / phase et 28 barres) [12].....	21
Figure I.14 : Principe de la méthode du modèle de référence [18].....	23
Figure I.15 : Schéma de principe du MCR [18].....	24
Figure II.1 : Fonction d'interpolation d'un élément .....	33
Figure II.2 : l'enchaînement des programmes de Flux 2D .....	34
<b>Figure II.3 : Bobinage statorique</b> .....	35
Figure II.4 : circuit magnétique de la MAS .....	37
Figure II.5 : répartition du maillage .....	38
Figure II.6 : Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie.....	39
Figure II.7 : Circuit équivalent de la cage rotorique .....	40
<b>Figure II.8 : Le couple en fonction de glissement</b> .....	42
Figure II.9 : Le courant en fonction de glissement .....	42
Figure II.10 : Répartition des lignes flux .....	43
Figure II.11 : L'induction magnétique.....	43
Figure II.12 : Densité du courant des barres .....	44

Figure II.13 : Répartition des lignes flux .....	44
Figure II.14 : L'induction magnétique.....	45
Figure II.15 : Densité du courant des barres .....	45
Figure II.16 : Densité du courant .....	46
Figure II.17 : L'induction magnétique.....	47
Figure II.18 : Répartition des lignes flux .....	47
Figure II.19 : Répartition des lignes flux .....	48
Figure II.20 : L'induction magnétique.....	48
Figure II.21 : Densité du courant .....	49
Figure III.1 : Schéma synoptique de l'essai de la réponse fréquentielle (SSFR).....	52
Figure III.2 : Circuit électrique associé correspondant de l'essai SSFR.....	54
Figure III.3 : Lignes équiflux correspondant à la simulation de l'essai SSFR à 1 mHz.....	55
Figure III.4 : Lignes équiflux correspondant à la simulation de l'essai SSFR à 10 Hz.....	55
Figure III.5 : Lignes équiflux correspondant à la simulation de l'essai SSFR à 200 Hz.....	56
Figure III.6 : Diagrammes de Bode de l'impédance Opérationnelle. ....	56
Figure III.7 : Diagrammes de Bode de l'inductance Opérationnelle. ....	57
Figure III.8 : Diagrammes de Bode de l'inductance Opérationnelle dans la machine saine et avec différentes cassure des barres rotoriques.....	58
Figure III.9 : Diagrammes de Bode de l'idance Opérationnelle dans la machine saine et avec différentes cassure des barres rotoriques. ....	59
Figure III.10 Principe de la méthode à erreur de sortie. ....	60
Figure III.11 : Application de la méthode d'erreur de sortie pour.....	61
Figure III.12 : Schéma équivalent de la MAS .....	61
Figure III.13 : Schéma équivalent simplifier par la méthode de thévnin.....	62
Figure III.14 : les résultats d'estimation paramétrique de $R_2$ (machine saine).....	68
Figure III.15: les résultats d'estimation paramétrique de $L_2$ (machine saine).....	68
Figure III.16 : La caractéristique couple –glissement.....	69
Figure III.17 : les résultats d'indentification paramétrique avec un défaut .....	70
Figure III.18 : les résultats d'indentification paramétrique avec 3 défauts.....	71

## Liste de tableaux

Tab I.1: Comparaison des méthodes de modélisation de la machine asynchrone en présence de défaut .....	22
Tab II.1: Les données de la machine étudiée.....	36
Tab III.1 : Résultats d'estimation paramétrique saine et en présence des défauts.....	71

# Listes des Acronymes et Symboles

## Les acronymes

**MAS** : Machine asynchrone.

**CEMC** : la Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés.

**CEMC-A** : CEMC analytique.

**RNM** : la méthode des réseaux de permanées.

**CIE** : le Modèle à circuits internes équivalents.

**MEF** : Méthode des éléments Finis.

**SSFR** : en anglais Standstill Frequency Response, en français : réponse fréquentielle à l'arrêt

## Les symboles

$\Omega_s$  : La vitesse de synchronisme.

$\Omega_r$  : La vitesse mécanique [Tr /s]

$\Omega_m$  : Vitesse correspond au glissement critique

$s$  : glissement.

**f.m.m** : la force magnétomotrice.

**f.e. m** La force électromotrice

$[V_r]$  : est le tenseur de réflectivité magnétique du milieu.

$\mu_0$  : Perméabilité magnétique du vide (en H/m).

$\vec{A}$  : est le potentiel vecteur magnétique (en Weber/m).

$\vec{H}_c$  : est le champ magnétique coercitif (en A/m).

$[\sigma]$  : est le tenseur de conductivité électrique du milieu (en 1/ .m).

$V$  : est le potentiel scalaire électrique (en V) ;

$t$  : Temps (en s).

$\vec{E}$  : Vecteur champ électrique [V /m]

$\vec{H}$  : Vecteur champ magnétique [A /m]

$\vec{B}$  : Vecteur induction magnétique [T]

$\vec{D}$  : Vecteur de déplacement électrique [C /m<sup>2</sup>]

$\rho$  : Densité de charge volumique [C /m<sup>3</sup>]

$\vec{J}_c$  : Vecteur de densité de courant de conduction [A /m<sup>2</sup>]

$\varepsilon$  : Permittivité électrique [F/m]

$\mu$  : Perméabilité magnétique [H/m]

$\sigma$  : Conductibilité électrique [ $\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$ ]

$\vec{J}$  : Vecteur de densité de courant total [A /m<sup>2</sup>]

$\varepsilon_0$  : Permittivité dans le vide [F/m]

$\mu_r$  : Perméabilité relative

$\mu_0$  : Perméabilité du vide [H/m]

$\vec{B}_r$  : Induction rémanente des aimants [T]

$v = \frac{1}{\mu}$  : Est la réflectivité magnétique [H /m]<sup>-1</sup>

$\vec{A}_e$  : Vecteur potentiel magnétique dans un élément [T. m]

$R_1$  : Résistance d'une phase statorique [ $\Omega$ ]

$L_{\sigma 1}$  : Inductance de fuite statorique [H]

$L_m$  : Inductance de magnétisation [H]

$R_f$  : Résistance correspondant aux pertes fer [ $\Omega$ ]

$L_2$  : Inductance de fuite rotorique [H]

$R_2$  : Résistance rotorique [ $\Omega$ ]

m : Nombre de phases

q : Nombre des barres

$w_1$  : Nombre de tours par phase

$I_{n1}$  : Courant nominale du moteur [A]

P : Nombre de pair de pole

$N_n$  : La vitesse nominale du moteur [Tr /min]

$P_n$  : Puissance utile nominale du moteur [W]

$Q_1$  : Puissance réactive absorbé par le moteur [W]

Couple électromagnétique maximale [N.m]

$C_{em}$  : Est le potentiel scalaire électrique [V]

t : est le temps [S]

e : le nombre total des éléments du domaine

$e_1$  : numéro d'élément

$n_e$  : le nombre total des éléments du domaine

$N_r$  : Nombre de barres rotoriques

$\lambda$  : Permittivité de l'entrefer

$R_s$  : Résistance d'un enroulement statorique

$R_b$  : Résistance d'une barre rotorique

$R_e$  : Résistance d'un anneau de court-circuit au rotor

$R_r$  : Résistance rotorique équivalente (ramenée au stator)

$\theta$  : Position du rotor par rapport au stator

$\theta_s$  : Angle électrique statorique

$\theta_r$  : Angle électrique rotorique

$\varphi$  : Position angulaire le long de la surface intérieure du stator.

## Introduction générale

---

L'utilisation des machines asynchrones à rotor à cage d'écureuil dans les entraînements industriels est en pleine expansion, du fait de leur robustesse, de leur coût de fabrication relativement faible et la quasi-absence en entretien. D'autre part, le formidable progrès technologique des composants de l'électronique de puissance entraînant le développement des convertisseurs statiques a favorisé une large application des machines asynchrone [30,18,16]. Le diagnostic des machines électriques s'est fortement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient, pour certaines applications, indispensable. Les chaînes de production doivent être dotées de systèmes de protection faibles car une quelconque défaillance, même la plus anodine, peut mener à un dommage matériel ou corporel inévitable. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan mondial, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic. Celles-ci ont pour premier objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système [15].

Dans la modélisation des machines asynchrones en défaut, nous utilisons les lois de l'électromagnétisme pour décrire le fonctionnement de la machine. Ces modèles varient en complexité et en précision selon la méthode de la modélisation utilisée, Nous citons les méthodes les plus utilisées suivant un ordre de complexité croissant, [31] : la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC), [15], [32]. La méthode du circuit interne équivalent (CIE), [33]. La méthode des réseaux de perméances (RP), et la méthode des éléments finis (FEM), [34], [35], [36].

En termes techniques, l'identification d'un système est définie comme : la détermination d'un modèle mathématique d'un système (processus) à partir des essais ou des données expérimentales de l'entrée et de la sortie de ce système. La détermination d'un modèle mathématique d'un système physique consiste à. [37] :

- ✓ Détermination de sa structure 'C'est l'étape qualitative.
- ✓ La détermination des valeurs numériques de ses paramètres 'c'est l'étape quantitative.

L'objectif de ce travail est la modélisation et l'identification de la machine asynchrone en utilisant la simulation par la méthode des éléments finis en vue de leur diagnostic.

Dans le premier chapitre nous allons présenter la constitution de la machine asynchrone et aussi leurs différentes défaillances qui peuvent se produire sur ce type de machine ainsi qu'un rappel sur les méthodes de modélisation de la machine asynchrone triphasée à cage en présence de défauts. Par la suite nous allons donner un état de l'art sur les méthodes de diagnostic des machines asynchrones.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation du modèle de simulation par la méthode des éléments finis, Sous logiciel Flux 2D<sup>®</sup>, pour analyser le comportement de la machine en absence et en

présence de défaillances, Le troisième chapitre, nous allons proposer une procédure de détection des défauts dans la machine asynchrone, basée sur l'identification paramétrique par la méthode à erreur de sortie, en utilisant la caractéristique mécanique de la machine (couple-glissement) et l'étude fréquentielle sur la machine saine et avec défauts sera présenté.

# Chapitre I Les machines asynchrones et leurs défaillances

## I.1 Introduction

De nombreuses défaillances peuvent apparaître sur les machines asynchrones. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes sont très variées. Dans ce chapitre, nous décrivons le système étudié qui se limite, dans notre cas, à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Cette présentation débute par un rappel sur les éléments de construction de cette machine. A ce propos, nous nous intéresserons de plus près à la réalisation pratique des enroulements statoriques et des encoches rotoriques. Après avoir effectuons une analyse des différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux, citons leurs causes et nous analysons les effets de ces défauts sur le comportement de la machine.

### I.1.1 Définition de la machine à induction

On appelle machine asynchrone toute machine, ayant  $(2p)$  pôles et étant reliée à un réseau de fréquence  $f$ , ne tourne pas exactement à la vitesse synchrone  $(\frac{60f_s}{p})$ . On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique.

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types :

- Les machines à d'induction.
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend à induction. La machine à induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence  $f$ . (stator).



Figure I.1 Machine Asynchrone à cage d'écureuil

## I.1.2 Avantages de la machine asynchrone

Parmi les avantages de la machine asynchrone et notamment en fonctionnement moteur, on peut citer :

- sa robustesse mécanique,
- son faible coût et sa très grande standardisation,
- l'absence d'entretien constant.

## I.1.3 Inconvénients de la machine asynchrone

L'inconvénient majeur du moteur asynchrone est relié à l'absorption du réactif qu'il faut parfois compenser, à des pertes de glissement et surtout à la nécessité de fonctionner pratiquement au voisinage de la vitesse de synchronisme.

## I.2 Principe de fonctionnement

Le moteur d'induction se comportant comme un transformateur à couplage par champ tournant et à secondaire en court-circuit. Le primaire (stator) recevant des courants de pulsation ( $w_s$ ) crée un flux tournant à la vitesse angulaire synchrone  $\left( \Omega_s = \frac{w_s}{p} \right)$ . Ce flux balayant les enroulements secondaires y induit des forces électromotrices et donc des courants puisque ce bobinage est en court-circuit. Le couple est dû à l'action du flux primaire sur les courants secondaires induits.

Le moteur tourne à une vitesse  $\Omega_m$  d'autant plus inférieure à  $\Omega_s$  que le couple résistant sur son arbre est plus grand.

On appelle glissement l'écart des vitesses angulaires synchrones  $\Omega_m$  et réels  $\Omega_s$  rapporté à la vitesse angulaire synchrone comme dans la relation

$$s = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (\text{I.1})$$

## I.3 Constitution du moteur asynchrone a cage

Le moteur asynchrone comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au Silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placés les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

Dans notre étude, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil (fig 1.2).

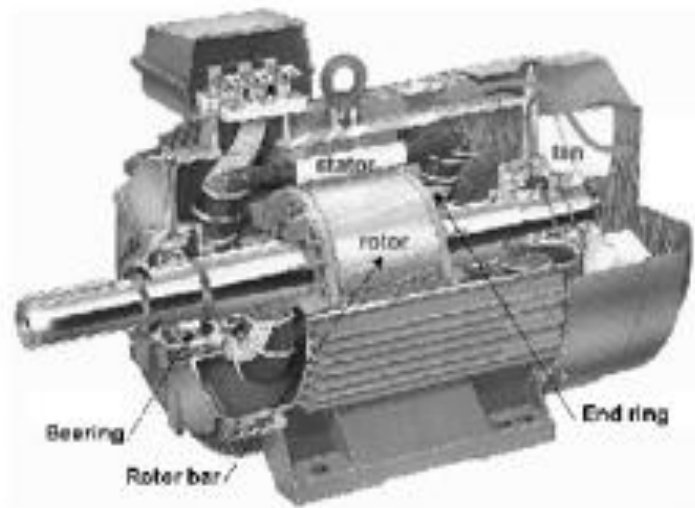


Figure I.2 Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil [1]

### I.3.1 Le stator

Le circuit magnétique du stator est un empilement de tôles fines d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. On utilise des tôles minces dont l'épaisseur varie entre 0.35 et 0.50mm pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude.

Le bobinage statorique est constitué de deux parties : les conducteurs et les têtes de bobines. Les conducteurs permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer pour limiter les oscillations du couple électromagnétique.

Physiquement, on peut effectuer les bobinages statoriques de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements :

- L'enroulement imbriqué.
- L'enroulement concentrique.
- L'enroulement ondulé.

Chaque type présente des avantages dans certaines applications.

Placé dans les encoches, le bobinage est ensuite englué dans un vernis qui le maintient collé, tout en améliorant l'isolation électrique. L'une des caractéristiques importantes des vernis utilisés pour couvrir les fils ronds réside dans le fait qu'ils doivent rester flexibles après séchage, ceci pour pouvoir absorber les différents mouvements vibratoires lors du fonctionnement [2].



Figure I.3 Stator de la machine asynchrone à cage

### I.3.2 Le rotor

Le rotor est constitué comme le stator de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus gros moteurs, chaque l'animation est constituée de plusieurs sections montées sur un noyau.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor. Les conducteurs sont généralement réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre ou, à l'occasion, en laiton préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. Leur résistance est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles, sauf lorsqu'il y a une rupture de barres [2].

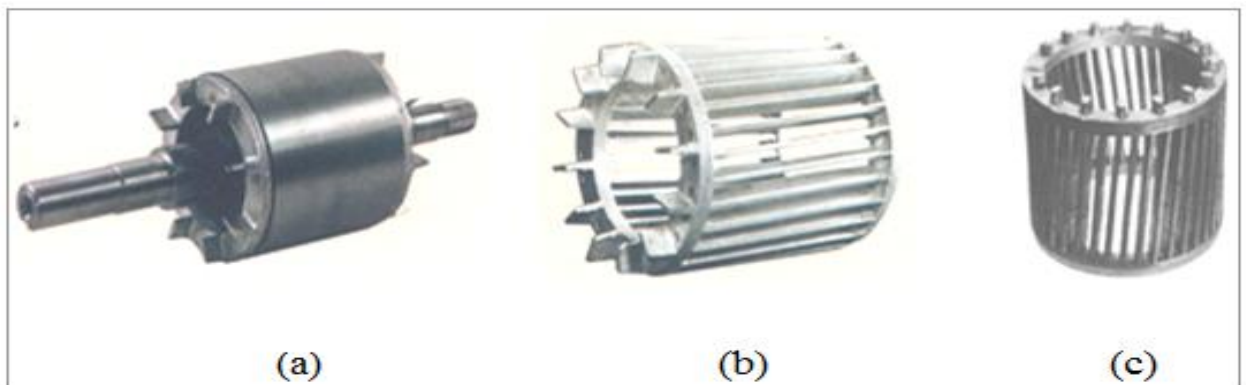


Figure I.4 : Rotor à cage d'écureuil

### I.3.3 Les paliers

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et des roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage comme nous pouvons le visualiser sur la figure (I.1). L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.

## I.4 les défauts de la machine asynchrone et leurs causes

La machine asynchrone peut être sujette à différentes failles, ces failles peuvent être dans le stator ou dans le rotor. Des études statistiques ont été effectuées donnant lieu à des publications dans les revues et journaux scientifiques : IEEE'85 et Rapports EPRI'82 qui ont révélé que la plupart des défauts sont localisés dans les roulements et le stator [3].



Figure I.5 : Répartition des défauts de la machine asynchrone

Mais cette répartition diffère d'une machine à une autre, les machines de grande puissance sont souvent sujettes à des défauts mécaniques plutôt qu'électriques, conséquence des contraintes mécaniques à cause de leurs grandes dimensions.

---

## I.4.1 Les origines des défauts de la machine asynchrone

La majorité des défauts du moteur sont causés par la combinaison de plusieurs contraintes, agissant sur les enroulements, le rotor, les paliers et l'arbre [4, 5].

### I.4.1.1 Stator

Les contraintes sur le stator peuvent être d'origine :

- a) **Thermique** : avec le temps la température joue un rôle dans le vieillissement du système d'isolation ce qui peut engendrer un court-circuit dans les enroulements du stator, l'échauffement peut être la cause d'une surcharge, une longue durée du travail ou le démarrage du moteur plusieurs fois.
  
- b) **Electrique** : il peut être un problème d'isolation qui engendre un court-circuit direct soit entre-phase, soit spire-spire soit spire-terre. Dans la machine de grande puissance, on peut avoir également l'effet couronne.
  
- c) **Mécanique** : la force électromagnétique produite par la circulation du courant dans les enroulements stator pendant le démarrage peut être la cause des vibrations des bobines qui peuvent endommager l'isolation. Le frottement entre le rotor et le stator lors d'un défaut dans les paliers ou l'arbre, dans une telle situation plusieurs choses peuvent se produire.
  
- d) **Environnementale** : humidité, réactions chimiques, milieu explosif, objet extérieur.

### I.4.1.2 Rotor

Pour le rotor ces contraintes sont également d'origine thermique, électromagnétique, dynamique, mécanique et environnementale, ils sont les résultats des forces suivantes :

1. couple de fonctionnement.
  2. force dynamique non équilibrée.
  3. les vibrations de torsion et les couples transitoires.
  4. force électromagnétique provoquée par le flux de fuite d'encoche vibrant deux fois à la fréquence du courant rotor.
  5. Force centrifuge.
  6. Contraintes thermiques dues à l'échauffement de l'anneau de court-circuit.
  7. Contraintes thermiques dues à la différence de température dans les barres durant le démarrage (effet de peau).
-

## **I.4.2 Les différents types de défauts de la machine asynchrone**

### **I.4.2.1 Les défauts électriques**

Les défauts électriques sont des défauts liés au circuit électrique, les enroulements dans le stator et la cage dans le rotor.

#### **I.4.2.1.1 Défauts électriques au stator**

Ces défaillances sont généralement dues à la rupture de l'isolation entre les conducteurs qui engendrent un court-circuit, ils sont le plus souvent, court-circuit inter-spires [6].

Ils existent également des court-circuités entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou encore entre deux phases ; ce dernier engendre un arrêt direct de la machine.

#### **I.4.2.1.2 Défauts électriques au rotor**

Comme les défauts électriques au stator sont dues à la rupture de l'isolation, les défauts électriques au rotor sont le plus souvent dues à une rupture dans la cage d'écureuil, à titre d'exemple, on peut avoir : soit une cassure dans la barre ou soit dans l'anneau de court-circuit [7].

#### **1.4.2.1.3 Les effets des défauts électriques sur la machine asynchrone**

- Un changement de la signature du courant stator,
- Un changement de la densité du flux magnétique dans l'entrefer,
- Des vibrations,
- Des fluctuations de la vitesse,
- Un échauffement de la machine

### **1.4.2.2 Les défauts mécaniques**

Les défaillances d'ordre mécanique sont, en général, les plus rencontrées parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre du moteur.

#### **A- Les roulements à billes**

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tous types de machine électrique. Les défauts des roulements peuvent être causés par un mauvais choix du matériau pendant l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein des roulements, causés par un enroulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine.

Le graissage, qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certaines applications, se rigidifier et causer une résistance à la rotation.

## B- L'arbre

Ces défaillances ont pour cause des fissures sur l'arbre dues à un mauvais choix du matériau ou un mauvais assemblage de la machine. Sous l'action des différentes contraintes mécaniques, dynamiques, thermiques, électromagnétiques et environnementales, les fissures peuvent entraîner la fracture nette de l'arbre provoquant l'arrêt immédiat de la machine.

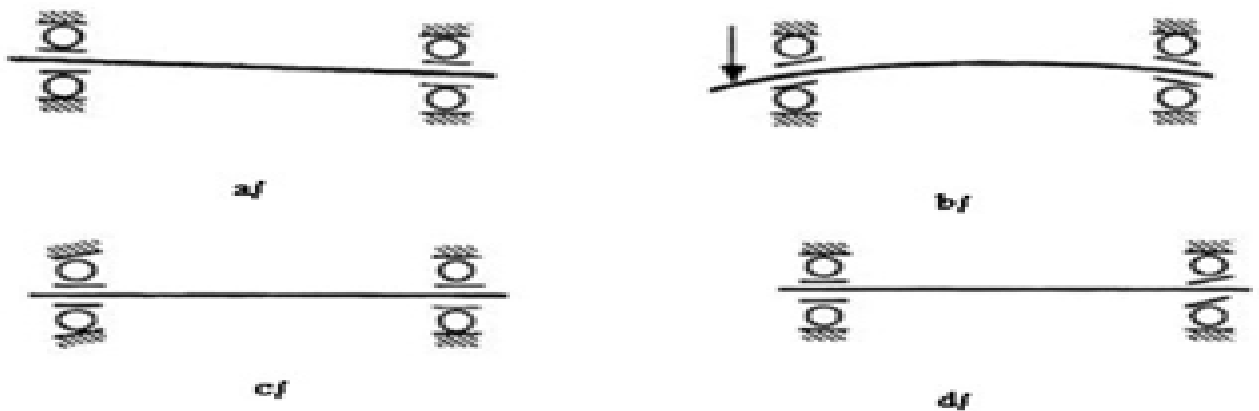


Figure 1.6 : Différents types de défaut mécanique [8]

a/ désalignement, b/ déformation de l'arbre c, d/ Inclinaison de la course interne et externe

## C- Désalignement

Conséquence principale des défauts de roulement (Figure 1.6.a), cause d'un mauvais assemblage de la machine, un mauvais couplage mécanique ou une déformation de l'arbre, on distingue trois formes de désalignement, parallèle, angulaire et mixte.

## D- Excentricité

La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries qui sont d'ordre naturel. Celles-ci relèvent de trois catégories qui sont pour l'essentiel :

- L'excentricité statique (Figure 1.6.a): correspond au cas où le centre de rotation de l'arbre du rotor n'est pas celui du centre géométrique du stator.

- L'excentricité dynamique : correspond, elle, à un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator mais, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator.

- L'excentricité mixte : est la somme des deux cas présentés ci avant.

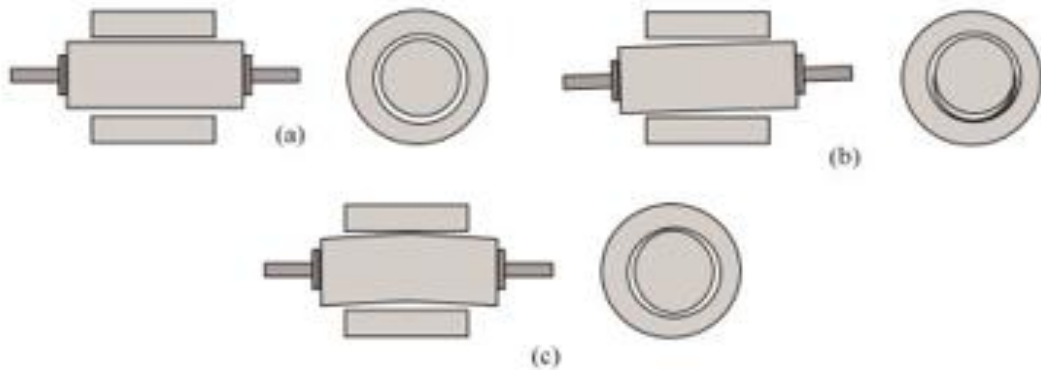


Figure I.7 : Différents défauts mécaniques [9]

## I.5 Présentation des différentes méthodes de diagnostic

Un système de diagnostic de défauts consiste en trois étapes :

- ✓ La détection (décider que le système est en défaut ou non) ;
- ✓ La localisation (déterminer quelle partie du système est affectée) ;
- ✓ L'identification (estimer l'ampleur et le type des défauts).

L'approche traditionnelle consiste à ajouter des capteurs pour obtenir des informations supplémentaires sur l'état du système : c'est la redondance matérielle. L'inconvénient principal est le coût additionnel en équipement et en maintenance. Par opposition

La redondance analytique consiste à développer des algorithmes de détection et localisation des défauts en utilisant les mesures disponibles sur le système. Ces algorithmes peuvent être ou non basés sur un modèle du système. Ils doivent bien sûr tenir compte des variations normales du comportement du système, des bruits de mesures, des perturbations externes. Ainsi que des erreurs de modélisation, pour éviter les fausses alarmes ou les manques à la détection, [10].

