

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou



Faculté Du Génie Electrique Et De L'informatique
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par
CHIKIROU Said
HAMAS Nadia

Thème

Modélisation numérique d'une machine Asynchrone en régime dégradé

Mémoire soutenu publiquement le 27/09/2018 devant le jury composé de :

Mr : Chafik BIROUCHE

Maitre-Assistant Classe A, UMMTO, Président

Mr : Arezki DICHE

Maitre-Assistant Classe A, UMMTO, Promoteur

Mme : Nadia AZZI

Doctorante, UMMTO, Co- Promotrice

Mr : Mustapha ZAOUIA

Maitre de Conférences Classe A, UMMTO, Examineur

Remerciements

Nous tenons tout à bord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force, la volonté et la patience d'accomplir ce modeste travail.

*Nos vifs remerciements à notre promoteur Monsieur **DICHE Arezki**, pour l'appui scientifique et pour sa disponibilité le long de notre travail, nous lui sommes infiniment reconnaissantes de la bienveillance dont il a fait preuve à notre égard, de ses encouragements incessants et de la confiance dont il nous a témoigné.*

*Ainsi, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à notre Co-promotrice Madame **AZZI Nadia**, pour avoir dirigé ce travail, et pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

Nous remercions vivement les membres de jury pour l'intérêt qu'ils ont manifesté, en acceptant de juger notre humble travail, et de l'enrichir par leurs propositions.

Nous remercions également à nos enseignants qui ont contribué à notre formation pendant tout le cursus universitaire.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédier ce modeste travail :

- *A mes très chers parents qui m'ont soutenu pendant toute la durée de ces longues études, que dieu me les garde.*
 - *A mes frères et ma sœur.*
- *A tous ceux que j'aime, à tous ceux qui m'aiment, à toute les familles HAMAS et CHIKIROU je dédie ce modeste travail.*
 - *A toute la communauté de l'électrotechnique.*

CHIKIROU Said

DEDICACES

A ma mère,

*« tu m'a donnée la vie, la tendresse et le courage pour
réussir.*

*Tout ce que je peux t'offrir ne pourra exprimer l'amour
et la reconnaissance que je te porte.*

*En témoignage, je t'offre ce modeste travail pour te
remercier pour tes sacrifices et pour l'affection dont tu m'a
toujours entouré.»*

A mon père,

*« l'épaule solide, l'œil attentif compréhensif et la présence la
plus digne de mon estime et de mon respect.*

*Aucune dédicace ne sera exprimer mes sentiments, que dieu
te préserve et te procure santé et long vie.»*

A Ceux qui m'ont donnée joie, bonheur et amour, mes frères :

*Mohand, Ramdane, Djaffar, Abderahmane, Farid, et mes
soeurs Ouardia, Kahina et son mari Boussad et leurs
adorables enfants Massinissa, Thiziri, Tinhinan.*

*A tous ceux que j'aime, à tous ceux qui m'aiment, à toute les
familles HAMAS et CHIKIROU je dédie ce modeste travail.*

HAMAS Nadia

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I : Généralités

I.1. Introduction.....	3
I.2. Constitution et principe de fonctionnement.....	3
I.2.1. Constitution.....	3
I.2.1.1. Le stator.....	4
I.2.1.2. Le rotor.....	4
I.2.1.3. Les paliers.....	5
I.2.2. Principe de fonctionnement.....	6
I.3. Différentes caractéristiques de la machine asynchrone.....	7
I.4. Les régimes de fonctionnement de la machine asynchrone.....	8
I.5. Classification des moteurs asynchrones.....	10
I.6. Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones.....	11
I.7. Procédés de démarrage des moteurs asynchrones.....	11
I.7.1. Moteur à rotor bobiné.....	11
I.7.2. Moteur à rotor à cage d'écureuil.....	12
I. 8. Moteur à double cage et à encoches profondes.....	13
I.8.1 Moteur à double cage.....	13
I.8.2. Moteur à encoches profondes.....	14
I.9. Freinage des moteurs asynchrones.....	16
I.10. Détermination des paramètres du schéma équivalent.....	16
I.11. Bilan de puissance de moteur asynchrone.....	20
I.12. Equations de Maxwell.....	23
I.12.1. Forme différentielle des équations de Maxwell.....	23
I.12.2. Forme intégrale des équations de Maxwell.....	24
I.13 Equation de continuité.....	27
I.14. Lois du comportement du milieu.....	28
I.14.1 Relation du milieu.....	28
I.14.2 Loi d'Ohm.....	28
I.15. Condition de passage.....	29
I.16. Hypothèses simplificatrices.....	30
I.17. Equations électromagnétiques.....	30

I.17.1. Phénomènes électrostatiques	30
I.17.2 Phénomènes magnéto-statiques.....	31
I.17.3 Phénomènes électrodynamiques	33
I.17.4 Phénomènes magnétodynamiques	34
I.18. Condition aux limites.....	35
I.19. Différents types d'équation aux dérivées partielles	36
I.19.1. Equation elliptique	36
I.19.2 Equation parabolique	36
I.19.3 Equation hyperbolique	37
I.20. Résolution des problèmes électromagnétique.....	37
I20.1. Méthode analytique.....	37
I.20.2. Méthodes numériques	37
I.20.2.1. La méthode des différences finies.....	38
I.20.2.2. Méthode des intégrales de frontière.....	39
I.20.2.3. Méthode des éléments finis.....	39
I.21. Formulation éléments finis	40
I.21.1. Formulation variationnelle.....	40
I.21.2. Formulation résidus pondérés (projective)	41
I.22. Formulation éléments finis des équations électromagnétiques.....	42
I.22.1. En milieu inducteur.....	43
I.22.2. En milieu induit.....	44
I.22.3. Dans l'air.....	44
I.23. Conclusion	44

Chapitre II : Différents défauts et techniques de diagnostic des machines électriques

II.1. Introduction	45
II.2. Etude des différents défauts affectant le moteur asynchrone	45
II.2.1. Les causes des défauts	45
II.2.2. Défauts statoriques	46
II.2.3. Défauts rotoriques.....	48
II.2.3.1. Défaut de rupture de barres et de segments cassés	49
II.2.3.2. Défauts d'excentricité.....	50
II.2.3.3. Défaut de roulement	52
II.3. Principe du diagnostic des défauts dans la machine asynchrone.....	54

II.4. Différentes méthodes de diagnostic.....	54
II.4.1. Techniques mécaniques	55
II.4.1.1. diagnostics par mesure de la température	55
II.4.1.2. Diagnostic par mesure des vibrations	56
II.4.2. Diagnostic chimiques	56
II.4.3. Techniques magnétiques et électriques	56
II.4.3.1. Méthodes sans modèle.....	56
II.4.3.2. Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite	57
II.4.3.3. Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites.....	57
II.4.3.4. Diagnostic par l'analyse de courant statorique.....	57
II.4.3.5. Diagnostic par mesure du couple électromagnétique	58
II.4.3.6. Diagnostic par mesure de la puissance instantanée	58
II.4.3.7. Diagnostic par analyse de vecteur de Park	58
II.4.3.8. Diagnostic par utilisation des techniques d'intelligence artificielle	58
II.4. Conclusion	59

Chapitre III : Modélisation et simulation de modèle sain et défaillant d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

III.1 Introduction	60
III.2. Calcul de r_0 et n_0	60
III.3 Calcul de la résistance et de la réactance	61
III.4 Coefficients K_r et K_x	64
III.5 Description du logiciel utilisé	65
III.6 Modélisation de la machine asynchrone à cage	65
III.7 Représentation schématique du modèle de la machine	66
III.8 Hypothèses simplificatrices	67
III.9 Les équations de la machine asynchrone	67
III.9.1 Les équations électriques	67
III.9.2 Les équations magnétiques	69
III.10 Transformation de Park	69
III.10.1 Equations électriques	71
III.10.2 Equations magnétiques	72
III.10.3 Equations mécaniques	72
III.11 Application sur les différents régimes de fonctionnement de la machine asynchrone	73

III.11.1 cas de fonctionnement en régime sain	73
III.11.2 cas de fonctionnement en régime dégradé	76
III.11.2.1 Rupture d'une barre rotorique	76
III.11.2.2 Rupture deux barres rotorique adjacentes	80
III.11.2.3 Rupture deux barres rotorique séparé	85
III.12 Confrontation des résultats des différents régimes de fonctionnements	90
Conclusion générale	93

Introduction générale

La machine asynchrone occupe un domaine très important dans l'industrie à savoir : la production et les entraînements électriques, du fait de sa simplicité de construction d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible coût de fabrication. Mais malgré ces qualités évoquées les machines subissent des défaillances émanant d'un vieillissement prématuré.

Certaines utilisations des moteurs asynchrones ne tolèrent pas les pannes intempestives. Ces pannes peuvent être dues aux moteurs et être d'origine mécanique (excentricité du rotor) ou électrique (court-circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou l'anneau, cassure de dents...).

Depuis longtemps déjà, la rupture des barres dans les moteurs a fait l'objet de nombreux travaux. Les machines asynchrones sont largement utilisées en milieu industriel, assurer leur continuité de fonctionnement, en effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations.

Il existe plusieurs procédures de diagnostic. Le choix d'une approche est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système, mais aussi à la complexité du système. Ainsi deux grandes familles de procédures sont utilisées dans le domaine du diagnostic : les méthodes de diagnostic à base de modèles analytiques et les méthodes sans modèle [3].

Les méthodes à base de modèles analytiques reposent sur le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine, au moyen d'algorithmes d'observation. Elles détectent les défaillances en comparant l'évolution de l'écart entre le modèle et le processus réel.

Les méthodes sans modèles sont basées sur l'extraction d'informations par le biais du traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables (les courants, les tensions, la tension de neutre, la vitesse, les vibrations, la puissance instantanée), peuvent fournir des informations significatives sur les défauts [34].

Le travail présenté dans ce mémoire est articulé autour de trois chapitres principaux :

Le premier chapitre est consacré à la présentation de la machine asynchrone : la constitution, le principe de fonctionnement et les régimes de fonctionnement en premier temps, après nous avons décrit les équations de Maxwell ainsi que les équations aux dérivées partielles et leurs

méthodes de résolution, nous terminons ce chapitre par la présentation de formulations éléments finis dans les différents milieux existant dans la machine électrique.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation des différents types de défauts qui peuvent apparaître dans les machines asynchrones et les différentes méthodes de diagnostic dans les machines électriques.

Le troisième chapitre sera réservé à la modélisation de la MAS, en se basant sur un calcul par élément finis pour récupérer les coefficients de variation des résistances et des inductances pour différents cas de ruptures des barres rotoriques. En utilisant ces résultats, on fait une simulation de la MAS pour pouvoir tirer une conclusion sur l'influence des défauts sur les caractéristiques de démarrage.

Après l'étude et l'interprétation des résultats obtenus, nous terminons par une conclusion générale.

Chapitre I : Généralités

I.1. Introduction

Les machines asynchrones, de par leur robustesse et leur rapport poids/puissance, sont largement utilisées en milieu industriel. Assurer leur continuité de fonctionnement nécessite la mise en place de programmes de maintenances préventive et corrective. En effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations [1].

I.2. Constitution et principe de fonctionnement

Générateur, qui ayant $2p$ pôles étant reliée à un réseau de fréquence f , ne tourne pas exactement à la vitesse de synchronisme ($N_s \neq N$).

I.2.1. Constitution

La MAS est constitué essentiellement de trois parties différentes de point de vue mécanique :

- Le stator c'est la partie fixe de la machine qu'on l'appelle inducteur
- Le rotor c'est la partie tournante de la machine qu'on l'appelle l'induit
- Les paliers qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre de moteur.

La Figure ci-dessous illustre un exemple de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

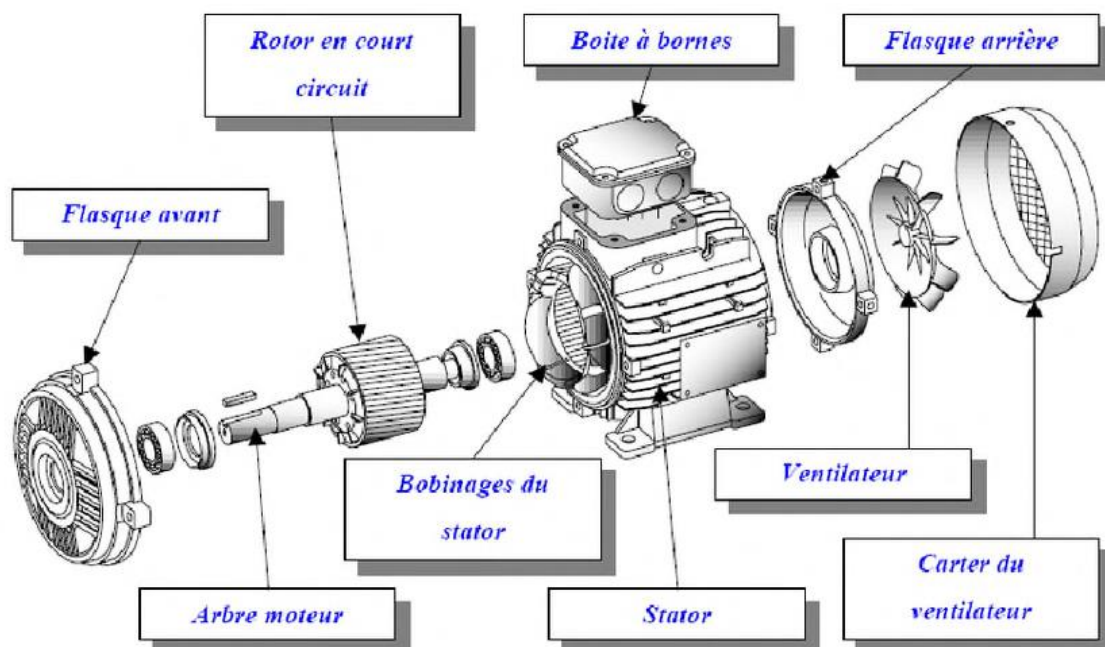


Figure I.1 : Vue éclaté de la machine asynchrone

a) **boîte à bornes** : elle renferme les bornes destinées aux différents couplages.

b) **Arbre moteur** : Il sert à transmettre le couple mécanique.

c) **Flasques** : Elles servent à positionner les paliers par rapport à la carcasse et protègent les organes internes de la machine.

d) **Ventilation** : Il sert à refroidir la machine.

I.2.1.1. Le stator

C'est la partie fixe, sous forme d'une carcasse ferromagnétique feuilletée comportant un enroulement triphasé $2p$ polaire ($p = 1, p = 2, \text{etc.}$, c'est le nombre de paires de pôles), analogue à l'induit d'une machine synchrone, alimenté par un système triphasé de pulsation w . On a couramment $p = 2$, soit une vitesse d'environ 1500 tr/min. Il peut être couplé en étoile ou en triangle [2]. On peut voir le stator de la machine asynchrone sur la **figure (I.2)**.

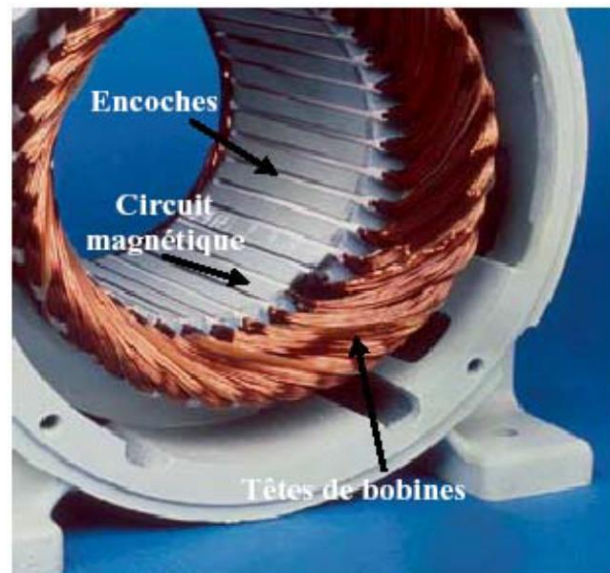


Figure I.2 : Photo du stator d'une machine asynchrone.

I.2.1.2. Le rotor

Le rotor représente la partie tournante de la MAS séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0.4 à 2mm. Il existe deux types de rotor :

- a) Rotor à bague (rotor bobiné)
- b) Rotor à cage d'écureuil

a) Rotor à bague (rotor bobiné)

Les enroulements rotoriques sont localisés dans les encoches situées à la périphérie du

rotor. Ces enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé à « p » paires de pôle. Les bobinages rotoriques sont toujours couplés en étoile, et les trois bornes accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l'aide d'un système constitué de trois bagues tournants et de trois balais fixes [3]. On peut voir le rotor bobiné de la machine asynchrone sur la **figure (I.3)**.

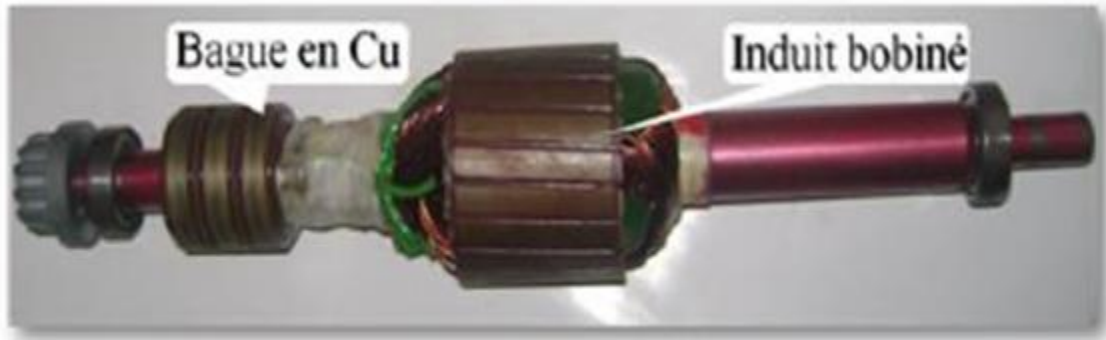


Figure I.3 : Rotor bobiné.

b) Rotor à cage d'écureuil

Les encoches de ce type de rotor comportent des barres en cuivre ou en aluminium réunies (court-circuitées) entre elles par des anneaux. Dans le cas des moteurs de faible et de moyenne puissance, les cages sont en aluminium coulé sous vide partiel et pression. Ce procédé permet d'éviter la présence néfaste de bulles d'air dans les barres et d'obtenir en une seule opération les barres, les anneaux de chaque extrémité et parfois même les ailettes de ventilation [4].



Figure I.4: Rotor à cage d'écureuil.

I.2.1.3 Les paliers

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de 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.

I.2.2 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. De cette façon le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'un transformateur : le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire qui, dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant :

$$n_1 = \frac{f \times 60}{p} \quad (\text{I.1})$$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_1) diffère de celle du rotor (n), c'est-à-dire, lorsque $n \neq n_1$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $n = n_1$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique. Le rapport :

$$g = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (\text{I.2})$$

Est appelé glissement d'une machine asynchrone [3].

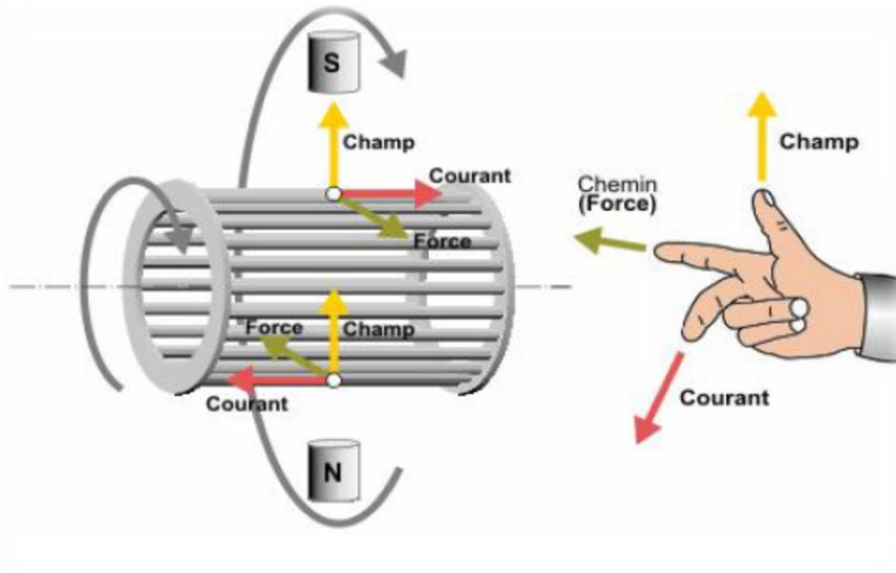


Figure I.5 : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage.

I.3 Différentes caractéristiques de la machine asynchrone

La circulation du courant alternatif dans le stator donne une naissance à un champ magnétique B_1 tournant à la pulsation de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I.3})$$

Ω_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad/s.

ω_s : Pulsation du courant alternatif en rad/s.

$$\omega_s = 2. \pi. f \quad (\text{I.4})$$

P : le nombre de paires de pôles.