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et variées car elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. Sur un problème un peu complexe, il n'est d'ailleurs pas rare de devoir utiliser plusieurs méthodes qu'on peut classer selon le schéma de la figure (I.7) :

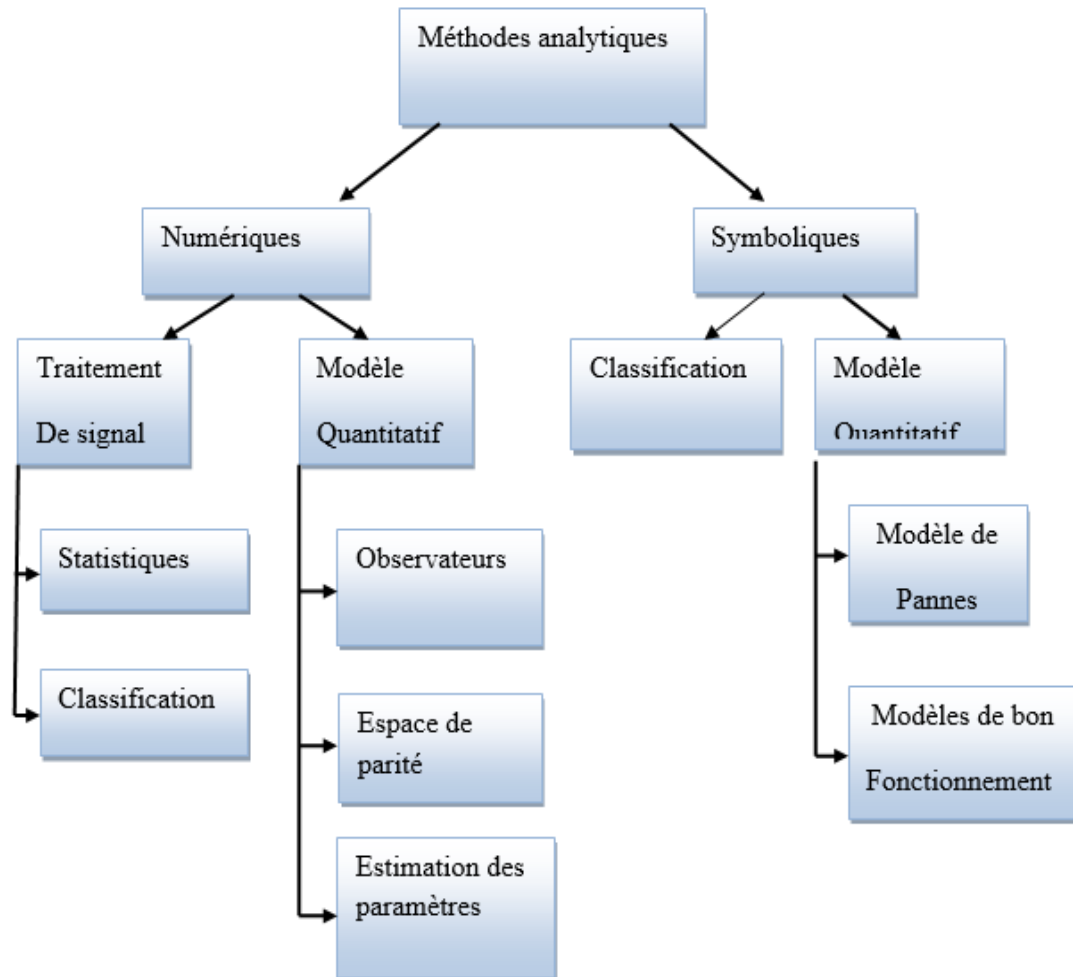


Figure I.8 : Méthodes analytiques de diagnostic des défauts [10]

### I.5.1 Approche modèle

Cette méthode est basée sur l'estimation des signaux non mesurables ou sur le suivi des paramètres durant le fonctionnement. Elles supposent une connaissance approfondie du procédé sous forme de modèle numérique. Dans le cas de la machine asynchrone, une modélisation dans le référentiel triphasé ou biphasé équivalent est nécessaire, [11].

Des paramètres (mécaniques ou électriques) de ces modèles sont relevés et utilisés pour avoir une signature des défauts. On teste la cohérence entre les mesures et les calculs des modèles par des grandeurs caractéristiques de l'état du procédé, appelées résidus. Le vecteur des résidus, nul en fonctionnement normal, est comparé en ligne aux signatures de pannes.

Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue :

- le diagnostic par les observateurs ;
- le diagnostic par redondance analytique (espace de parité).
- le diagnostic par estimation paramétrique.

### I.5.1.1 Diagnostic à l'aide des observateurs

Le principe de cette méthode est d'utiliser les erreurs d'estimation sur les sorties comme résidus. L'objectif est de construire des résidus structurés c'est-à-dire menant à la localisation des défauts. Dans certains cas l'utilisation de plusieurs observateurs, mis en batterie, peut être nécessaire pour garantir la localisation des défauts, [12].

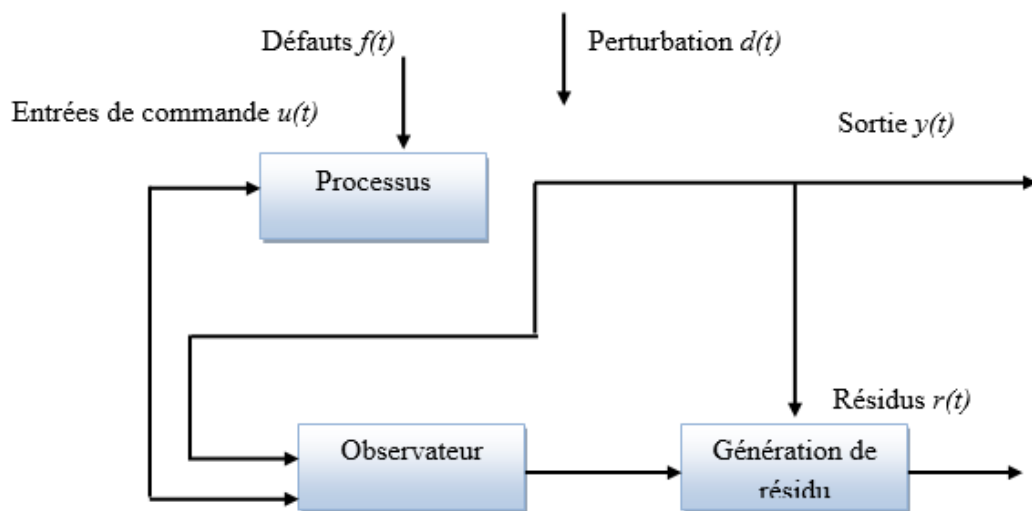


Figure I.9 : Méthodes de diagnostic par les observateurs [13]

### I.5.1.2 Diagnostic par redondance analytique (espace de parité)

Comme pour les observateurs, la redondance analytique et la projection dans l'espace de parité sont basées sur l'exploitation des résidus issus du modèle de bon fonctionnement. La philosophie de cette approche est d'exploiter la redondance analytique existant dans les équations d'état lorsque celles-ci sont écrites sur un horizon d'observation. Le vecteur de résidus est alors généré en projetant les mesures observées sur cet horizon dans un espace appelé espace de parité, [14].

### I.5.1.3 Diagnostic par estimation paramétrique

Cette méthode de diagnostic utilise les paramètres structuraux d'un modèle de connaissance et extrait par la suite les paramètres du système à partir des lois de connaissance pour détecter et localiser les défaillances. Le point essentiel dans l'efficacité de cette méthode est le choix du modèle de connaissance. En effet, le type de défaut que l'on voudra détecter sera fonction du modèle utilisé.

---

Les premiers travaux relatant de l'estimation de paramètre ont débuté avec des modèles relativement simples (modèle de Park par exemple) utilisés depuis plusieurs années pour la commande des machines électriques. Ces modèles n'ont besoin que de quatre paramètres pour effectuer le diagnostic de défaut ce qui, dans certain cas, ne permet pas de localiser avec précision la défaillance. L'étape suivante est donc nécessairement le passage à un modèle de connaissance plus fin de la machine, tout en gardant la possibilité d'identifier

Les paramètres souhaités. Ces modèles peuvent être des modèles triphasés, qui s'affranchissent de l'hypothèse d'une machine magnétiquement équilibrée, ou encore des modèles à  $n$  phases, capable de refléter le fonctionnement de la machine sur une large bande de fréquences.

Des algorithmes spécifiques ont été élaborés pour l'estimation séquentielle de paramètres. Le filtre de Kalman apparait comme le plus adéquat de tous mais aussi le plus délicat à mettre en œuvre. Tout d'abord, en tant qu'algorithme d'identification en temps réel, le filtre de Kalman étendu délivre un modèle adaptatif, capable de prendre en compte les évolutions normales des paramètres de la machine telles que la variation des résistances (en fonction de la température) ou encore la variation des inductances (en fonction du niveau de saturation). Par ailleurs, les paramètres estimés, eux-mêmes, permettent une première analyse des conditions de fonctionnement de la machine. Par exemple, une augmentation anormale de la valeur des résistances statoriques peut signifier un échauffement excessif et donc une dégradation progressive des enroulements [15].

### **I.5.2 Approche signal**

Le principe des méthodes d'analyse des signaux repose sur l'existence de caractéristiques propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement et les vibrations. Ces symptômes sont la manifestation apparente d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques [12].

Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone pouvant être utilisées pour le diagnostic sont :

- les courants absorbés.
- le flux de dispersion.
- les tensions d'alimentation.
- la tension du neutre (neutre alimentation - neutre machine).
- le couple électromagnétique.
- la vitesse rotorique, les vibrations.

- appel à des méthodes statistiques (changement de moyenne, rupture de modèle, analyse spectrale, analyse temps-fréquence ondelettes) ou bien à des méthodes de reconnaissance de formes qui permettent de classer les signatures de défauts, Il faut dans ce cas disposer de suffisamment d'expériences pour pouvoir constituer une base d'apprentissage. C'est dans ce cadre qu'entrent les réseaux de neurones. Les approches de classification se retrouvent également si l'on caractérise les situations avec des attributs symboliques.

## I.6 Modélisation de la machine asynchrone

Les modèles décrivant le fonctionnement de la machine asynchrone en présence de défauts peuvent être groupés en modèles physiques et en modèles comportementaux :

Les modèles physiques : se basent sur les lois de l'électromagnétisme pour décrire le fonctionnement de la machine. Ces modèles peuvent varier en complexité et/ou en précision selon la méthode de modélisation utilisée.

Les modèles comportementaux : quant à eux, modifient les modèles issus de la physique en y introduisant des paramètres supplémentaires qui permettent la détection et, dans certains cas, la localisation du défaut observé. Ces modèles comportementaux peuvent être directement utilisés dans les procédures de diagnostic [16].

### I.6.1 Méthodes de modélisation des machines asynchrones

Nous exposons les principales méthodes de modélisation fine de la machine asynchrone à cage défectueuse comme la méthode des réseaux de perméances (RNM), la Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC), la Modélisation analytique par CEMC (CEMC-A), le Modèle à circuits internes équivalents (CIE), et la méthode des éléments finis. Nous allons, dans ce qui suit, commencer par décrire chacune des méthodes de modélisation fine de la machine asynchrone défectueuse. [16]

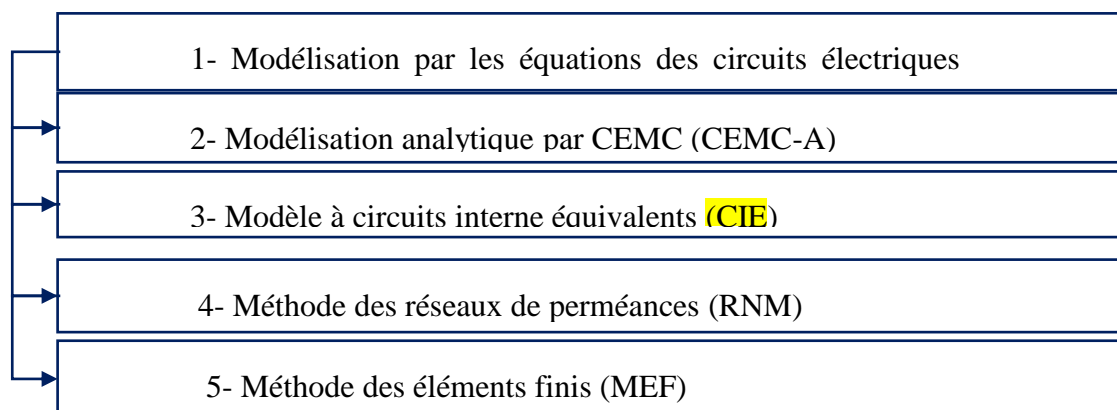


Figure I.10 : les différentes méthodes de modélisation de la MAS

### I.6.1.1 Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC)

Dans la modélisation par les équations des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC), les enroulements constituant le stator et le rotor sont représentés par un circuit électrique équivalent, forme par une inductance en série avec une résistance.

Par ailleurs, même si la méthode des CEMC ne permet pas la prise en compte de certains phénomènes complexes (saturation, effet de peau, etc.), il est possible de corriger le modèle par le biais de coefficients globaux pouvant renseigner sur leur influence sur les grandeurs globales. [17]

Ainsi, malgré ses faiblesses, l'approche de modélisation par CEMC offre un bon compromis en termes de précision, de temps de calcul et d'adaptation à la modélisation de la plupart des défauts d'origine électromagnétique de la machine asynchrone. Le rotor est représenté par un circuit électrique comportant des mailles magnétiquement couplées comme le montre la figure (I.10).

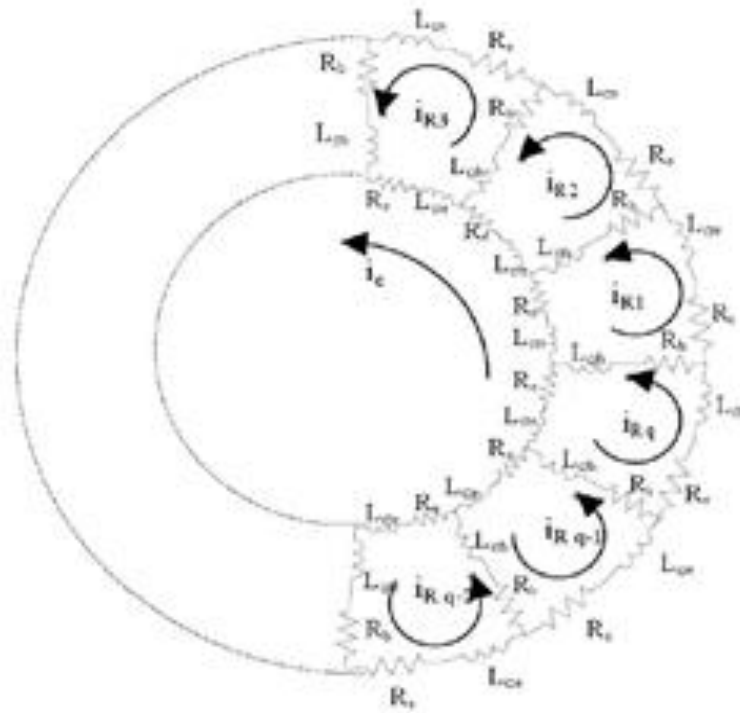


Figure I.11 : Schéma électrique équivalente de la cage rotorique [18]

L'écriture du modèle triphasé de la machine asynchrone par l'approche des CEMC est basée sur un certain nombre d'hypothèses dont les principales sont les suivantes :

- le fer (les tôles) est de perméabilité infinie ;
- les pertes par courants de Foucault sont négligeables ;
- les courants inter-barres sont négligeables (tôles magnétiques rotoriques isolées des barres et des anneaux de la cage).

---

La première hypothèse peut cependant être partiellement contournée par l'introduction de l'onde fondamentale de saturation dans l'expression de la perméances de l'entrefer permettant ainsi la prise en compte de la chute de tension magnétique (f.m.m.) dans le fer.

Quant à la troisième hypothèse, il faut dire qu'elle est partagée par toutes les méthodes de modélisation tant les courants inter-bars sont difficiles à prendre en compte de façon locale.

### **I.6.1.2 Modélisation analytique par CEMC (CEMC-A)**

Dans cette méthode, les inductances sont calculées analytiquement, Cette approche permet de prendre en compte les harmoniques d'espace les plus importants tout en réduisant le temps de calcul, les inductances n'étant plus calculées par intégration numérique. La prise en compte de ces harmoniques d'espace est effectuée grâce à un développement en série de Fourier de l'induction dans l'entrefer de la machine. Il en résulte une écriture en série de Fourier des expressions des inductances propres et mutuelles. Ces quelques harmoniques d'espace pris en compte dans l'expression des inductances induisent des harmoniques d'espace équivalents dans les courants de phases et dont l'analyse apporte une information pertinente pour le diagnostic des barres cassées au rotor de la machine asynchrone. [16]

### **I.6.1.3 Modèle à circuits internes équivalents (CIE)**

Cette méthode de modélisation est basée sur la représentation de la machine en fonction des éléments d'un circuit électrique avec des résistances, des bobines, des condensateurs et des sources de tension ou de courant. La représentation discrète des caractéristiques électriques d'un enroulement statorique ou d'une barre rotorique est étroitement liée à l'estimation des paramètres résistifs et inductifs. L'effet d'isolement entre spires est associé à l'effet capacitif que nous négligerons compte tenu du domaine de fréquence étudié.

La modélisation du stator par un circuit électrique équivalent peut être obtenue à partir de la représentation de chaque spire du bobinage de manière indépendante. Pour ce faire, les paramètres tels que la résistance, l'inductance propre, l'inductance mutuelle par rapport aux autres spires du stator, l'inductance mutuelle par rapport aux mailles du rotor peuvent être obtenus en appliquant les lois élémentaires sur les circuits magnétiques. La représentation de la cage rotorique peut être obtenue à partir du modèle associé à chaque maille formée par deux barres et les segments d'anneau de court-circuit correspondants. [17]

### **I.6.1.4 Méthode des réseaux de perméances (RNM)**

La méthode des réseaux de perméances est basée sur la décomposition du circuit magnétique étudié en tubes de flux, chaque tube étant caractérisé par sa perméance. A partir de cette

décomposition, on construit un réseau de perméances, similaire à un circuit électrique, où les grandeurs mises en jeu sont le flux et les différences de potentiels magnétiques.

Les sources de forces magnétomotrices (f.m.m) sont obtenues par la modélisation des couplages avec les circuits électriques externes. Dans le cas particulier de la machine asynchrone, les sources de f.m.m sont placées dans les dents statoriques et rotoriques et leurs valeurs dépendent directement du courant dans les bobinages concernés.

Ainsi, la machine asynchrone peut être décomposée en une association de circuits élémentaires, composés d'une dent, d'une encoche et de la portion de culasse concernée. Un circuit élémentaire est modélisé par trois perméances (perméance de dent, perméance de culasse et perméance de fuite de pied d'encoche) et une source de (f.m.m) figure (I.11).

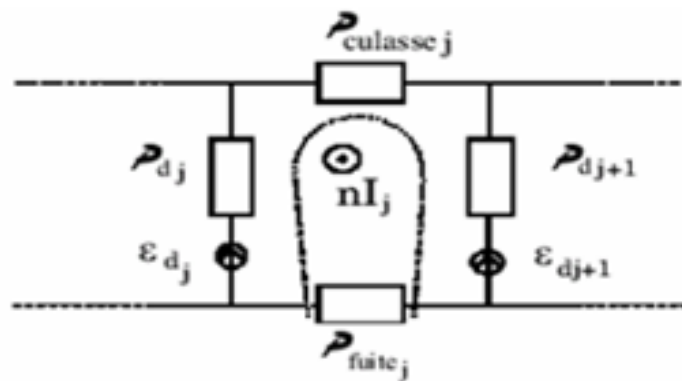


Figure I.12 : Réseau de perméances élémentaire autour d'une encoche statorique [18]

Toutes les valeurs de perméances sont calculées par le biais d'une simulation avec la méthode des éléments finis en magnéto-statique et il est possible de prendre en compte la saturation magnétique. La mise en équations, l'obtention et la résolution du système d'équations différentielles non linéaires qui décrit le comportement électromagnétique et dynamique du système. [16]

### I.6.1.5 Méthode des éléments finis

Si la méthode des réseaux de perméances permet d'introduire la saturation des matériaux magnétiques dans la modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts augmentant du coup la précision du modèle par rapport à la méthode CEMC, la méthode des éléments finis, quant à elle, nous affranchit de la plupart des hypothèses simplificatrices habituelles lors de la modélisation des machines électriques tournantes.

Dans la méthode des éléments finis Le circuit magnétique de la machine est découpé en plusieurs éléments de dimension faible pour permettre de considérer le matériau magnétique linéaire sur les surfaces correspondantes.

Dans le domaine du diagnostic de la machine asynchrone, la méthode des éléments finis est utilisée dans le but de comprendre et de quantifier les conséquences locales d'un défaut sur les différentes parties de la machine. [12]

A titre d'exemple, la méthode des éléments finis permet l'étude des effets locaux du défaut de rupture de barres de la cage rotorique à savoir un échauffement local excessif dû à sollicitation électrodynamique de ces mêmes barres voisines pouvant conduire à la propagation du défaut.

De même, la méthode des éléments finis sert à appréhender les impacts magnétiques et l'augmentation des courants circulant dans les barres voisines et une forte thermique locaux du défaut de court-circuit inter-spores dans les phases statoriques.

L'analyse des phénomènes électromagnétiques est basée sur la résolution des équations de Maxwell. On distingue deux techniques principales de résolution des équations des champs électromagnétiques :

- **Différences finies** : le maillage est un quadrillage rectangulaire sur les nœuds pour lesquels est effectuée la discrétisation spatiale de l'équation différentielle, associée à la décomposition en série de Taylor du potentiel scalaire.

- **Éléments finis** : le principe fondamental réside dans le découpage du domaine d'étude en domaines élémentaires de dimension finie. Sur chaque domaine appelé élément fini, le potentiel est approché par un polynôme de degré faible.

La résolution se ramène alors à la minimisation d'une fonction liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments. L'utilisation de méthode de calcul par éléments finis prend en compte la géométrie de la machine, la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotoriques. Les équations qui régissent le champ électromagnétique dans les systèmes électromagnétiques sont les équations de Maxwell, accompagnées des relations constitutives du milieu considéré. Actuellement, des logiciels éléments finis, permettant de résoudre des problèmes magnétiques, sont proposés couramment sur le marché. Ils se répartissent principalement en trois catégories :

- Les logiciels bidimensionnels statiques (Opera2D, Flux2D, Maxwell, . . .) ou l'équation magnétique est résolue seule.

- Les logiciels bidimensionnels dynamiques (Flux2D, . . .) ou les équations magnétiques et électriques sont résolues simultanément afin de tenir compte du mouvement.

- Les logiciels tridimensionnels (Flux3D, TOSCA, ELECTRA, . . .) permettent de prendre en compte les effets de bord ou de calculer des structures complexes.

Prenons le cas de logiciel Flux2D il permet de réaliser le schéma du circuit magnétique en un plan de coupe perpendiculaire à l'axe de rotation de la machine.

Ce logiciel résout l'équation suivante :

$$\overrightarrow{rot} \left( \frac{1}{\mu_0} [\mathbf{V}_r] \overrightarrow{rot}(A) - \overrightarrow{H}_c \right) + [\sigma] \left( \frac{\partial A}{\partial t} + \overrightarrow{grad}(V) \right) = 0 \quad (I.2)$$

Avec :

$[\mathbf{V}_r]$  : est le tenseur de réflectivité magnétique du milieu.

$\mu_0$  : Perméabilité magnétique du vide (en H/m).

$\vec{A}$  : est le potentiel vecteur magnétique (en Weber/m).

$\overrightarrow{H}_c$  : est le champ magnétique coercitif (en A/m).

$[\sigma]$  : est le tenseur de conductivité électrique du milieu (en 1/.m).

$V$  : est le potentiel scalaire électrique (en V) ;

$t$  : Temps (en s).

La figure (I.13) représente le circuit magnétique d'un moteur asynchrone. L'utilisation de la bande de roulement permet de prendre en compte la rotation du rotor en magnéto-évolutif sans pour autant effectuer un nouveau maillage de la machine à chaque nouvelle position du rotor.

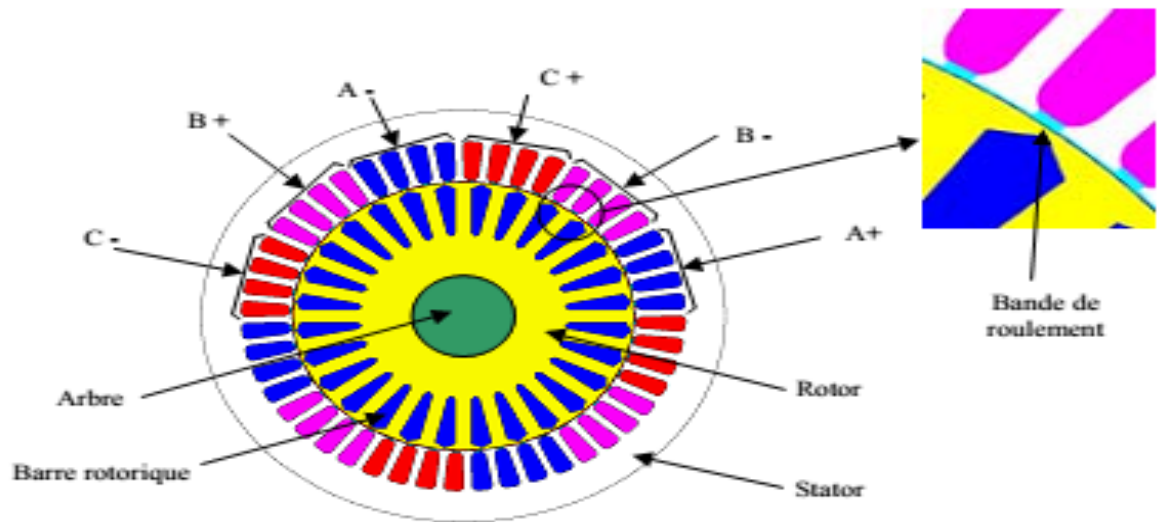


Figure I.13 : Circuit magnétique d'une machine asynchrone (à  $p=2$ , 4 encoches / pôle / phase et 28 barres) [12]

La considération du comportement électromagnétique local permet d'avoir une modélisation plus fine du moteur. La résolution numérique des équations de Maxwell régissant le comportement des champs électromagnétiques et la prise en considération des équations électriques, permet de réduire les simplifications faites dans les modèles classiques et ainsi d'avoir un modèle plus proche de la machine électrique réelle. Certes, Cette technique de modélisation est plus rigoureuse mais présente plusieurs handicaps :

- Elle est très liée aux dimensions de la machine et ne représente qu'une machine bien précise.
- Elle manque de flexibilité : il faut modifier la saisie de la machine pour chaque topologie de bobinage de la machine.
- Complexité des logiciels à éléments finis.
- Elle est couteuse en temps de calcul et en ressources logicielles.

#### I.6.1.6 Comparaison des méthodes de modélisation

Au fil des paragraphes précédents, il apparaît que la méthode des éléments finis est celle qui offre la plus grande quantité d'information aussi bien au niveau local qu'au niveau des grandeurs globales en termes de précision. Ainsi, avec la MEF, il est possible d'obtenir une signature de défaut simulée assez proche des signaux réels. Cependant, ce niveau de précision doit être grandement modéré par des temps de calcul qui s'avèrent excessifs surtout dans le cas de l'étude de certains inter-harmoniques nécessitant des simulations sur des fenêtres temporelles assez longues. Tout en gardant les mêmes hypothèses que la MEF (même si le calcul de la perméance de l'entrefer doublement encoché reste peu

précise), la méthode des réseaux de perméances apporte une amélioration en termes de temps de calcul par rapport à la MEF, [18].

Cependant, la mise en œuvre de la RNM reste assez fastidieuse et le calcul des perméances du réseau doit être adapté (si ce n'est pas refait) pour chaque machine étudiée. Si les méthodes basées sur les circuits électriques à constantes réparties manquent de précision à cause de certaines hypothèses fortes (perméabilité infinie, etc.), elles nécessitent des temps de calcul sensiblement plus courts que la RNM et la MEF.

Elles sont donc bien adaptées à l'étude et la simulation de la manifestation d'un défaut et ce, surtout quand ladite manifestation se traduit par l'apparition ou la disparition de certaines raies du spectre.

A ce stade, il faut noter que la méthode des CIE et la méthode des CEMC-A sont plus rapides que la méthode CEMC, mais elles nécessitent le calcul analytique des inductances, ce dernier pouvant changer selon l'arrangement géométrique des constituants de la machine. Quant à la CEMC, le calcul numérique des inductances par le biais de la théorie des fonctions de bobinage et de distribution donne à cette méthode une assez grande souplesse d'utilisation avec une définition minimale des arrangements géométriques des constituants de la machine à étudier. Enfin, les méthodes de type « circuits » peuvent être améliorées par l'utilisation de la MEF pour le calcul préalable de certains paramètres. En guise de synthèse, le tableau (I.1) résume les hypothèses des différentes méthodes.

<b>Méthode</b>	<b>Hypothèse</b>
Circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC)	Sans saturation, avec détails de la géométrie
CEMC analytique (CEMC-A)	Sans saturation, sans détails de la géométrie
Circuit internes équivalents(CIE)	Sans saturation, sans détails de la géométrie
Réseaux de perméances(RNM)	Avec saturation locale Avec détails de la géométrie
Eléments Finis 2D(MEF)	Avec saturation locale et avec détails de la géométrie

**Tab I.1: Comparaison des méthodes de modélisation de la machine asynchrone en présence de défaut**

## I.6.2 Méthodes d'identification paramétrique de la (MAS)

Les méthodes d'identification paramétrique sont utilisées dans le cas où l'on suppose la structure du modèle du processus à identifier (tel est le cas des machines électriques).

Ces méthodes ont pour objectif de déterminer les valeurs inconnues des paramètres du modèle à partir d'un jeu de relevés expérimentaux mesurés sur le processus, [19].

Il existe deux grandes classes de méthodes d'identification : déterministes et stochastiques.

### I.6.2.1 Les méthodes déterministes

Dans ces méthodes ne font pas d'hypothèses sur les propriétés des bruits. Elles ne fournissent donc pas d'informations sur la précision des paramètres identifiés.

Parmi les méthodes déterministes, on trouve le filtre de Luenberger et la méthode du modèle de référence. Cette dernière est la plus utilisée comme le révèle la recherche sur l'état d'art des méthodes d'identification déterministes. Elle est basée sur l'erreur de sortie et permet d'utiliser des signaux entrées/sorties quelconques et d'identifier les paramètres des modèles de structures variées. La figure (I.13) donne le schéma de principe de cette méthode.

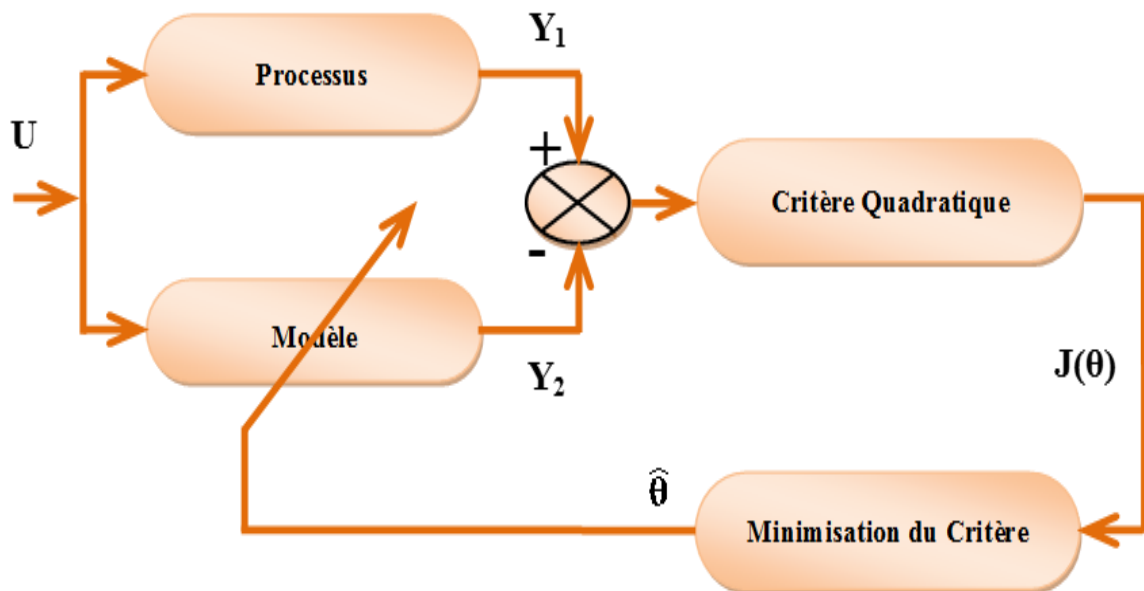


Figure I.14 : Principe de la méthode du modèle de référence [18]

L'estimation du vecteur de paramètre  $\theta$  est effectuée en minimisant le critère quadratique  $J(\theta)$  (ou fonction de coût) par une méthode d'optimisation. Ce critère quadratique est fonction de l'écart entre les sorties mesurées  $Y_1$  du processus (réel) et la sortie  $Y_2$  du modèle excité par les mêmes entrées  $U$  que le processus.

### I.6.2.2 Les méthodes stochastiques

Ces méthodes tiennent compte des bruits de perturbation du système en associant une valeur de la précision à chaque paramètre identifié. Contrairement aux méthodes déterministes, les méthodes stochastiques d'identification tiennent compte de la présence des bruits de mesure des incertitudes sur le modèle même du processus. Parmi les méthodes stochastiques d'identification paramétriques, les plus connues, sont les méthodes des moindres carrés récursives (MCR) et de filtre de Kalman Etendue (FKE).

Contrairement aux méthodes qui sont basées sur l'erreur de sortie (modèle de référence par exemple) faisant appel aux notions de programmation non linéaires ou aux équations de sensibilité, les méthodes stochastiques sont basées sur l'erreur de prédiction (erreur d'équation) et conduisent aux méthodes MCR. L'avantage primaire de ces méthodes est d'être relativement simple à mettre en œuvre et à implanter en temps réel sur ordinateur sous forme récursive. La figure (I.14) donne le schéma de principe de la méthode MCR.

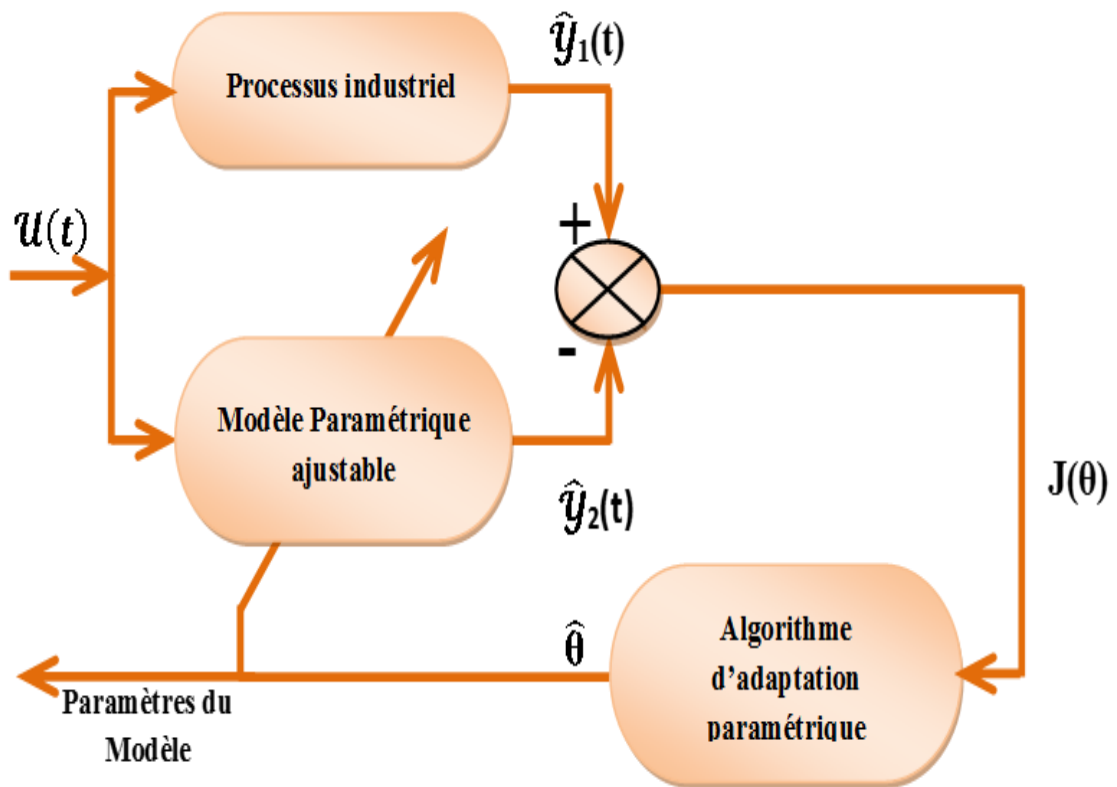


Figure I.15 : Schéma de principe du MCR [18]

## **I.7 Conclusion**

Dans ce premier chapitre après quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone ainsi que les principaux défauts qui peuvent gêner leur fonctionnement et les différentes causes probables, nous avons donné une synthèse de différentes méthodes de modélisation et les différentes méthodes de diagnostics de la machine asynchrone triphasée en présence des défauts, à la fin de ce chapitre un aperçu général sur les différentes méthodes d'identification paramétrique de la MAS a été présenté.

L'objectif de deuxième chapitre est la simulation de la machine asynchrone saine et avec défauts.

# Chapitre II La simulation de la machine asynchrone saine et avec défaut

## II.1 Introduction

Il y a quelques années, les programmes de simulation faisaient intervenir la transformation de Clarke ou celle de Park pour pouvoir effectuer une simulation de la machine asynchrone dans un temps relativement court. A ce jour, grâce à l'évolution des technologies informatiques et des processeurs en particulier, nous pouvons passer de ces transformations, ce qui permet dans le cas de la machine asynchrone à cage d'écuréuil, de calculer tous les courants de barres rotoriques et d'anneaux de court-circuit [21].

En effet, Pour étudier ces machines à induction et développer un modèle qui tient compte de la structure du rotor on fait appel soit à la théorie du champ électromagnétique (équations de Maxwell), ou à la théorie des circuits électriques (lois de Kirchhoff), ou bien à la méthode mixte combinant la théorie du champ électromagnétique et la théorie des circuits électriques [20].

Parmi les méthodes qui sont basées sur la théorie du champ électromagnétique on trouve la méthode des éléments finis. Cette dernière sera notre outil pour élaborer un modèle qui tient compte de la topologie, des dimensions ainsi que de la composition de la machine asynchrone.

Cette méthode est basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell. Les informations fournies par ce type de simulation nous apportent la prise en compte de la géométrie de la machine, la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotoriques, lorsque le problème est correctement posé et que l'on utilise le mode de résolution adéquate (magnétostatique, magnétodynamique, magnétique évolutif). D'autre part, d'un point de vue pratique, il est très facile de faire varier les conditions de fonctionnement de la machine (fréquence et flux magnétisant), en modifiant, directement, les paramètres dans le programme du calcul d'où une grande souplesse d'utilisation [22].

ET dans ce chapitre, on va valider les résultats obtenus pour les deux machines classique (ME) et optimisée, en utilisant le logiciel de simulation par élément finie (Flux 2D®).

## II.2 la méthode des éléments finis

### II.2.1 Formulations

Considérons un certain domaine ( $\Omega$ ) dans lequel un champ  $A$ , scalaire ou vectoriel, est la solution de l'équation aux dérivées partielles suivante [23] :

$$D(A) = F \quad (\text{II.1})$$

Où  $D$  est un opérateur différentiel et  $F$  est une fonction connue, appelée terme de source.

Pour spécifier entièrement le champ  $A$ , il faut tenir compte des conditions aux limites  $\Gamma$  du domaine ( $\Omega$ )

$$L(A) = G \frac{\partial A}{\partial t} + HA \quad (\text{II.2})$$

Dans cette équation  $G$  et  $H$  sont des fonctions connues sur les frontières  $\Gamma$ . Il en est donc de même de la fonction  $L$ . On peut distinguer deux cas particuliers importants :

- 1- Si la fonction  $G$  est nulle, on aura une condition de Dirichlet imposant la valeur du champ  $A$  sur la frontière  $\Gamma$  :

$$L(A) = HA \quad (\text{II.3})$$

- 2- Si la fonction  $H$  est nulle, on aura une condition de Neumann imposant la valeur de la dérivée du champ  $A$  par rapport à la normale extérieure à la frontière  $\Gamma$  :

$$L(A) = G \frac{\partial A}{\partial t} \quad (\text{II.4})$$

La solution de l'équation (II.1) compte tenu des conditions aux limites (II.2) peut être obtenue par une méthode de résolution numérique. La résolution numérique basée sur la méthode des éléments finis consiste à associer à celle-là un découpage du domaine  $\Omega$  en sous domaines élémentaire  $\Omega_e$  dans lesquels le champ  $A$  est, habituellement, approximé par une fonction polynomiale. Cela va se traduire par une transformation des équations différentielles en un système d'équations algébriques dont la résolution nous permet de déterminer la distribution du champ  $A$  dans le domaine  $\Omega$ .

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

On les définit comme suit : [22]

### - Les relations de couplage électromagnétique

Selon lois de Maxwell-Ampère : Les champs magnétiques peuvent être générés de deux manières, par la variation d'un champ électrique ou par les courants électriques.

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.5})$$

Et par l'équation de Maxwell-Faraday Un champ électrique peut induire un champ magnétique. Ce champ induit est utilisé dans de nombreux générateurs électriques. Un aimant permanent en rotation qui crée un champ magnétique en mouvement, génère un champ électrique dans un fil à proximité.

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E} = \frac{-\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.6})$$

### - Les relations de la conservation des flux

Selon équation de Maxwell-Gauss Un champ électrique est généré par des charges électriques. Le champ électrique est orienté à partir des charges positives vers les charges négatives. Plus précisément, cette loi relie le flux électrique à travers n'importe quelle surface de Gauss fermée [11].

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (\text{II.7})$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{II.8})$$

- la relation régissant les propriétés des matériaux magnétiques :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II.9})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II.10})$$

- La relation de la loi d'Ohm :

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II.11})$$

Où :

$\vec{H}$  : Champ magnétique (A/m)

$\vec{E}$  : Champ électrique (V/m)

$\vec{B}$  : Induction magnétique (T)

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

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

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

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

e : Le nombre totale des éléments du domaine (Ω).

## II.2.2 Le modèle employé

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

### II.2.2.1 Le mode magnétostatique

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

Dans ce mode les sources sont indépendantes du temps Le terme :

$$\frac{\partial B}{\partial t} = 0$$

Par conséquent, les équations du modèle deviennent :

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.12})$$

$$\overrightarrow{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.13})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II.14})$$

La condition (II.9) permet de définir une fonction en vecteur potentiel A telle que :

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad (\text{II.15})$$

Pour que A soit totalement définit, il faut également fixer la valeur de sa divergence.

On ajoute alors la condition  $\text{div}(\vec{A})=0$  appelée jauge de Coulomb. Qui vérifiée automatiquement l'unicité de la solution.

Par la substitution de (II.15) et (II.14) dans (II.12) nous obtenons l'équation électromagnétique en magnétostatique, exprimée par le système d'équations suivant :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(v.\overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}) = \vec{J} + \overrightarrow{\text{rot}}(v.\overrightarrow{B}_r) \quad (\text{II.16})$$

Où :

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

### II.2.2.2 le mode magnétodynamique

Ce modèle s'applique aux dispositifs qui ont des sources du courant ou de la tension varient en fonction du temps, Le terme  $\frac{\partial B}{\partial t}$  n'est pas nul. Et qui suppose la densité de courant sinusoïdale, et simuler en régime permanent. Ce qui permet d'obtenir des valeurs convenables du courant efficace. Ce mode pourra être utilisé pour étudier un schéma équivalent de la machine. Le système à résoudre est le suivant :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(v.\overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}) + j\omega \sigma \vec{A} = \vec{J} \quad (\text{II.17})$$

$\omega = 2\pi f$  : pulsation électrique (rad. s<sup>-1</sup>).

$j$  : unité imaginaire ( $i^2 = -1$ ).

### II.2.2.3 Le mode magnétique transitoire

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

$$\overrightarrow{\text{rot}}(v.\overrightarrow{\text{rot}}\vec{A}) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{\text{rot}}\vec{B}_r + \sigma \overrightarrow{\text{grad}}V = 0 \quad (\text{II.18})$$

### II.2.3 Les Conditions de continuité aux interfaces de séparation

Sur une limite de séparation de deux milieux différents notés 1 et 2, on peut trouver des conditions de continuité du type :

- Conservation de la composante normale de l'induction magnétique  $\vec{B}$ .

$$(\vec{B}_2 - \vec{B}_1).\vec{n} = 0 \quad (\text{II.19})$$

- Discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique  $\vec{H}$ , si les courants surfaciques  $\vec{J}_s$  existent.

$$(\vec{H}_2 - \vec{H}_1) \wedge \vec{n} = 0 \quad (\text{II.20})$$

- Conservation de la composante tangentielle du champ électrique  $\vec{E}$

$$(\vec{E}_2 - \vec{E}_1) \wedge \vec{n} = 0 \quad (\text{II.21})$$

- Discontinuité de la composante normale de l'induction électrique  $\vec{D}$ , si les charges surfaciques  $\bar{\rho}_s$  existent.

$$(\vec{D}_2 - \vec{D}_1) \cdot \vec{n} = \bar{\rho}_s \quad (\text{II.22})$$

Ici  $\vec{n}$  est le vecteur normal à l'interface dirigé du milieu 1 vers le milieu 2,  $\vec{J}_s$  est la densité surfacique de courant libre à l'interface et  $\bar{\rho}_s$  est la densité surfacique de charge libre à l'interface.

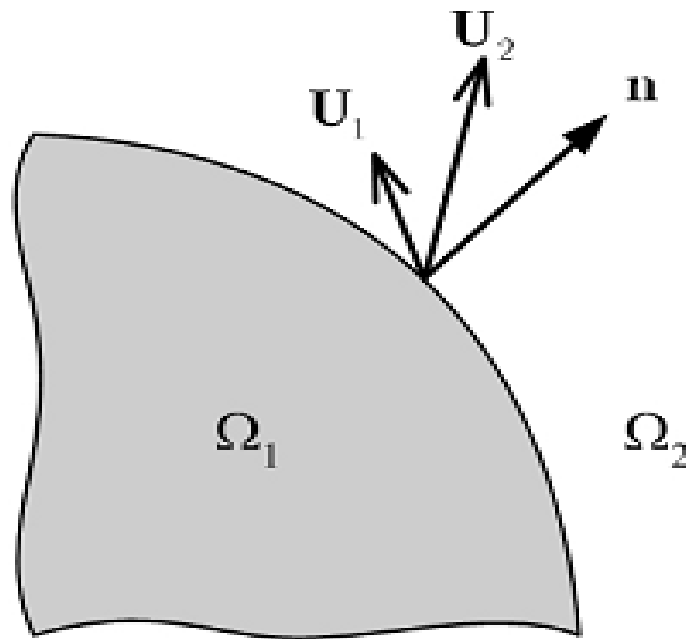


Figure II.1 : Interface entre deux milieux

#### Remarques :

- Ces relations fournissent les lois de réfraction des champs lors du passage d'un milieu à un autre.
- On peut les établir par le calcul en combinant les théorèmes d'analyse vectorielle et les équations de Maxwell aux interfaces.

Il est important de bien garder à l'esprit ces relations, ainsi que les lois globales (théorèmes généraux) énoncées plus haut. On les utilisera pour prédéterminer l'allure des lignes de champ, imposer éventuellement des conditions aux limites, ainsi que pour vérifier les résultats des calculs.

### II.2.4 Principe de la méthode des éléments finis

Le principe fondamental de la méthode des éléments finis réside dans le découpage du domaine d'étude en domaines élémentaires de dimension finie. Sur chaque domaine appelé élément fini, Le vecteur potentiel, dans un élément de découpage peut être approchée par des fonctions d'approximations (dites fonctions de formes), dont l'expression varie d'un type à un autre. Ces fonctions d'approximations doivent assurer la continuité du potentiel aux interfaces des éléments. La majorité des formes d'approximations du potentiel dans un élément sont des approximations polynomiales, [22].

$$A_e(x, y) = a + bx + cy \quad \text{(II.23) Pour élément triangulaire}$$

triangulaire :

Pour les éléments quadrilatéraux on a :

$$A_e(x, y) = a + bx + cy + dxy \quad \text{(II.24)}$$

Les constantes a b c et d sont à déterminer. Le potentiel  $A_e$  est en générale non nul dans l'élément et nul ailleurs. La valeur approchée du potentiel dans un point du domaine ( $\Omega$ ) de résolution est donnée par :

$$A(x, y) = \sum_{e=1}^{ne} A_e(x, y) \quad \text{(II.25)}$$

e : Numéro d'élément.

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

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

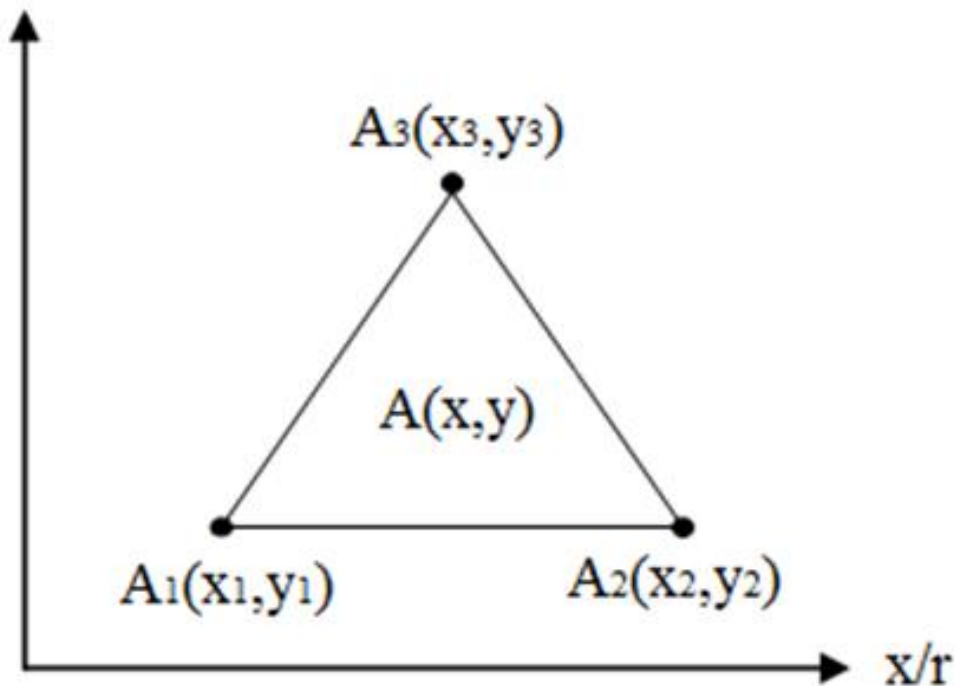


Figure II.1 : Fonction d'interpolation d'un élément

### II.2.5 Présentation du logiciel flux2d

C'est un logiciel de modélisation par éléments finis prenant en compte les phénomènes magnétiques et thermiques et permettant des régimes évolutifs. C'est donc un logiciel parfaitement adapté à nos besoins. Le logiciel permet de calculer et de visualiser les grandeurs utiles à l'ingénieur, pour des dispositifs bidimensionnels ou à symétrie de révolution comportant des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique particulière dite " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage. La résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés :

- Module **Construction (Preflux)** Il contient trois fonctions :

- (**geometry & physics**) : permet de définir la géométrie et le maillage du dispositif à étudier, de déterminer le type du problème (magnétostatique, magnétodynamique ou transitoire) et associer des matériaux et des propriétés (magnétiques et électriques) à chaque élément de la géométrie.

- (**Circuit**) définit le schéma et les données du circuit électrique.

- (**Materials database**) : permet de choisir et de construire une banque de matériaux. Ce module assure aussi le couplage entre le circuit magnétique et le circuit électrique d'alimentation.

• Module **Solving Process**

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

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

L'enchaînement de ces modules de Flux 2D est schématisé par la figure II.2.

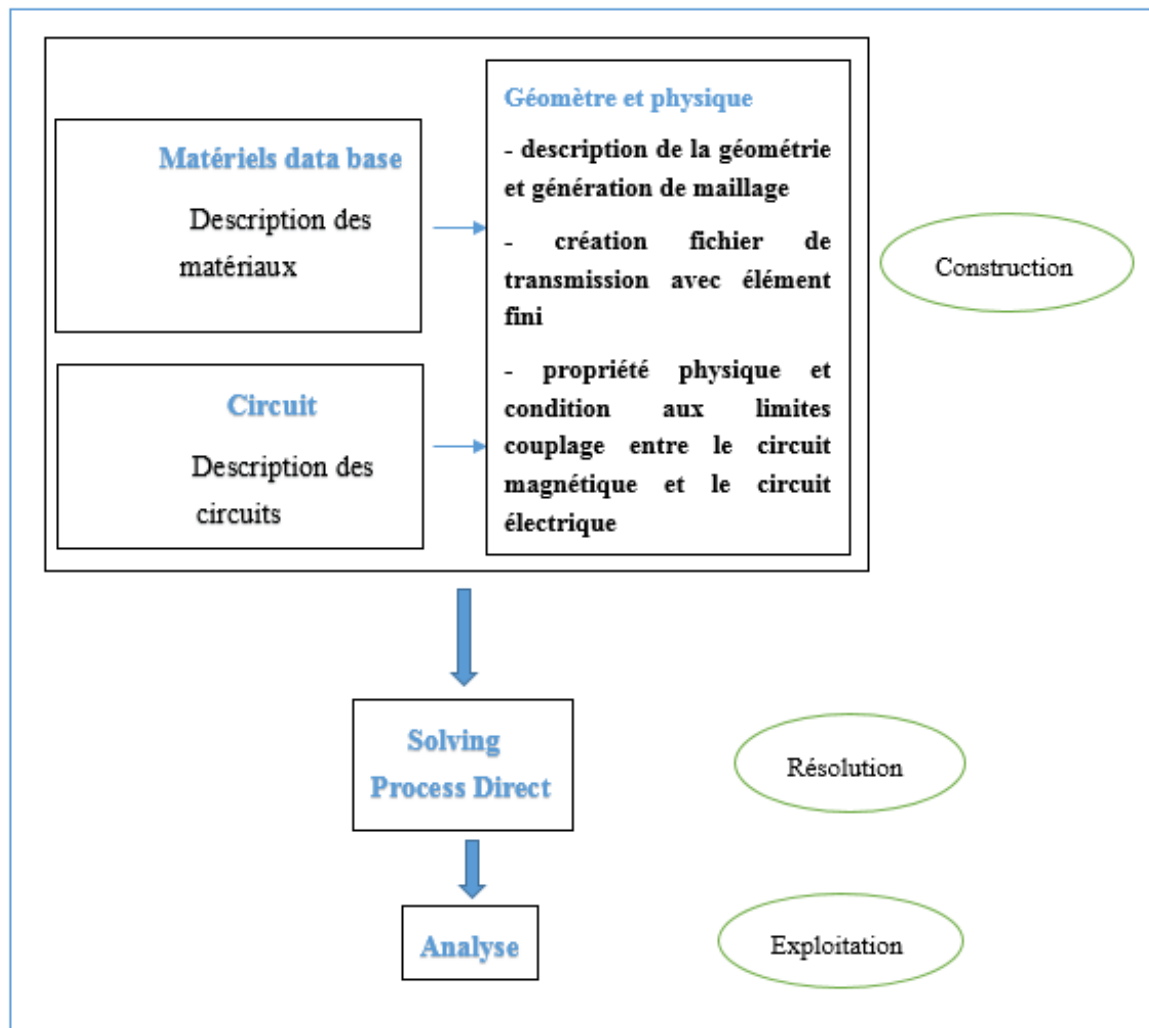


Figure II.2 : l'enchaînement des programmes de Flux 2D

### II.3 Application à la simulation de la machine asynchrone

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

- Le temps de simulation est bien plus long encore en 3D qu'en 2D.
- L'influence de l'inclinaison des encoches n'est pas le but principal de notre étude.
- Les effets d'extrémités sont modélisés par des inductances et résistances calculées de façon analytique. Les autres hypothèses qu'on a considérées dans le développement de notre modèle sont :
  - L'hystérésis et les pertes fer sont négligées.
  - L'alimentation est purement sinusoïdale.
  - Les courants entre-barres sont négligés.
- L'air autour de la machine et l'arbre ne sont pas modélisés pour cela la condition de *Dirichlet* ( $A=0$ ) est appliqué sur les nœuds extérieurs du stator et celles intérieures du rotor, ce qui force les lignes de flux à être tangentes à ces deux surfaces.

La figure II.3 illustre la répartition du bobinage dans les encoches statoriques, qui a  $w_1=58$  tours par encoche.