- Le rotor n'est relié à aucune alimentation figure (I.6) Il tourne à la vitesse de rotation Ω
- Des courants induits circulent dans le rotor. L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor.
- Le glissement : Le rotor tourne à la vitesse Ω plus petite que la vitesse de synchronisme Ω_s dans ce cas on dit que le rotor glisse par rapport au champ tournant.

Ce glissement g va dépendre de la charge.

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{I.5})$$

n_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr/s).

n : vitesse de rotation du rotor (tr/s).

$$\Omega_s = 2. \pi. n_s \quad (\text{I.6})$$

$$\Omega = 2. \pi. n \quad (\text{I.7})$$

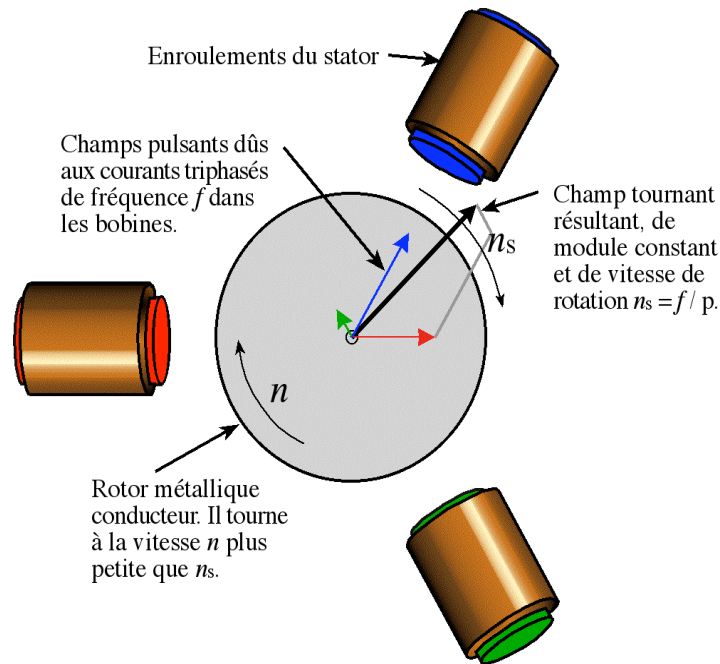


Figure I.6: Interaction rotor stator.

I.4 Les régimes de fonctionnement de la machine asynchrone

Les régimes de fonctionnement de la machine asynchrone on peut les définir à partir des valeurs que peut prendre le glissement

a) Si $0 \leq n \leq n_s$: C'est-à-dire que la vitesse de la machine est comprise entre 0 (arrêt) et la vitesse de synchronisme. Les fondamentales de la physique indique que, dans ce cas, le champ du stator tend à accélérer le rotor pour l'amener au synchronisme, la machine fonctionne en moteur [5].

b) Si $g < 0$ et $n > n_s$: Le champ tournant statorique tendra alors à ramener la vitesse de l'arbre au synchronisme, un fonctionnement à glissement négatif suppose, par conséquent, la machine reçoit de l'énergie sur son axe conformément à nos notations, la puissance mécanique P_m et le couple C_{em} sont donc tous les deux négatifs. Il en résulte que la machine fonctionne en génératrice [5].

c) Si $g > 1$ et $n < 0$: Dans ce cas le rotor tourne en sens inverse du sens du champ tournant. Le champ statorique tend à amener le rotor à tourner dans son propre sens, on dit alors que la machine fonctionne en frein [5].

La figure (I.7) nous montre ces trois régimes de fonctionnement sur la caractéristique du couple en fonction de la vitesse de la MAS et leurs sens de puissance.

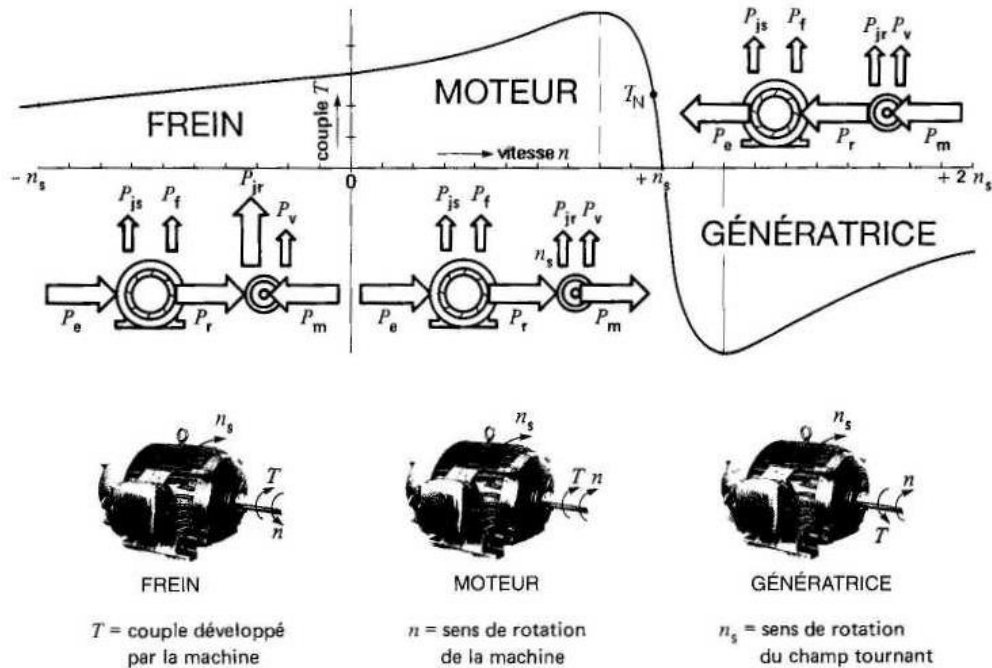


Figure I.7 : Courbe généralisée donnant le couple en fonction de la vitesse d'une MAS. Noter le sens des puissances dans les trois modes d'opération.

Avec :

P_r : la puissance électromagnétique.

P_m : la puissance mécanique.

P_e : la puissance électrique.

P_{js} : les pertes joule statoriques.

P_{jr} : les pertes joule rotoriques.

P_f : les pertes fer.

P_v : les pertes par ventilation et friction dans le stator.

I.5 Classification des moteurs asynchrones

On peut classer les moteurs asynchrones selon les conditions environnementales à l'elles sont exposé et selon leurs caractéristiques électriques et mécaniques. Nous ne donnons ci-après que les principales catégories :

1. Moteurs à couple de démarrage normal (classe B)

La grande majorité des moteurs asynchrones appartient à ce groupe. Ces moteurs, d'usage général, peuvent entraîner des ventilateurs, des pompes centrifuges, des machines-outils, etc. [6].

2. Moteurs à couple de démarrage élevé (classe C)

Ces moteurs sont utilisés dans les cas où le démarrage est difficile ou d'une durée plutôt longue. Les pompes et les compresseurs à piston qui démarrent en charge doivent être entraînés par de tels moteurs. Ces moteurs comportent, en général, un rotor spécial à double cage [6].

3. Moteurs à glissement élevé (classe D)

En plus de développer un couple de démarrage très élevé, ces moteurs ont un bas courant de démarrage. Ainsi, les moteurs qui entraînent des charges à grande inertie (comme un séchoir centrifuge) démarrent lentement ; leur courant de démarrage doit donc être assez faible pour éviter l'échauffement excessif des bobinages. La vitesse nominale de ces moteurs est d'environ 10 % plus faible que leur vitesse synchrone. Cette caractéristique est parfois mise à profit pour l'entraînement de machines telles que cisailles, poinçonneuses et presses. Celles-ci comportent un volant qui emmagasine de l'énergie mécanique et la restitue lorsque de fortes surcharges sont brusquement appliquées. Ces moteurs sont aussi employés avec des appareils de levage. Cependant, dans tous les cas, leur régime de charge doit être intermittent afin de prévenir tout échauffement excessif. La cage d'écureuil de ces moteurs est généralement en laiton [6].

On peut voir bien clairement la classification des MAS sur la caractéristique du couple en fonction de la vitesse.

Chaque courbe donne les couples minimaux de démarrage, d'accélération et de décrochage pour un moteur triphasé à cage d'écureuil de 60 Hz. La vue en coupe du rotor indique le genre de conducteurs utilisés [6].

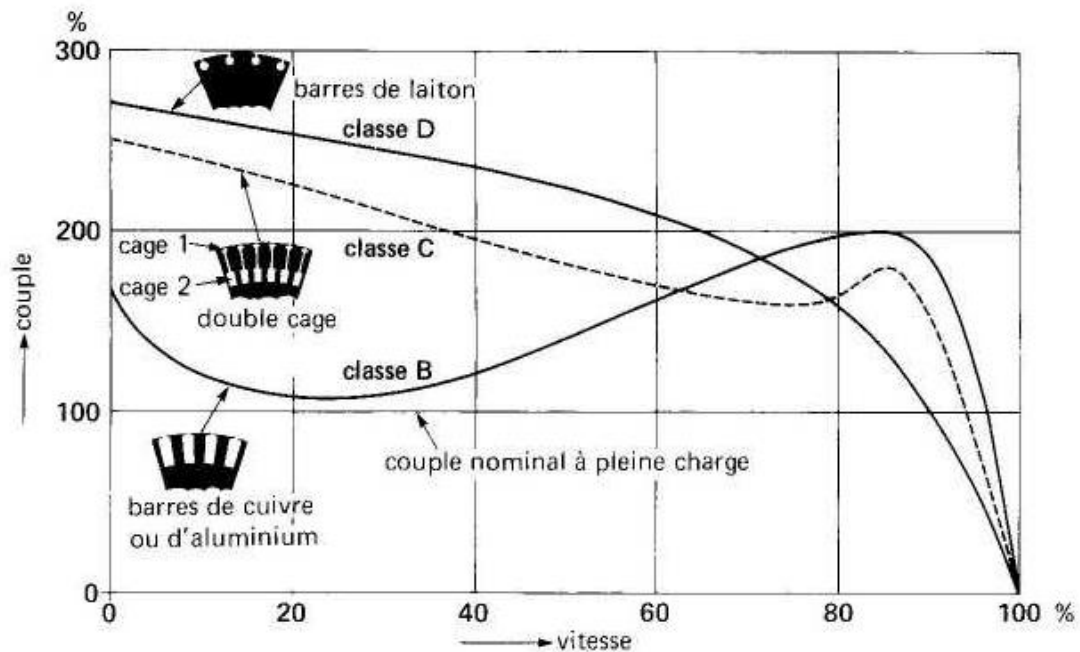


Figure I.8 : Courbes du couple en fonction de la vitesse pour moteurs de classe B, C et D de CEMA.

I.6 Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones

➤ Avantages

Il existe plusieurs avantages dans le moteur asynchrone :

- Robuste et facile à construire.
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevés.
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence.
- Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone.

➤ Inconvénients

Parmi les inconvénients de la machine asynchrone :

- La vitesse dépend de la charge.
- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominales.
- Variation de vitesse nécessite un variateur de vitesse.

I.7 Procédés de démarrage des moteurs asynchrones

I.7.1 Moteur à rotor bobiné

Dans un rotor bobiné, l'enroulement triphasé, relié en étoile ou en triangle, est connecté à trois bagues qui le rendent accessible de l'extérieur par l'intermédiaire des balais et permettent d'insérer des résistances dans le circuit du rotor lors du démarrage. On insère donc au rotor des rhéostats de démarrage qui permettent d'augmenter le couple de démarrage tout

en diminuant le courant appelé. Dans l'hypothèse d'un couple résistant constant, on insère une résistance de manière à amener le couple de démarrage en Cd supérieur au couple résistant [7].

I.7.2 Moteur à rotor à cage d'écureuil

Pour ce type de moteur, le démarrage s'effectue selon plusieurs procédés :

❖ Démarrage direct

C'est le principe de démarrage le plus simple, les enroulements du stator sont couplés directement sur le réseau, le moteur démarre et atteint sa vitesse nominale [8].

❖ Démarrage étoile triangle

Il s'applique aux moteurs dont le stator est destiné à un couplage triangle. Au démarrage le stator est couplé en étoile, si bien que la tension par enroulement est $\frac{U_n}{\sqrt{3}}$. Le couple est donc trois fois plus faible que lorsque le stator est connecté en triangle et l'appel du courant au réseau est également divisé par 3. Lorsque le moteur a atteint une vitesse suffisante on passe automatiquement au couplage triangle qui ramène le moteur sur sa caractéristique normale [7].

❖ Démarrage par résistances statoriques

Ce démarrage se fait en plaçant temporairement un ou plusieurs groupes de résistances en série avec le stator. Ce système fonctionne suivant le principe de chute de tension dans les résistances insérées en série avec le stator. A la fin du démarrage. Les résistances seront court-circuitées.

❖ Démarrage par autotransformateur

Dans ce mode de démarrage, le stator est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable.

Dans une première étape l'autotransformateur joue son rôle normal. Si son rapport de transformation vaut ($m < 1$), la tension est multipliée par m , le couple par m^2 , et le courant primaire aussi puisque l'impédance vue du primaire est divisée par m^2 .

Dans une deuxième étape on ouvre la connexion du neutre : on est ramené au cas d'une inductance en série, qui peut être éliminée sans coupure [7].

❖ Démarrage rotorique

L'augmentation de la résistance des moteurs à cage ne s'effectue que par leurs nouvelles formes qu'on appelle moteurs à double cages et moteurs à encoches profondes. Cette façon de procéder se verra tous au long de notre étude [8].

I.8 Moteur à double cage et à encoches profondes

On utilise généralement ces deux type de moteur lorsque les conditions de démarrage sont difficiles cela veut dire que le couple exigé est important.

I.8.1 Moteur à double cage

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

Une cage extérieure : située plus près de l'entrefer est en matériaux à grande résistivité tel que le laiton, le bronze ou l'aluminium. Elle possède une faible dispersion magnétique (réactance de dispersion faible) [7].

Une cage intérieure : est en matériaux à faible résistivité tel que le cuivre. Elle possède une grande dispersion magnétique, sa réactance de dispersion est de beaucoup supérieurs à celle de la cage extérieure.

Les deux cages sont séparées l'une de l'autre par des fentes étroites des encoches. Elles peuvent avoir un anneau de court-circuitage commun, ou chacune avec un anneau de court-circuit propre. Pratiquement, on utilise les moteurs à anneaux séparés, car les deux cages s'échauffent de manière différente au démarrage donc elles peuvent s'allonger librement et indépendamment [8].

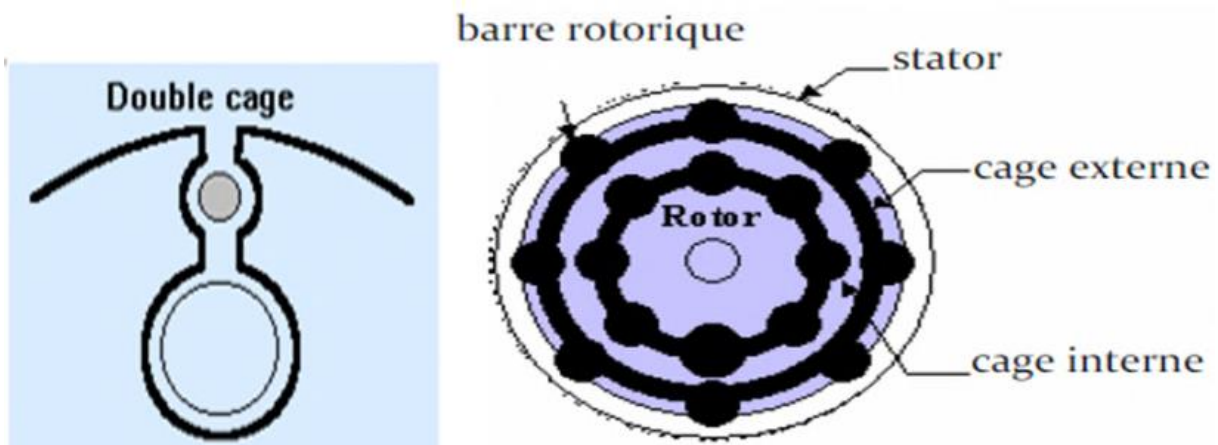


Figure I.9 : Encoche du rotor et structure d'une MAS à double cage.

➤ Principe de fonctionnement

Au démarrage, la fréquence du courant rotorique est égale à la fréquence f du réseau d'alimentation. Ce courant se répartit de façon inversement proportionnelle aux réactances des cages, qui sont alors très grandes devant leurs résistances. Dans ces conditions, c'est la cage externe qui est parcourue par le maximum du courant et comme sa résistance est relativement grande, l'appel de courant est réduit et le couple est augmenté. C'est pour cette

raison qu'elle est appelée cage de démarrage [7].

Il est également intéressant de représenter la caractéristique mécanique de ce moteur. A cet effet, on peut la construire point par point **figure (I.10)** en faisant la somme des couples développée par les deux cages [4].

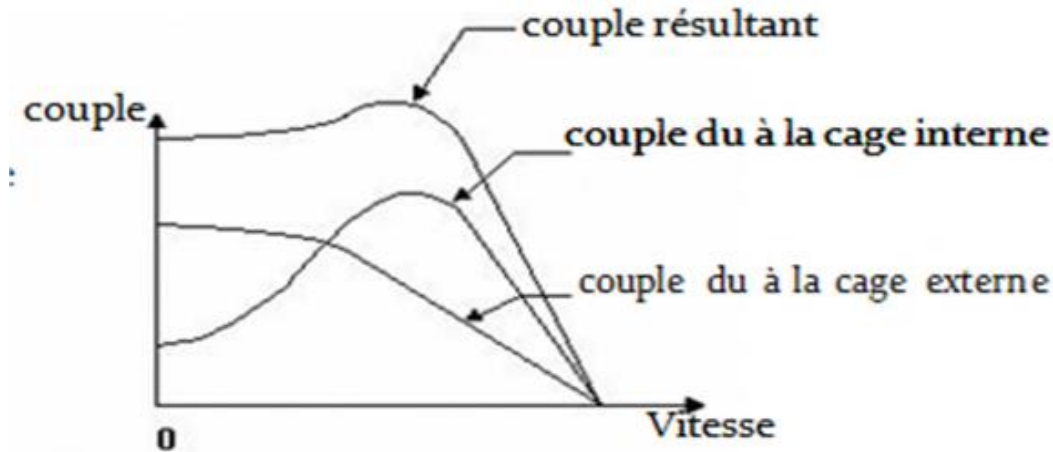


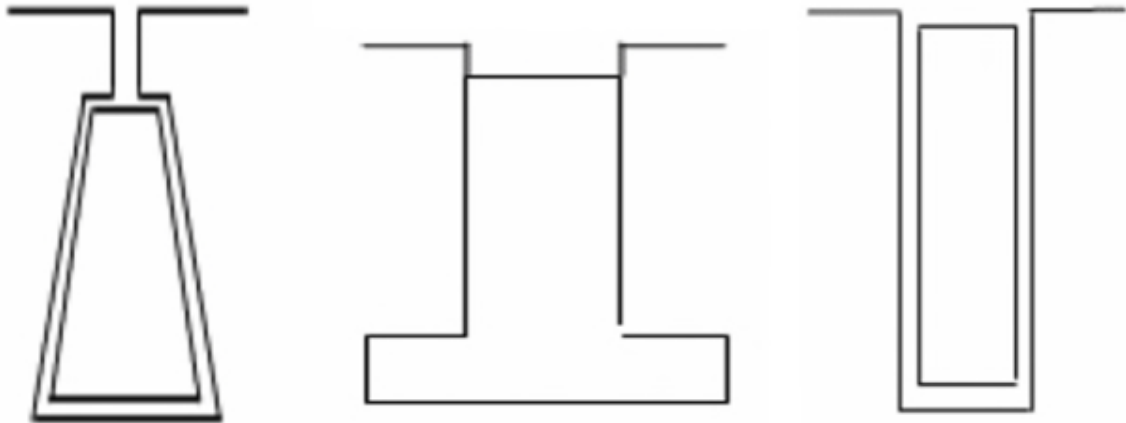
Figure I.10 : Courbes des couples d'un moteur à deux cages.

I.8.2. Moteur à encoches profondes

Le rotor à double cage est difficile à construire, donc d'un coût élevé. On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie des avantages de ce type de rotor, en construisant une cage rotorique unique avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique. Le principe se base sur l'effet pelliculaire. Pour que cet effet soit sensible il faut que le moteur ait des encoches suffisamment profondes [7].