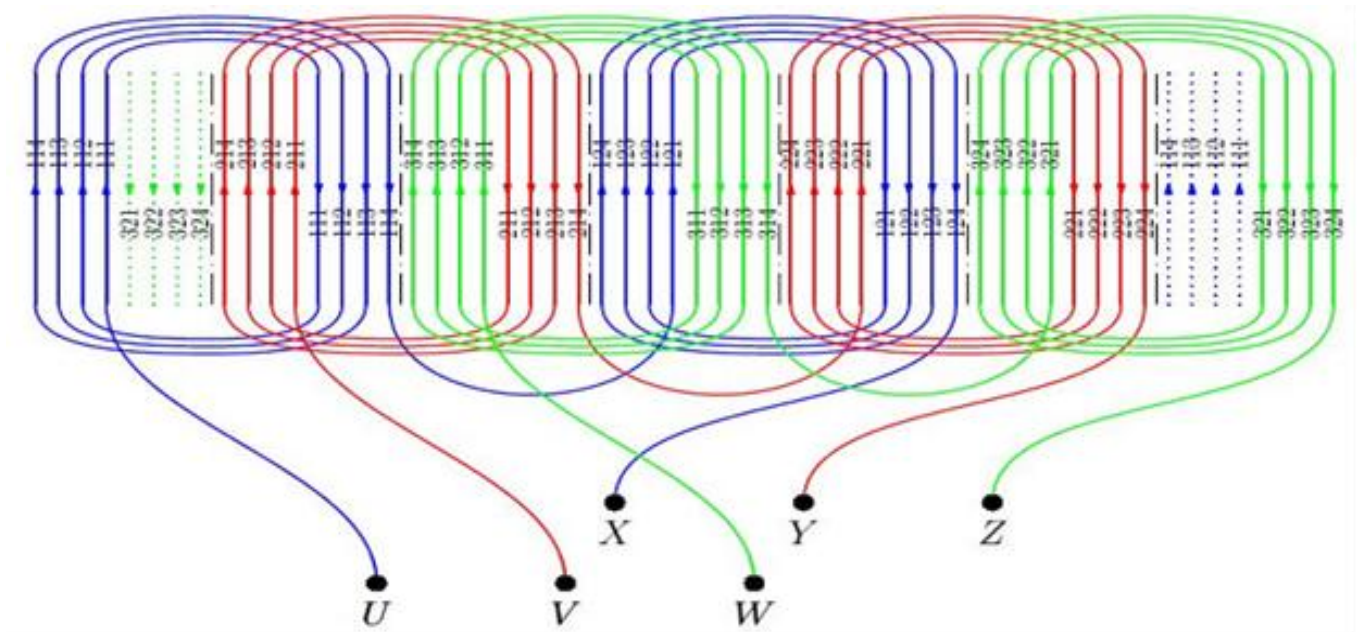


Figure II.3 : Bobinage statorique

### II.3.1 Les données de la machine étudiée

<i>Paramètres</i>		<i>Valeurs</i>
<i>Machine :</i>	Puissance	<b>2.2kw</b>
	Tension	<b>220v</b>
	Fréquence	<b>50 Hz</b>
	Vitesse nominale	<b>1440tr/min</b>
	Nombre de paires de pôles	<b>2P</b>
	Longueur du paquet de tôles	<b>0.097mm</b>
<i>Stator :</i>	Nombre d'encoches	<b>36</b>
	Nombre de phase	<b>3</b>
	Connexion	<b>Y</b>
	Diamètre extérieur	<b>172.9</b>
	Diamètre intérieur	<b>99</b>
	Résistance par phase	<b>3.165 <math>\Omega</math></b>
<i>Rotor :</i>	Nombre des barres	<b>48</b>
	Diamètre extérieur	<b>98.34</b>
	Diamètre intérieur	<b>34.08</b>
<i>Entrefer :</i>	Epaisseur	<b>0.33 mm</b>

**Tab II.1: Les données de la machine étudiée**

La figure II.4 présente le circuit magnétique de la machine asynchrone et la répartition de ces trois phases d'alimentation sur les encoches statoriques.

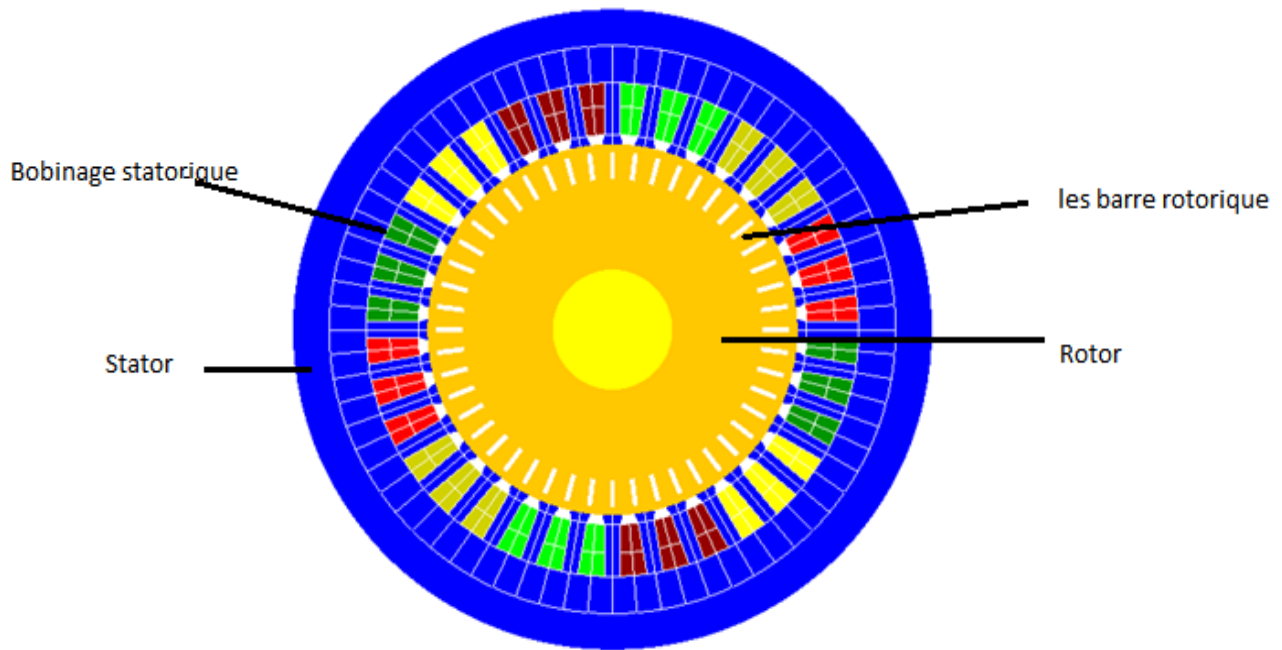


Figure II.4 : circuit magnétique de la MAS

### II.3.2 Procédure de construction du modèle par FLUX2D

Pratiquement, il suffit pour une machine saine de considérer un seul pôle grâce à la symétrie électrique et magnétique de la machine par rapport à son axe de rotation, mais ce n'est pas le cas pour une machine avec défaut où elle perd sa symétrie. Il faut donc réaliser la géométrie complète de la machine pour étudier son comportement avec défaut. Pour simplifier la méthode de construction, on commence par faire entrer des paramètres et des systèmes de coordonnées pour le modèle puis schématiser la première encoche statorique et la première barre rotorique. Le reste de la géométrie et du maillage est créé par propagation. Les paramètres à entrer représentent les dimensions des différentes parties de la machine, mais sont indépendants d'aucune unité de mesure. L'intérêt de ces paramètres est qu'ils simplifient l'entrée du problème et les modifications dans la géométrie par définition des coordonnées des points en fonction de ces paramètres, par exemple, on définit le diamètre intérieur de stator comme (DIS) et si on veut le changer il suffit de changer son paramètre, Flux2D va automatiquement mettre à jour les points et les lignes correspondants à ce paramètre et le maillage. Sans ce paramètre il faut redéfinir les coordonnées de chaque point et chaque ligne cités à cette distance ainsi que le maillage.

Lorsque on entre les points de l'encoche statorique et de celle rotorique et relie entre eux par des lignes et des arcs, les surfaces des régions sont automatiquement construites par ces lignes. Puis on construit les deux lignes intérieure et extérieure du rotor et celle extérieure de stator.

### II.3.2.1 Génération du maillage

Les éléments du découpage sont générés automatiquement par un générateur de maillage dans le module **Preflux**, mais la size du maillage peut être contrôlé par création des points et des lignes du maillage puis l'association de ces derniers aux points de la géométrie. Preflux donne l'avantage de propagation des surfaces et leur maillage au même temps.

### II.3.2.2 Géométrie

Pour compléter la géométrie facilement on ajoute des transformations qui doublent rapidement les surfaces et les lignes : pour le rotor, la transformation est une rotation autour d'un point, définie par les coordonnées de ce point et l'angle de rotation. Dans notre cas le point est  $o(0,0)$ , l'angle égale à  $360/36$ . Pour le stator on définit une transformation du même type avec un angle égale à  $360/48$ . On applique la première à la surface qui représente la barre rotorique 47 fois et la deuxième à la surface de l'encoche statorique 35 fois avec le choix de commande **Add Faces and associated Linked Mesh Generator** pour doubler les surfaces avec la prise en compte de leur maillage. Il reste le diamètre intérieur de stator, pour le compléter on relie entre deux encoches par un arc puis double cet arc 35 fois en appliquant la même transformation de l'encoche statorique. Finalement on choisit la commande **Build Faces** pour créer le reste des surfaces.

Jusqu'au ici le maillage n'est pas effectué, pour mailler la géométrie on choisit la commande **Mesh lines** puis la commande **Mesh faces** et le maillage sera schématisé. La figure II.5 représente le maillage effectué sur le circuit magnétique de la machine.

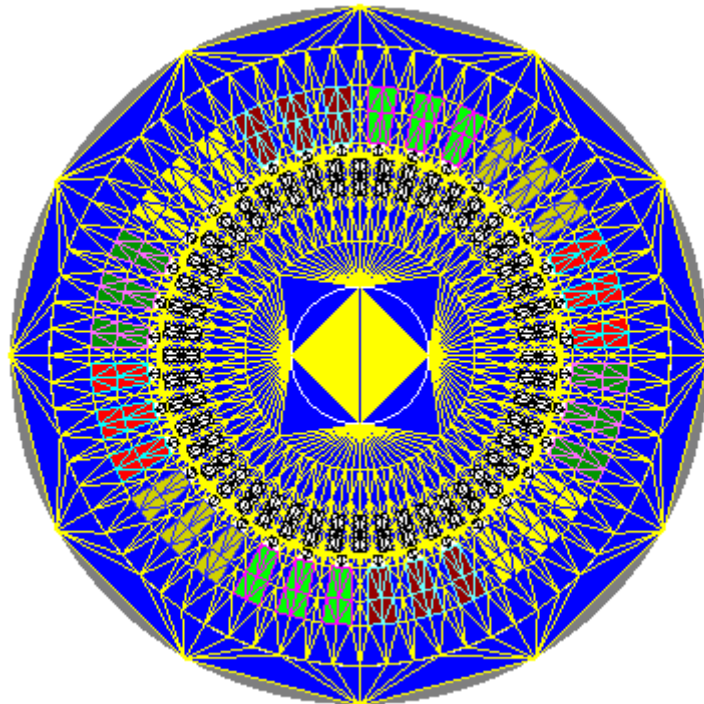


Figure II.5 : répartition du maillage

Le maillage est plus dense au voisinage de l'entrefer puisque dans cette région se développe l'énergie électromagnétique. Par contre le maillage est plus grossier vers l'arbre et vers l'extérieur de la culasse pour alléger le temps de calcul sans perte sensible d'information. La carcasse externe de la machine étant conductrice et généralement reliée à la terre, lors de nos simulations nous appliquons la condition de Dirichlet sur tout le contour de la machine avec un potentiel vecteur nul [22].

### II.3.2.3 Le circuit électrique

Pour bien représenter le circuit électrique de la machine il faut tenir compte des effets d'extrémités (inductance, résistance de tête de bobine et d'anneau de court-circuit), figure II.6

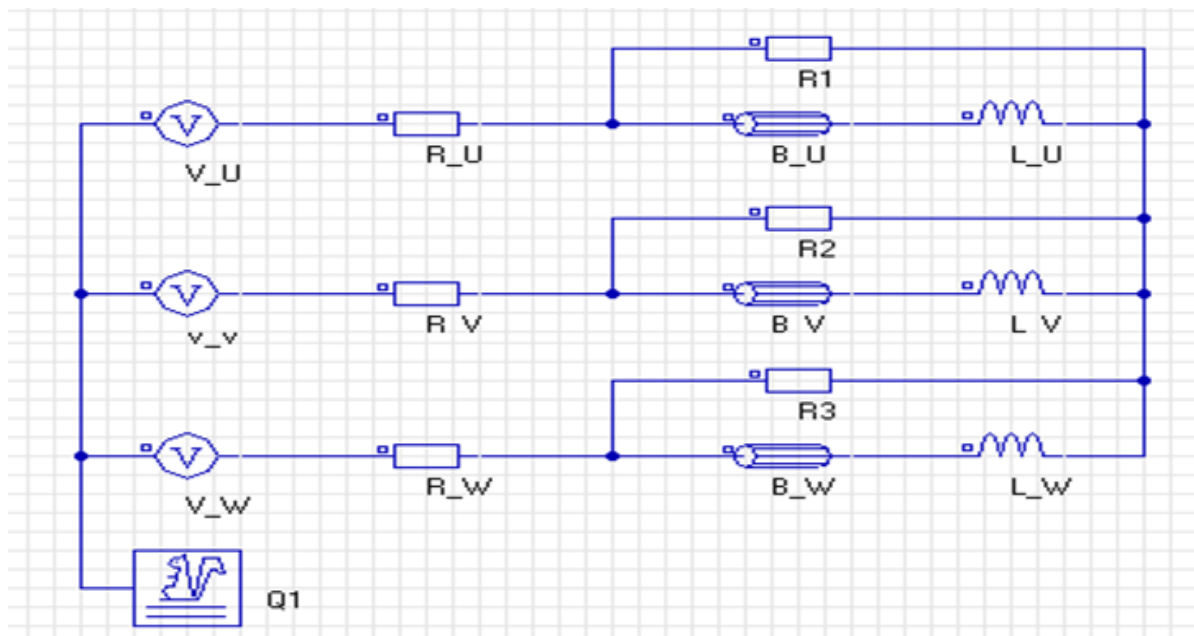


Figure II.6 : Circuits représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie

Q1 : est un macro-circuit (un dispositif du logiciel Flux 2D) utilisé pour modéliser la cage d'écureuil de la machine, c'est un circuit fermé qui contient des barres rotorique, des résistances et des inductances de fuite correspondent aux régions d'inter-barre d'anneaux de court-circuit (arcs entre deux barres adjacentes), figure II.10.  $V_U$ ,  $V_V$  et  $V_W$  sont les sources de tension d'alimentation (voir figure II.7).  $B_U$ ,  $B_V$  et  $B_W$  représentant le bobinage statorique.  $R_U$ ,  $R_V$ , et  $R_W$  sont les résistances de chute de tension dans le réseau.  $R_1$ ,  $R_2$ , et  $R_3$  représentent les résistances des voltmètres pour mesurer les tensions statoriques.  $L_U$ ,  $L_V$  et  $L_W$  sont les Inductances de fuite des têtes de bobines, elles sont calculées analytiquement.

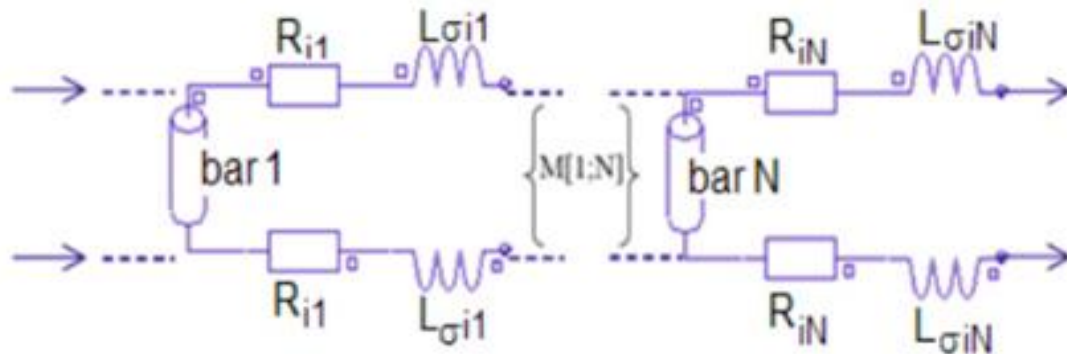


Figure II.7 : Circuit équivalent de la cage rotorique

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

### II.3.2.4 Les propriétés physiques et régions

Le problème étant défini par une application magnétique de 2D en magnéto transitoire (pas à pas dans le temps), auquel, le circuit électrique et les matériaux créés précédemment sont importés. Les valeurs des résistances, des inductances, et des tensions d'alimentation, sont définies aussi ici. La prise en considération de mouvement (soit rotation ou translation) nécessite l'existence des ensembles mécaniques, ces derniers sont de trois types :

**Fixé** : définit les parties fixes du modèle.

**En mouvement** : définit les parties du modèle qui sont en mouvement.

**Compressible** : définit les régions entre les parties fixes et celles en mouvement.

Dans notre modèle les trois types existent, le stator présente la partie fixe, le rotor est en mouvement (rotation suivant un axe parallèle à Oz) et l'entrefer est compressible.

Le couplage entre la géométrie du modèle et le circuit d'alimentation est effectué par la création des régions surfaciques, chacune de ces régions est défini par son nom, son type, matériel, l'élément électrique correspondant dans le circuit, le sens du courant et l'ensemble mécanique. Puis ces régions sont associées aux surfaces de la géométrie par la commande (**assign regions to faces**).

La rotation est réalisée par la considération d'une bande de mouvement. A chaque instant le rotor est déplacé par un certain angle. La seule partie de la géométrie qui sera remaillé est la bande de mouvement qui couple les éléments du rotor avec ceux de stator. Dans notre cas la bande de mouvement est constituée par la région de l'entrefer.

## II.4 Résultat de simulation par la magnéto dynamique (machine saine)

### II.4.1 Caractéristiques de simulation

Dans ce mode de fonctionnement, il faut déterminer les valeurs de la fréquence d'alimentation et du glissement. On utilisera le couplage avec les équations de circuit qui permettent de simuler les court-circuit de la cage. On rappelle les avantages et limiter de la magnétodynamique, [24].

#### Avantages :

- ✓ Simplicité de mise en œuvre ;
- ✓ Gain de temps et d'espace mémoire par rapport à la résolution évolutive ;
- ✓ La prise en compte des courants induits.

#### Inconvénients :

- ✓ Utilisation possible uniquement pour le régime permanent ;
- ✓ Toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales dans le temps et à même fréquence.

Le mouvement du rotor n'est pas « physiquement » pris en compte. Cela aboutit à des courants statoriques parfois déséquilibrés car les harmoniques des espaces ne sont pas prises en compte. Les simulations magnéto-harmoniques de Flux2D<sup>®</sup> de la machine asynchrone sont effectuées pour des valeurs constantes de glissement (valeurs constantes de vitesse rotoriques).

### II.4.2 Résultats de simulation

Nous considérons que l'entraînement électrique a une inertie suffisamment grande pour que la vitesse de rotation reste constante et égale à 1440tr/mn. La machine à l'état initial n'étant pas magnétisée mais ayant une vitesse nominale de rotation, la simulation ne passe pas par un régime transitoire. Nous pouvons voir les courbes du courant statorique, du courant rotorique, du couple électromagnétique, ainsi que la distribution des lignes de flux et de l'induction B dans la machine.

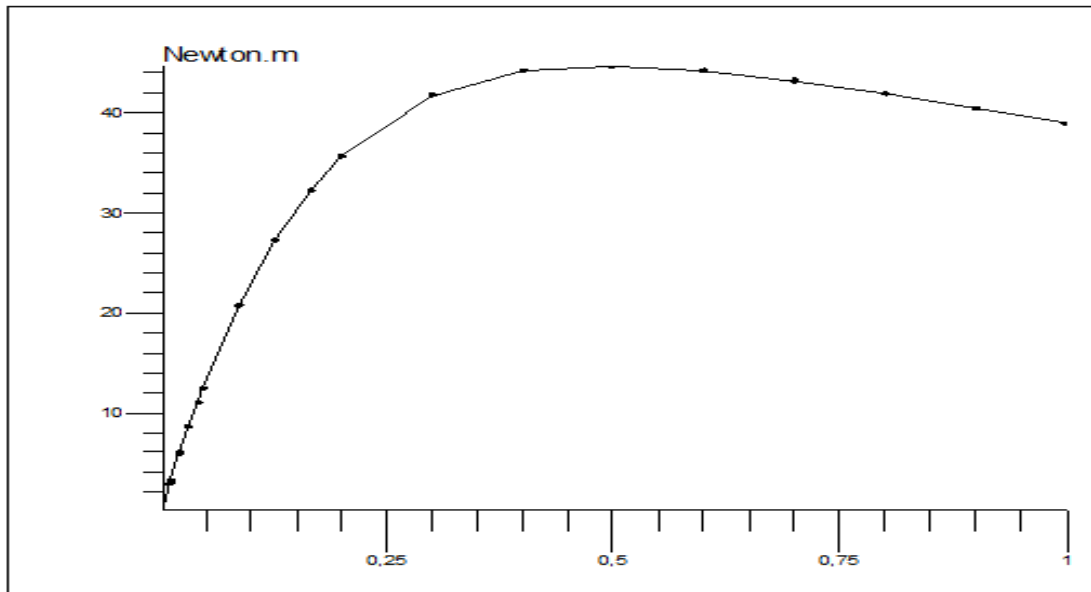


Figure II.8 : Le couple en fonction de glissement

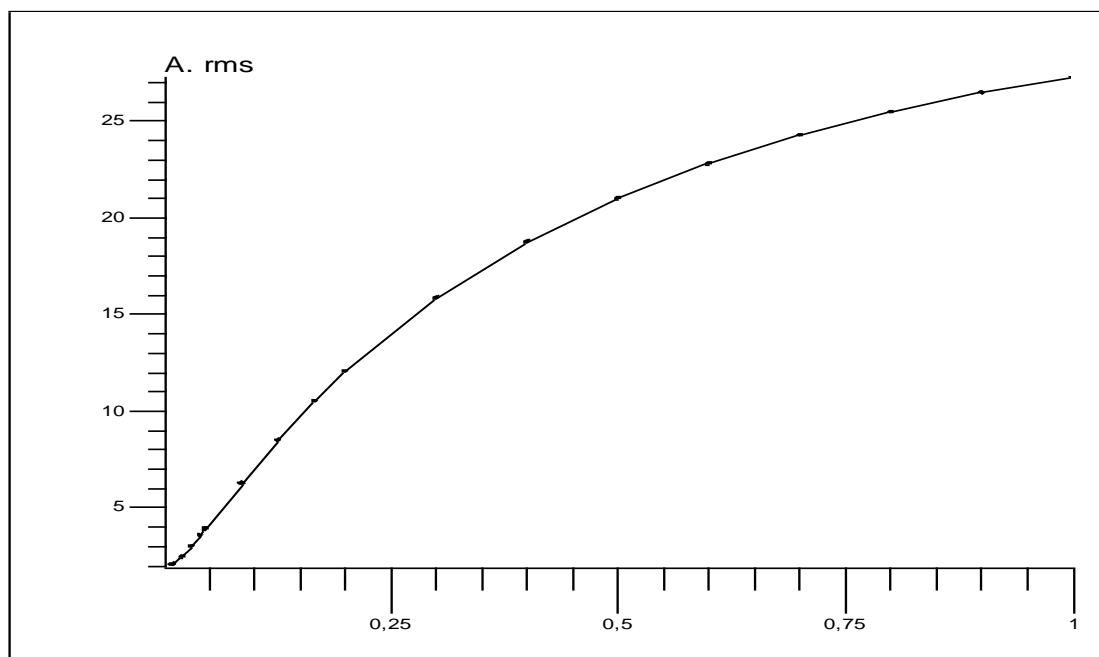


Figure II.9 : Les courantes statoriques en fonction de glissement

Dans le régime permanent le couple se stabilise autour de la valeur nominale avec des harmoniques de très faibles amplitudes. Les courants au stator atteignent le régime permanent avec une valeur efficace de 27.30 A.

II.4.2.1 Au démarrage (g=1)

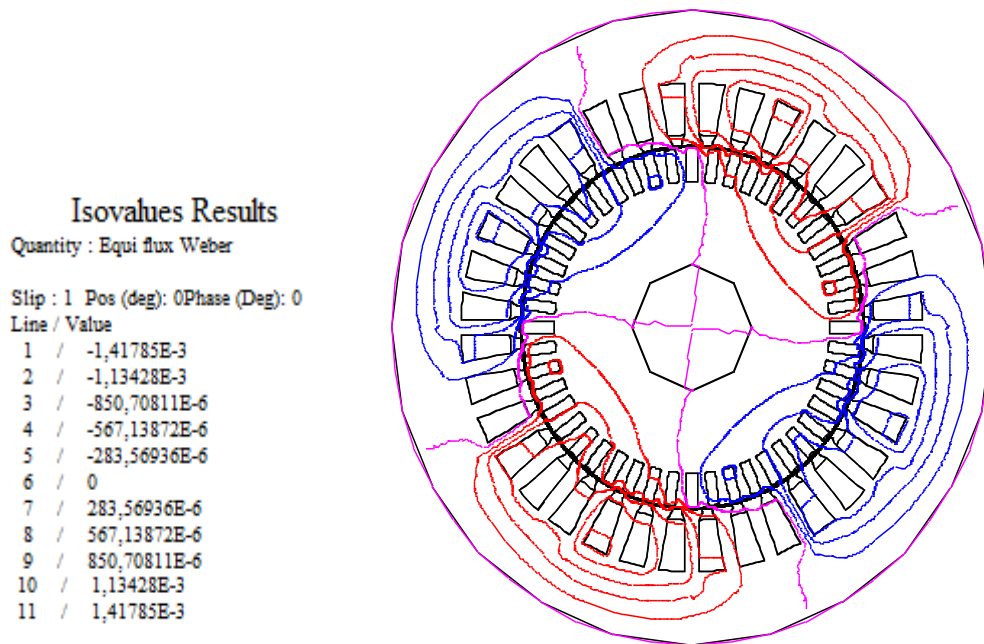


Figure II.10 : Répartition des lignes flux

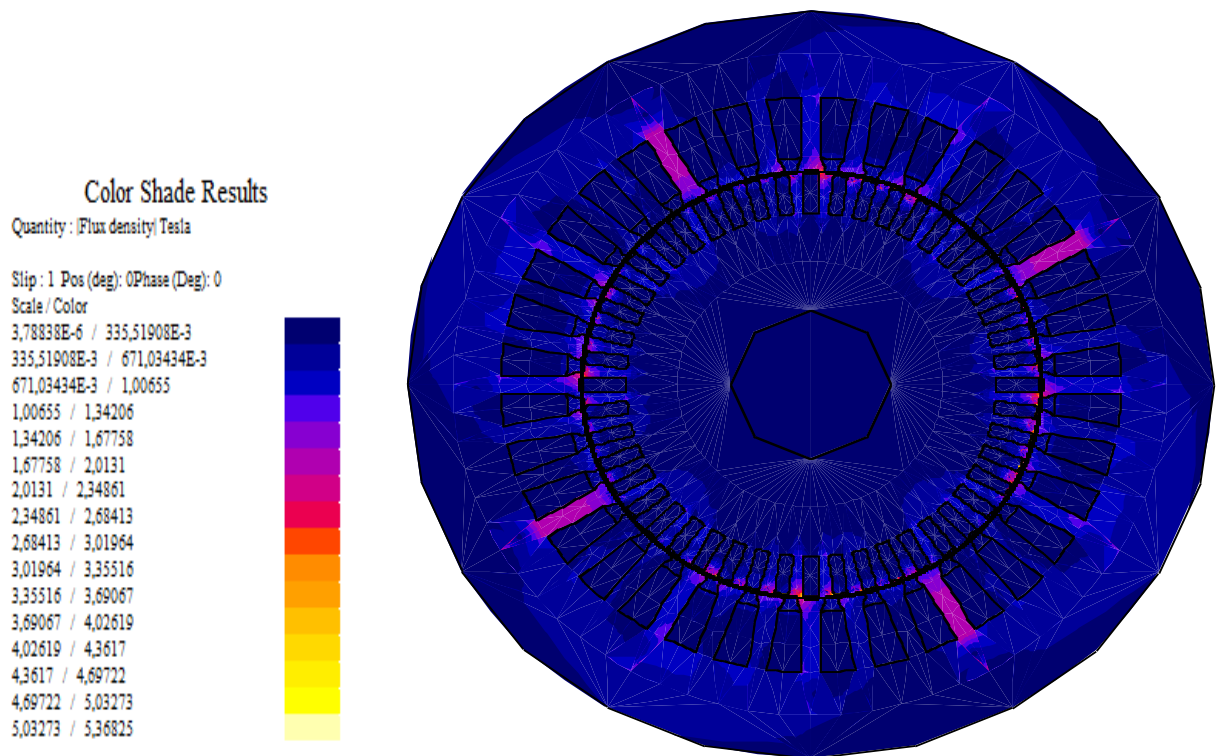


Figure II.11 : L'induction magnétique

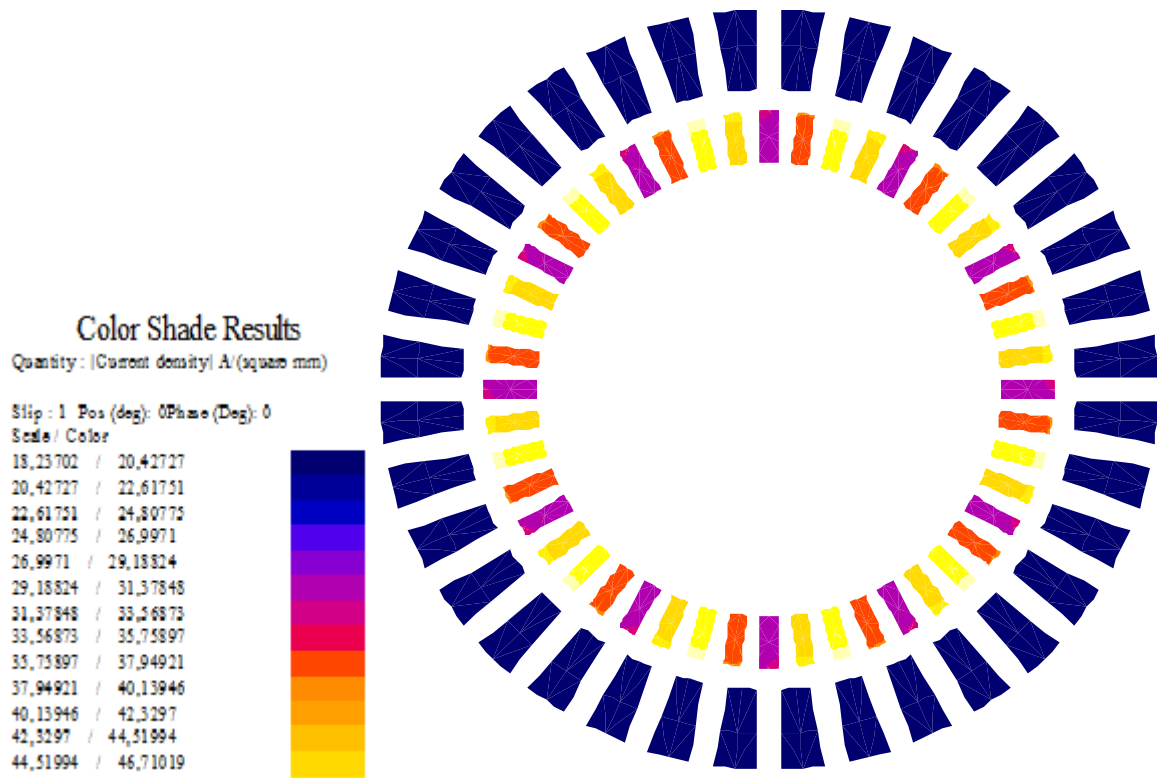


Figure II.12 : Densité du courant des barres

II4.2.2 Au fonctionnement nominal (g=0.04)

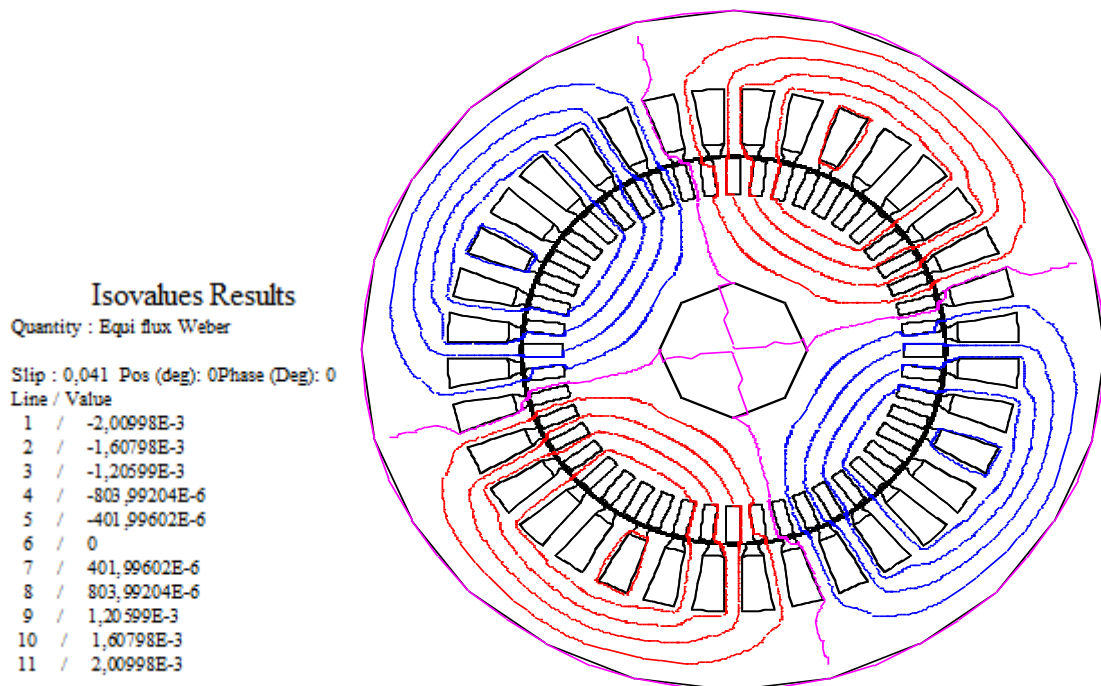


Figure II.13 : Répartition des lignes flux

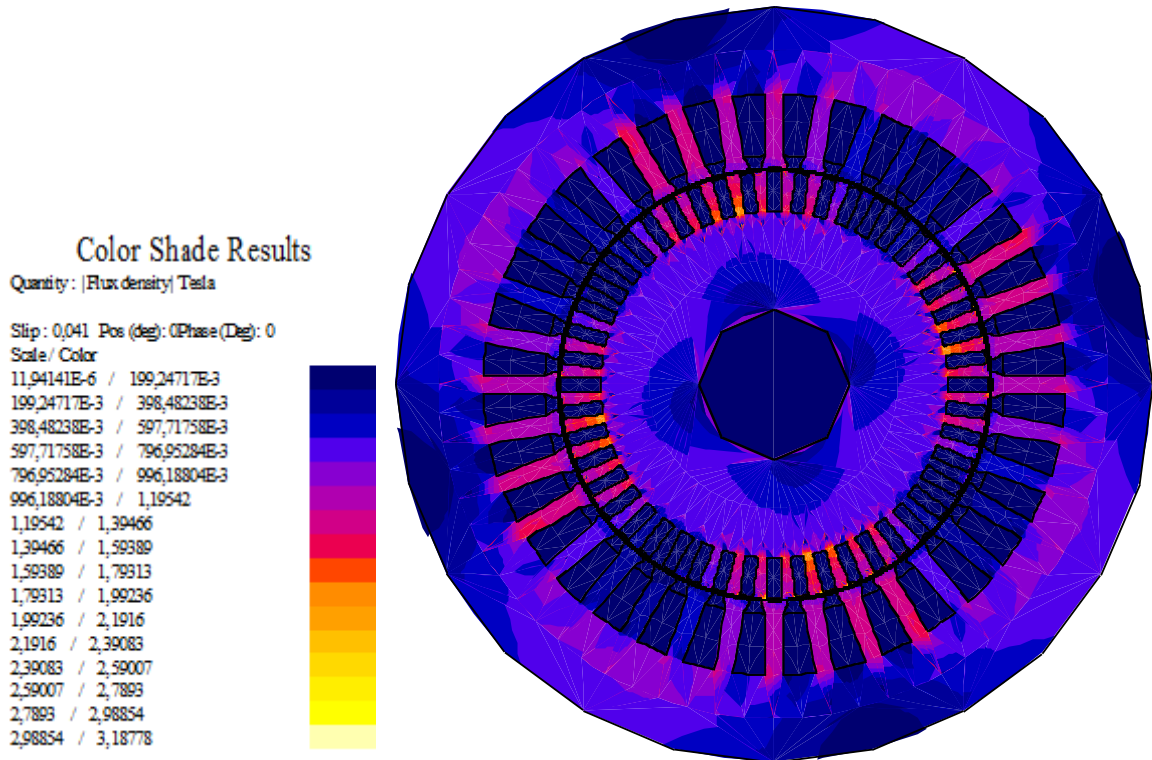


Figure II.14 : L'induction magnétique

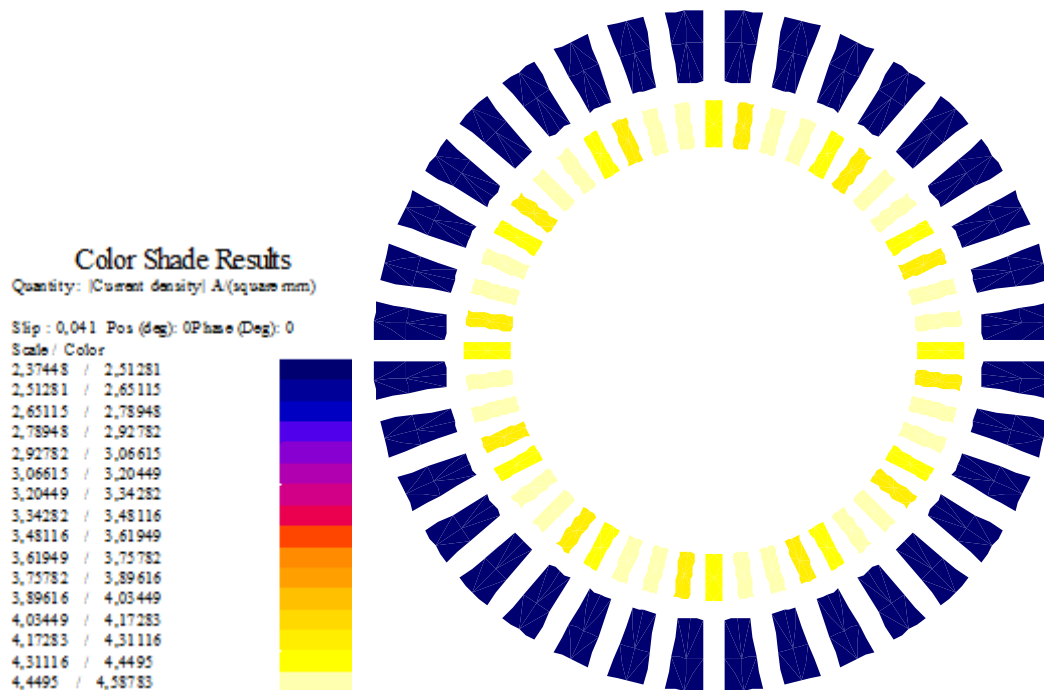


Figure II.15 : Densité du courant des barres

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

## II.5 Résultats de Simulation de la machine asynchrone en défaut (cassure des barres rotoriques)

Les cassures des barres sont les défauts les plus fréquents au rotor. Leurs simulations permettent d'identifier les signatures de ces défauts et de prévoir les détériorations générées dans la machine. Pour illustrer le défaut de cassure des barres, nous avons effectué la simulation du moteur dans le cas de cassure de trois barres.

### II.5.1 Au démarrage (g=1)

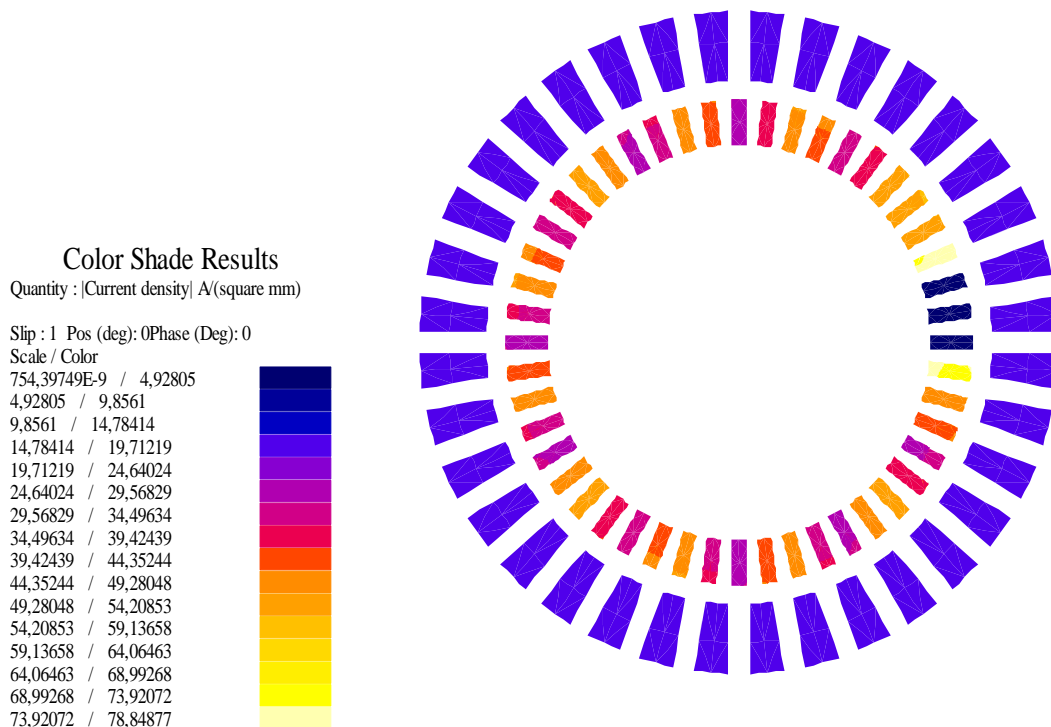


Figure II.16 : Densité du courant des barres

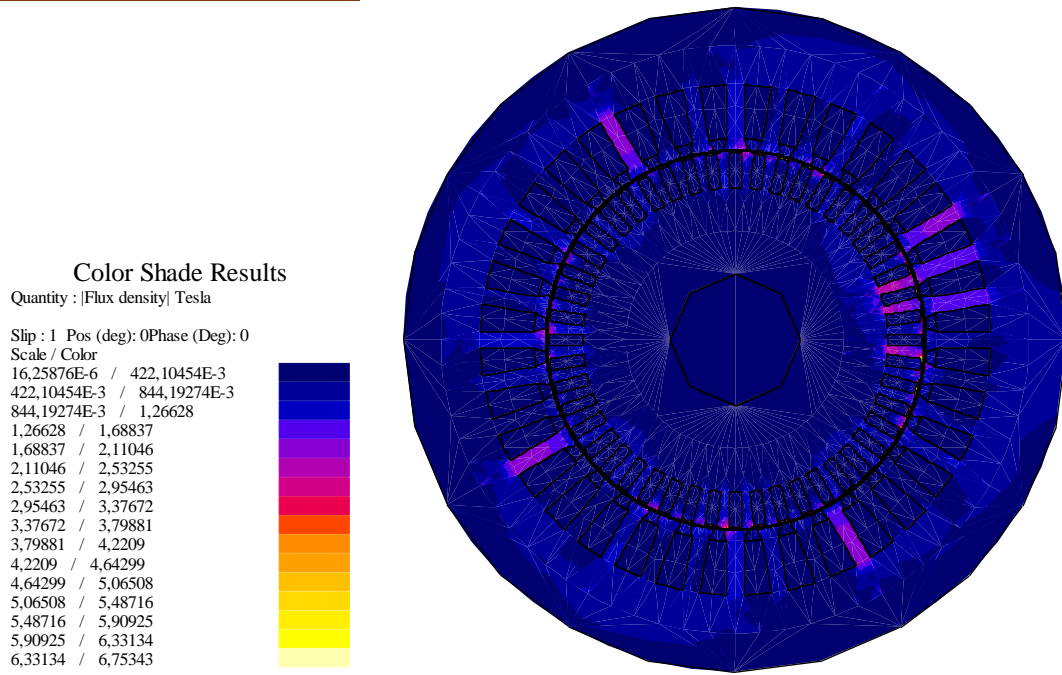


Figure II.17 : L'induction magnétique

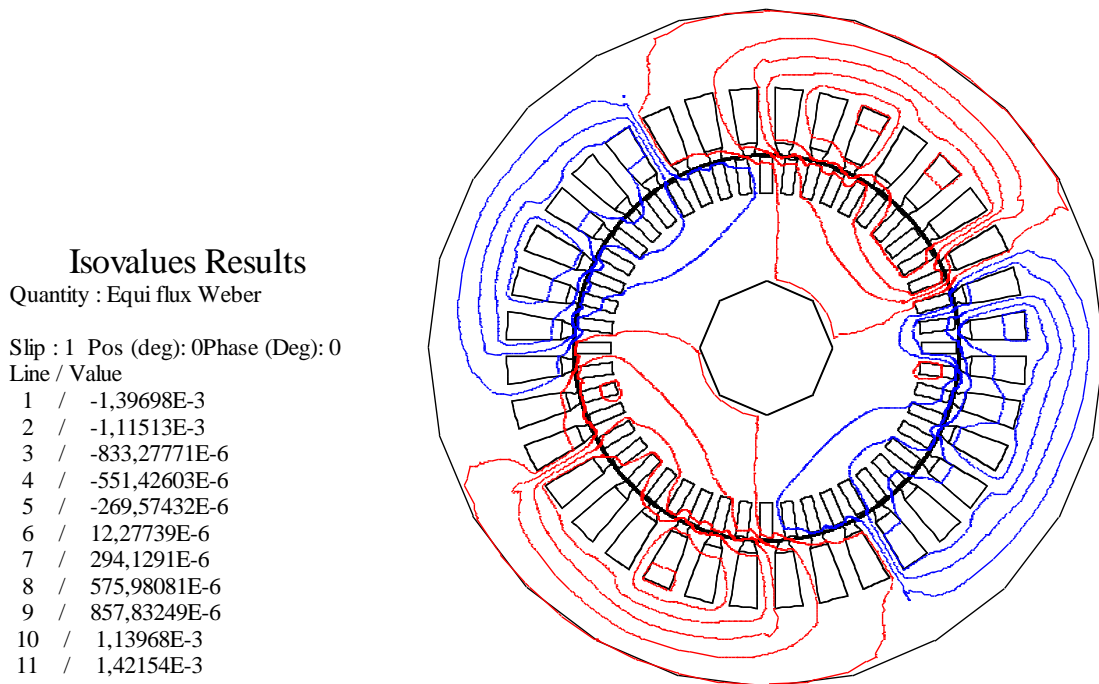


Figure II.18 : Répartition des lignes flux

II.4.2.2 Au fonctionnement nominale (g=0.04)

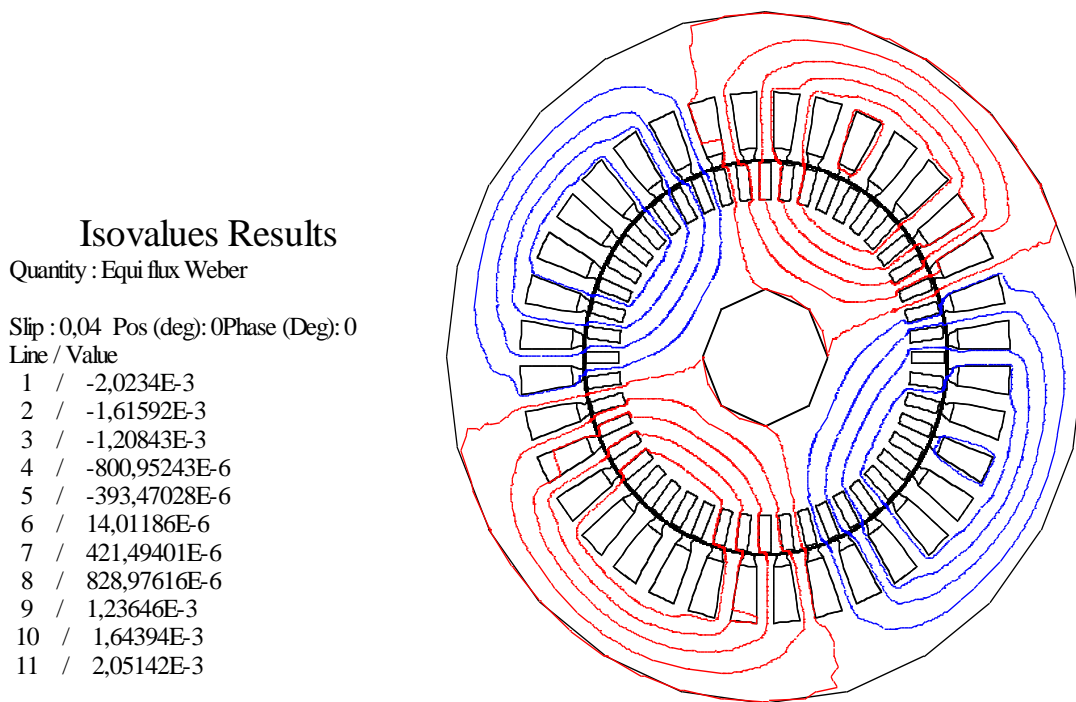


Figure II.19 : Répartition des lignes flux

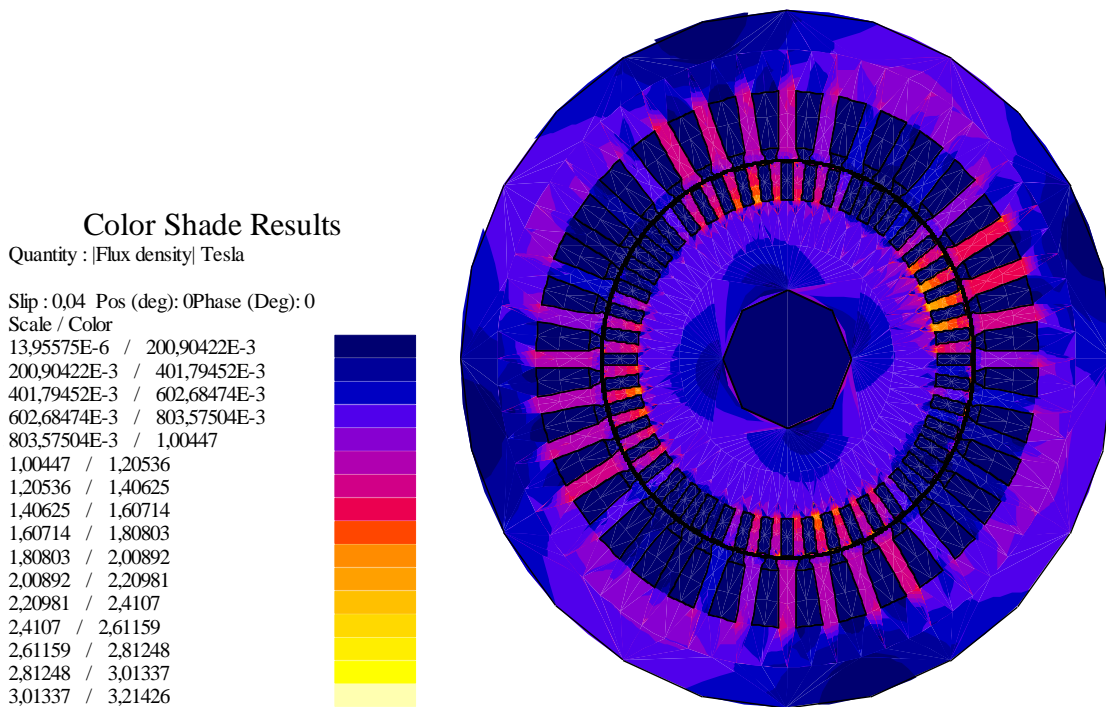
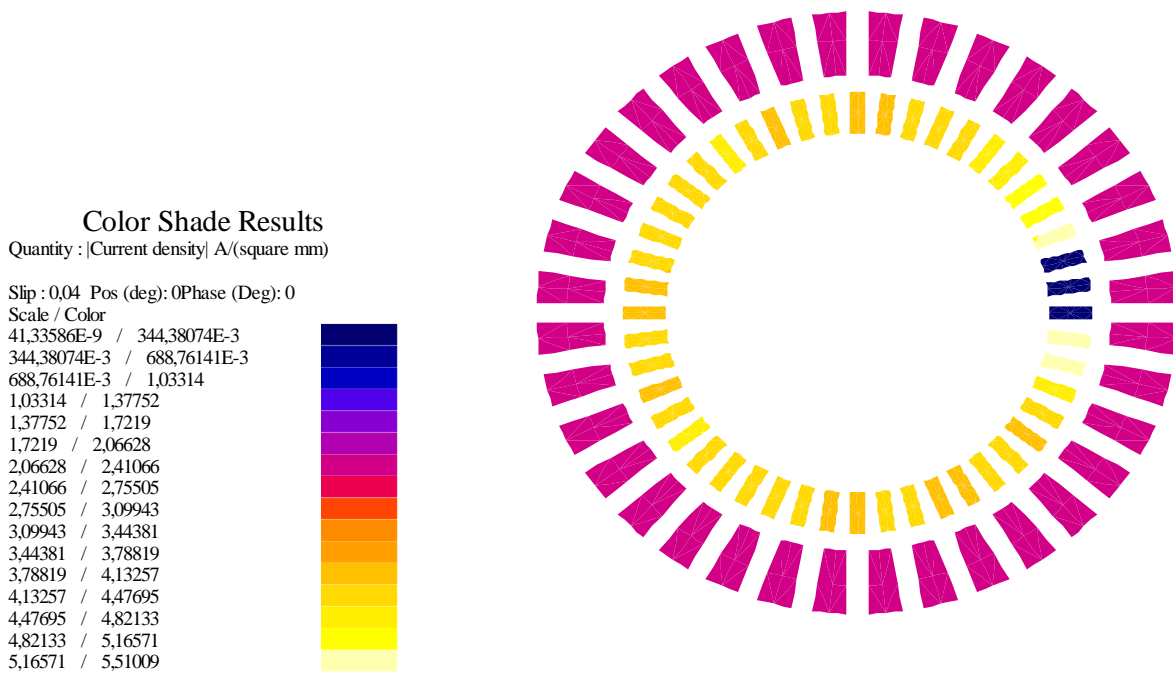


Figure II.20 : L'induction magnétique



**Figure II.21 : Densité du courant des barres**

On remarque la distribution des lignes de flux dans la machine qui fait apparaître le déséquilibre provoqué par la rupture de barres. Pour un moteur sain, les courants dans les barres entraînent une répartition symétrique des lignes de flux autour de chaque pôle.