❖ Définition de l'effet pelliculaire

Ce phénomène est couramment utilisé afin d'améliorer les caractéristiques de démarrage (augmentation du couple, diminution du courant) pour des glissements compris entre 1 et 0.5 sans pénaliser le fonctionnement permanent par des pertes ohmiques. Il repose sur le déplacement du courant à la périphérie d'un conducteur quand la fréquence augmente. Un accroissement de la résistance apparente rotorique très marqué au décollage ayant pour effet de limiter le courant d'une part et d'augmenter le couple de démarrage d'une autre part, puis moins prononcé au fur et à mesure que le moteur prend de la vitesse[4].

a) Encoche trapézoïdale
inversée

b) Encoche en T inverse

c) Encoche rectangulaire

Figure I.11 : Différentes formes d'encoche profondes

En première approximation, à partir de l'entrefer, le courant alternatif n'existe que sur une profondeur appelée profondeur d'effet pelliculaire :

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu g \omega}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu g f}} \quad (\text{I.8})$$

Avec :

δ : Profondeur de pénétration du champ alternatif en mètre [m] ;

ρ : Résistivité du matériau de la cage en Ohm-mètre [$\Omega \cdot m$] ;

μ : Perméabilité du matériau de la cage en Henry par mètre [H/m] ;

f : Fréquence du champ alternatif en Hertz [Hz] ;

$g\omega$: Pulsation du courant dans les encoches [rad/s] ;

➤ Principe de fonctionnement

Au démarrage $g = 1$ donc $g\omega$ est élevé, égale à la pulsation du réseau, donc δ est faible et la résistance du rotor est élevée puisque inversement proportionnelle à δ . Le couple de démarrage se trouve donc augmenté.

A mesure que la vitesse croît, diminue et en marche normale le courant s'étend sur toute la section de la barre, la résistance est d'autant diminuée.

On utilise souvent des matériaux de plus grande résistance mécanique et électrique (aluminium ou alliage de cuivre, par exemple).

On peut augmenter l'effet de variation de résistance en adoptant des encoches de section trapézoïdale, ou en T inversé [7].

I.9. Freinage des moteurs asynchrones

Pour exécuter correctement le processus de production, de nombreuses installations exigent un freinage rapide et progressif du moteur [8].

Il existe quatre méthodes principales de freinage des MAS :

❖ Freinage par contre-courant

Ce mode de freinage est obtenu par inversion de deux phases. Au moment de l'inversion, le glissement vaut presque deux, il se réduit ensuite rapidement sous l'effet du couple inverse par rapport au sens de rotation. Généralement, un dispositif électrique de coupure déconnecte le moteur du réseau au moment du passage à la vitesse nulle ($g=1$). Le couple de freinage moyen est, en général, supérieur au couple de démarrage pour des moteurs asynchrones à cage. La variation du couple de freinage dépend fortement de la conception de la cage rotorique. Ce mode de freinage implique un courant absorbé important, approximativement constant et légèrement supérieur au courant de démarrage [9].

❖ Freinage par injection de courant continu

Dans ce mode de freinage, le moteur asynchrone est couplé au réseau et le freinage est obtenu par coupure de la tension alternative et application d'une tension continue au stator. Quatre couplages des enroulements sur la tension continue peuvent être réalisés [9].

❖ Freinage en génératrice asynchrone

Ce mode de freinage s'applique aux moteurs multi-vitesses lors du passage à la vitesse inférieure ou aux moteurs alimentés en fréquence variable lorsque celle-ci descend. Il est impossible d'obtenir l'arrêt complet du moteur par ce procédé [8].

❖ Freinage mécanique

Des freins électromagnétiques (excitation en courant continu ou en courant alternatif) peuvent être montés à l'arrière des moteurs. Ils peuvent venir en complément d'un freinage électrique pour l'arrêt complet du moteur et son maintien en position sans alimentation. Ces freins sont toujours à manque de courant, c'est à dire que le freinage se fait en l'absence d'alimentation du frein [8].

I.10 Détermination des paramètres du schéma équivalent

Le circuit équivalent d'une phase d'un moteur asynchrone est représenté sur la figure (I.12).

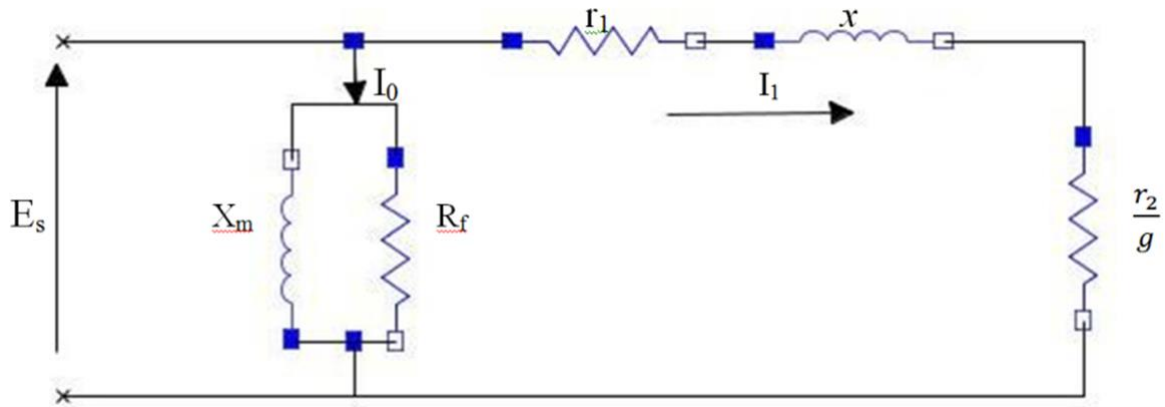


Figure I.12 : Schéma équivalent d'un moteur asynchrone.

R_f : Résistance qui rend compte des pertes ferromagnétiques.

X_m : Inductance de magnétisation.

x : Inductance de fuite d'une phase du stator.

r_1 : Résistance d'une phase du stator.

r_2 : Résistance d'une phase du rotor ramené au stator.

g : glissement.

On peut déterminer les valeurs approximative de r_1 , r_2 , X_m , R_f et x d'un moteur asynchrone en faisant un essai à vide et un essai à rotor bloqué.

✚ Essai à vide

Lorsque le moteur asynchrone tourne à vide la vitesse de rotation « n » est très proche de la vitesse de synchronisme « n_s » (vitesse du champ tournant), donc le glissement $g=0$. Dans ce cas le rapport $\frac{r_2}{g} \rightarrow \infty$, cela veut dire que nous avons un circuit ouvert. Dans ce cas le circuit équivalent devient :

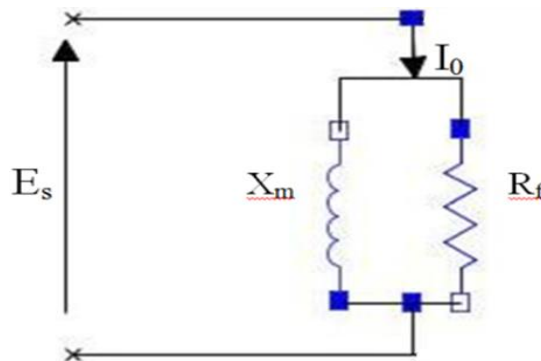


Figure I.13 : Schéma équivalent d'un essai à vide

On remarque sur la figure (I.13) que le courant I_1 devient négligeable par rapport au courant d'excitation I_0 , donc le circuit est composé que de la branche magnétisante (X_m en parallèle avec R_f). On peut déterminer ces deux paramètres par la mesure de différentes grandeurs (la tension, le courant et la puissance active absorbée par le moteur), comme suit :

- 1) Mesurer la résistance R_{LL} entre deux bornes du stator, le moteur étant débranché du réseau. En supposant une connexion en étoile, on trouve la valeur r_2 [6] :

$$r_1 = \frac{R_{LL}}{2} \tag{I.9}$$

- 2) Le moteur tournant à vide, appliquer la tension nominale ligne à ligne E_{AV} à ses bornes figure (I.14). Ensuite, mesurer les valeurs du courant I_{AV} et de la puissance active totale P_{AV} . Cela permet de calculer les valeurs de la puissance totale S_{AV} et de la puissance réactive totale Q_{AV} [6].

$$S_{AV} = \sqrt{3} E_{AV} I_{AV} \tag{I.10}$$

$$Q_{AV} = \sqrt{S_{AV}^2 - P_{AV}^2} \tag{I.11}$$

$$P_{AV} = p_f + p_v \tag{I.12}$$

p_f : représente les pertes dans le fer.

p_v : représente les pertes par frottement et ventilation.

La résistance R_f correspondant à p_f+p_v est :

$$R_f = \frac{E_{AV}^2}{(p_f+p_v)} \tag{I.13}$$

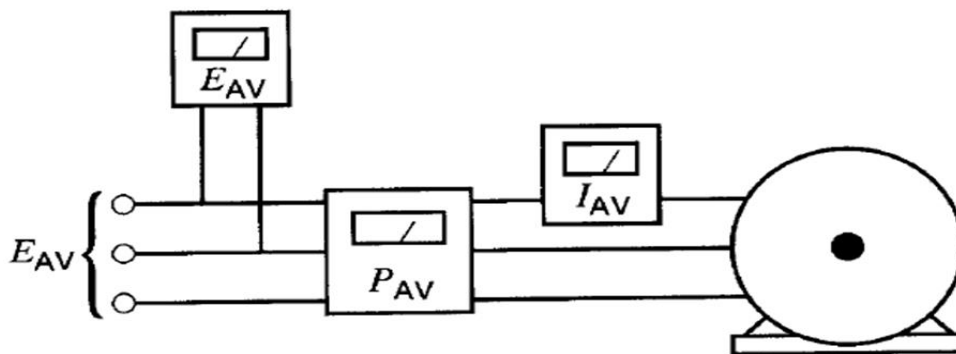


Figure I.14 : Montage expérimental de l'essai à vide.

La réactance de magnétisation est donnée par:

$$X_m = \frac{E_{AV}^2}{Q_{AV}} \tag{I.14}$$

✚ Essai à rotor bloqué

Lorsque le moteur asynchrone est en court-circuit (rotor bloqué) la vitesse de rotation « n » est égale à zéro, cela veut dire que le glissement égale à 1 ($g=1$) la valeur de $\frac{r_2}{g}$ devient simplement r_2 .

Le courant I_1 est plus grand que le courant I_0 ($I_1 \gg I_0$), Dans ce cas on peut négliger la branche magnétisante, le circuit équivalent devient :

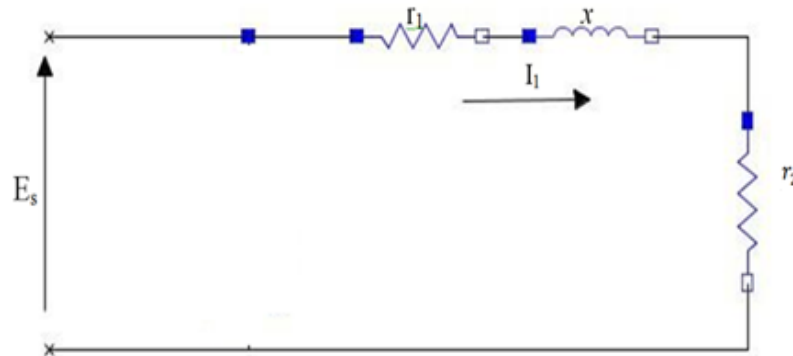


Figure I.15 : Schéma équivalent d'un essai à rotor bloqué.

Pour déterminer les valeurs de X et r_2 en faisant les essais suivants :

a) Le rotor étant bloqué, appliquer environ le sixième de la tension nominale au stator. De cette façon, le courant est à peu près égal à sa valeur nominale et le moteur ne surchauffe pas [6].

b) Prendre les lectures de E_{RB} (ligne à ligne), de I_{RB} et de la puissance active totale P_{RB} figure (I.16) [6].

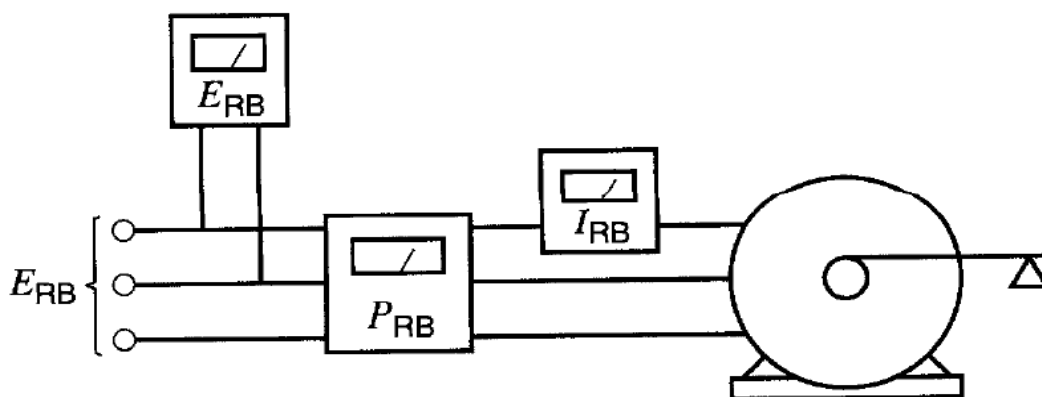


Figure I.16 : Schéma de montage de l'essai à rotor bloqué.

Pour trouver les valeurs de x et r_2 , on calcule la puissance apparente S_{RB} et la puissance réactive Q_{AB} , comme suit :

$$S_{RB} = \sqrt{3} E_{RB} I_{RB} \quad (\text{I.15})$$

$$Q_{RB} = \sqrt{S_{RB}^2 - P_{RB}^2} \quad (\text{I.16})$$

$$X = \frac{Q_{RB}}{3I_{RB}^2} \quad (\text{I.17})$$

$$P_{RB} = 3I_{RB}^2 (r_1 - r_2) \quad (\text{I.18})$$

$$r_2 = \frac{P_{RB}}{3I_{RB}^2} - r_1 \quad (\text{I.19})$$

I.11 Bilan de puissance de moteur asynchrone

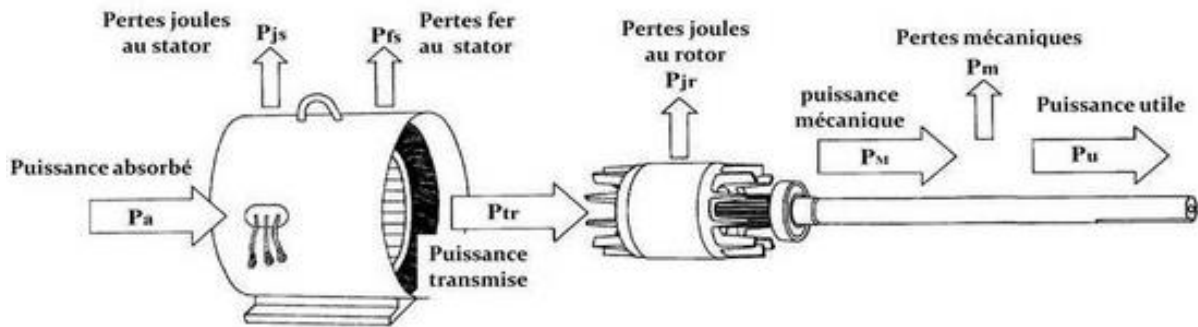


Figure I.17 : Schéma de puissance de MAS triphasé.

La puissance active appelée par le moteur au réseau est :

$$P_a = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (\text{I.20})$$

P_a : La puissance électrique absorbée en watts [W].

U : La tension entre deux phases en volts [V].

I : L'intensité du courant de ligne en ampères [A].

Le stator est le siège de pertes ferromagnétiques p_{fs} et de pertes par effet joule p_{js} :

-Si la résistance R est donnée entre deux bornes de phases on aura :

$$P_{js} = \frac{3}{2} R I^2 \quad (\text{I.21})$$

P_{js} : Les pertes par effet Joule dans le stator en watts [W].

R : La résistance entre deux bornes de phases en ohms [Ω].

I^2 : L'intensité du courant de ligne en ampères [A^2].

Si la résistance r est celle d'un enroulement on aura deux cas :

➤ **Couplage étoile**

$$P_{js}=3 r I^2 \tag{I.22}$$

P_{js} : Les pertes par effet Joule dans le stator en watts [W].

r : La résistance d'un enroulement en ohms [Ω].

I^2 : L'intensité du courant de ligne en ampères [A^2].

➤ **Couplage triangle**

$$P_{js}=3 r J^2 \tag{I.23}$$

P_{js} : Les pertes par effet Joule dans le stator en watts [W].

r : La résistance d'un enroulement en ohms [Ω].

J : L'intensité du courant dans un enroulement en Ampères² [A^2].

Les pertes fer statorique (pertes magnétiques) sont pratiquement indépendantes de la charge, elles sont liées à la valeur efficace U et à la fréquence f de la tension composée $U(t)$. Pour un réseau donnée, ces pertes sont considérées comme constantes, elles sont données, ou calculées par un essai à vide.

$$P_{fs} = P_{magnétique} \tag{I.24}$$

P_{fs} : Les pertes dans le fer du stator en watts [W].

La puissance électromagnétique transmise à travers l'entrefer est :

$$P_{tr}= p_a - (p_{js} + p_{fs}) \tag{I.25}$$

Ou bien :

$$P_{tr}=Tem. \Omega_s \tag{I.26}$$

Avec :

$$Tem = \frac{p_{tr}}{\Omega_s} \tag{I.27}$$

Ou :

$$Tem = \frac{p_M}{\Omega} \tag{I.28}$$

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

p_a : La puissance électrique absorbée en watts [W].

p_{js} : Les pertes par effet Joule dans le stator en watts [W].

p_{fs} : Les pertes dans le fer du stator en watts [W].

Ω_s : La vitesse de synchronisme [rd/ s].

Tem : Le couple électromagnétique [N.m].

Ω : La vitesse angulaire du rotor en radians par seconde [rad.s⁻¹].

P_M : Les pertes mécaniques dans le rotor en watts [W].

Le rotor est le siège de pertes ferromagnétiques p_{fr} et de pertes par effet joule p_{jr} :

$$P_{fr}=0 \tag{I.29}$$

P_{fr} : Les pertes dans le fer du rotor en watts [W].

Les pertes fer dans le rotor seront toujours négligées devant les autres la cause c'est que la fréquence des courants étant très faible.

$$P_{jr} = g \cdot p_{tr} \tag{I.30}$$

La puissance mécanique est donné par la relation :

$$P_M = p_{tr}(1-g) \tag{I.31}$$

P_M : Les pertes mécaniques dans le rotor en watts [W].

g : glissement (%).

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

La puissance mécanique interne (c'est-à-dire la partie de la puissance électrique transformée en puissance mécanique) est :

$$P_{em} = p_{tr} - (p_{jr} + p_{fr}) \tag{I.32}$$

$$P_{em} = T_{em} \Omega \tag{I.33}$$

T_{em} : Le couple électromagnétique [N.m].

Ω : La vitesse angulaire du rotor en radians par seconde [rad.s⁻¹].

La puissance utilisé par la charge entraînée (puissance utile) est donné par :

$$P_u = p_{em} - P_M \tag{I.34}$$

$$P_u = T_u \Omega \tag{I.35}$$

P_M : Les pertes mécaniques dans le rotor en watts [W].

T_u : Le couple utile [N.m].

P_u : La puissance utile en [W].

Expression du rendement d'un moteur asynchrone triphasé :

✓ **Le rendement par la mesure directe**

$$\eta = \frac{p_u}{p_a} \tag{I.36}$$

✓ **Expression de rendement approché**

Dans ce cas en négligent les pertes fer du rotor :

$$\eta = \frac{\text{puissance électrique absorbée} - \text{pertes mesurables}}{\text{puissance électrique absorbée}}$$

$$Pu = (1 - g)(pa - (pfs - pjs)) - pm \tag{I.37}$$

$$\eta = \frac{Pu = (1-g)(pa - (pfs - pjs)) - pm}{pa} \tag{I.38}$$

1.12 Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell spécifient que toute variation spatiale ou temporelle d'un champ électromagnétique en un point de l'espace entraîne ou est due à l'existence d'un autre champ au même point. Ces équations sont donc locales et sont valables dans n'importe quel système d'axes [12]. On utilise les quatre équations fondamentales aux dérivées partielles de Maxwell. Ces équations s'écrivent sous deux formes équivalentes qui sont :

1.12.1 Forme différentielle des équations de Maxwell

Maxwell-Gauss : $\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho$ (I.39)

Maxwell-Faraday : $\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ (I.40)

Conservation de flux : $\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$ (I.41)

Maxwell-Ampère : $\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ (I.42)

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

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

\vec{D} [C/m²] : Vecteur induction électrique.

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

\vec{J}_c [A/m²] : Vecteur densité de courant de conduction

ρ [C/m³] : Densité de charge volumique.

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ Et aussi noté \vec{J}_D est appelé vecteur densité de courant de déplacement.

I.12.2 Forme intégrale des équations de Maxwell

La première équation de Maxwell est héritée du théorème de Gauss, qui relie le flux du champ électrique à travers une surface fermée à la charge interne à cette surface :

$$\Phi = \oint_S \vec{E} \cdot \vec{ds} = \frac{Q_{int}}{\varepsilon} \quad (\text{I.43})$$

Avec la notation volumique pour la répartition de la charge, on peut écrire :

$$\oint_S \vec{E} \cdot \vec{ds} = \frac{1}{\varepsilon} \iiint_V \rho \cdot dv \quad (\text{I.44})$$

On appliquant le théorème de la divergence (théorème d'Ostrogradsky) on aura :

$$\oint_S \vec{E} \cdot \vec{ds} = \iiint_V \vec{\nabla} \cdot \vec{E} \cdot dv$$

Donc :

$$\iiint_V \vec{\nabla} \cdot \vec{E} \cdot dv = \frac{1}{\varepsilon} \iiint_V \rho \cdot dv \quad (\text{I.45})$$

Or :

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E}$$

On aura finalement la première équation de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{I.46})$$

Avec :

\vec{D} [C/m²] : Vecteur induction électrique.

ρ [C/m³] : Densités de charge volumique.

ε : Permittivité électrique du milieu [F/m].

\vec{E} [V/m] : Vecteur champs électrique.

Φ : Flux à travers une surface fermée entourant un volume [Weber].

Q_{int} : Charge électrique totale intérieure à la surface S [C].

ds : Élément de surface.

dv : Élément de volume.

Cette première équation de maxwell détermine que la densité de charge électrique est la source de champ électrique.

La deuxième équation de Maxwell est basée sur la loi de Faraday qui énonce qu'une force électromotrice est induite dans un circuit fermé lorsqu'il y a variation dans le temps du flux magnétique à travers le circuit.

Cette f.é.m. s'écrit avec un signe – qui correspond à la loi de Lenz comme suit :

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} \tag{I.47}$$

Or par définition on a :

$$e = \oint_{\Gamma} \vec{E} \cdot d\vec{l}$$

et

$$\Phi = \iint_s \vec{B} \cdot d\vec{s}$$

On aura alors :

$$\oint_{\Gamma} \vec{E} \cdot d\vec{l} = \frac{d}{dt} \iint_s \vec{B} \cdot d\vec{s} = - \iint_s \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{s} \tag{I.48}$$

Et d'après la formule de Stokes :

$$\oint_{\Gamma} \vec{E} \cdot d\vec{l} = \iint_s \vec{\nabla} \wedge \vec{E} \cdot d\vec{s} \tag{I.49}$$

On aura alors :

$$\iint_s \vec{\nabla} \wedge \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \iint_s \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{s} \tag{I.50}$$

On aboutit finalement à la deuxième équation de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{I.51}$$

Avec :

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

Cette équation indique que la variation d'un champ magnétique par rapport au temps peut créer un champ électrique à circulation non nulle.

La troisième équation de Maxwell déduite d'après la conservation du flux comme suit :

On a :

$$\Phi = \iint_S \vec{B} \cdot \vec{ds} = 0 \quad (\text{I.52})$$

Avec l'application de la divergence on obtient :

$$\oiint_S \vec{B} \cdot \vec{ds} = \iiint_V \vec{\nabla} \cdot \vec{E} \cdot dv \quad (\text{I.53})$$

Finalement la troisième équation de Maxwell s'écrit :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{I.54})$$

Cette équation détermine qu'il n'y a pas une source ponctuelle de champ magnétique comme son analogue de charge électrique ponctuelle pour le champ électrique.

La quatrième équation de Maxwell est basée sur la loi d'Ampère qui considère que la circulation d'un champ magnétique le long d'un contour est proportionnelle à la somme des courants traversant la surface délimitée par le contour.

$$\oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot \vec{dl} = \sum_{i=1}^n I_i \quad (\text{I.55})$$

D'où :

$$\oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot \vec{dl} = I$$

Or :

$$I = \iint_S \vec{J} \cdot \vec{ds} \quad (\text{I.56})$$

Et d'après le théorème de Stokes :

$$\oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot \vec{dl} = \iint_S \vec{\nabla} \times \vec{H} \cdot \vec{ds} \quad (\text{I.57})$$

On aura donc :

$$\iint_S \vec{\nabla} \times \vec{H} \cdot \vec{ds} = \iint_S \vec{J} \cdot \vec{ds} \quad (\text{I.58})$$

D'où :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} \quad (\text{I.59})$$

L'équation (I.52) n'est pas compatible avec l'équation de conservation de la charge

($\vec{\nabla} \cdot \vec{j} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0$), ce qui est ramené Maxwell à introduire un terme $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ qui correspond aux courants de déplacement.

D'où la quatrième équation de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{I.60})$$

\vec{H} [A/m] : Vecteur champs magnétique.

\vec{j} : Densité de courant de conduction [A/m²].

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Densité de courant de déplacement [A/m²]

Cette dernière équation de Maxwell associe la création d'un champ magnétique à la présence d'un courant ou /et à toute variation d'un champ électrique.

I.13 Equation de continuité

En appliquant la divergence à la quatrième équation de Maxwell, on aura :

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{H}) = \vec{\nabla} \cdot \left(\vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) = \frac{\partial}{\partial t} \vec{\nabla} \cdot \vec{D} + \vec{\nabla} \cdot \vec{j} \quad (\text{I.61})$$

Et d'après la première équation de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho$$

Or :

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{H}) = 0$$

On aura alors :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{j} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{I.62})$$

Cette équation s'appelle également équation de conservation de la charge électrique.

I.14 Lois du comportement du milieu

Ce sont des lois supplémentaires qui représentent les relations de constitution des matériaux, elles sont nécessaires pour la résolution des équations de Maxwell.

I.14.1 Relation du milieu

On distingue une relation magnétique qui exprime le lien entre le vecteur champ magnétique et la vecteur induction magnétique à travers la perméabilité magnétique et, une relation diélectrique qui exprime le lien entre le vecteur champ électrique et le vecteur déplacement électrique à travers la permittivité électrique. Dans le cas linéaire elles sont données respectivement comme suit :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (\text{I.63})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \quad (\text{I.64})$$

Avec :

μ : Perméabilité magnétique absolue [H/m],

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide, elle vaut $4.\pi.10^{-7}$ [H/m],

μ_r : Perméabilité magnétique relative du milieu considéré,

ε : Permittivité électrique [F/m],

ε_0 : Permittivité électrique du vide, elle vaut $\frac{10^{-9}}{36.\pi}$ [F/m],

ε_r : Permittivité électrique relative,

Dans certain cas, les coefficients μ et ε peuvent être fonction de \vec{H} , de \vec{E} et de température.

I.14.2 Loi d'Ohm

Elle exprime la relation liant le champ électrique à la densité de courant dans un milieu conducteur.

➤ Au repos :
$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad (\text{I.65})$$

➤ En mouvement :
$$\vec{j} = \sigma \cdot (\vec{E} + \vec{V} \times \vec{B}) \quad (\text{I.66})$$

Avec :

σ : conductivité électrique [m].

\vec{V} : vitesse de déplacement du milieu [m/s].

1.15 Condition de passage

Pour définir les relations entre les grandeurs des deux milieux électriquement et magnétiquement différents, on intègre les équations de Maxwell entre deux points très voisins de part et d'autre d'une surface séparant ces deux milieux [13].

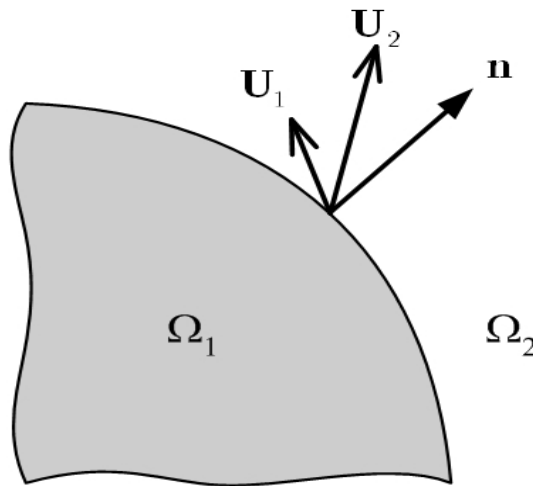


Figure I.18 : Interface entre deux milieux

- La relation de continuité de la composante tangentielle du vecteur champ électrique :

$$\vec{E}_{t1} = \vec{E}_{t2} \quad (\text{I.67})$$

- La relation de discontinuité de la composante normale de l'induction électrique \vec{D} due aux charges surfaciques q_s :

$$\vec{D}_{n1} - \vec{D}_{n2} = q_s \quad (\text{I.68})$$

- La relation de continuité de la composante normale de l'induction magnétique :

$$\vec{B}_{n1} = \vec{B}_{n2} \quad (\text{I.69})$$

- La relation de discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique \vec{H} due aux courants surfaciques \vec{K}_s :

$$\vec{H}_{t1} - \vec{H}_{t2} = \vec{K}_s \quad (\text{I.70})$$

1.16 Hypothèses simplificatrices

Les équations de Maxwell pourront être étudiées dans trois types de circonstances [14] :

- Le cas le plus général correspondant aux régimes variables, ou les quatre équations s'écrivent dans leur forme complète.
- Le cas particulier des régimes permanents, ou toute dépendance vis à vis du temps disparaît. Les quatre équations prennent alors la forme simplifiée.
- Le cas intermédiaire des régimes quasi-stationnaires, ou les quatre équations prennent une forme approchée.

En effet, les fréquences utilisées en électrotechnique sont relativement faibles ($f < 10^{12}$ Hz), dans ces conditions les courants de déplacement sont faibles ce qui revient à négliger le terme $(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t})$ devant le terme de conduction $(\sigma \vec{E})$. Cette condition est vérifiée pour un matériau conducteur, il suffit de calculer le rapport des courants $\frac{J_d}{J}$ qui doit être très inférieure à 1.

Avec : J_d représente le courant de déplacement,

J représente le courant de conduction.

Les équations de Maxwell seront alors comme suit :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho; \quad (\text{I.71})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \quad (\text{I.72})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0; \quad (\text{I.73})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j}. \quad (\text{I.74})$$

1.17 Equations électromagnétiques

1.17.1 Phénomènes électrostatiques

C'est un phénomène électrique indépendant du temps. La deuxième équation de Maxwell s'écrit alors :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = 0$$

Ce qui implique que :
$$\vec{E} = -\vec{\nabla} V \quad (\text{I.75})$$

Avec : V représente le potentiel scalaire électrique.

Sachant que :
$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho$$

Et :
$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$$

Dans le cas où les propriétés physiques sont linéaires :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (\text{I.76})$$

D'où :

$$\Delta V = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (\text{I.77})$$

L'équation (I.63) s'appelle équation électrostatique en termes de potentiel scalaire électrique V ou bien l'équation de poisson.

I.17.2 Phénomènes magnétostatiques

C'est un phénomène magnétique indépendant du temps. L'équation régissant ce phénomène sera recherchée en termes de potentiel magnétique scalaire ψ si les courants sont nuls, ou en termes de potentiel vecteur magnétiques \vec{A} si les courants ne sont pas nuls.

• En termes de potentiel magnétique scalaire ψ

Comme le phénomène est statique et les courants sont nuls, la quatrième équation de Maxwell sera :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = 0 \Rightarrow \exists \psi / \vec{H} = -\vec{\nabla} \psi \quad (\text{I.78})$$

D'autre part on a :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{et} \quad \vec{B} = \mu \vec{H}$$

D'où :

$$\vec{\nabla} \cdot (-\mu \cdot \vec{\nabla} \psi) = 0 \quad (\text{I.79})$$

Finalement dans le cas linéaire, on aboutit à l'équation de Laplace termes de potentiel magnétique scalaire ψ :

$$\Delta \psi = 0 \quad (\text{I.80})$$

• **En termes de potentiel vecteur magnétique \vec{A}**

D'après la troisième équation de Maxwell, on a :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad \Rightarrow \exists \vec{A} / \vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (\text{I.81})$$

Sachant que : $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \ll \vec{j}$

On aura la quatrième équation de Maxwell qui s'écrit comme suit :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j}$$

Or :

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

On aura :

$$\vec{\nabla} \times \frac{\vec{B}}{\mu} = \vec{j}$$

Avec :

$$\vec{j} = \vec{j}_s + \vec{j}_{\text{ind}} \quad \text{et} \quad \vec{j}_{\text{ind}} = 0$$

Et dans le cas linéaire on aura :

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{A}) = \mu \vec{j}_s \quad (\text{I.82})$$

Sachant que :

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{A}) = -\Delta \vec{A} + \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{A}) \quad (\text{I.83})$$

Et pour assurer l'unicité de la solution, la condition de Jauge de coulomb est nécessaire tel que :

$$\vec{\nabla} \times \vec{A} = 0$$

D'où :

$$\Delta \vec{A} + \mu \vec{J}_s = 0 \quad (\text{I.84})$$

C'est l'équation magnétostatique en termes de potentiel vecteur magnétique \vec{A} .

I.17.3 Phénomènes électrodynamiques

C'est un phénomène électrique dépendant du temps. Après avoir remplacé l'induction magnétique \vec{B} par sa valeur ($\mu \vec{H}$) dans la deuxième équation de Maxwell, on applique le rotationnel pour les deux membres de l'équation on aura dans le cas linéaire :

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = -\mu \frac{\partial}{\partial t} (\vec{\nabla} \times \vec{H}) \quad (\text{I.85})$$

D'où :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

Avec :

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \vec{J}_{\text{ind}}$$

Et :

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$$

On aura alors :

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = -\mu \frac{\partial}{\partial t} (\vec{J}_s + \sigma \vec{E} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}) \quad (\text{I.86})$$

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) + \sigma \mu \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = -\mu \frac{\partial \vec{J}_s}{\partial t} \quad (\text{I.87})$$

C'est l'équation électrodynamique en termes de champ électrique \vec{E} avec le terme source.

Dans le cas harmonique on a : $\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = j\omega \vec{E}$ et $\frac{\partial \vec{J}_s}{\partial t} = j\omega \vec{J}_s$

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) - \mu \varepsilon \omega^2 \cdot \vec{E} + j\mu \sigma \cdot \vec{E} = -j\mu \omega \cdot \vec{J}_s \quad (\text{I.88})$$

I.17.4 Phénomènes magnétodynamiques

D'après la deuxième équation de Maxwell on a :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

Avec:

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A}$$

On aura :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} + \frac{\partial}{\partial t} (\vec{\nabla} \times \vec{A}) = 0 \quad (\text{I.89})$$

$$\vec{\nabla} \times \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \Rightarrow \exists V / \vec{E} = -\vec{\nabla} V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{I.90})$$

D'où :

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \Rightarrow \vec{j} = -\sigma \vec{\nabla} V - \sigma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{j}_s + \vec{j}_{ind} \quad (\text{I.91})$$

D'autre part, on a :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j}; \quad \vec{j} = \vec{j}_s + \vec{j}_{ind}$$

$$\text{Or :} \quad \vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu} \quad \text{et} \quad \vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A}$$

Et dans le cas linéaire on aboutit à :

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{A}) + \sigma \mu \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \mu \vec{J}_s \quad (\text{I.92})$$

C'est l'équation magnétodynamique en termes de potentiel vecteur magnétique \vec{A} traduisant le phénomène de pénétration des courants induits dans le cas linéaire.

Dans le cas harmonique on a :

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = j\omega \vec{A}$$

D'où :

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{A}) + j\mu\sigma\omega \cdot \vec{A} = \mu \vec{J}_s \quad (\text{I.93})$$

I.18 Condition aux limites

On s'intéresse à ce qui se passe particulièrement à proximité et à l'intérieur d'une barre. Nous rappelons que la perméabilité du conducteur massif (cuivre, aluminium, acier, etc...) constitutif est égale à la perméabilité de l'air soit $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} (\text{H/m})$. Le comportement des lignes de champ à l'intérieur des barres s'assimile à ce qui pourrait se passer dans un entrefer.

Les lignes de champ sont perpendiculaires aux parois des barres [4].

On distingue principalement deux types de conditions aux limites, Neumann et Dirichlet.

•Condition de Neumann

Cette condition est appliquée lorsque la valeur de la grandeur calculée n'est pas connue à la Frontière du domaine d'étude :

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial \vec{n}} = C$$

Avec C : constante

Pour les problèmes magnétiques, on définit généralement $\frac{\partial \vec{A}}{\partial \vec{n}} = 0$, pour avoir le flux perpendiculaire aux frontière

•Condition de Dirichlet

Cette condition nous informe sur la valeur exacte de l'inconnu sur la frontière du domaine d'études.

Elle est sous forme :

$$\vec{A} = C_0$$

Avec C_0 : Constante

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

I.19 Différents types d'équations aux dérivées partielles

I.19.1 Equation elliptique

C'est une équation stationnaire, elle traite des problèmes indépendants de temps, elle est sous la forme suivante :

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} = 0 \quad (\text{I.94})$$

Avec :

$\Psi(x, y, z)$: est la fonction inconnue de phénomène.

I.19.2 Equation parabolique

C'est une équation d'évolution, elle traite des problèmes en régimes transitoires, elle est sous la forme suivante :

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} - \frac{\partial \Psi}{\partial t} = 0 \quad (\text{I.95})$$

Avec :

$\Psi(x, y, z, t)$: Est la fonction inconnue de phénomène.

I.19.3 Equation hyperbolique

C'est une équation d'évolution, elle traite des problèmes de propagation d'onde, elle est sous la forme suivante :

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial z^2} - \frac{\partial^2 \Psi}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{I.96})$$

I.20. Résolution des problèmes électromagnétique

La résolution du problème électromagnétique (équations aux dérivées partielles) peut se faire avec deux types de méthodes différentes :

I.20.1 Méthode analytique

Ce sont les premières méthodes utilisées. Elles sont d'emploi restreint à des géométries bidimensionnelles. La méthode analytique la plus puissante et la plus couramment utilisée pour la résolution des équations différentielles aux dérivées partielles est la méthode de séparation des variables. Le principe de cette méthode consiste à mettre l'inconnue sous forme d'un produit des fonctions, dont chacune ne dépend que d'une seule variable.

Si la résolution analytique semble relativement facile et donne des solutions exactes, elle présente l'inconvénient majeur de ne pas prendre en compte la non-linéarité et la déformation de la géométrie [15].

I.20.2 Méthodes numériques

L'avènement de l'outil informatique a révolutionné les sciences de l'ingénieur. Des problèmes, autrefois insolubles avec les méthodes classiques, sont maintenant facilement accessibles avec les méthodes numériques qui consistent en une discrétisation des équations aux dérivées partielles. Parmi ces méthodes, on trouve la méthode des différences finies (MDF), les intégrales de frontières et la méthode des éléments finis (MEF); cette dernière s'adapte bien aux géométries complexes [15].

Ces méthodes présentent les avantages suivants :

- Ils sont précis, car ils peuvent tenir compte des phénomènes locaux et ce d'autant plus que le maillage de la structure est plus fin [16].
- Ils se présentent le plus souvent sous forme de logiciels génériques dans lesquels on ne fait que décrire la structure géométrique et ses propriétés physiques ; ainsi le temps de développement est plutôt court [16].

I.20.2.1 La méthode des différences finies

La méthode des différences finies est basée sur la transformation de l'opérateur différentiel en un opérateur aux différences ou chaque dérivée est approchée par une différence de valeurs de l'inconnu aux points de calcul (nœuds) du domaine de résolution [17].

Considérons le domaine suivant :

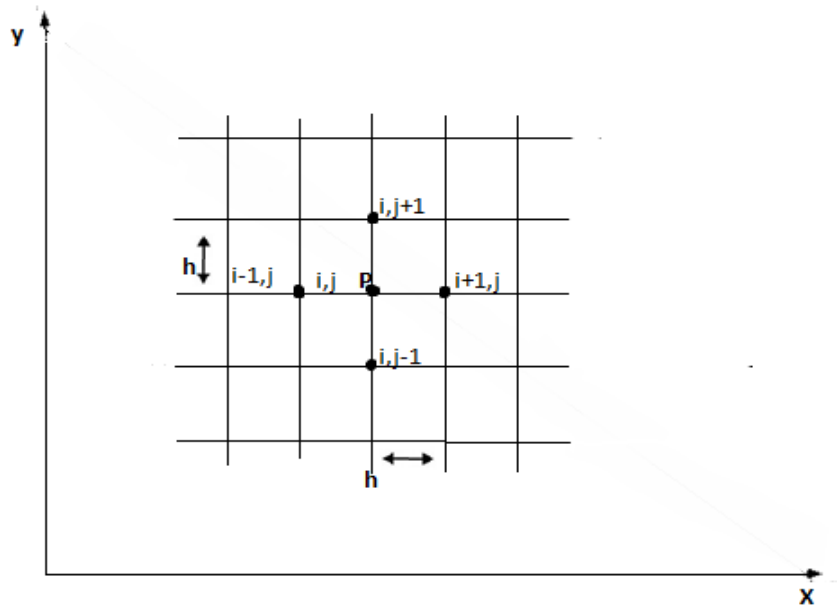


Figure I.19 : Représentation du maillage type différences finies.