Les distributions de l'induction Figure (II.17/20) montrant aussi l'accentuation de déséquilibre lors de l'apparition des défauts. Nous remarquons qu'autour du défaut, l'induction est relativement élevée. Au stator, l'induction est totalement déséquilibrée entre les pôles de la machine.

## II.6 Conclusion

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

Nous avons simulé la machine asynchrone à cage saine en 2 dimensions (2D). Et nous avons visualisé la répartition des lignes flux et l'induction électromagnétique. Et la caractéristique du couple en fonction de glissement.

Par la suite, nous avons passé à la simulation de la machine asynchrone avec rupture des barres, la simulation en magnétodynamique nous ont permis d'étudier l'influence des défauts sur les points suivants :

- ✓ La distribution des lignes de champs et l'induction magnétique.
- ✓ La variation du courant dans les barres rotoriques.
- ✓ Les grandeurs de la machine (courant, couple).

Enfin l'analyse présentée par la méthode des éléments finis montre que c'est une méthode efficace et peu coûteuse pour étudier l'influence des défauts rotorique sur le comportement des machines asynchrones, et nous a permet de comprendre et de quantifier les conséquences locales des défauts au rotor.

L'objectif de troisième chapitre est l'étude d'identification de la machine asynchrone en vue de son diagnostic.

# Chapitre III Diagnostic de la machine asynchrone par la méthode d'identification paramétrique

## III.1 Introduction

L'identification paramétrique consiste à déterminer les valeurs des paramètres d'un modèle mathématique. Celui-ci décrit plus ou moins finement un système à partir des mesures de ses entrées et de ses sorties collectées dans le cadre expérimental, [24].

L'hypothèse fondamentale pour la surveillance d'un système par un suivi paramétrique est qu'un défaut se traduit par la variation d'un (ou de plusieurs) paramètre(s) caractéristique(s) du système, constituant ainsi la signature de ce défaut. Intuitivement, diagnostiquer un défaut revient donc à réaliser un suivi des paramètres d'un modèle de fonctionnement normal et la simple variation paramétrique est une indication de la présence d'un défaut, [2].

Dans ce chapitre, nous allons présenter la méthode à erreur de sortie appliquée à l'estimation paramétrique d'une machine asynchrone saine, et avec défauts au rotor en utilisant une méthode basée sur la caractéristique du couple en fonction de glissement.

Et nous allons étudier l'essai fréquentielle de la machine à l'arrêt (SSFR). Pour définir la caractéristique de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence.

## III.2 Méthode d'identification fréquentielle (SSFR)

### III.2.1 Introduction

Un circuit linéaire complexe formé par des composantes passives (résistance, inductance non saturable) peut être représenté par un schéma équivalent déduit de mesures de tension et de courant aux bornes du circuit sur une certaine plage de fréquence.

Les machines électrique, linéaire dans la théorie de Park, peuvent être traitées d'unifiée lorsque les valeurs de certaines grandeurs caractéristiques de leurs modèles sont connues. Ces grandeurs, qui déterminent le comportement dynamique de la machine, sont les réactances opérationnelles longitudinale et transversale. L'identification de la machine consiste en deux étapes principales [28] :

- a) Déterminer les grandeurs caractéristiques ci-dessus par la mesure.
- b) Déterminer les paramètres du schéma équivalent connaissant les réactances opérationnelles de certaines grandeurs complémentaires (résistance primaire).

Cette méthode est donc applicable aussi bien à la machine synchrone qu'à la machine asynchrone. La mesure consiste à injecter des courants ou des tensions sinusoïdales de faibles amplitudes [29] pour éviter la saturation et l'échauffement à deux phases de la machine à l'arrêt. La fréquence de signaux varient de quelques mHz jusqu'à quelques centaines de Hz. L'impédance (l'admittance) de la machine est déterminée en module et en phase pour chaque fréquence et la réponse au voisinage du Hz, pour une machine asynchrone, représente les conditions de fonctionnement normales ; à 50 Hz, l'effet de peau est similaire à celui apparaissant au démarrage de la machine. Les fréquences élevées correspondent aux harmoniques d'ordre supérieur.

### III.2.2 Description de l'essai

La figure III.8 montre la configuration de l'essai expérimentale [40, 39,15]. La source variable (GBF) délivre des courants de fréquence variable ( $10^{-2}$  Hz jusqu'à 200 Hz) qui seront amplifiés avant d'être injectés dans les phases du moteur. Les tensions et les courants mesurés sont traités par un analyseur de spectre qui fournit le module et la phase de l'impédance (admittance) mesurée à partir des fondamentaux des tensions et des courants.

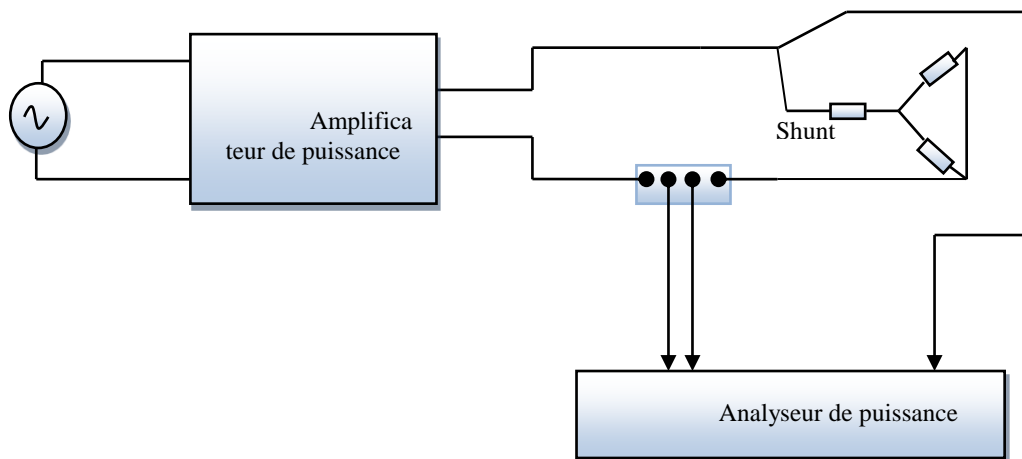


Figure III.1 : Schéma synoptique de l'essai de la réponse fréquentielle (SSFR)

Les principales différences par rapport à un essai SSFR classique conduit sur une machine synchrone sont [51] :

- Le positionnement du rotor n'est pas nécessaire à cause de sa symétrie axiale.
- La machine asynchrone étant symétrique, il n'est pas nécessaire de faire des mesures séparées selon les axes direct d et transversale q
- Les mesures du côté rotor ne sont pas requises (absence de circuit d'excitation).

L'essai SSFR exige cependant une certaine rigueur pour éviter des erreurs possibles :

- a) La réactance opérationnelle est évaluée à partir de l'impédance opérationnelle  $Z$  et de la résistance primaire  $R_1$  par la formule suivant :

$$j X(j\omega) = Z(j\omega) - R_1 \quad (III.1)$$

Or, la résistance  $R_1$  est l'une des causes principales des erreurs d'estimation des paramètres de la machine à partir de l'essai SSFR. En effet :

- La résistance des files de connexion et des contacts doit être prise en compte lors de la mesure à chaud de la résistance  $R_1$ .
  - Il est essentiel que la résistance  $R_1$  reste constante dans l'essai. Le moteur devra atteindre une température constante avant de faire l'essai qui est fait rapidement avec des courants de faible amplitude de manière à éviter l'échauffement des enroulements de la machine. Les valeurs mesurées de l'impédance sont stockées et traitées ultérieurement.
  - La résistance  $R_1$  varie avec la fréquence surtout aux très hautes fréquences.
- b) Le problème de la saturation est difficile à résoudre. En effet, normalement les grandeurs non saturées sont définies au courant nominal  $I_n$  et les grandeurs saturées à la tension nominale  $V_n$ . L'essai est fait à des courants faibles par rapport à cependant, l'expérience a montré que pendant l'essai SSFR à fréquence nominale  $f_n$ , la réactance opérationnelle longitudinale  $X(p)$  peut diminuer de presque 20% lorsque le courant varie de 0 à 100% de sa valeur nominale [46].
- c) Il faut prendre un nombre ne suffisant de points de mesure, généralement dix points logarithmiquement espacés par décade est un choix raisonnable.

Malgré ces inconvénients, la méthode SSFR reste une méthode efficace.

### III.2.3 Simulation de l'essai à fréquence variable par la magnétodynamique

La réalisation de l'essai à fréquence variable exige beaucoup de précautions et suppose la machine déjà construite. Un outil efficace, rapide et que peut être appliqué pour prédéterminer la réponse fréquentielle d'une machine lors de la conception est la simulation de cet essai par éléments finis. En effet, cette technique de modélisation est devenue un moyen très utilisé et apprécié dans l'étude de dispositifs électrotechniques et en particulier les machines électriques.

Dans une étude récente [52], les auteurs ont simulé la réponse fréquentielle à l'arrêt d'une machine asynchrone bipolaire. Ils ont donné la variation du module de l'impédance opérationnelle et ont évoqué la possibilité d'utiliser ce genre de simulation pour déduire des schémas équivalents de la machine asynchrone.

Nous avons simulé l'essai de la réponse fréquentielle à l'arrêt par le logiciel Flux2D<sup>®</sup>, en utilisant la magnétodynamique. La résolution des équations du champ électromagnétique est couplée avec les équations de circuit, ce qui permet d'utiliser une alimentation en tension.

La simulation a été faite en linéaire comme indique dans la norme [50] pour des fréquences allant de 10<sup>-3</sup> Hz, jusqu'à 200 Hz. En imposant une tension réduite constante (3V), le courant est calculé en module et en phase, ce qui permet de calculer l'impédance et l'inductance opérationnelle  $Z(j\omega)$  et  $L(j\omega)$  pour chaque fréquence.

La grandeur opérationnelle mesurée est l'impédance vue du stator :  $\bar{Z}_s = \frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_s}$  Une inductance opérationnelle  $\bar{L}_s$  peut également être définie par :

$$\bar{L}_s = \frac{\bar{Z}_s - R_1}{j\omega_s} \quad (III.2)$$

Où  $\omega_s$  est la pulsation de la tension d'alimentation.

La relation de l'inductance opérationnel est une fonction des paramètres des schéma équivalent est donnée par l'équation suivante :

$$\hat{L}(j\omega) = \frac{L_m(R_2 + jL_2\omega)}{(R_2 + (L_2 + L_m)j\omega)} + L_1 \quad (III.3)$$

La figure III.2 montre la configuration de l'essai fréquentielle à l'arrêt sous l'environnement Flux2D<sup>®</sup>.

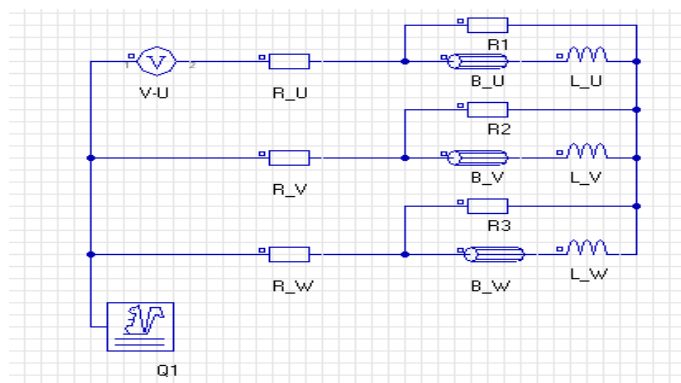


Figure III.2 : Circuit électrique associé correspondant de l'essai SSFR

Les figures suivantes montrent les lignes équi-flux qu'influx obtenues respectivement pour des fréquences 1 mHz et 200 Hz.

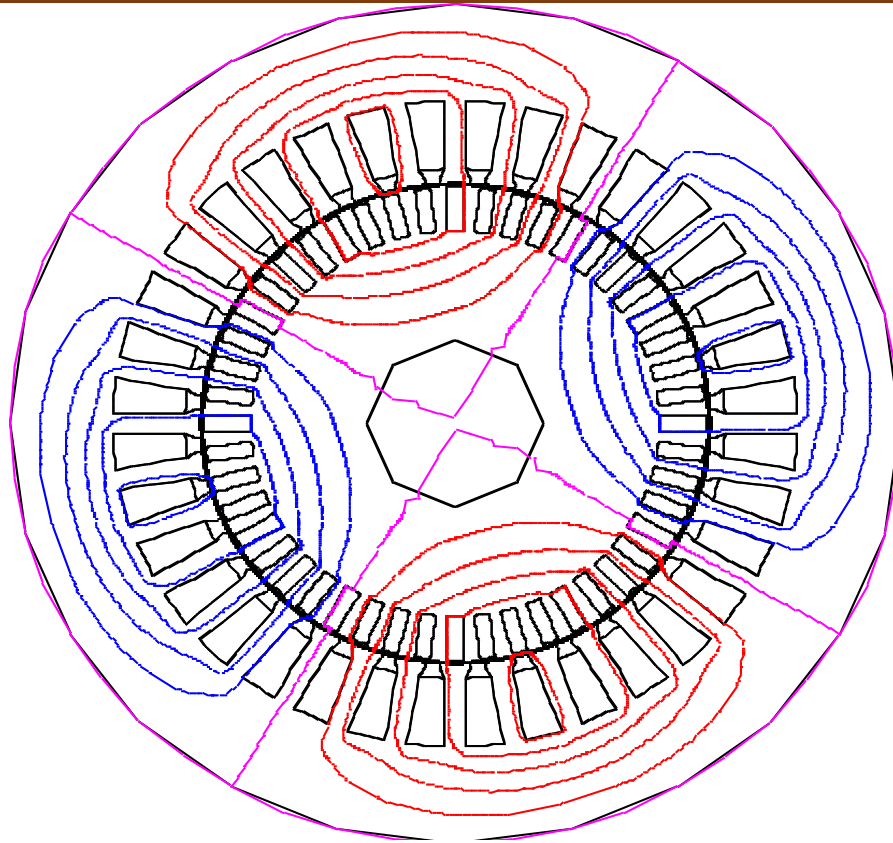


Figure III.3 : Lignes équiflux correspondant à la simulation de l'essai SSFR à 1 mHz

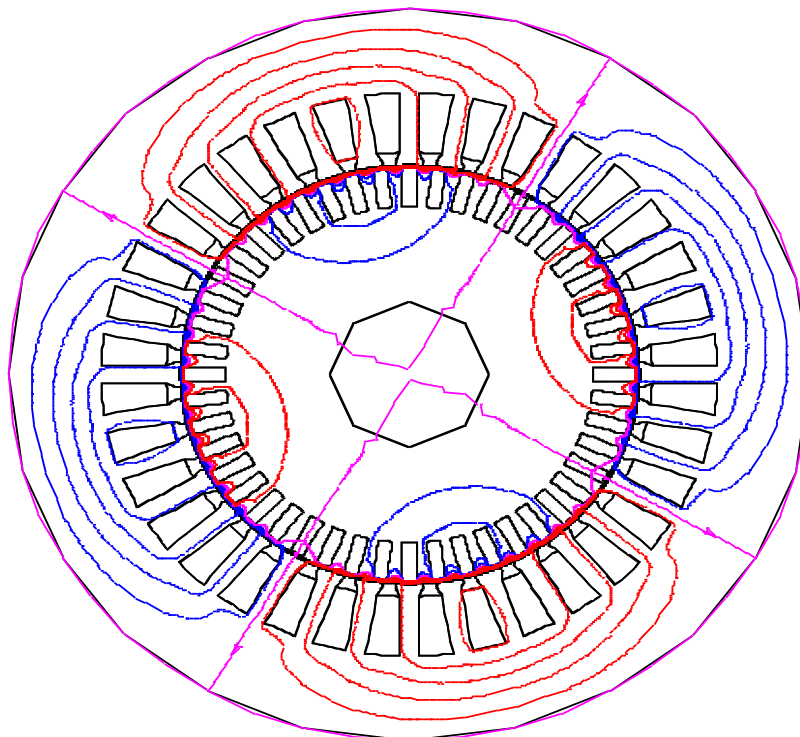


Figure III.4 : Lignes équiflux correspondant à la simulation de l'essai SSFR à 10 Hz

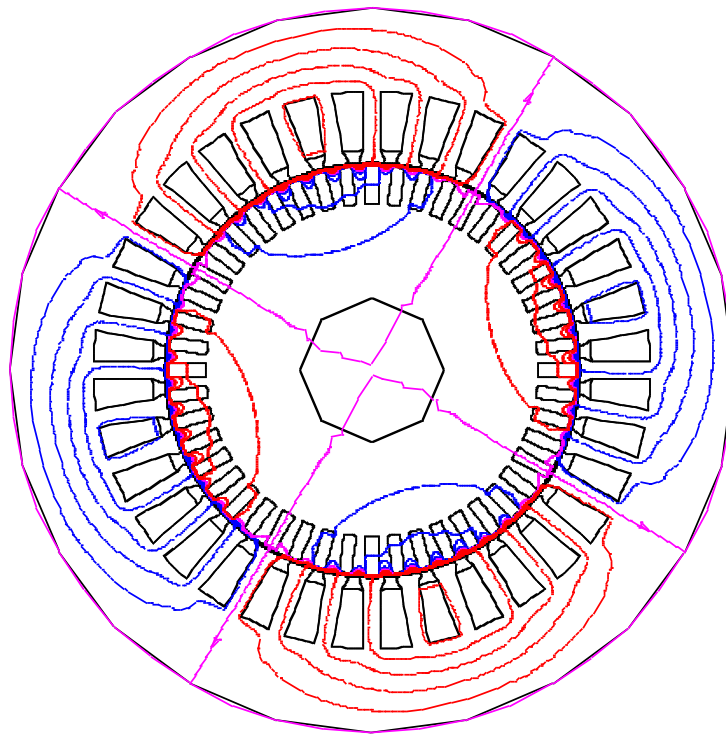
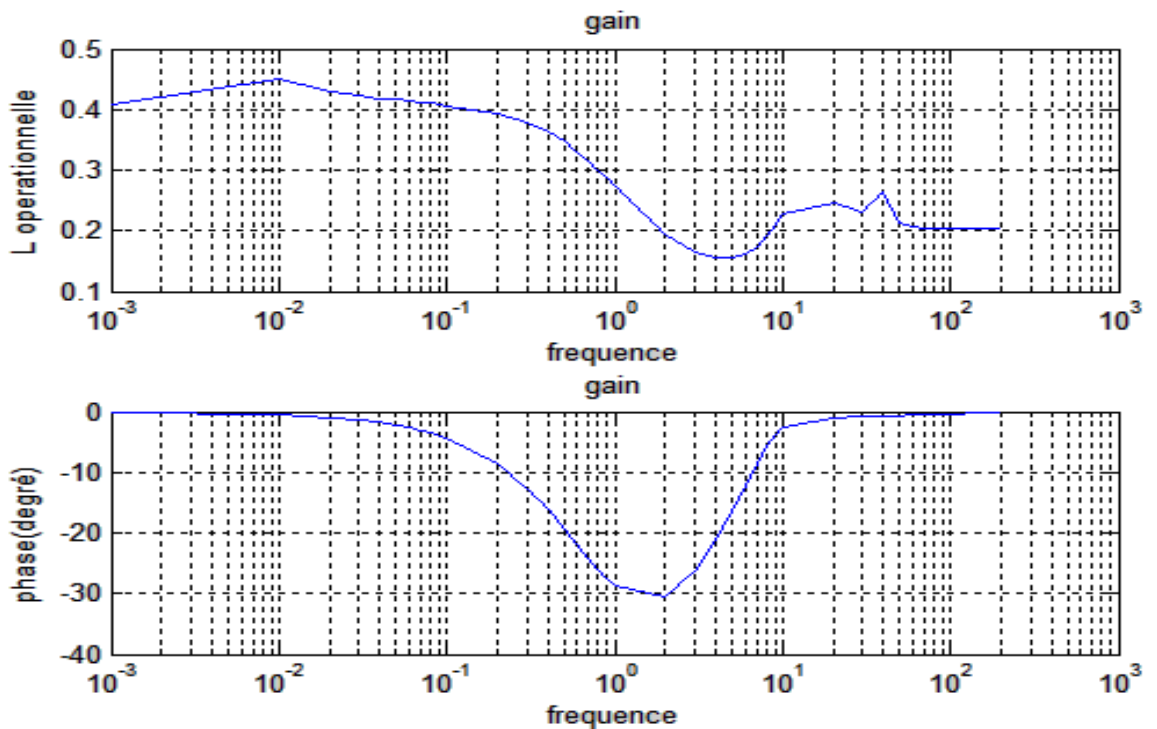


Figure III.5 : Lignes équipotentielles correspondant à la simulation de l'essai SSFR à 200 Hz

On remarque bien l'effet de peau aux fréquences élevées : les lignes de champs sont refoulées vers le primaire (stator) et ne pénètrent pratiquement pas dans le secondaire.

La figure III.6 montre le diagramme de Bode de l'impédance opérationnelle.

Figure III.6 : Diagramme de Bode de l'impédance opérationnelle.



La figure III.7 présente le diagramme de Bode de l'inductance

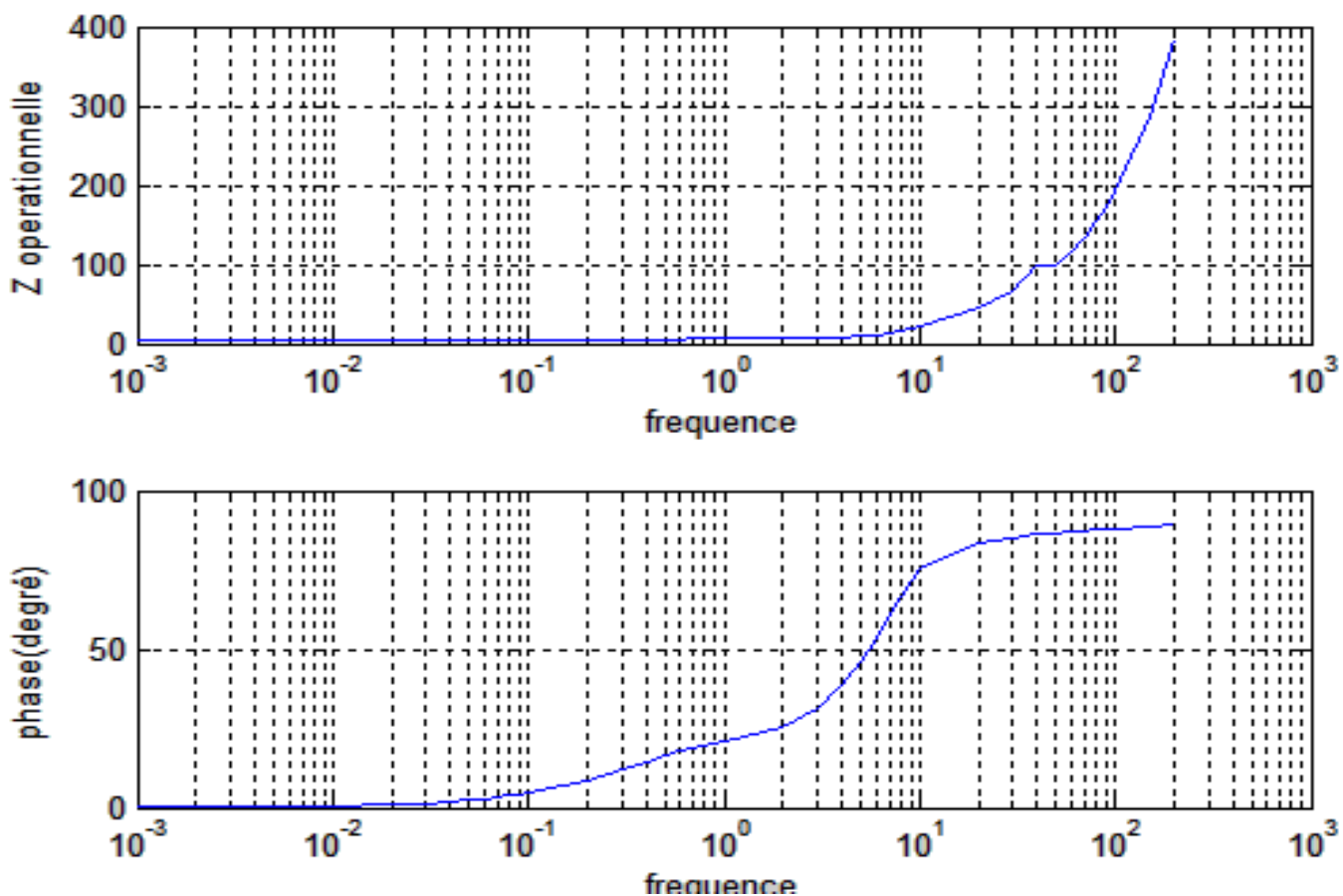


Figure III.7 : Diagrammes de Bode de l'inductance Opérationnelle.

#### III.5. 4 Application de la technique SSFR sur la machine en défaut

La figure III.8 montre le diagramme de Bode de l'inductance opérationnelle obtenue par la simulation de l'essai SSFR. Dans le cas sain et avec défauts

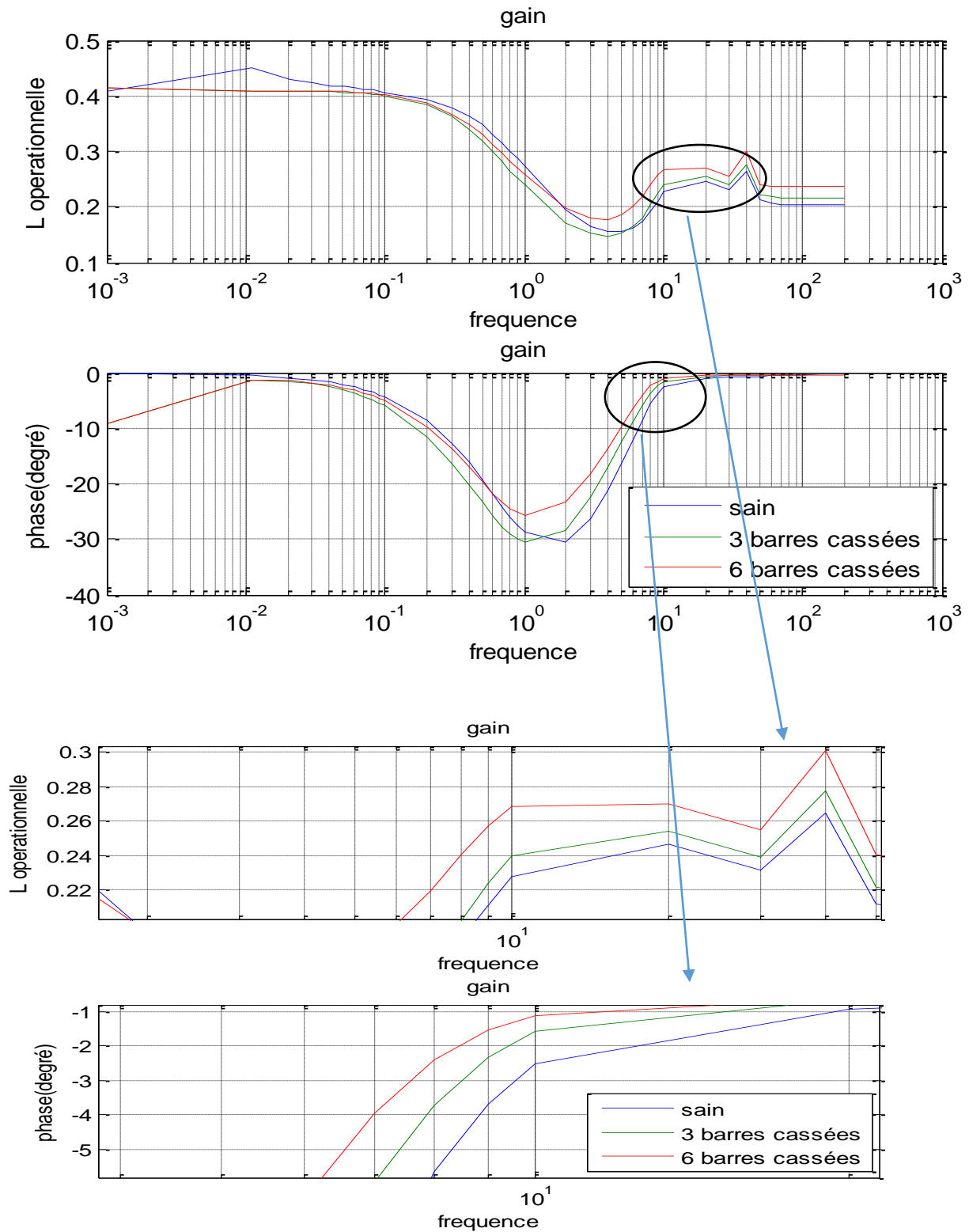


Figure III.8 : Diagrammes de Bode de l'inductance Opérationnelle dans la machine saine et avec différentes cassure des barres rotoriques.

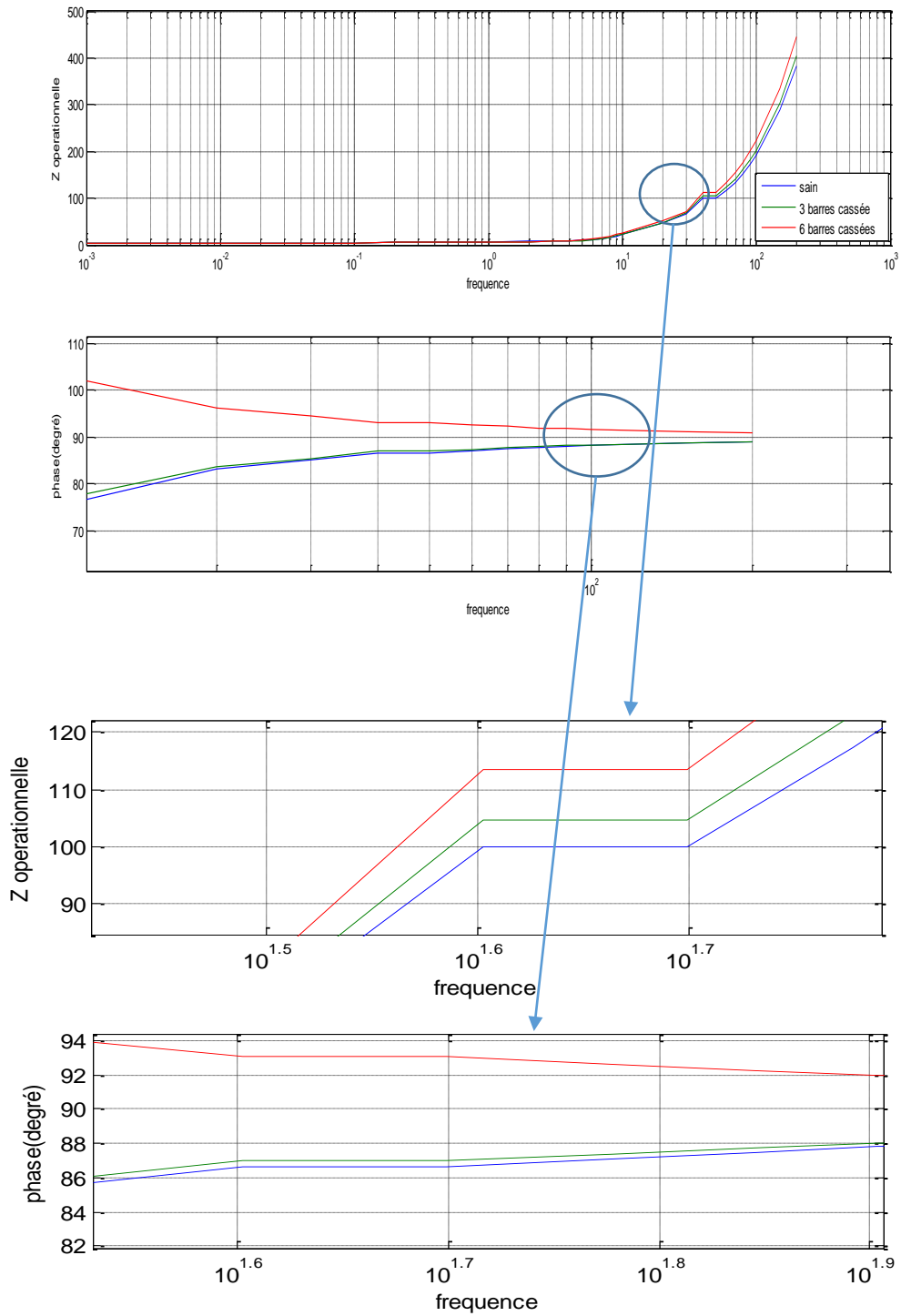


Figure III.9 : Diagrammes de Bode de l'indance Opérationnelle dans la machine saine et avec déférentes cassure des barres rotoriques.

À partir des résultats de simulation obtenus on remarque que la rupture des barres provoque une augmentation de l'inductance opérationnelle de la machine.

Les figures III.8, et III.9 illustrent bien l'écart entre l'inductance opérationnelle saine et celle avec déférente cassure des barres. Et on remarque l'augmentation de l'inductance et l'impédance avec l'augmentation nombre des barres cassés à haute fréquence.

### III.3 Principe de la méthode à erreur de sortie

La méthode d'erreur de sortie repose sur la définition d'un modèle mathématique, issu des lois de connaissance en fonction d'un certain nombre des paramètres auxquels on peut attribuer une signification plus ou moins physique que l'on compare au système réel, [24].

Pour simplifier la présentation, on présente le principe de la méthode dans le cadre d'un système mono-entrée mono-sortie. La méthodologie générale est présentée sur le schéma de la figure III.10.

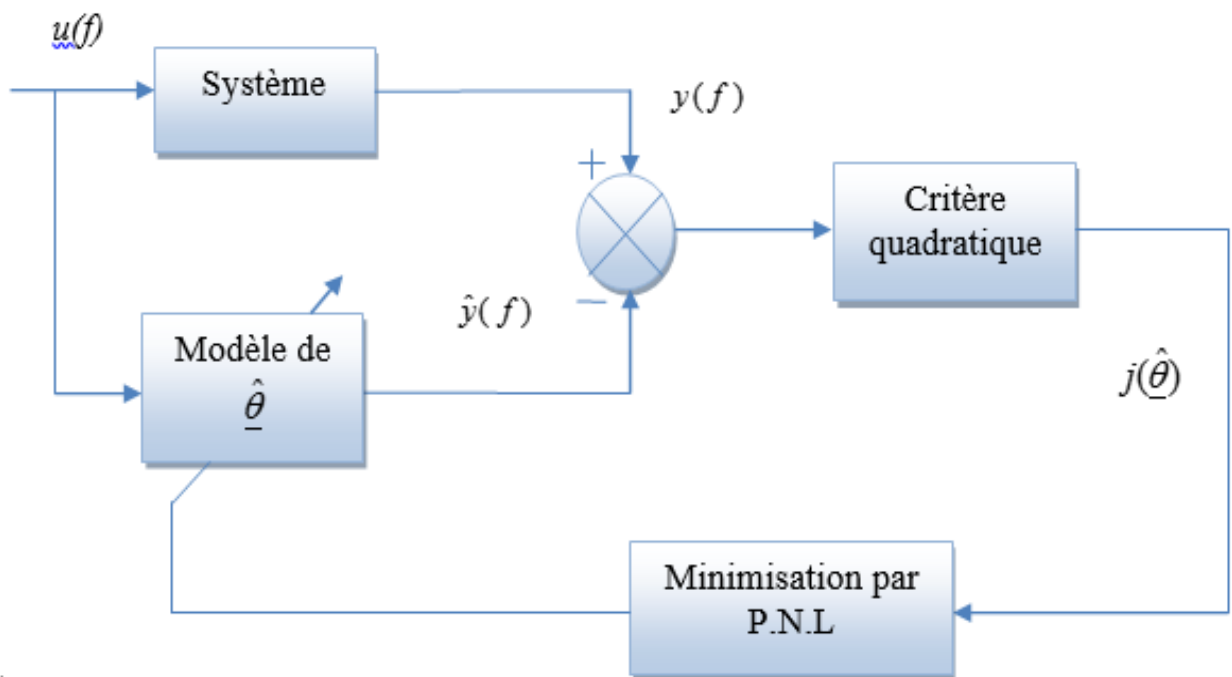


Figure III.10 Principe de la méthode à erreur de sortie.

#### III.3.1 Etapes de l'identification

##### III.3.1.1 Choix des entrées

Le choix des entrées à présenter au système pour son identification n'est pas fait au hasard, certaines seront inefficaces et d'autres dangereuses, [25]. Dans notre travail l'entrée choisie est le glissement de la machine ( $g$ ) comme montre la figure suivante, [26] :

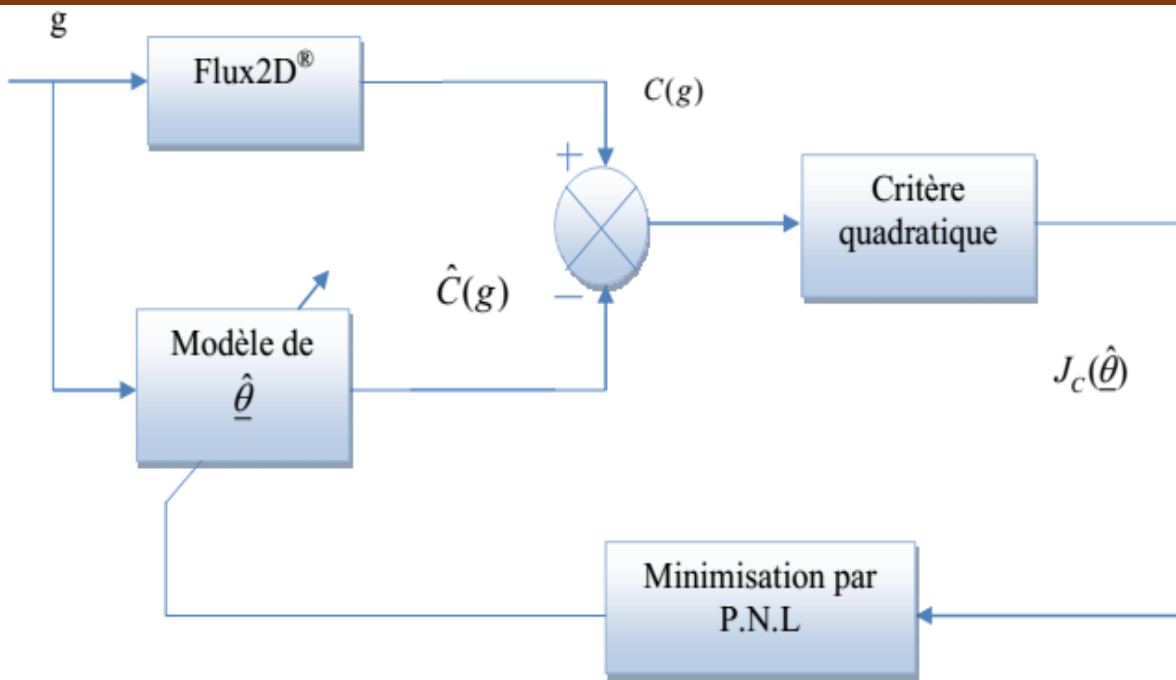


Figure III.11 : Application de la méthode d'erreur de sortie pour

### III.3.1.2 Choix de la structure du modèle à identifier

Le choix de tout modèle dépend largement de sa finalité. On peut distinguer principalement deux types de modèles, [25] :

- ✓ Les modèles pour la commande qui ont une structure simple et n'ont besoin de représenter fidèlement le système que dans une bande de fréquences assez étroite.
- ✓ Les modèles de simulation et d'analyse qui pourront prendre en compte des phénomènes négligés dans le modèle de synthèse, aboutissant à une structure plus complexe. Le schéma équivalent est représenté dans la figure (III.12) :

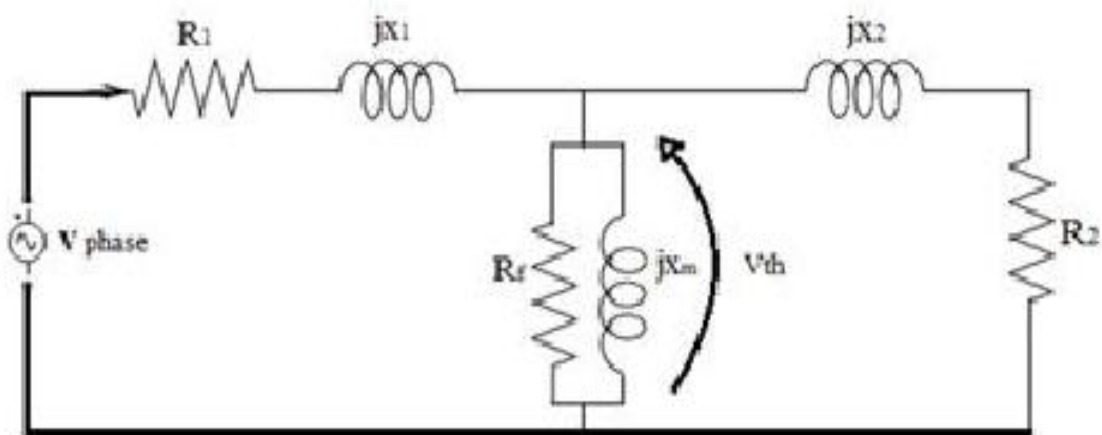


Figure III.12 : Schéma équivalent de la MAS

En peut simplifier le schéma équivalent précédent par la méthode de thévnin come suite :

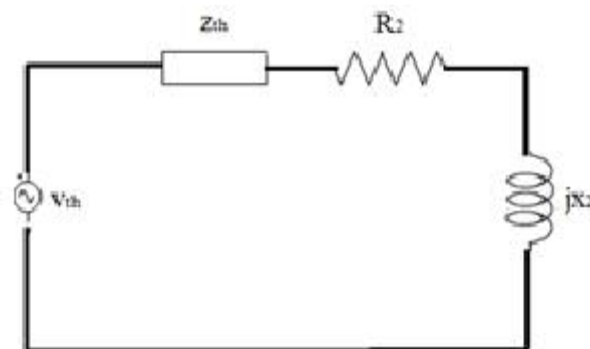


Figure III.13 : Schéma équivalent simplifier par la méthode de thévnin

$$V_{th} = V_{\phi} \frac{R_f jx_m}{\sqrt{(R_1 R_f - x_m x_1)^2 + (R_1 x_m + x_1 R_f + R_f x_m)^2}} \quad (III.4)$$

$$Z_{th} = \frac{R_f R_1 jx_m - x_1 R_f x_m}{(R_1 R_f - x_m x_1) + j(R_1 x_m + x_1 R_f + R_f x_m)} \quad (III.5)$$

Avec:  $R_{th} = \text{Real}(Z_{th})$  et  $x_{th} = \text{imag}(Z_{th})$

Dans notre travail le modèle mathématique utilisé est la caractéristique du couple électromagnétique en fonction du glissement et les paramètres de schéma équivalent par phase de la machine asynchrone qui donnée par l'expression suivante :

$$\hat{c}(g) = \frac{3V_{th}^2 \frac{R_2}{g}}{w((R_{th} + \frac{R_2}{g})^2 + (X_{th} + X_2)^2)} \quad (III.6)$$

### III.3.1.3 Critère (fonction de coût)

Une fois que la structure du modèle a été définie, on devra choisir le meilleur modèle qui est le plus proche possible du système réel.

Le critère pour ce choix est l'optimisation d'une fonction de coût de grandeur scalaire J qui concerne les paramètres du modèle. La valeur optimale de naturellement dépendra du coût choisi, [27] :

Il existe un grand nombre de critères, dont les plus connus sont décrits ci-dessous : **Critère quadratique** : c'est le plus utilisé.

$$j(\theta) = \varepsilon(\theta)^T \cdot Q \varepsilon(\theta) \quad (III.7)$$

Où :

$\varepsilon = (C - \hat{C})$  Est l'écart entre la réponse du système et celle du modèle.

La matrice de pondération est symétrique et définie non négative. Est souvent pris comme matrice identité. Dans notre travail la fonction de cout (objectif) est :

$$j_c(\theta) = \sum_{k=1}^k (\varepsilon_c)_k^2 = \sum_{k=1}^k (C - \hat{C})^2 \quad (III.8)$$

Tel que «  $C$  » est le couple électromagnétique de la machine simulé par logiciel FLUX 2D, et  $\hat{C}$  est le couple estimé du modèle mathématique.

### III.3.1.4 Algorithme d'optimisation

Dans la suite du travail on notera  $\theta$  l'ensemble des paramètres qui ont une signification physique et qui caractérisent le procédé que l'on souhaite identifier. Le principe de la méthode est consisté à simuler la sortie  $\hat{C}(g)$  à partir de la connaissance de l'excitation  $g$  et de la structure du modèle. Puis on compare la sortie accessible à la mesure  $C(g)$  à la sortie estimée  $\hat{C}(g)$  par un critère quadratique qu'on cherche à minimiser par adaptation des paramètres  $\hat{\theta}$  du modèle mathématique de système. Cette adaptation se fait jusqu'à l'obtention des paramètres optimaux correspondant au protocole d'excitation donné, [25].

Soit un modèle d'état d'ordre  $n$  décrivant la réponse  $C(g)$  d'un système à excitation  $g$ , dépendant du vecteur paramètres  $\theta$  :

$$\begin{cases} \dot{x} = g(x, \theta, u) \\ C = f(x, \theta, u) \end{cases} \quad \text{Avec : } \begin{cases} \dim(x) = n \times 1 \\ \dim(\theta) = n_p \times 1 \end{cases}$$

Où :  $f$  et  $g$  sont des lois mathématiques issues des lois physiques et ne sont pas, nécessairement linéaires.

En remplaçant  $\theta$  par une estimation de  $\hat{\theta}$ , il est possible de simuler les échantillons de la sortie estimée  $\hat{C}_k$  par intégration numérique du système différentiel :

$$\begin{cases} \dot{x} = g(x, \theta, u) \\ C = f(x, \theta, u) \end{cases}$$

On définit alors l'erreur d'estimation de la sortie par :

$$\varepsilon_k = C_k^* - \hat{C}_k \quad (III.9)$$

La valeur optimale  $\hat{\theta}_{opt}$  de  $\hat{\theta}$  est obtenue par un algorithme d'optimisation itératif, à l'aide de techniques de programmation non linéaire (P.N.L) permettant de minimiser le critère quadratique

$$j(\hat{\theta}) = \sum_{k=1}^k \varepsilon_k^2 = \sum_{k=1}^k (C_k^* - C_k(u_k, \hat{\theta}))^2 \quad (III.10)$$

La recherche de l'optimisation s'effectue par des méthodes analytiques et nécessite les connaissances des dérivées premières ou secondes du critère par rapport aux paramètres. Parmi ces méthodes, nous présentons la méthode du Gradient puis la méthode de Levenberg-Marquardt. La forme itérative générale des algorithmes d'optimisation est la suivante :

$$\hat{\theta}_{i+1} = \hat{\theta}_i + \alpha d_i \quad (III.11)$$

Où  $d_i$  est la direction de recherche déterminée à partir de l'information sur  $j(\hat{\theta})$  déterminée à l'itération  $i$  et  $\alpha$  une constante positive donnée telle qu'une décroissance appropriée de  $j(\hat{\theta})$  soit obtenue.

### III.3.1.5 La méthode du gradient

La méthode du gradient ou « méthode de la plus grande pente » est une technique qui consiste à se déplacer selon la ligne de plus grande pente, dans la direction opposée au gradient. Elle s'exprime

$$\hat{\theta}_{i+1} = \hat{\theta}_i - \lambda \underline{j}'_{\theta}(\hat{\theta}_i) \quad (III.12)$$

Où  $\lambda$  représente un scalaire positif qui règle la rapidité de convergence de l'algorithme et  $\underline{j}'_{\theta}(\hat{\theta}_i)$  le vecteur Gradient de dimension  $(np \times 1)$  s'exprime par :

$$\underline{j}'_{\theta} = -2 \sum_{k=1}^k \varepsilon_k \underline{\sigma}_{y_k, \theta} \quad (III.13)$$

Où  $\underline{\sigma}_{y_k, \theta}$  Désigne le vecteur des fonctions de sensibilité défini par :

$$\underline{\sigma}_{y_k, \theta} = \frac{\partial \hat{y}_k}{\partial \underline{\theta}} \quad \text{(III.14)}$$

Si le coefficient est proche de zéro, la stabilité est assurée, au détriment de la vitesse de convergence qui devient extrêmement lente au voisinage de l'optimum.

Le vecteur Gradient peut s'exprimer sous forme matricielle :

$$\underline{j}'_{\theta} = -2S_{\theta} \underline{\varepsilon} \quad \text{(III.15)}$$

Où  $S_{\theta}$  désigne la matrice  $(k \times n_p)$  des fonctions de sensibilités et  $\underline{\varepsilon}$  le vecteur  $(k \times 1)$  des erreurs d'estimations tels que :

$$S_{\theta} = \begin{bmatrix} \underline{\sigma}_{y_1, \theta}^T \\ \vdots \\ \underline{\sigma}_{y_k, \theta}^T \end{bmatrix} \quad \text{(III.16)}$$

$$\underline{\varepsilon} = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \vdots \\ \varepsilon_k \end{bmatrix} \quad \text{(III.17)}$$

### III.3.1.6 La méthode de Levenberg-Marquardt

L'algorithme de Levenberg-Marquardt est un algorithme d'optimisation qui allie la stabilité du gradient loin de l'optimum à la rapidité de convergence au voisinage de l'optimum.

$$\hat{\underline{\theta}}_{i+1} = \hat{\underline{\theta}}_i - \left\{ \left[ (J''_{\theta\theta}) + \lambda_i I_{np} \right]^{-1} \underline{J}'_{\theta} \right\}_{\hat{\underline{\theta}}_i} \quad \text{(III.18)}$$

Où  $I_{np}$  est la matrice identité d'ordre  $np$  ;

$\lambda_i$  est un coefficient positif ajusté à chaque itération tel que :

- $\lambda_{i+1} = \frac{\lambda_i}{10}$  si l'algorithme est convergent (le critère  $J(\underline{\theta})$  décroît). La valeur de  $\lambda_i$  décroît et tend vers zéro, l'algorithme ayant alors un comportement du type Gauss-Newton

- $\lambda_{i+1} = 10\lambda_i$  si l'algorithme est divergent (le critère  $J(\underline{\theta})$  croit). La valeur de  $\lambda_i$  croit et tend vers une valeur très élevée et la formulation (III.18) devient :

$$\hat{\underline{\theta}}_{i+1} = \hat{\underline{\theta}}_i - \frac{1}{\lambda_i} \left\{ \underline{J}'_{\underline{\theta}} \right\}_{\hat{\underline{\theta}}_i} \quad (III.19)$$

On retrouve un comportement de type Gradient.

### III.4 Calcul des fonctions de sensibilité

Les fonctions de sensibilité,  $\underline{\sigma}_{y_k, \underline{\theta}}$  définies par l'équation (III.14), sont des indicateurs y k essentiels du conditionnement de l'identification car elles traduisent l'effet d'une variation  $\delta \underline{\theta}$  des paramètres sur la sortie du système. En effet, en développant en séries de Taylor la sortie  $\hat{y}(f)$  au voisinage d'un vecteur paramètre  $\underline{\theta}$ , il vient :

$$\hat{y}(f, \underline{\theta}, \delta \underline{\theta}) - \hat{y}(f, \underline{\theta}) \cong \underline{\sigma}_{y, \underline{\theta}}(f) \delta \underline{\theta} \quad (III.20)$$

Cette expression montre que les variations de sorties du modèle peuvent se projeter sur la base des fonctions de sensibilité dont les pondérations sont déterminées par les variations de l'espace paramétrique  $\delta \underline{\theta}$  [24].

Le calcul des fonctions de sensibilité peut se faire directement par des méthodes de dérivation numérique qui présentent alors l'inconvénient de représenter une charge de calcul extrêmement lourde et surtout de générer des erreurs d'approximation systématiques.

Il est donc préférable de calculer les fonctions de sensibilités en résolvant le système différentiel qui décrit leur comportement dynamique et qui se déduit aisément du système différentiel qui régit la dynamique du système. On est amené à définir deux sortes de fonctions de sensibilité :

- Le vecteur  $(np \times 1)$  des fonctions de sensibilité  $\underline{\sigma}_{y, \underline{\theta}}(f) = \frac{\partial \hat{y}(f)}{\partial \underline{\theta}}$  utilisé dans les algorithmes de Programmation non Linéaire,
- La matrice  $(n \times np)$  des fonctions de sensibilité calculée par rapport à l'état

Tel que :  $\underline{\sigma}_{x, \underline{\theta}} = \frac{\partial \hat{x}}{\partial \underline{\theta}}$

$$\underline{\sigma}_{x, \underline{\theta}} = (\underline{\sigma}_{x, \theta_1} \dots \underline{\sigma}_{x, \theta_i} \dots \underline{\sigma}_{x, \theta_{np}}) \quad (III.21)$$

Dans le cas où le système est décrit par le système suivant :

$$\begin{cases} \dim(x) = n \times 1 \\ \dim(\theta) = n_p \times 1 \end{cases}$$

on peut en déduire pour chaque paramètre  $\theta_j, 1 \leq j \leq n_p$  :

$$\frac{\partial \hat{x}}{\partial \theta_j} = \frac{\partial \underline{g}(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \hat{x}} \frac{\partial \hat{x}}{\partial \theta_j} + \frac{\partial \underline{g}(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \theta_j} \quad (\text{III.22})$$

et  $\underline{\sigma}_{x,\theta}$  est solution du système différentiel non linéaire :

$$\dot{\underline{\sigma}}_{x,\theta} = \frac{\partial \underline{g}(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \hat{x}} \underline{\sigma}_{x,\theta} + \frac{\partial \underline{g}(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \theta_j} \quad (\text{III.23})$$

Le vecteur des fonctions de sensibilité  $\underline{\sigma}_y(t)$  s'obtient par dérivation partielle de la sortie estimée par rapport au paramètre  $\theta_j$

$$\frac{\partial \hat{y}}{\partial \theta_j} = \left( \frac{\partial f(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \hat{x}} \right)^T \frac{\partial \underline{x}}{\partial \theta_j} + \frac{\partial f(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \theta_j} \quad (\text{III.24})$$

Soit :

$$\frac{\partial \hat{y}}{\partial \theta_j} = \left( \frac{\partial f(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \hat{x}} \right)^T \underline{\sigma}_{x,\theta_j} + \frac{\partial f(\hat{x}, \theta, u)}{\partial \theta_j} \quad (\text{III.25})$$

Le raisonnement précédent s'applique à la classe des systèmes linéaires en l'état décrits par :

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = A(\underline{\theta})\underline{x} + B(\underline{\theta})u \\ \hat{y} = A(\underline{\theta})\underline{x} + D(\underline{\theta})u \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

On obtient alors :

$$\begin{aligned} \dot{\underline{\sigma}}_{x,\theta_j} &= A(\underline{\theta})\underline{\sigma}_{x,\theta_j} + \left( \frac{\partial A(\underline{\theta})}{\partial \theta_j} \right) \underline{x} + \left( \frac{\partial B(\underline{\theta})}{\partial \theta_j} \right) u \\ \underline{\sigma}_{y,\theta_j} &= C(\underline{\theta})\underline{\sigma}_{x,\theta_j} + \left( \frac{\partial C(\underline{\theta})}{\partial \theta_j} \right) \underline{x} + \left( \frac{\partial D(\underline{\theta})}{\partial \theta_j} \right) u \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

### III.5 Identification des paramètres d'une machine asynchrone en utilisant la caractéristique couple-glissement

#### III.5.1 Application sur la machine saine

En minimisant le critère quadratique  $J_C$  par l'algorithme de Marquardt, on déduit les paramètres recherchés :

$\theta = [R_2 ; L_2]$  Comme le montre les 2 figures, La convergence est atteinte après 18 itérations.