Si on applique un développement limité en série de Taylor de la fonction à déterminer en chacun des nœuds du maillage, l'approximation des dérivées aux points (i, j) est :

$$\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right)_{i,j} = \frac{A_{i+1,j} - A_{i-1,j}}{2h} \tag{I.97}$$

$$\left(\frac{\partial A}{\partial y}\right)_{i,j} = \frac{A_{i,j+1} - A_{i,j-1}}{2h} \tag{I.98}$$

$$\left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2}\right)_{i,j} = \frac{A_{i+1,j} - 2A_{i,j} + A_{i-1,j}}{h^2} \tag{I.99}$$

$$\left(\frac{\partial^2 A}{\partial y^2}\right)_{i,j} = \frac{A_{i,j+1} - 2A_{i,j} + A_{i,j-1}}{h^2} \tag{I.100}$$

Ce qui permet de déduire l'expression de Laplacien :

$$(\Delta A)_{i,j} = \left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2}\right)_{i,j} + \left(\frac{\partial^2 A}{\partial y^2}\right)_{i,j} \tag{I.101}$$

$$(\Delta A)_{i,j} = \frac{A_{i+1,j} + A_{i-1,j} + A_{i,j+1} + A_{i,j-1} - 4A_{i,j}}{h^2} \quad (\text{I.102})$$

On écrivant la formule (I.93) en tout nœud du domaine on aboutit au système matriciel à résoudre suivant :

$$[M] [A] = [K]$$

Avec :

[M] : La matrice inversible.

[A] : La matrice des inconnues.

[K] : La matrice source.

I.20.2.2 Méthode des intégrales de frontière

La méthode des intégrales de frontières a été utilisée dans le domaine numérique pour la résolution des équations de Maxwell par C.W Trowbridge et son groupe. Elle permet la détermination des grandeurs inconnues sur la frontière du domaine et ne s'applique que dans le cas où le milieu considéré est linéaire [18].

Cette méthode trouve son application lorsque les fréquences de travail sont très importantes car la profondeur de pénétration deviennent très faible vis-à-vis des autres dimensions géométriques du dispositif étudié. Une discrétisation en éléments finis ferait aboutir à des difficultés insurmontables à cause de grand nombre d'éléments nécessaires à cette discrétisation. Elle présente l'avantage de prendre en compte des domaines infinis, une taille de systèmes algébrique réduite et donc un temps de calcul minime. Comme elle présente l'inconvénient de ne résoudre que les problèmes linéaires et une imprécision due à la considération des courants surfacique [18].

I.20.2.3 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées actuellement pour résoudre d'une manière efficace les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques.

La grande souplesse d'adaptation de cette méthode à modéliser des phénomènes stationnaires ou non stationnaires, linéaires ou non linéaires, dans des géométries complexes, a permis son utilisation dans la quasi-totalité des problèmes de champs aux dérivées partielles.

Elle s'applique à des domaines très variés de la physique de façon générale et à l'électromagnétisme en particulier. Le moteur linéaire par exemple englobe des phénomènes électriques et magnétiques couplés, par la présence des courants induits. En plus de ce couplage, la géométrie de la machine comprend une zone dentaire anisotrope et

composée d'une distribution spatio-temporelle de courants et certains matériaux (ferromagnétiques) qui présentent des caractéristiques non linéaires. En tout cas, la méthode des éléments finis est tout à fait adaptée pour modéliser et tenir compte de ces phénomènes interdépendants non linéaires (et éventuellement non stationnaires) [16].

Cette méthode est utilisée dans de nombreux logiciels pour des analyses mécanique, thermique ou électromagnétiques ; elle est à la base en particulier du logiciel FEMM.

I.21 Formulation éléments finis

Nous définissons la méthode des éléments finis comme une méthode de discrétisation des formes intégrales de type Galerkin : elle remplace la forme intégrale globale par la somme de formes intégrales élémentaires puis discrétiser celles-ci en utilisant une approximation par éléments finis [19].

La formulation intégrale peut se faire par deux types :

- Variationnelle
- Résidus pondérés

I.21.1 Formulation variationnelle

La méthode variationnelle exige la connaissance au préalable de la fonctionnelle d'énergie du système à étudier. Cette fonctionnelle est déterminée à partir de l'action Hamiltonienne qui stipule l'existence d'une fonctionnelle de type intégrale définie par [19],[20].

$$F(A) = \int_{\Omega} L(A) d\Omega \quad (\text{I.103})$$

L: fonction de Lagrange qui résulte de la Co-énergie du système de type cinétique et de son énergie potentielle.

Ω : Domaine d résolution

Avec :

$$L(A) = W_c - W_p \quad (\text{I.104})$$

W_c : est l'énergie cinétique.

W_p : est l'énergie potentiel.

Résoudre le problème variationnel défini par la fonctionnelle d'énergie $F(A)$ revient à appliquer la condition de minimisation.

✓ Cas d'un phénomène magnétique

Dans ce cas, la fonction de Lagrange est donnée par l'expression :

$$L = \int_0^B \nu B \, dB - JA \quad (\text{I.105})$$

A: Potentiel vecteur magnétique [T.m].

J : Densité de courant [A/m^2].

$\nu = \frac{1}{\mu}$: Réductance magnétique [H/m]⁻¹.

B : Induction magnétique [T].

L'expression de la fonctionnelle d'énergie est donnée comme suit :

$$F(A) = \left[\int_0^B \nu B \, dB - JA \right] d\Omega \quad (\text{I.106})$$

La résolution du problème variationnel défini par la fonctionnelle d'énergie $F(A)$ revient à minimiser cette fonctionnelle ; la minimisation est effectuée en utilisant le principe de Rayleigh – Ritz qui s'énonce comme suit [19] « la dérivée de la fonctionnelle d'énergie $F(A)$ par rapport à chaque inconnue au nœud est nulle ».

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A_i} = 0 \text{ pour } i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (\text{I.107})$$

Ou :

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A_i} = 0 \implies \frac{\partial F(A)}{\partial A_1} = \frac{\partial F(A)}{\partial A_2} = \frac{\partial F(A)}{\partial A_3} = \dots = \frac{\partial F(A)}{\partial A_n} = 0 \quad (\text{I.108})$$

Avec :

A_i : L'inconnue au nœud i du domaine.

n : Le nombre de nœuds du domaine.

I.21.2 Formulation résidus pondérés (projective)

La formulation résidus pondérés est la plus utilisée que la formulation variationnelle, elle est appelée également formulation projective, son principe est basé sur un théorème qui stipule que seul le vecteur nul est perpendiculaire à tous les vecteurs de l'espace. Elle s'exprime par [14] :

$$\int_{\Omega} R(A) \psi_i \, d\Omega = 0 \quad (\text{I.109})$$

Avec :

$$R(A) = L(A) - f \quad (\text{I.110})$$

L : Opérateur différentiel.

A : Inconnue du problème .

f : Fonction définis sur le domaine.

ψ_i : Fonction de projection ou de pondération.

I.22 Formulation éléments finis des équations électromagnétiques

L'équation magnétodynamique en régime harmonique et dans le cas linéaire est donnée par l'expression citée déjà dans (I.93) :

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{A}) + \sigma \mu \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \mu \vec{J}_s$$

La composante du potentiel vecteur magnétique \vec{A} et celle de la densité de courant \vec{J}_s sont dans la même direction et parallèle à l'axe \vec{OZ} dans le cas à deux dimensions [x,y].

Dans ces conditions l'équation (I.93) s'écrira comme suit :

$$-\left(\frac{\partial^2 A_Z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_Z}{\partial y^2}\right) \vec{k} + j\sigma\mu\omega \cdot A_Z \vec{k} = \mu J_Z \vec{k} \quad (\text{I.111})$$

En appliquant la méthode de Galerkin à l'équation (I.111) on obtient :

$$\iint_{\Omega} \left[-\left(\frac{\partial^2 A_Z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_Z}{\partial y^2}\right) + j\sigma\mu\omega \cdot A_Z - \mu \vec{J}_s\right] \cdot \phi_i dx dy = 0 \quad (\text{I.112})$$

$$\iint_{\Omega} \left(-\frac{\partial^2 A_Z}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 A_Z}{\partial y^2}\right) \cdot \phi_i dx dy + \iint_{\Omega} j\sigma\mu\omega \cdot A_Z \cdot \phi_i dx dy = \iint_{\Omega} \mu J_Z \cdot \phi_i dx dy \quad (\text{I.113})$$

En appliquant le théorème de Green on aura :

$$\iint_{\Omega} \left(-\frac{\partial^2 A_Z}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 A_Z}{\partial y^2}\right) \cdot \phi_i dx dy = \iint_{\Omega} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial A_Z}{\partial x} + \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial A_Z}{\partial y}\right) dx dy - \oint_{\Gamma} \frac{\partial A_Z}{\partial n} \cdot \phi_i d\Gamma \quad (\text{I.114})$$

En appliquant les conditions aux limites de types Dirichlet et Neumann on aura :

$$\oint_{\Gamma} \frac{\partial A_Z}{\partial n} \cdot \phi_i d\Gamma = 0$$

La formulation (I.107) devient :

$$\iint_{\Omega} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial A_Z}{\partial x} + \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial A_Z}{\partial y}\right) dx dy + \iint_{\Omega} j\sigma\mu\omega \cdot A_Z \cdot \phi_i dx dy = \iint_{\Omega} \mu J_Z \cdot \phi_i dx dy \quad (\text{I.115})$$

Sachant la fonction d'approximation de A_Z :

$$A_Z = \sum_{j=1}^n \phi_j(x, y) \cdot A_j \quad (\text{I.116})$$

On aura :

$$\sum_{j=1}^n \iint_{\Omega} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial \phi_j}{\partial x} + \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial \phi_j}{\partial y} \right) A_j dx dy + \sum_{j=1}^n \iint_{\Omega} j \sigma \mu \omega \cdot A_j \cdot \phi_j \cdot \phi_i dx dy = \iint_{\Omega} \mu J_z \cdot \phi_i dx dy$$

$$\sum_{j=1}^n \left(\iint_{\Omega} \vec{\nabla} \phi_i \cdot \vec{\nabla} \phi_j \cdot A_j dx dy + j \omega \iint_{\Omega} \sigma \mu A_j \cdot \phi_j \cdot \phi_i dx dy \right) = \iint_{\Omega} \mu J_z \cdot \phi_i dx dy$$

Or, les grandeurs \vec{A}_z et \vec{J}_z sont complexes, on aboutit alors au système matriciel à résoudre :

$$[M] + j\omega [N] [\vec{A}] = [\vec{K}] \quad (\text{I.117})$$

Avec :

$$\vec{A} = A_r + j A_{im}$$

$$\vec{K} = K_r + j K_{im}$$

$$\vec{J}_z = J_{zr} + j J_{zim}$$

$$M_{ij} = \iint_{\Omega} \vec{\nabla} \phi_i \cdot \vec{\nabla} \phi_j \cdot A_j dx dy$$

$$N_{ij} = \iint_{\Omega} \sigma \mu A_j \cdot \phi_j \cdot \phi_i dx dy$$

$$K_r = \iint_{\Omega} \mu J_{zr} \cdot \phi_i dx dy$$

$$K_{im} = \iint_{\Omega} \mu J_z \cdot \phi_i dx dy$$

I.22.1 En milieu inducteur

Au milieu inducteur, il n'y a pas des courants induits, par conséquent on aura :

$$j\sigma\omega A_z = 0 \quad (\text{I.118})$$

Et l'équation (I.111) devient :

$$-\left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) \vec{k} = \mu J_z \vec{k} \quad (\text{I.119})$$

En appliquant les mêmes calculs que précédemment on aboutit au système matriciel suivant :

$$[M][\vec{A}] = [\vec{K}] \quad (\text{I.120})$$

I.22.2 En milieu induit

Au milieu induit, il n'y a de courants de source, par conséquent on aura :

$$J_z = 0 \quad (\text{I.121})$$

Et l'équation (I.111) devient :

$$-\left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2}\right) \vec{k} + j\sigma\mu\omega \cdot A_z \vec{k} = 0 \quad (\text{I.122})$$

En appliquant les mêmes calculs que précédemment on aboutit au système matriciel suivant :

$$\{[M] + j\omega[N]\}[\bar{A}] = 0 \quad (\text{I.123})$$

I.22.3 Dans l'air

Au milieu induit, il n'y a ni le courant de source et ni les courants induits, par conséquent on aura :

$$J_z = 0 \quad \text{et} \quad j\sigma\omega \cdot A_z = 0 \quad (\text{I.124})$$

Et l'équation (I.111) devient :

$$-\left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2}\right) \vec{k} = 0 \quad (\text{I.125})$$

En appliquant les mêmes calculs que précédemment on aboutit au système matriciel suivant :

$$[M][\bar{A}] = 0 \quad (\text{I.126})$$

I.23. Conclusion

Ce chapitre contient deux parties, la première partie est consacrée pour la constitution, le principe de fonctionnement et les régimes de fonctionnement de la machine asynchrone.

La deuxième partie contient les équations de Maxwell, nous avons décrit les différentes équations aux dérivées partielles et leur méthode de résolution. Enfin, on a présenté la formulation élément finis dans le différent milieu existant dans une machine électrique.

Chapitre II

Différents défauts et techniques de diagnostic des machines électriques

II.1 Introduction

La machine asynchrone avec tous ces avantages, peut parfois présenter différents types de défauts. Ces défauts se déclarent dans les différentes parties de la machine qu'ils soient de nature magnétique, mécanique ou électrique et leurs causes sont variées. Parmi ces défauts on peut citer la rupture des barres rotoriques.

Pour la détection des défauts, qu'il soit mécanique ou électrique, on utilise les différentes techniques de diagnostic.

II.2 Etude des différents défauts affectant le moteur asynchrone

Bien que la machine asynchrone a la réputation d'être robuste, elle peut présenter comme tout autre machine électrique, des défaillances d'ordre électrique ou mécanique. Notre objectif est de détecter ces défauts en cours d'évolution ou en cours d'apparition [11].

Parmi toutes les méthodes utilisées ou proposées, on se doit de prélever un ou plusieurs signaux pour :

- Les traiter,
- Les analyser,
- Conclure à une défaillance ou non, avec certitude.

II.2.1 Les causes des défauts

Il existe différents défauts affectant le moteur asynchrone.

Pour le stator, les effets sont principalement dus à un problème [10] :

- Thermique (surcharge),
- Electrique (diélectrique),
- Mécanique (bobinage),
- Environnemental (agression).

Pour le rotor, les effets sont essentiellement dus à un problème [10] :

- Thermique (surcharge),
- Electromagnétique (Force en fonction $B^2(t)$),
- Résiduel (déformation),
- Dynamique (arbre de transmission),
- Mécanique (roulement),
- Environnemental (agression).

On peut représenter la répartition de ces défauts selon la figure suivante :

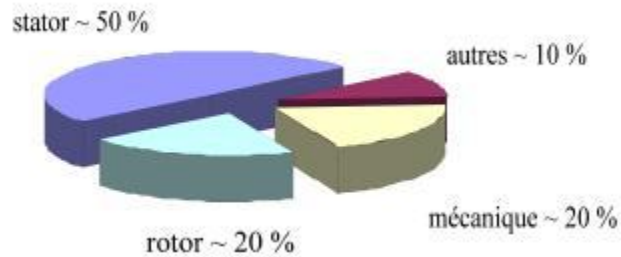


Figure II.1 : La répartition des pannes.

II.2.2. Défauts statoriques

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit [21] :

A. Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- Dégradation de l'isolant à la fabrication.
- Tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- Vibrations mécaniques.
- Courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation.
- Vieillesse naturelle des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation 'normale', l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- Fonctionnement dans un environnement sévère.

B. Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère

variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2ème court-circuit).

Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut.

C. Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

D. Court-circuit phase/bâti

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit.

Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels). En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas.

Cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut.

E. Défauts de circuit magnétique

Ces défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension, d'élévation importante du courant, etc.

A partir des études théoriques, il a été montré que le courant statorique avait un spectre enrichi par la création d'un court-circuit au stator. Les fréquences sont données par la relation [10]:

$$f_{cc} = [(n/p) \cdot (1 - g) \pm k] \cdot f \quad (\text{Hz}) \quad (\text{II.1})$$

- f_{cc} : fréquence « de court-circuit ».
- n : 1, 2, 3, ..., $n \in N$.
- p : nombre de pair de pôles.
- g : glissement.
- k : 1, 2, 3, ..., $k \in N$.
- f : fréquence d'alimentation.

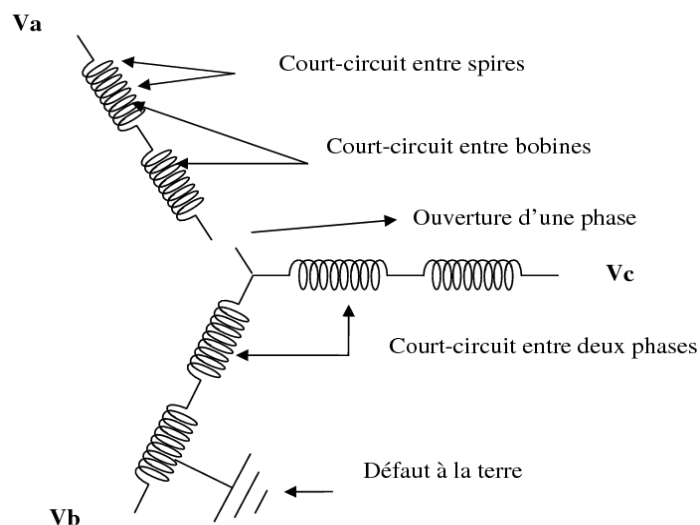


Figure II.2 : Défauts statoriques.

II.2.3 Défauts rotoriques

Les différents éléments pouvant être défectueux se répartissent en 3 catégories. Celles-ci sont [11] :

- Portion d'anneau ou de barre au rotor.
- Roulement à billes.
- Excentricité statique, dynamique, mixte.

Il est important de souligner que les défauts rotoriques peuvent être la cause de défauts dans les autres parties de la machine, et entraîner ainsi un dysfonctionnement plus grave.

II.2.3.1 Défaut de rupture de barres et de segments cassés

Un des défauts les plus difficiles à détecter concerne les ruptures de barres qui sont les pannes majeures pour les rotors à cage. Ces défauts représentent la particularité d'être progressives et partielles. Il s'agit d'un phénomène à évolution lente ce qui permet de poursuivre l'exploitation de la machine sans arrêt.

Les ruptures de barres figure (II.3) sont essentiellement liées à des erreurs d'exploitation (démarrage très lent non détecté, non-respect du délai de refroidissement entre démarrages successifs), ou à des défauts de fabrication (mauvaise coulée) [22].

Les conséquences de ce type de défaut ne sont pas anodines car elles induisent :

- Un vieillissement mécanique de la ligne d'arbre à cause des fluctuations de couple,
- Une rupture des autres barres du fait des courants plus importants qui les parcourent et des efforts électrodynamiques,
- Une influence sur les formes d'ondes des signaux d'alimentation de la machine.



1 barre partiellement cassée

3 barres cassées

4 barres cassées

Figure II.3 : Rupture de barre.

Le rotor avec ce défaut crée, en plus du champ rotorique direct qui tourne à la vitesse $s\omega_s$ par rapport au rotor (s le glissement de la machine), un champ inverse qui, lui tourne à une vitesse $-s\omega_s$. L'interaction de ces champs avec celui issu du bobinage statorique donne naissance des composantes de fréquence $2s\omega_s$ dans le couple électromagnétique. Ces composantes seront la cause d'oscillations de la vitesse. Cette dernière donne naissance à des f.e.m aux pulsations ω_s , $(1 - 2s)\omega_s$, $(1 + 2s)\omega_s$ et $(1 - 4s)\omega_s$, qui créent à leur tour des courants aux mêmes pulsations [23]. Les champs créent par ces courants vont à leur tour induire au rotor des courants directs et inverses. Ainsi par un processus identique, on retrouve dans le courant statorique des composantes de fréquences [25][24] :

$$fb = (1 \pm k.s)f \quad (II.2)$$

Avec :

k : c'est un entier positif,

s : le glissement,

f : la fréquence d'alimentation.

Le schéma de la figure (II.4) permet une meilleure compréhension du fonctionnement du moteur avec un rotor sain alors que celui de la figure (II.5) décrit le phénomène dû à l'apparition du défaut rotorique sachant que :

$$\omega_s = \frac{2\pi f}{p}, \text{représente la vitesse de synchronisme, } p \text{ est le nombre de paires de pôles de la machine.} \tag{II.3}$$

$$\omega_r = (1 - s)\omega_s \text{ la vitesse de rotation,} \tag{II.4}$$

$$\omega = \omega_s - \omega_r \text{ la vitesse de glissement,} \tag{II.5}$$

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \text{ le glissement,} \tag{II.6}$$

Alors :

$$\omega_{\text{défaut}} = \omega_r - s\omega_s = (1 - s)\omega_s - s\omega_s \tag{II.7}$$

$$\omega_{\text{défaut}} = (1 - 2s)\omega_s \tag{II.8}$$

D'où la fréquence du défaut :

$$f_b = (1 - s)f - sf = (1 - 2s)f \tag{II.9}$$

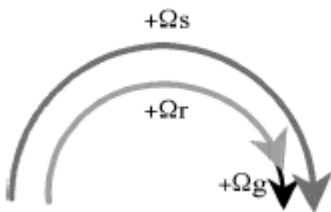


Figure II.4: schéma de fonctionnement du moteur sain

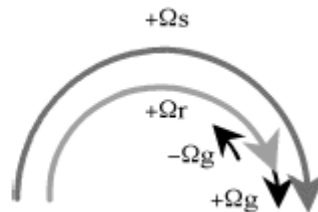


Figure II.5 : schéma de fonctionnement d'un moteur défaillant

II.2.3.2 Défauts d'excentricité

La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries qui sont naturelle .Celle-ci relèvent de trois catégories qui sont pour l'essentiel [10] :

1. L'excentricité statique,
2. L'excentricité dynamique,
3. L'excentricité mixte,

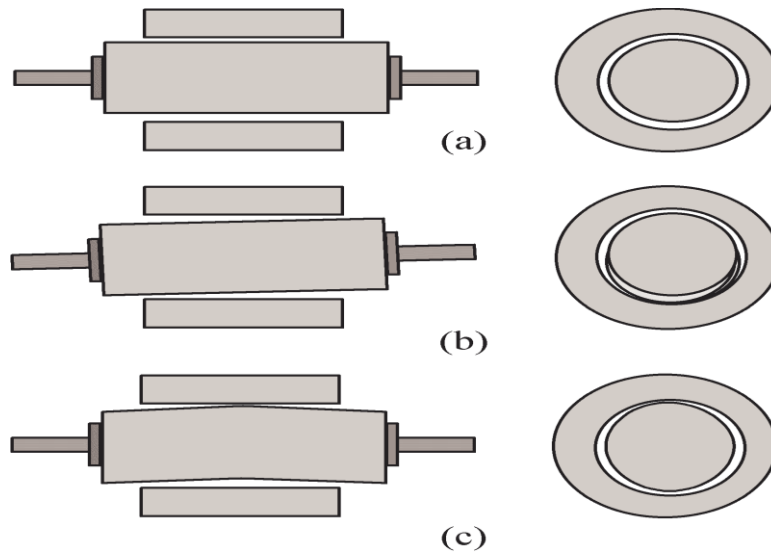


Figure II.6 :a)Excentricité statique, b) excentricité dynamique, c) excentricité mixte.

1. **L'excentricité statique** : correspond au cas où le centre de rotation de l'arbre n'est pas celui du centre géométrique du stator.
2. **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.
3. **L'excentricité mixte** : c'est la somme des deux cas présentés ci-avant.

Les fréquences induites, proche du fondamental, sont données par la relation suivante :

$$f_{exc} = f \left(1 \pm n \cdot \left(\frac{1-g}{p} \right) \right) \quad (\text{Hz}) \quad (\text{II.10})$$

Ou :

P : nombre de pair de pôles.

f_{exc} : Fréquence d'excentricité.

n : 1, 2, 3, ..., $n \in \mathbb{N}$

g : glissement.

f : fréquence d'alimentation.

Cette relation a l'avantage de ne pas nécessiter de connaissance précise de la machine asynchrone car elle ne fait pas apparaître de terme lié à sa conception.

Une seconde approche consiste à utiliser une expression liant le défaut de barre cassée à celle de l'excentricité et des encoches au rotor. C'est ainsi qu'une équation, nous forme compacte,

fait apparaître les harmoniques de fréquences relatives à ces défauts, et qui dépendent pour beaucoup du nombre de paires de pôles.

$$f_{exc} = \left((kR \pm n_d) \cdot \left(\frac{1-g}{p} \right) \pm n_{\omega_s} \right) f \quad (\text{Hz}) \quad (\text{II.11})$$

- f_{exc} : fréquence d'excentricité.
- $k : 1, 2, 3, \dots, k \in N$
- R : nombre d'encoche au stator.
- $n_d \in N$
- g : le glissement.
- p : nombre de paires de pôles
- $n_{\omega_s} : 1, 2, 3, \dots, n_{\omega_s} \in N$
- f : fréquence d'alimentation.

Dans le cas d'excentricité statique, $n_d = 0$, alors que pour l'excentricité dynamique, n_d peut prendre les valeurs : $1, 2, 3, \dots$ (n_d est connu sous le nom « ordre d'excentricité »).

Le coefficient n_{ω_s} représente l'harmonique de temps lié à l'alimentation du moteur asynchrone.

II.2.3.3 Défaut de roulement

Les études permettent de classer le défaut de roulement à bille comme suivant [26] [25]:

- Trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures.
- Ondulation de leur surface de roulement.
- Attaque des billes.
- Corrosion due à l'eau.
- Défaut de graissage, problème dû à la température.
- Découlement, effritement de surface, provoqués par une surcharge.

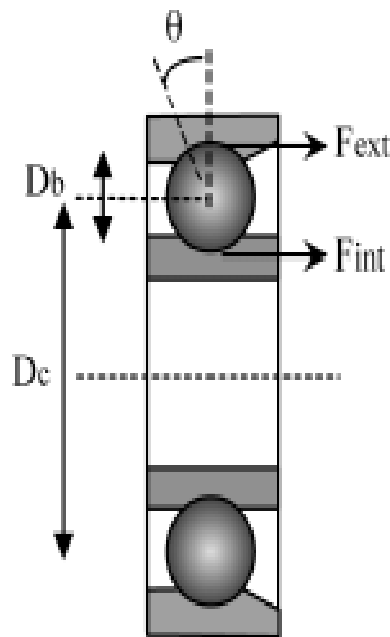


Figure II.7 : Les roulements à billes.

La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basée sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer de la machine asynchrone. Un défaut de roulement à billes se manifeste par la répétition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieure comme intérieure [11].

La fréquence de répétition sera pour la cage intérieure et extérieure :

$$f_{int} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 + \frac{DB}{DC} \cos(\theta) \right] \quad (II.12)$$

$$f_{ext} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 + \frac{DB}{DC} \cos(\theta) \right] \quad (II.13)$$

Le spectre en courant est alors décrit par :

$$f_{ext,int} = f \pm \frac{n_b}{2} f_r \left[1 \pm \frac{DB}{DC} \cos(\theta) \right] \quad (II.14)$$

Cette expression contient des données spécifiques au roulement à billes.

- f = fréquence d'alimentation.
- f_r = fréquence de rotation mécanique.
- $n = 1, 2, 3, \dots, n \in N$.
- n_B = nombre de billes.
- D_B = diamètre des billes.
- D_C = La distance entre les centres des billes diamétralement opposées.

- $\theta =$ l'angle de contact de la bille avec la cage.

En considérant que le nombre de billes est compris entre 6 et 12 habituellement, deux relations couramment rencontrées sont :

$$f_{ext} = 0.4n_b f_r \quad (\text{II.15})$$

$$f_{int} = 0.6n_b f_r \quad (\text{II.16})$$

Donc le spectre en courant sera enrichi de :

$$f_{int,ext} = f \pm n_f (int,ext) \quad (\text{II.17})$$

II.3 Principe du diagnostic des défauts dans la machine asynchrone

Le diagnostic consiste à détecter de façon précoce un défaut avant qu'il ne conduise à une défaillance. La procédure de diagnostic s'articule autour des étapes suivantes :

- Extraction des informations issues de capteurs de la machine pour obtenir des indicateurs de défauts ou de résidus. Le résidu représente la différence entre l'observation et la valeur de référence. Avant de chercher la cause du défaut, il est important de valider l'information fournie par les résidus.
- La valeur de résidu doit être quantifiée afin de produire des symptômes. Le problème d'évaluation des résidus consiste à définir le seuil à partir duquel on déclarera le défaut.
- La décision constitue la dernière étape de la tâche du diagnostic. A partir de la comparaison de la signature actuelle avec celle de l'expérience, il s'agit de déclarer, dans un premier temps, si l'élément est défaillant ou non. Dans un second temps, si l'élément est défaillant, il faut trouver la cause de l'anomalie [27].

II.4 Différentes méthodes de diagnostic

Pour la détection des défauts dans la différente partie du moteur on utilise plusieurs techniques de diagnostic. Certaines d'entre elles sont basées sur l'observation et la mesure (mesure de champ magnétique, mesure de bruit) d'autres sont basées sur la surveillance et la comparaison des caractéristiques électromécaniques du moteur en défaut (courant statorique, couple et vitesse) figure (II.8) [11].

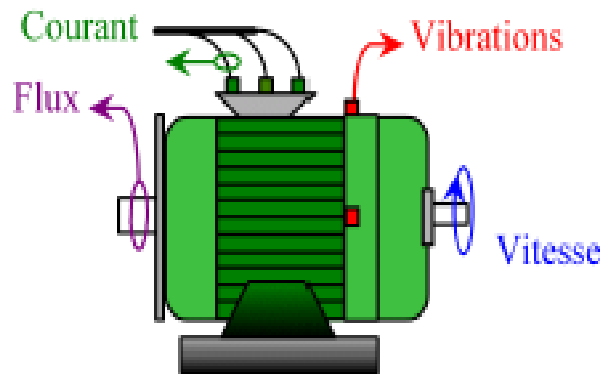


Figure II.8 : Les différentes grandeurs de diagnostic dans une machine.

Ces techniques peuvent être classées en trois catégories : les techniques mécaniques, les techniques chimiques et les techniques magnétiques et électriques.

II.4.1 Techniques mécaniques

Parmi ces techniques, on trouve :

II.4.1.1 diagnostics par mesure de la température

Les températures des supports sont surveillées sur des bases de routine, et fournissent des informations utiles. Un volume de liquide refroidissant, débouché sur des températures, est aussi précieux pour l'indication des problèmes de refroidissement et pour le contrôle lorsqu'il est proposé de faire opérer la machine au-delà de sa puissance.

Les températures des bobines sont aussi impératives pour la détermination de la limite pour laquelle le moteur peut être chargé et pour l'estimation de la durée de vie rémanente de l'isolation des enroulements. Elles sont rarement mesurées à cause des problèmes d'obtention de l'isolation électrique contre les conducteurs de haute tension, bien que les détecteurs de température soient parfois intercalés dans l'isolant renfermé sur le point surchauffé du conducteur, mais cela affaiblit l'intégrité de l'isolant.

Il demeure donc une nécessité pour le capteur de fortes températures lequel peut être monté sur les enroulements ou inséré dans l'isolant électriquement isolé par rapport à son instrument de mesure [25].

II.4.1.2 Diagnostic par mesure des vibrations

Le diagnostic vibratoire est une méthode très ancienne et très utilisée pour la détection des défauts dans les machines électriques. Toutes les machines électriques produisent du bruit et des vibrations. Leur analyse peut être employée pour fournir des informations sur l'état de la machine. Plus souvent, les mesures sont faites comme une procédure non fréquente ou lorsqu'un problème est suspecté, les mesures sont faites en utilisant des accéléromètres ou des capteurs de vitesse à boulons. Des sondes de déphasage sont aussi employées pour le contrôle du mouvement de l'arbre. Le désalignement entre les centres des supports donnant naissance à un entrefer non uniforme produit la vibration à une fréquence double, tandis que le déséquilibre mécanique engendre la vibration à la vitesse angulaire, au moment où les deux dépendent de la réponse mécanique à cette fréquence.

Les signaux de vibrations détectés contiennent des informations essentielles sur l'état de la machine. L'analyse spectrale de ces signaux nous renseigne sur les différents défauts qui sont à l'origine de ces vibrations [25].

II.4.2 Diagnostic chimiques

Plusieurs moteurs sont refroidis par l'air ou à l'aide d'un circuit fermé avec un échangeur de chaleur hydro réfrigéré. La dégradation de l'isolation électrique dans le moteur produit le gaz d'oxyde de carbone qui apparaît dans le circuit de l'air refroidissant et qui peut être détecté par une technique d'absorption infrarouge.

L'air est tiré du moteur à travers le tube vers le détecteur infrarouge par une pompe auxiliaire. Seules les moteurs en service sont échantillonnés et la forme de l'air de chaque moteur est analysée pendant deux minutes.

L'huile de roulement est aussi analysée régulièrement, et l'intervention est requise si les produits indiquant la dégradation sont présents [25][28].

II.4.3 Techniques magnétiques et électriques**II.4.3.1 Méthodes sans modèle**

Ces méthodes sont basées soit sur le traitement de signaux issus de capteurs de grandeurs physiques affectées par les défauts ou soit par des systèmes experts mettant en œuvre des techniques d'intelligence artificielle. Puisque les allures temporelles ne donnent pas beaucoup d'information, on est obligé d'aller vers les techniques de traitement de signal.

Les méthodes se basant sur l'analyse des signaux d'acquisition ont l'avantage d'être indépendante des fluctuations internes du système. Ainsi, l'information contenue dans les signaux n'est pas affectée par une éventuelle erreur de modélisation.

Plusieurs techniques de traitement de signal ont été utilisées depuis longtemps pour analyser le contenu spectral des différents signaux issus des machines électriques tels que : les courants, les puissances, le couple, la vitesse, le flux, les vibrations,...etc

II.4.3.2 Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite

Dans une machine idéale sans défauts, les courants et les tensions statoriques sont équilibrés, ce qui annule le flux de fuite axial. La présence d'un défaut quelconque provoque un déséquilibre électrique et magnétique au niveau du stator ce qui donne naissance à des flux de fuite axial de valeurs dépendantes du degré de sévérité du défaut. Si on place une bobine autour de l'arbre de la machine, elle sera le siège d'une force électromotrice induite. Le contenu spectral de la tension induite dans cette bobine, peut être exploité pour détecter différents défauts [29].

II.4.3.3 Diagnostic par l'analyse des tensions statoriques induites

Cette technique est basée sur l'exploitation du contenu fréquentiel de la tension induite par le flux rotorique dans les enroulements statoriques pendant la déconnexion de la machine du réseau .En utilisant cette approche, Les effets de non idéalité de la source (déséquilibre et présence des harmoniques ainsi que la non linéarité des caractéristiques magnétiques de la machine peuvent être évitées [30].

II.4.3.4 Diagnostic par l'analyse de courant statorique

Par ce qu'il est facilement accessible et veut sa capacité de détecter aussi bien les défauts électromagnétiques que mécanique, l'analyse du courant statoriques occupe une place privilégiée dans le diagnostic par analyse des signaux. Cette technique est connu sur l'abréviation MCSA (Moteur Current Signature Analysis. La MCSA était l'objet de plusieurs travaux de recherche, elle consiste à affecter à chaque défaut une signature spectrale le caractérisant. Dans le même contexte il a été démontré que la sévérité de défaut est fonction de l'amplitude des composantes fréquentielles qu'il génère, et notamment des raies déjà présentes dans le moteur sain (harmonique d'espace) [31].

II.4.3.5 Diagnostic par mesure du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans la machine, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique.

L'analyse spectrale du signal du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'Etat de santé de la machine [29].

II.4.3.6 Diagnostic par mesure de la puissance instantanée

La puissance instantanée est la somme des produits des courants et des tensions dans les trois phases statoriques. Donc le niveau d'informations apportées par cette grandeur, est plus grand que celui apportées par le courant d'une seule phase. Ceci présente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres [29]

II.4.3.7 Diagnostic par analyse de vecteur de Park

Deux versions d'analyse par cette méthode à savoir :

La première utilise les grandeurs biphasées i_{ds} et i_{qs} qui sont calculées à partir des trois courants d'alimentation, pour l'obtention de la courbe de l'issajou : $i_q = f(i_d)$. Le changement de l'épaisseur et de la forme de cette courbe donne une information sur le défaut.

La deuxième est appelée Vecteur de Park Etendu, qui est basé sur l'analyse spectrale de module de vecteur de Park $\left(\sqrt{i_d^2(t) + i_q^2(t)} \right)$. Elle présente beaucoup d'avantages quant à la détection des défauts statoriques ou rotoriques et même les défauts de roulement [32].

II.4.3.8 Diagnostic par utilisation des techniques d'intelligence artificielle

En dépit des diverses mentionnées précédemment ces dernières années, la surveillance et la détection de défaut des machines électriques se sont éloignées des techniques traditionnelles pour s'orienter vers des techniques dites d'intelligence artificielle. Ces méthodes sont basées sur la connaissance a priori de système et utilisent un ensemble de règles et de faits (donnés manipulés par les règles) qui constituent ce qu'on appelle la base de connaissances. Parmi ces méthodes on peut citer [27]:

- ✓ Logique floue
- ✓ Réseaux neuronaux.
- ✓ Reconnaissances de formes

Conclusion

Dans ce chapitre nous venons de faire la classification des différents défauts pouvant affecter les principaux éléments constituant la machine asynchrone. Ces défaillances induisent, pour la plupart d'entre elles, un fonctionnement intempestif jusqu'à l'arrêt total de la machine.

Ce qui concerne la sécurité, la productivité et la qualité de service, le diagnostic des défauts a pris une place de plus en plus importante dans les milieux industriels.

Chapitre III

Modélisation et simulation de modèle sain et défaillant d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

III.1 Introduction

Les méthodes de modélisation, d'analyse et de simulation sont à l'heure actuelle, constituent un outil qui permet de décrire et de prédire le comportement des machines électriques.

Notre étude dans ce chapitre se basera sur le régime dynamique de la machine asynchrone, on utilisera le modèle issu de la transformation de Park modifié.

En utilisant le logiciel MATLAB Simulink, on pourra comparer les résultats de simulation de la machine avec et sans défaut.

III.2. Calcul de r_0 et n_0

Soit r_0 et n_0 la résistance et la réactance de la barre rectangulaire.

Le calcul de la résistance r_0 s'effectue à partir de l'énergie de conduction (pertes joule) comme suit :

$$\text{On a:} \quad P_j = \iiint_{\Omega} \vec{E} \vec{J} d\Omega \quad (\text{III.1})$$

$$\text{Or:} \quad \vec{J} = \sigma \vec{E} \Rightarrow \vec{E} = \frac{\vec{J}}{\sigma} \quad (\text{III.2})$$

$$\text{On aura:} \quad P_j = \iiint_{\Omega} \frac{J^2}{\sigma} d\Omega \quad (\text{III.3})$$

$$P_j = \iiint_{\Omega} \frac{J^2}{\sigma} d\Omega \Rightarrow P_j = \frac{J^2}{\sigma} \int_0^h dx \int_0^b dy \int_0^L dz \quad (\text{III.4})$$

$$\text{D'où:} \quad P_j = \frac{J^2}{\sigma} hbL \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Avec:} \quad J = \frac{I}{S}; \quad S = hb; \quad \frac{1}{\sigma} = \rho \quad (\text{III.6})$$

$$\text{On aura:} \quad P_j = \rho \frac{L}{S} I^2 \quad (\text{III.7})$$

$$\text{D'autre part, on a:} \quad P_j = r_0 I^2 \quad (\text{III.8})$$

Finalement, par concordance de l'équation (III.7) avec l'équation (III.8) on obtient la résistance de la barre :

$$r_0 = \rho \frac{L}{S} \quad (\text{III.9})$$

Chapitre III Modélisation et Simulation de modèle sain et défaillant d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

Le calcul de la réactance n_0 s'effectue à partir de l'énergie magnétique comme suit :

$$\text{On a:} \quad W_0 = \frac{1}{2} \int_{\Omega} \vec{B} \vec{H} d\Omega \quad (\text{III.10})$$

$$H(x) = \frac{Ix}{hb} \quad (\text{III.11})$$

$$\text{D'où l'induction: } B(x) = \mu_0 \frac{Ix}{hb} \quad (\text{III.12})$$

$$\text{Or :} \quad d\Omega = Lb dx$$

$$\text{On aura alors :} \quad W_0 = \frac{1}{2} \frac{\mu_0 L h}{3b} I^2 \quad (\text{III.13})$$

$$\text{D'autre part on a :} \quad W_0 = \frac{1}{2} n_0 I^2 \quad (\text{III.14})$$

Finalement, par concordance de l'équation (III.7) avec l'équation (III.8) on obtient la réactance de la barre :

$$n_0 = \frac{1}{3} \mu_0 \frac{Lh}{b} \quad (\text{III.15})$$

III.3 Calcul de la résistance et de la réactance

Les grandeurs r et n représentent respectivement la résistance et la réactance de la barre indiquée sur la figure en présence de l'effet pelliculaire. Pour leur calcul on procède comme suit [14]:

A partir de :

$$\vec{\nabla} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \quad \vec{B} = \mu_0 \vec{H};$$

$$\vec{\nabla} \vec{H} = \vec{J}; \quad \vec{J} = \sigma \vec{E}$$

En sachant que :

\vec{J} est fonction de x seulement, il a une seule composante J_z .

\vec{H} est fonction de x seulement, il a une seule composante H_z .