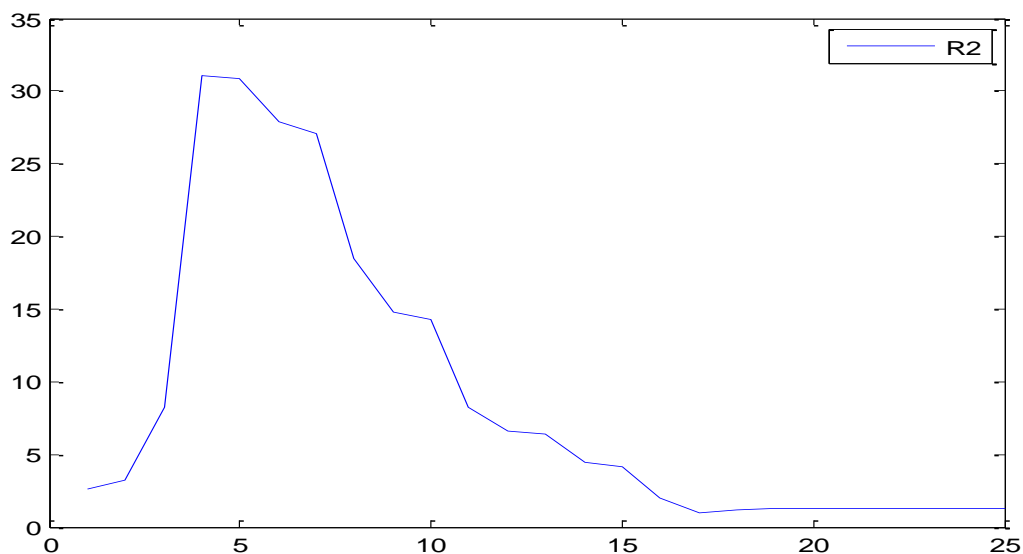


Figure III.14 : les résultats d'estimation paramétrique de  $R_2$  (machine saine)

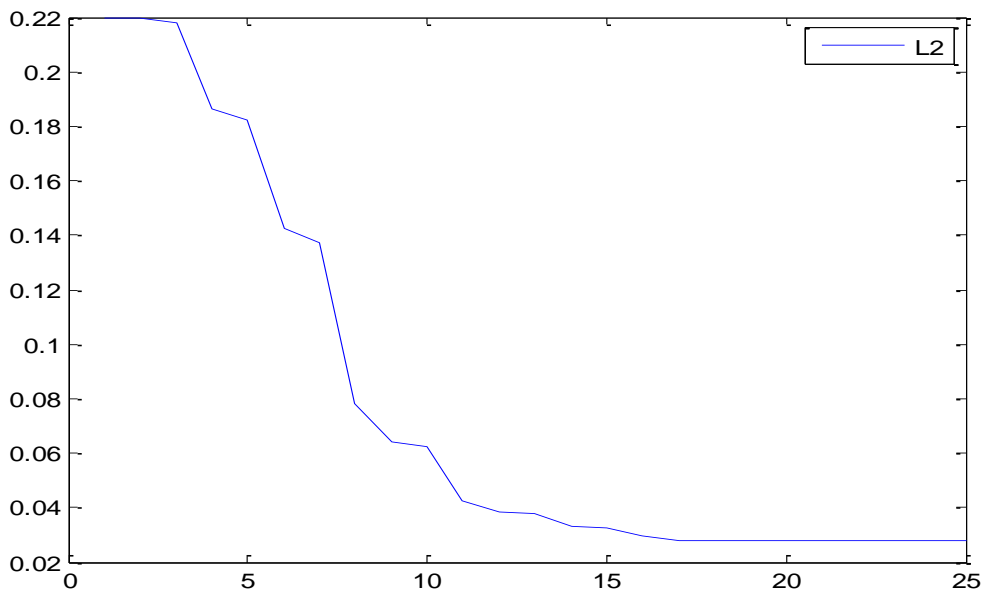


Figure III.15: les résultats d'estimation paramétrique de  $L_2$  (machine saine)

On trace sur le même graphe le modèle estimé et les résultats obtenus par la méthode des éléments finis pour valider les résultats de l'identification figure (III.16), les résultats du modèle est similaire à ceux obtenus par le Flux2D®.

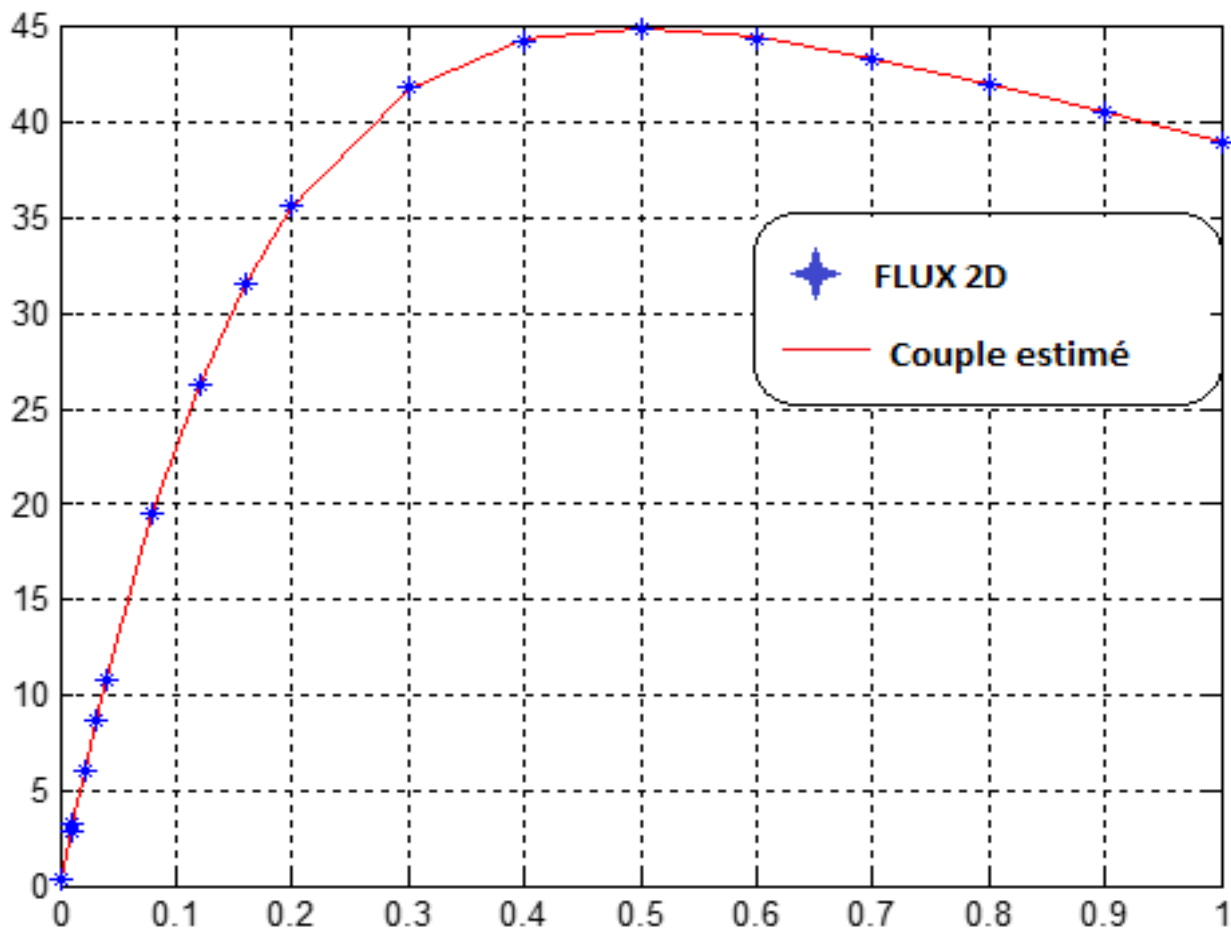


Figure III.16 : La caractéristique couple –glissement

### III.5.2 Application sur la machine en défaut

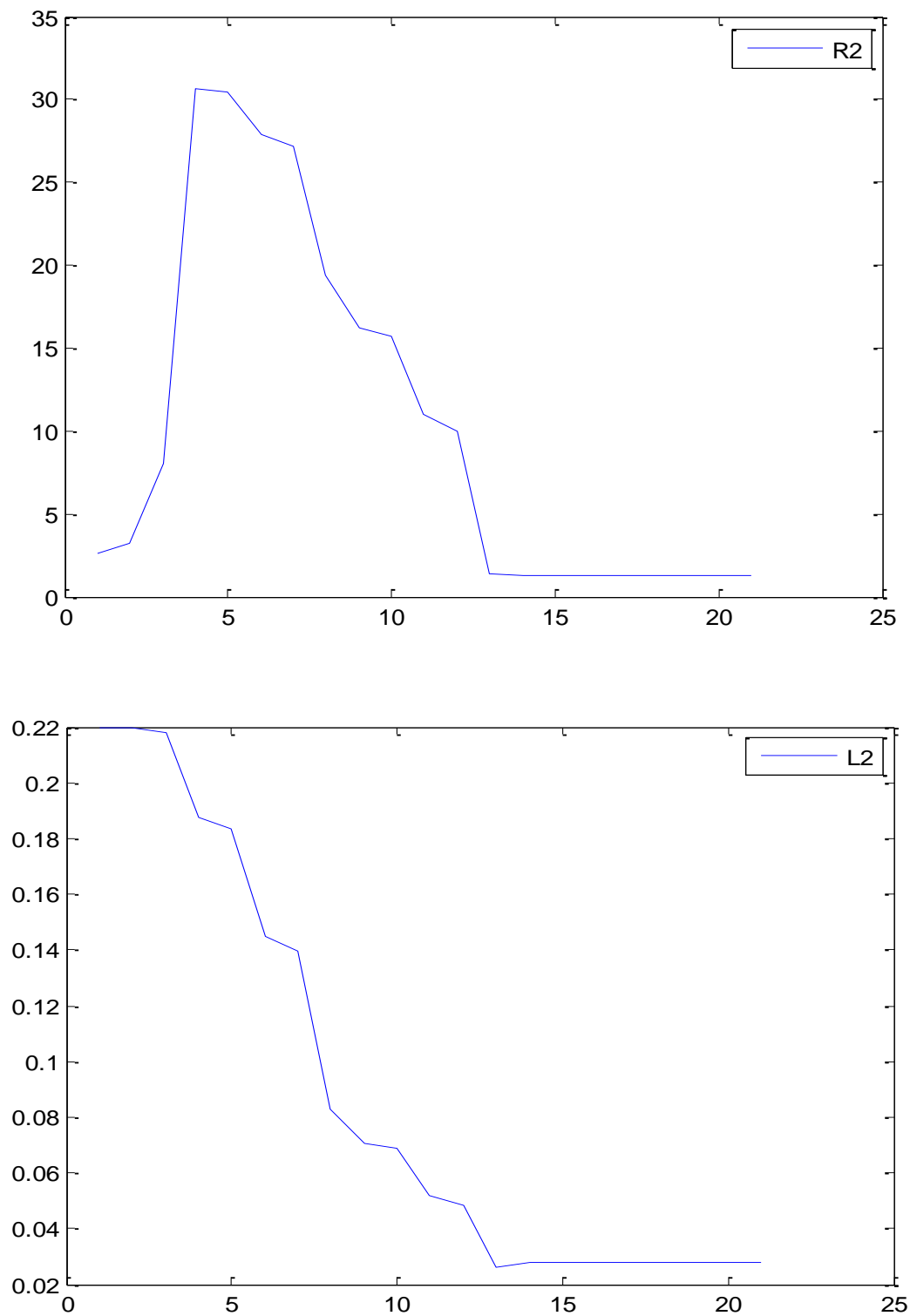


Figure III.17 : les résultats d'indendification paramétrique avec un défaut

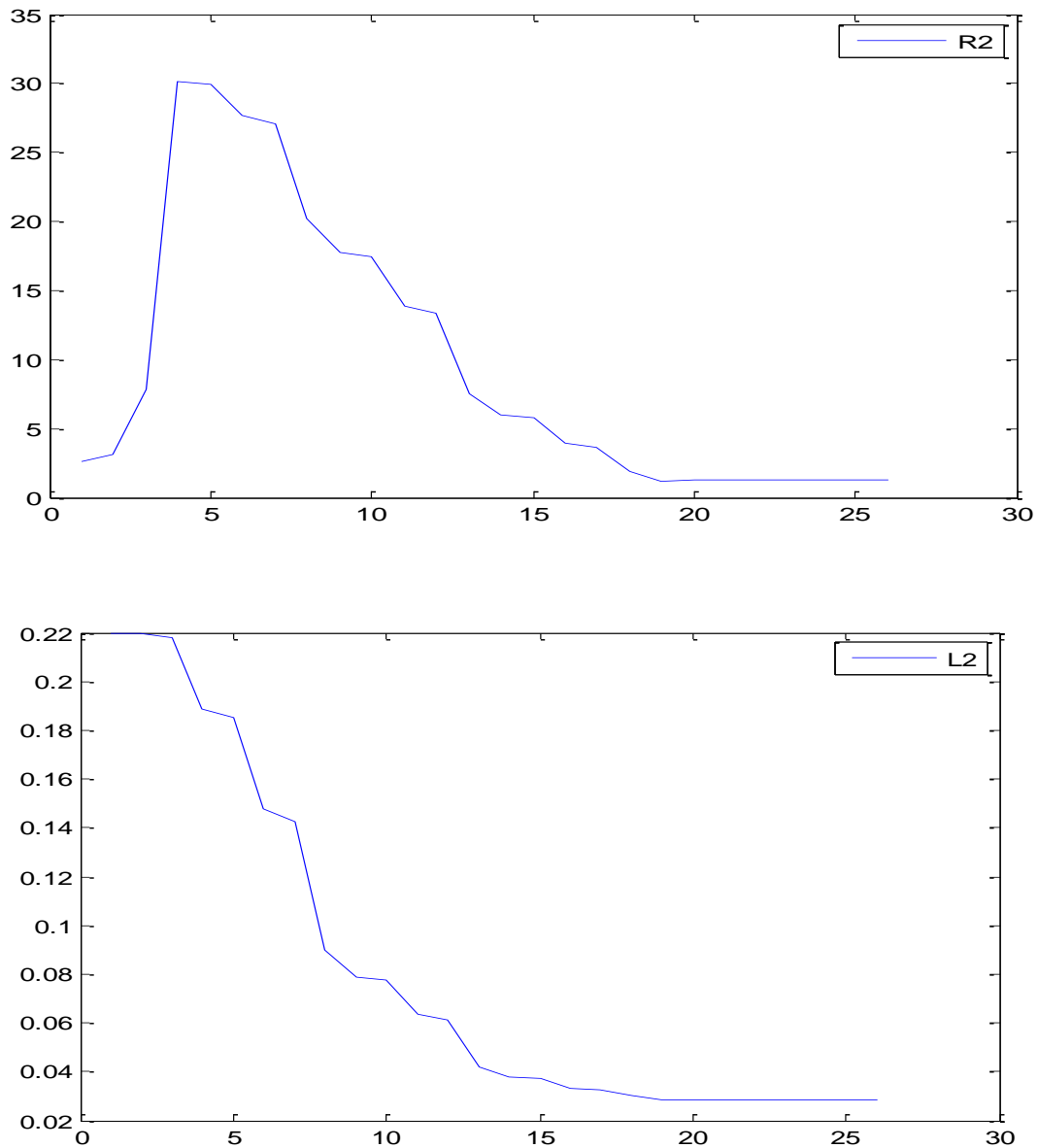


Figure III.18 : les résultats d'indentification paramétrique avec 3 défauts

Le tableau (III.1) Représente les valeurs des paramètres estimés pour le fonctionnement sain et avec défaut.

	R1	L1	Lm	Rm	L2	R2
Sain	3.165	0.22	0.3	4500	0.0276	1.2336
1 barre cassée	3.165	0.22	0.3	4500	0.0279	1.2818
3 barres cassées	3.165	0.22	0.3	4500	0.0283	1.3273

Tab III.1 : Résultats d'estimation paramétrique saine et en présence des défauts

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué l'essai fréquentielle de la machine à l'arrêt (SSFR). Pour étudier la caractéristique de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence dans le cas sain et avec défaut on conclure que l'inductance opérationnelle augmente en fonction du nombre de barres cassées.

Par suite nous avons appliqué la méthode d'identification par la méthode d'erreur de sortie en utilisant l'algorithme de Marquardt sur la caractéristique couple-glissement,

L'application de cette méthode nous a donné des résultats satisfaisants. En ce qui concerne le suivi des paramètres électriques de la machine, nous avons constaté une augmentation de la résistance et de l'inductance rotorique en fonction du nombre des barres cassées.

Nous avons utilisé les modèles à deux paramètres qui sont suffisamment simples pour être identifiables dans des conditions d'utilisation de la machine, mais dont l'évolution d'un paramètre permet de détecter les ruptures des barres rotoriques. De plus, son évolution uniforme semble permettre de quantifier l'importance du défaut et de sa dynamique.

## Conclusion générale

---

La machine asynchrone est l'élément le plus utilisé et l'un des plus importants dans les systèmes électriques, sa surveillance et son diagnostic ont fait et font toujours l'objet de plusieurs études.

Dans ce mémoire nous sommes basé sur la détection des défauts de la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil, par l'utilisation de l'identification paramétrique qui permet d'estimer les paramètres physiques de la machine. Nous avons rappelé les différents défauts qui peuvent affectés la machine asynchrone triphasée à cage, ainsi que ses origines. Contrairement à la plupart des études analytiques de diagnostic nous avons développé un modèle à base d'éléments finis, sous logiciel Flux 2D<sup>®</sup>, permettant de représenter différents défauts pouvant survenir lors d'un fonctionnement normal.

Pour atteindre l'objectif de notre travail, nous avons pris en considération la présence de défaut de rupture des barres rotoriques. Comme résultat, Nous avons constaté que les barres adjacentes aux barres cassées sont les plus sollicitées ainsi que la dégradation du couple électromagnétique. Cette analyse a permis de voir le comportement de la machine défaillant, d'en déduire des signatures caractéristiques des défauts, ainsi elle nous a permet de synthétiser des méthodes de diagnostic adaptées, et constitue une matière première pour la détection des défauts.

Par la suite, nous avons étudié l'essai fréquentielle de la machine à l'arrêt (SSFR). Pour définit la caractéristique de l'inductance opérationnelle en fonction de la fréquence, et nous avons abordé à l'application de la méthode d'identification paramétrique à erreur de sortie basée sur la caractéristique de (couple-glissement) Ces méthodes d'identification nous a permet de constater une augmentation des paramètres rotoriques du schéma électrique équivalent en fonction du défaut.

En termes de perspectives, on peut dire que ce travail est une initiation à :

- ✓ Etudier l'influence sur le modèle par les autres défauts possibles.
- ✓ Validation expérimentale

## Références

---

- [1] M. E. H. Benbouzid, G. B. Kliman. « What Stator Current Processing Based Technique to Use for Induction Motor Rotor Faults Diagnosis? », IEEE, Transaction on Energy Conversion, VOL 18 n°2, pp 238-244, Jun 2003
- [2] S. Bachir. « Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone par Estimation Paramétrique », Thèse de Doctorat en Automatique, Ecole Doctorale des Sciences pour l'ingénieur, 2002.
- [3] Motor Reliability Working Group of IEEE. Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations: Part I & II. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1A-21 :pp. 853–872, Jul./Aug. 1985.
- [4] Austin H. Bonnett, George C. Soukup. Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors. IEEE Transactions on industry applications, VOL 28, N°. 4 jul/Aug 1992 Pages : 921-937.
- [5] Austin H. Bonnett. Root Cause AC motor failure analysis with a focus on shaft failures. IEEE Transactions on industry applications, VOL 36, N°. 5, Sept./Oct 2000, Pages : 1435-1448.
- [6] A. Bellini, M. Cavatorta, C. Concari. Experimental Validation of a Robust Diagnostic Index for Induction Motors Stator Faults. The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, November 2 - 6, 2004, Busan, Korea, Pages : 1367-1373.
- [7] Boldea I. and S. A. Nasar. The Induction Machine Handbook. CRC Press LLC, 2002.
- [8] Benbouzid MEH. A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection. IEEE Transactions on industrial electronics, VOL 47, N°. 5, Oct 2000, Pages : 984-993.
- [9] Hubert Razik. Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art. la revue 3EI n°29, Faculté des Sciences, Nancy, 2002, Pages : 48-52.
- [10] NEGREA.M. D, (Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines), Doctoral dissertation, Helsinki University of Technology, Année 2006.
- [11] BOUZIDA Ahcene, (Diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage par la technique des ondelettes), Ecole nationale polytechnique d'Alger, Mémoire de Magister, Année 2008.
- [12] T. BOUMEGORA ; (Recherche des signatures électromagnétiques des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic), Thèse de doctorat ; Ecole centrale de Lyon, Année 2001.
- [13] BELAIDE Ammar, (diagnostic de la machine asynchrone par la méthode d'identification paramétrique), Université de M'sila, diplôme d'ingénieur d'état, Année 2012.
- [14] MERABET. S et D. HOUSSINE, (Diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil par la méthode de reconnaissance des formes), Thèse d'ingénieur ; Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Année Juin 2007.
- [15] DIDIER Gaétan, (Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances), Université de U.F.R science et techniques : S.T.M.I.A), Thèse de Doctorat, Année 2004.
- [16] BAZINE Sadok, (Conception et implémentation d'un méta-modèle de machines asynchrones en défaut), thèse de doctorat, Université de Poitiers, Année 2009.
- [17] E. SCHAEFFER, (Diagnostic des machines asynchrones modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts), Thèse de doctorat, Université de Nantes, Année 1999.

- [18] BOUSBIA Salah Mohamed, DJERIBIAI Ayoub, BOUAZIZ Salim, (Identification des machines asynchrones par la méthode SSFR vue de leur diagnostic), diplôme d'ingénieur d'état, Université de M'sila, Année 2011/2012.
- [19] J.P. CARON et J.P. HAUTIER (Modélisation et Commande de la machine asynchrone), Edition Technique, France, Année 1995.
- [20] D.E. Khoudja, « Elaboration d'un système intelligent de surveillance et de diagnostic automatique en temps réel des défaillances des moteurs à induction » thèse de doctorat, Université de Boumerdès 2007.
- [21] G.Dedier, «Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances» thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, 2004.
- [22] A. Zorig, « Identification des Machines Asynchrones en Vue de leur Diagnostic », mémoire de magister, Université de Setif 2010.
- [23] M. Feliachi, « Contribution au Calcul du Champ Electromagnétique par la Méthode des Eléments Finis en Vue d'une Modélisation Dynamique de Machines Electriques », thèse de doctorat, Conservatoire National des Arts et Métiers, France 1981.
- [24] RADJELI Hammoud, (contribution à l'amélioration des modèles mathématiques des machines asynchrones), Université de Ferhat Abbas –Sétif, Thèse de Doctorat, Année 2007.
- [25] BACHANI Mohamed, (Identification paramétriques de la machine asynchrone), Université des sciences et de la technologie D'Oran, mémoire magister, Année 2012/2013.
- [26] BELAIDE Ammar, (diagnostic de la machine asynchrone par la méthode d'identification paramétrique), Université de M'sila, diplôme d'ingénieur d'état, Année 2012.
- [27] WALTER. E et PRONZATO. L, (Identification of parametric Models from experimental data), Edition Masson, Année 1997.
- [28] Salon, D.W. Burow, R.E. Ashley III, L.Ovacik, M.j. Debortol, " finite element analysis of induction machines in the frequency domain", IEEE Trans. On Magnetic, vol.29, n°2,1993, pp 1438-1441.
- [29] IEEE-std 115-1987, "Standard procedures for obtaining synchronous machine parameters by standstill frequency response testing ".
- [30] : M. BOUHARKAT, (Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique), Thèse de doctorat, Université de Batna, Faculté des sciences de l'Ingénieur, Année Février 2006.
- [31] : G. BARAKAT. (Synthèse de plusieurs méthodes de modélisation et de diagnostic de la machine asynchrone à cage en présence de défauts), Article de synthèse des travaux de huit laboratoires dans l'opération Détection de Défauts et Diagnostic des Actionneurs), du thème 'Sûreté – Fiabilité', p3 : Année 2005.
- [32.dev 02] : Devanneaux. V, (Modélisation des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic), Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Année 2002.
- [33.DEL 03]: DELMOTTE-DELFORGE C, Hénao H, Ekwe G.Brochet P.Capolino G.-A, (Comparison of two modeling methods for induction machine study application to diagnosis);Int.

---

Journal for Computation and Math's; in Electrical and Electronic Eng. (COMPEL), n°4, Vol.22 ; pp.891-908 ; Année 2003.

[34]: J. FAIZ and B. M. EBRAHIM, (mixed fault diagnosis in three-phase squirrel-cage induction motor using analysis of air-gap magnetic field), regress In Electromagnetic Research, PIER 64, 239–255, Année 2006.

[35.FAI 07]: J. FAIZ; B. M. EBRAHIMI and M. B. B. SHARIFIAN; (Time stepping finite Element analysis of broken bars fault in a three-phase squirrel-cage induction motor), Progress, In Electromagnetism Research, PIER 68, 53–70, Année 2007.

[36.]: T. TUDORACHE et L. MELCESCU, (FEM optimal design of energy efficient induction machines), Advances in Electrical and Computer Engineering, Volume 9, Année 2009.

[37] : JOLETTE. Christian, (Développement des modèles d'essais et application à l'identification des machines synchrones et asynchrones triphasées), Université du Québec, Année 2007.

[38] Yahoui H., Grellet.G, « Detection of an end-ring fault in asynchronous machines by spectrum analysis of the observed electromagnetic torque », J. Phys. III, vol. 6, pp. 443-448, Apr. 1996.

[39] Tnani S., Bachir S., Champenois G., « Squirrel cage rotor modeling for broken bars detection. Diagnosis by parameter estimation », Proc. ICEM'2002, Bruges, Belgium, 25-28 August, 2002 .

[40] Didier G., Razik H., Abed A., Rezzoug A., « On space harmonics model of a three phase squirrel cage induction motor for diagnosis purpose », Proc. of EPE-PEMC 2002, Cavtat & Dubrovnik, Croatia, 9-11 Sept. 2002

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER  
EN GENIE ELECTRIQUE

OPTION : **INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES**

Proposé et dirigé par : **Mr : ZORIG Assam**

Présenté par : **ABU IBAID Osama**

**Thème**

**Diagnostic par estimation paramétrique de la MAS à cage d'écureuil**

**Résumé :**

L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance prédictive des entraînements électriques justifie le développement actuel de recherches interdisciplinaires. C'est dans ce cadre que nous nous intéressons au diagnostic des machines asynchrones. Notre travail s'articule autour de la modélisation de la machine, à deux niveaux distincts. D'une part, les besoins spécifiques au diagnostic nécessitent la conception de nouveaux outils pour la simulation de la machine avec défaut. Nous proposons un modèle de simulation adapté, fondé sur la méthode des éléments finis.

D'autre part, nous proposons un modèle en fonction des paramètres de schémas équivalents. Ce modèle prend intrinsèquement en compte l'existence des défauts. Les paramètres sont estimés par une méthode d'erreur de prédiction sur le modèle d'erreur de sortie.

**Mots clés :**

Diagnostic, Élément finis, Flux2D<sup>®</sup>, Identification ; SSFR, estimation paramétrique, erreur de sortie.

N° d'ordre : ISE 183