On aboutit aux deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{\partial H_y}{\partial x} = J_z \\ \frac{\partial J_z}{\partial x} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H_y}{\partial t} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

On dérivant le système de l'équation (III.16) par rapport à x , on obtient :

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} = \frac{\partial J_z}{\partial x} \\ \frac{\partial^2 J_z}{\partial x^2} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\mu_0}{\rho} \frac{\partial H_y}{\partial t} \right) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

D'où le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} - \frac{\mu_0}{\rho} \frac{\partial H_y}{\partial t} = 0 \\ \frac{\partial^2 J_z}{\partial x^2} - \frac{\mu_0}{\rho} \frac{\partial J_z}{\partial t} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Comme H_y et J_z sont des fonctions sinusoïdales de pulsation $g\omega$, on peut réécrire le système (3.18) en utilisant les nombres complexes et en remplaçant ∂ par d :

$$\begin{cases} \frac{d^2 \bar{H}_y}{dx^2} - \frac{j\omega g \mu_0}{\rho} \bar{H}_y = 0 & (\text{III.19.a}) \\ \frac{d^2 \bar{J}_z}{dx^2} - \frac{j\omega g \mu_0}{\rho} \bar{J}_z = 0 & (\text{III.19.b}) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

L'équation (III.19.a) admet de solution sous la forme :

$$\bar{H}_y = \bar{A} \sin h\beta x + \bar{B} \cos h\beta x \quad (\text{III.20})$$

Pour $x = 0$

$$\text{On a :} \quad \bar{H}_y = 0 \Rightarrow \bar{B} = 0$$

$$\text{D'où :} \quad \bar{H}_y = \bar{A} \sin h\beta x \quad (\text{III.21})$$

$$\text{Et comme :} \quad J_z = \frac{d\bar{H}_x}{dx} \quad (\text{III.22})$$

$$\text{On trouve :} \quad \bar{J}_z = \bar{A}\beta \cos h\beta x \quad (\text{III.23})$$

Sachant que le courant total dans l'encoche vaut \bar{I} :

$$\bar{I} = b \int_0^h \bar{J}_z dx = \bar{A} b \sin h\beta h$$

D'où la valeur de \bar{A} :

$$\bar{A} = \frac{\bar{I}}{b \sin h\beta h}$$

Finalement, on aboutit aux solutions suivantes :

$$\bar{H}_y = \frac{\bar{I} \sin h\beta x}{b \sin h\beta h} \quad (\text{III.24})$$

$$\bar{J}_z = \frac{\bar{I} B \cosh \beta x}{b \sin h\beta h} \quad (\text{III.25})$$

Ou :

$$B^2 = \frac{j\omega g \mu}{\rho}$$

Et sachant que :

$$(1 + j)^2 = 2j$$

On peut écrire :

$$\beta = \frac{1+j}{\delta}$$

Avec :

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega g \mu_0}} \quad (\text{III.26})$$

A partir des relations (III.3) et (III.25), on calcule l'énergie de conduction P_j et on trouve :

$$P_j = \rho \frac{I^2 |B|^2}{b^2} L b \int_0^h \left| \frac{\cosh \beta x}{\sin h\beta h} \right|^2 dx \quad (\text{III.27})$$

Et à partir des relations (III.10) et (III.24), on calcul l'énergie magnétique W :

$$W = \frac{\mu_0 I^2}{2 b^2} L b \int_0^h \left| \frac{\sin h\beta x}{\sin h\beta h} \right|^2 dx \quad (\text{III.28})$$

Sachant que :

$$\cos h \frac{(1+j)x}{\delta} = \cos h \frac{x}{\delta} \cos \frac{x}{\delta} + j \sin h \frac{x}{\delta} \sin \frac{x}{\delta}$$

$$\sin h \frac{(1+j)x}{\delta} = \sin h \frac{x}{\delta} \cos \frac{x}{\delta} + j \cos h \frac{x}{\delta} \sin \frac{x}{\delta}$$

On trouve :

$$|\cos h\beta x|^2 = \frac{\cos h \frac{2x}{\delta} + \cos \frac{2x}{\delta}}{2}$$

$$|\sin h\beta x|^2 = \frac{\cos h \frac{2x}{\delta} - \cos \frac{2x}{\delta}}{2}$$

On aura alors :

$$P_j = \frac{\rho L}{b\delta} \frac{\sin h \frac{2h}{\delta} + \sin \frac{2h}{\delta}}{\cos h \frac{2h}{\delta} - \cos \frac{2h}{\delta}} I^2 = r I^2 \quad (\text{III.29})$$

$$W = \frac{\mu_0 L \delta}{4b} \frac{\sin h \frac{2h}{\delta} - \sin \frac{2h}{\delta}}{\cos h \frac{2h}{\delta} - \cos \frac{2h}{\delta}} I^2 = \frac{1}{2} n I^2 \quad (\text{III.30})$$

D'où les formule de la résistance et de la réactance de l'encoche :

$$r = \frac{\rho L}{b\delta} \frac{\sin h \frac{2h}{\delta} + \sin \frac{2h}{\delta}}{\cos h \frac{2h}{\delta} - \cos \frac{2h}{\delta}} \quad (\text{III.31})$$

$$n = \frac{\mu_0 L \delta}{2b} \frac{\sin h \frac{2h}{\delta} - \sin \frac{2h}{\delta}}{\cos \frac{2h}{\delta} - \cos \frac{2h}{\delta}} \quad (\text{III.32})$$

III.4 Coefficients K_r et K_x

K_r et K_x représentent respectivement le coefficient de variation des résistances et le coefficient de variation des réactances, ils s'expriment comme suit [14]:

$$K_r = \frac{r}{r_0} = \frac{h}{\delta} \frac{\sin h \frac{2h}{\delta} + \sin \frac{2h}{\delta}}{\cos h \frac{2h}{\delta} - \cos \frac{2h}{\delta}} \quad (\text{III.31})$$

$$K_x = \frac{n}{n_0} = \frac{3\delta}{2h} \frac{\sin h \frac{2h}{\delta} + \sin \frac{2h}{\delta}}{\cos h \frac{2h}{\delta} - \cos \frac{2h}{\delta}} \quad (\text{III.32})$$

Comme le montre les formules (III.31) et (III.32), les coefficients K_r et K_x dépend du seul paramètre h/δ qui proportionnel à \sqrt{g} , donc K_r et K_x sont fonctions de g .

III.5 Description du logiciel utilisé

La résolution numérique qu'on va faire sera effectuée sur un logiciel appelé FEMM (finite Element Method Magnetic), qui utilise la méthode des éléments finis pour la résolution des équations aux dérivées partielles régissant le phénomène à étudié.

FEMM est un ensemble de programmes utilisés pour la résolution des problèmes électromagnétiques bidimensionnels de type plan ou axisymétrique [33].

FEMM se divise en trois parties :

1. **FEMM.exe** : est un multiple de document interface pre-processor et post-processor pour des différents types de problème qu'on peut résoudre par FEMM.

Le programme pre-processor permet de tracer la géométrie du problème à résoudre et de définir les propriétés du matériau à utiliser ainsi que les conditions aux limites sur les frontières du domaine.

Le programme post-processor facilite l'analyse des géométries et permet de visionner les résultats obtenus sous forme de contours et de graphes, comme il permet aussi d'inspecter le champ à n'importe quel point [33].

2. **Triangle.exe** : est un programme qui permet de diviser le domaine à résoudre en plusieurs sous domaines triangulaires, c'est la partie vital du processus d'analyse par éléments finis [33].

3. **Solver (fkern.exe pour le magnétisme ;belasolv pour l'électrostatique)** : chaque solver tient compte des données décrivant le problème et résout les équations aux dérivées partiels pour obtenir les valeurs du champ à travers le domaine à résoudre [33].

III.6 Modélisation de la machine asynchrone à cage

La machine considérée est un moteur asynchrone triphasé à cage à deux paires de pole. Le choix des conditions aux limites qu'on lui associe et basé sur le cheminement des lignes de champ magnétique qui sont produites du stator, traversent l'entrefer, le rotor, l'entrefer et reviennent au stator pour se renfermer. Alors les conditions aux limites de Dirichlet doivent être fixées sur le cercle extérieur du stator et le cercle intérieur du rotor comme le montre la figure (III.1).

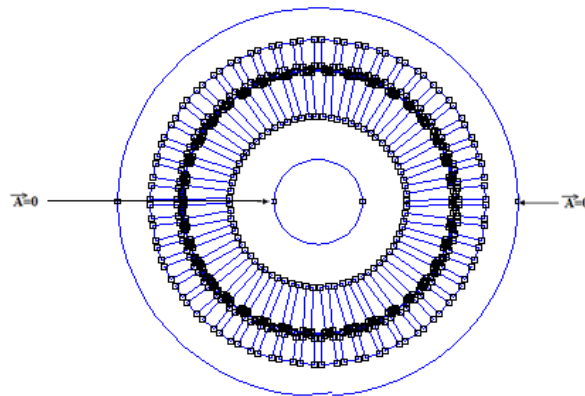


Figure III.1 : Conditions aux limites appliquées sur la machine

La figure (III.2) montre le maillage qui nous permet d'avoir les résultats acceptables à notre problème.

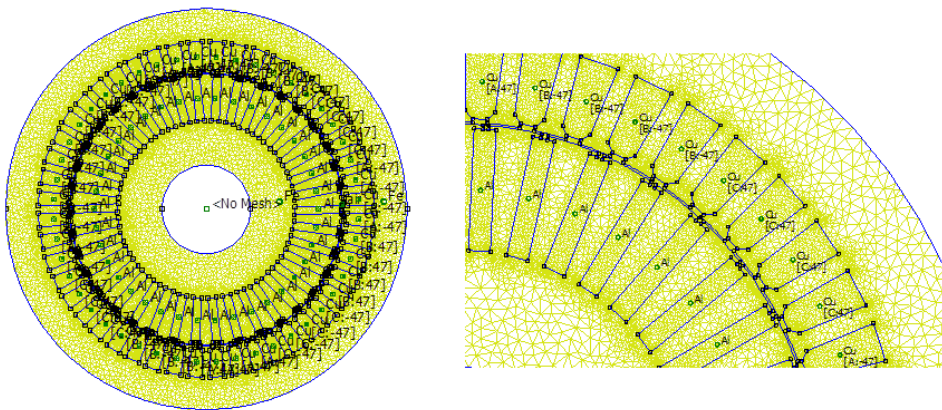


Figure III.2 : Exemple d'une MAS maillée

III.7 Représentation schématique du modèle de la machine

Le modèle de la machine représenté sur la figure (III.4) décrit les enroulements statoriques sur les axes statoriques (A, B, C), ainsi que les enroulements rotoriques qui représentent la cage sur les axes rotoriques (a, b, c). Le repère diphasé fixe du stator est représenté par les deux axes d et q. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique A et la phase rotorique a.

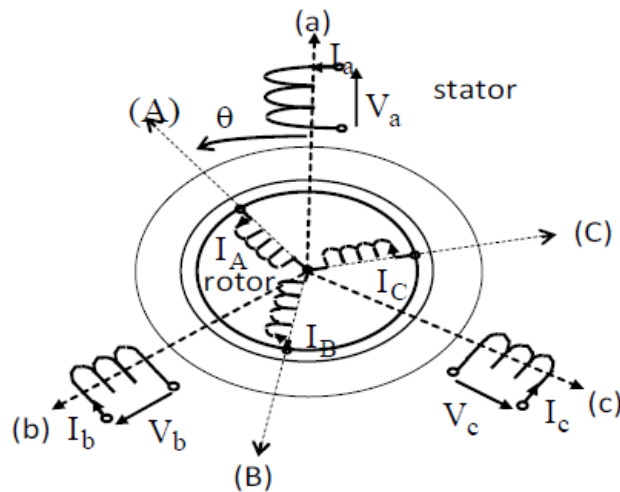


Figure III.3 : Représentation simplifiée de la machine asynchrone triphasée.

III.8 Hypothèses simplificatrices

Dans un premier temps, on adopte les hypothèses suivantes :

- ✓ La saturation du circuit magnétique est négligée.
- ✓ La force magnétomotrice (F.M.M) créée par chaque phase du stator et du rotor est distribuée sinusoidalement le long de la périphérie des deux armatures de la machine.
- ✓ Les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles entre deux enroulements sont des fonctions sinusoidales de l'angle entre leurs axes magnétiques.

III.9 Les équations de la machine asynchrone

Les grandeurs électriques et magnétiques, ainsi que les paramètres du stator sont suivies par l'indice « s » et portées sur les axes (A, B, C), et celles correspondantes au rotor sont suivies par l'indice « r » et portées sur les axes (a, b, c).

III.9.1 Les équations électriques

Les tensions statoriques sont données par :

$$\begin{cases} v_{As} = R_{As} i_{As} + \frac{d\phi_{As}}{dt} \\ v_{Bs} = R_{Bs} i_{Bs} + \frac{d\phi_{Bs}}{dt} \\ v_{Cs} = R_{Cs} i_{Cs} + \frac{d\phi_{Cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

En écriture matricielle condensée on aura :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (\text{III.34})$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{As} \\ V_{Bs} \\ V_{Cs} \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_{As} & 0 & 0 \\ 0 & R_{Bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{Cs} \end{bmatrix};$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{As} \\ I_{Bs} \\ I_{Cs} \end{bmatrix}; \quad [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{As} \\ \phi_{Bs} \\ \phi_{Cs} \end{bmatrix};$$

$$R_{As} = R_{Bs} = R_{Cs} = R_s$$

Or :

R_s : est la résistance d'une phase du stator.

Les tensions rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} v_{ar} = R_{ar}i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ v_{br} = R_{br}i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ v_{cr} = R_{cr}i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

En écriture matricielle condensée, on aura :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (\text{III.36})$$

Avec :

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

$$[I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; \quad [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix};$$

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

Or :

R_r : est la résistance d'une phase rotorique.

III.9.2 Les équations magnétiques

Les flux totaux ont pour expression sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{SS} & M_{sr} \\ M_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.37})$$

Or :

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

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

Avec:

l_s : est l'inductance propre d'une phase statorique,

l_r : est l'inductance propre d'une phase rotorique,

m_s : est l'inductance mutuelle entre deux phases du stator,

m_r : est l'inductance mutuelle entre deux phases du rotor,

m_{rs} : est l'inductance maximale entre une phase du stator et l'autre du rotor,

θ_r : est l'écart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.

La résolution d'un tel système matricielle est difficile, et occupe un espace mémoire, ainsi qu'un temps de calcul importants. Pour cela, il est utile de faire une transformation de Park qui rend plus la résolution du système obtenu.

III.10 Transformation de Park

Le principe de cette transformation consiste à appliquer aux grandeurs électriques (tensions, courants) et aux grandeurs magnétiques (flux) un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. [7]

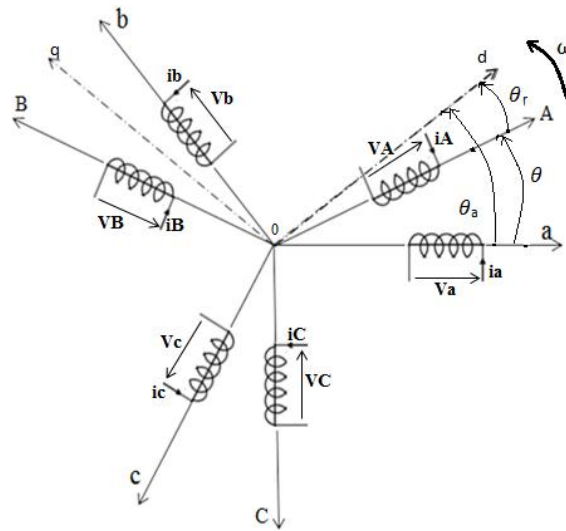


Figure III.4 : Repérage angulaire du système d'axes dans l'espace électrique

La transformation du système triphasé [a,b,c] à un système biphasé [d,q] avec une composante homopolaire se fait par l'induction de la matrice de transformation de Park $[P(\theta)]$, comme indiqué par l'équation suivante :

$$X_{dq0} = [P(\theta)]X_{abc} \tag{III.38}$$

Avec :

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

La matrice de transformation de Park est définis par :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{III.39}$$

Et la matrice inverse de Park est définis par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{2} \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{2} \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{III.40}$$

θ : est la position du repère choisi pour la transformation.

Si le système triphasé considéré est équilibré, la composante homopolaire sera nulle.

III.10.1 Equations électriques

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques des formules (III.33) et (III.35), on aboutit aux équations électriques du stator et du rotor sur les axes d et q suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

En choisissant un référentiel lié au champ tournant (la fréquence d'alimentation est constante ; $\frac{d}{dt} = w$), on aura :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - w \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + w \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (w - w_r) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (w - w_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

Avec :

$$w_r = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} ;$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = w_s ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = w_r$$

w : Pulsation de synchronisme,

w_r : Pulsation rotorique,

w_s : Pulsation du champ tournant.

III.10.2 Equations magnétiques

En appliquant la transformation de Park aux équations magnétiques de la formule (III.37), on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad \text{(III.45)}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{(III.46)}$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: Inductance propre cyclique au stator,

$L_r = l_r - m_r$: Inductance propre cyclique au rotor,

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

III.10.3 Equations mécaniques

L'équation mécanique s'écrit comme suit :

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad \text{(III.47)}$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

f_r : Coefficient de frottement visqueux

J : Moment d'inertie

III.11 Application sur les différents régimes de fonctionnement de la machine asynchrone

La machine est un moteur asynchrone triphasé à cage, dont les barres rotoriques sont construites en aluminium de forme rectangulaire.

En écrivant un programme sous MATLAB avec le langage LUA qui sera interprété par le logiciel FEMM, on peut calculer les valeurs de résistance et d'inductance pour chaque fréquence et tracer les valeurs de k_r et k_x .

Pour donner les différentes caractéristiques de démarrage de la MAS pour chaque régime de fonctionnement (sain, défaut), on élabore un bloc de simulation sur MATLAB Simulink, avec l'introduction des coefficients k_r et k_x et cela pour les deux cas de fonctionnements suivant :

III.11.1 cas de fonctionnement en régime sain

La figure (III.5) représente la MAS en régime permanent (marche normal), et la distribution des lignes de champ qui nous montre les quatre pôles de la machine.

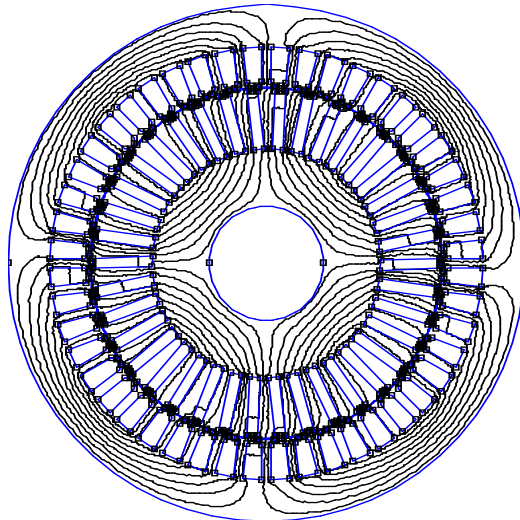


Figure III.5 : les lignes de champ dans la machine en régime sain

Les résultats obtenus pour la variation des coefficients k_r et k_x en fonction de la fréquence sont représenté par la figure (III.6) :

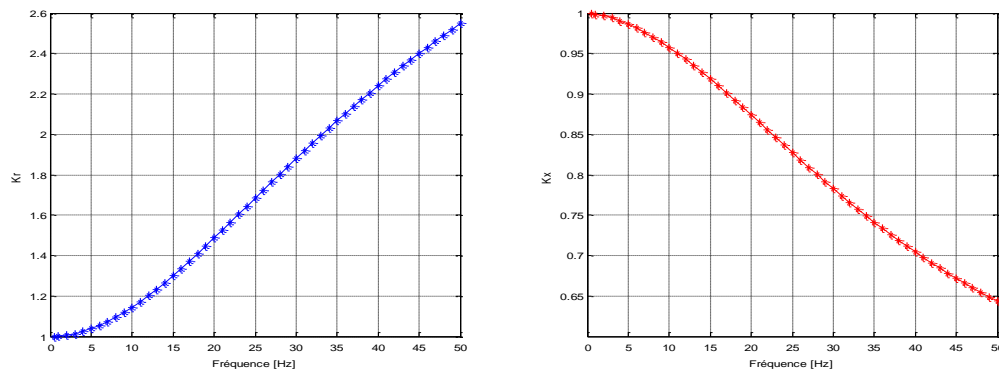


Figure III.6 : Variation des coefficients k_r et k_x en fonction de la fréquence

On remarque que k_r diminue et k_x augmente, dans ce cas la fréquence rotorique diminue et la machine atteint le régime de fonctionnement normal (régime permanent).

Au démarrage à $f=50\text{Hz}$, k_x est à son minimum (au voisinage de 0.55), et k_r est à son maximum (au voisinage de 2.55), on peut traduire la valeur minimal de k_x par la petite valeur de la réactance rotorique, et la valeur maximal de k_r par la grande valeur de la résistance de rotor. On peut conclure dans ce cas que la section occupé par le courant dans les encoches rotoriques est faible.

Pour la dynamique de la machine, on représente la caractéristique de la vitesse en fonction du temps sur la figure ci-dessous :

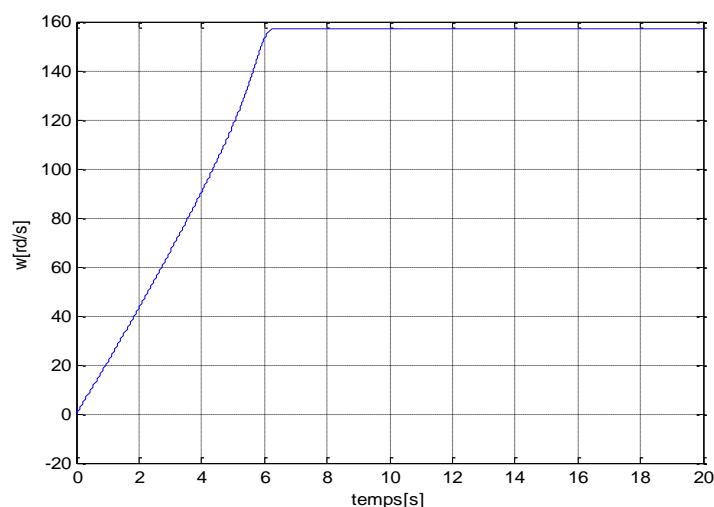


Figure III.7 : Evolution de la vitesse en fonction du temps

Les figures ci-dessous représentent l'évolution du couple électromagnétique et le courant absorbé en en fonction du temps.

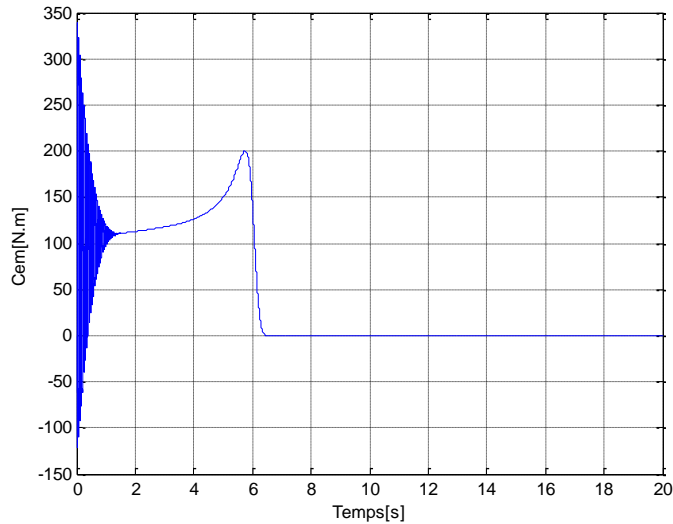


Figure III.8 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps

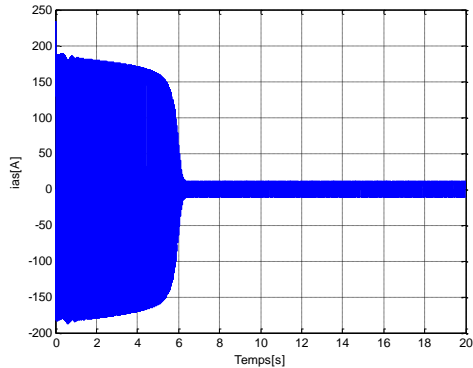


Figure III.9 : Evolution du courant absorbé en fonction du temps

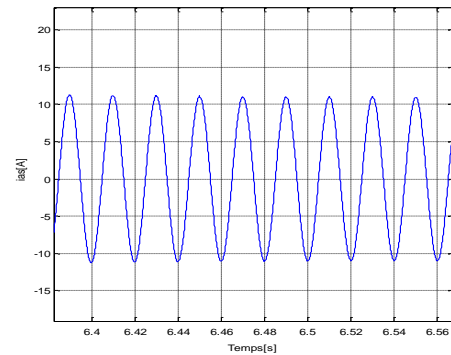


Figure III.10 : Zoom sur le courant absorbé en fonction du temps

L'allure de couple électromagnétique est donnée dans la figure (III .8) .Au démarrage le couple oscille autour d'une valeur 338.26 N.m, cette période représente le régime transitoire. À l'instant $t=1.4s$ le couple se stabilise autour de 110N.m, à partir de cette instant il augmente pour atteindre une valeur de 200.72N.m.

La figure (III.7) montre la vitesse de rotation de moteur, à l'instant $t=6.49$ s la vitesse maximale de 157.08 rd/s. A partir de $t=6.83$ la vitesse se stabilise à la valeur de 157.07 durant régime permanent.

L'allure du courant absorbé est représenté par la figure (III.9). Des oscillations sont apparues pendant le démarrage avec une valeur efficace de 233.65 A, et cette valeur s'explique par la forte demande de la machine au courant. À partir de $t=6.67$ s (figure III.10), le courant se stabilise autour de 10.93 A.

III.11.2 cas de fonctionnement en régime dégradé

Dans ce cas nous simulons trois cas de rupture de barre (une barre, deux barres adjacentes, deux barres séparées), et par la suite on donne l'influence de ces dernières sur les caractéristiques de démarrage de la MAS.

III.11.2.1 Rupture d'une barre rotorique

Comme le cas précédent, la figure ci-dessous représente les lignes de champ dans une MAS en régime dégradé avec défaut consistant en une cassure d'une barre au rotor.

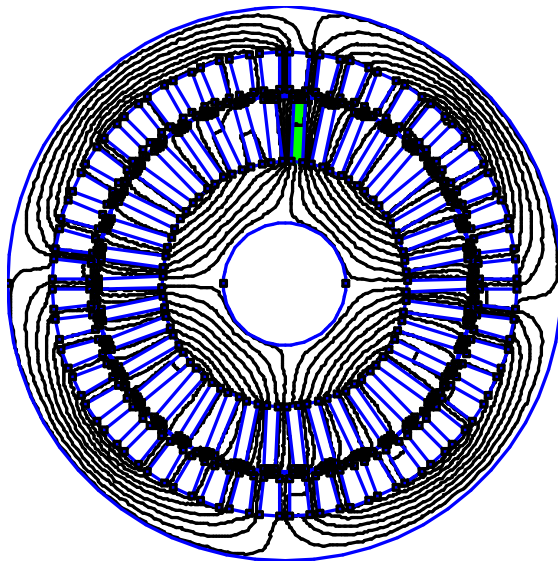


Figure III.12 : Les lignes de champ dans la machine en régime de défaut d'une barre

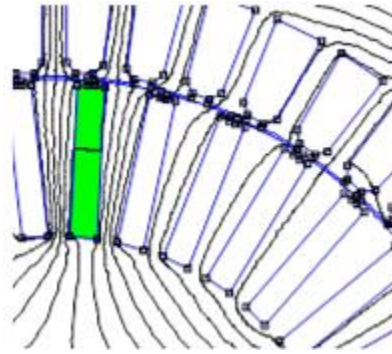


Figure III.13 : Zoom d'une barre en défaut

Les allures obtenues pour la variation des coefficients k_r et k_x en fonction de la fréquence sont présentées par la figure (III.14).

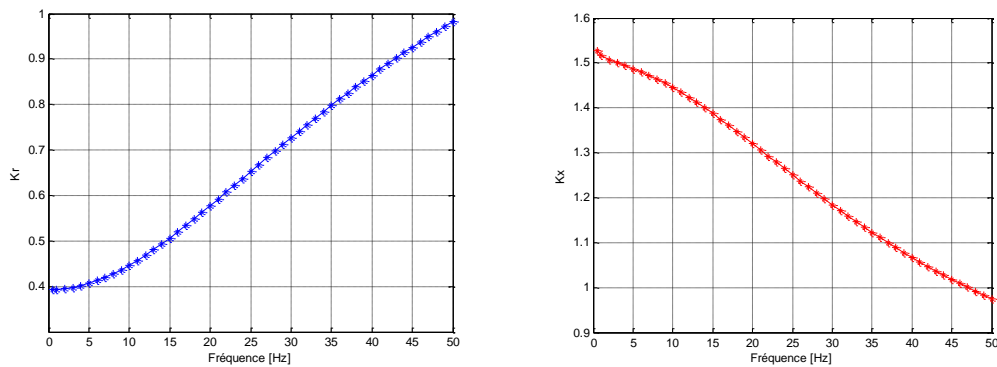


Figure III.14 : Variation des coefficients k_r et k_x en fonction de la fréquence

Dans ce cas le coefficient k_r est inférieur par rapport au cas précédent pour cause de l'augmentation de la section occupé par les courants dans les encoches rotoriques, le coefficient k_x aussi a subit une augmentation par rapport au cas précédent.

La vitesse de la machine dans ce cas défaut est représentée en fonction du temps par la figure (III.15).

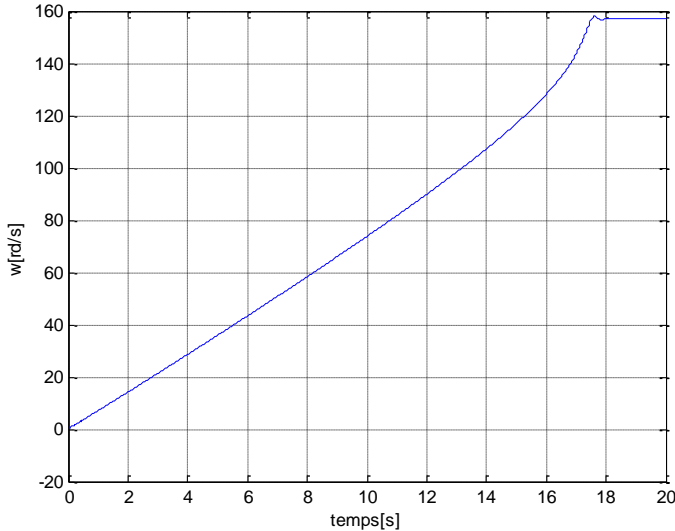


Figure III.15: Evolution de la vitesse en fonction du temps

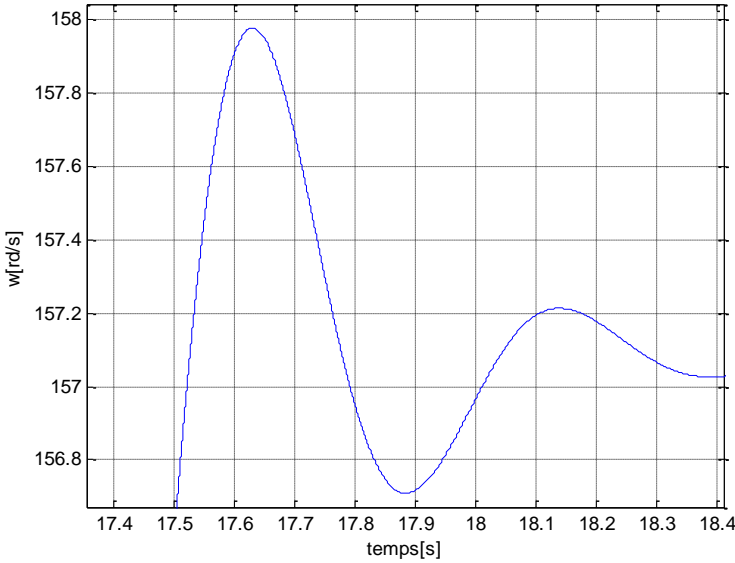


Figure III.16 : Zoom sur la vitesse en fonction du temps

Les figures ci-dessous représentent l'évolution du couple électromagnétique et le courant absorbé en fonction du temps.

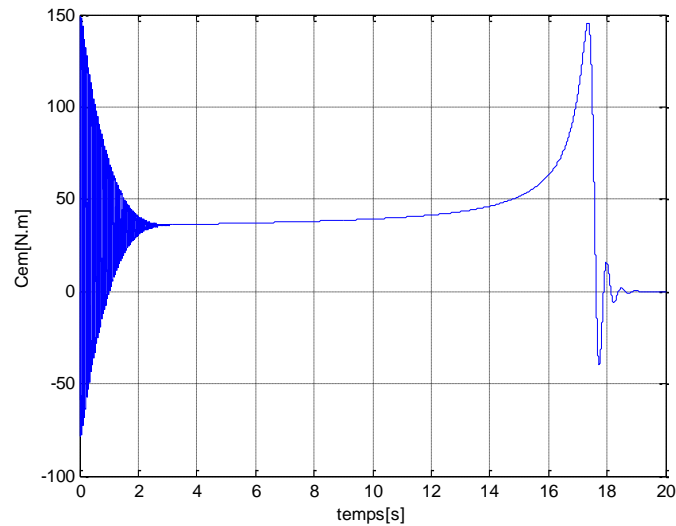


Figure III.17: Evolution du couple électromagnétique En fonction du temps

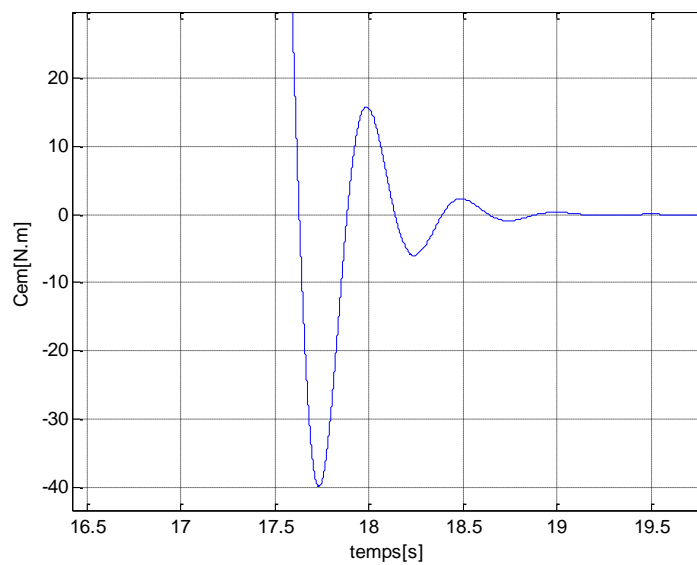


Figure III.18: Zoom sur le couple électromagnétique En fonction du temps

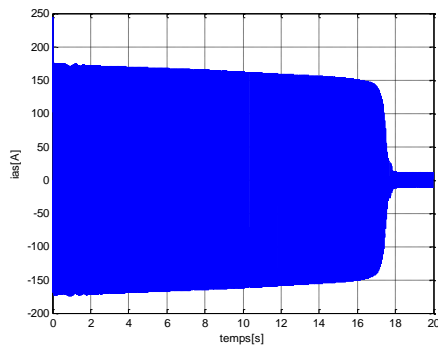


Figure III.19 : Evolution du courant absorbé en fonction du temps

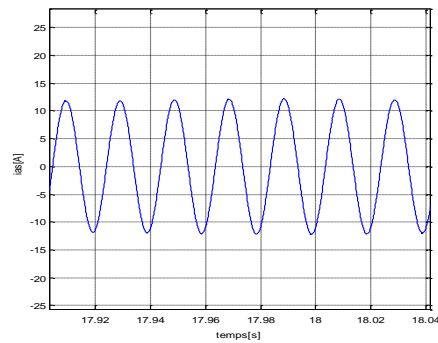


Figure III.20 : Zoom sur le courant absorbé en fonction du temps

La figure (III.15) montre l'évolution de la vitesse de rotation du rotor, on remarque dans l'intervalle 17.5 à 18.4s la perturbation de la vitesse qui atteint une valeur de 157.97rd/s, puis elle se stabilise à $t=19.08s$ durant le régime permanent, on peut conclure que la machine a mis un temps considérable pour démarrer ce qui implique que la machine est devenue moins dynamique.

La figure (III.17) montre l'évolution de couple électromagnétique en fonction de temps, on remarque de forte pulsation au démarrage avec une forte diminution dans la valeur de couple développé par la machine.

Au démarrage le couple oscille autour d'une valeur de 148.88N.m, cette période représente le régime transitoire de la machine. À $t= 3s$ la valeur du couple est 36.25N.m, à partir de cet instant il augmente pour atteindre la valeur 145.76N.m, à $t= 17.35s$ le couple chute jusqu'à une valeur très faible et on remarque des oscillations viennent de perturber le couple. A partir de $t= 19.99$ le couple se stabilise.

La figure (III.19) montre le courant absorbé, on remarque une forte oscillation pendant le démarrage avec une valeur efficace de 244.44A.

A partir de $t= 18.42s$ (figure III.20), le courant se stabilise autour de 10.77A.

III.12.2.2 Rupture deux barres rotorique adjacentes

La distribution des lignes de champ ainsi que les quatre pôles de la machine sont représentés par la figure (III.21).

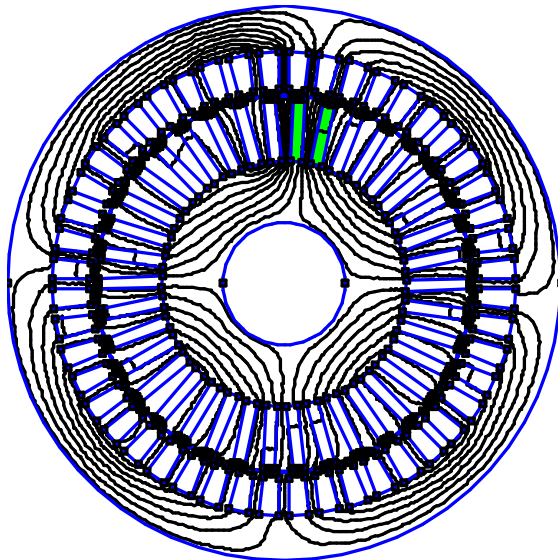


Figure III.21: Les lignes de champ dans la machine en régime de défaut deux barres adjacentes

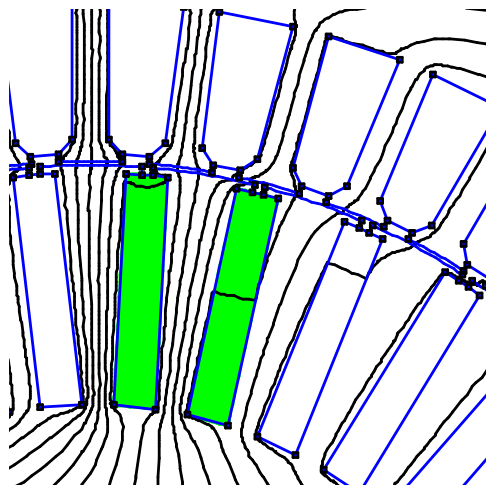


Figure III.22 :Zoom deux barres adjacentes en défaut

Et pour la variation des coefficients k_r et k_x en fonction de la fréquence, elle est donnée par la figure (III.23).

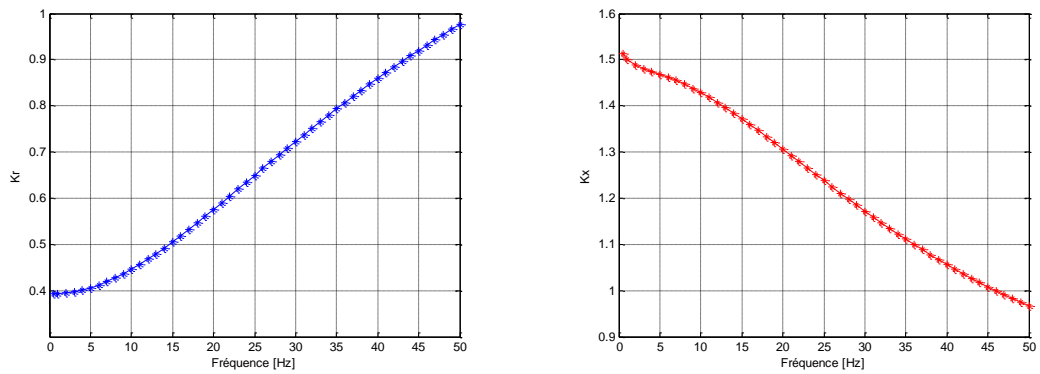


Figure III.23 : Variation des coefficients k_r et k_x en fonction de la fréquence

La figure (III.23) montre que la variation des deux coefficients k_r et k_x sont semblables à celles trouvée précédemment (cas défaut une barre), avec un petit décalage, diminution de k_r et k_x par rapport au cas précédent.

Dans ce cas on s'intéresse à la MAS avec rupture de deux barres adjacentes les figures ci-dessous représente l'évolution du couple électromagnétique, le courant absorbé et la vitesse de rotation en fonction du temps

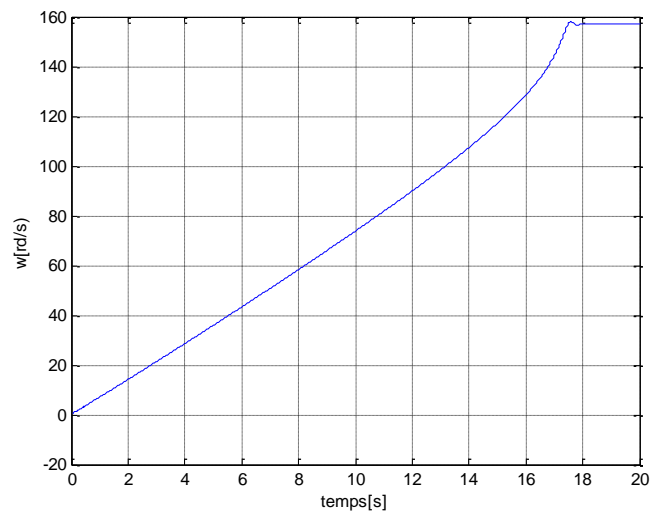


Figure III.24 : Evolution de la vitesse en fonction du temps

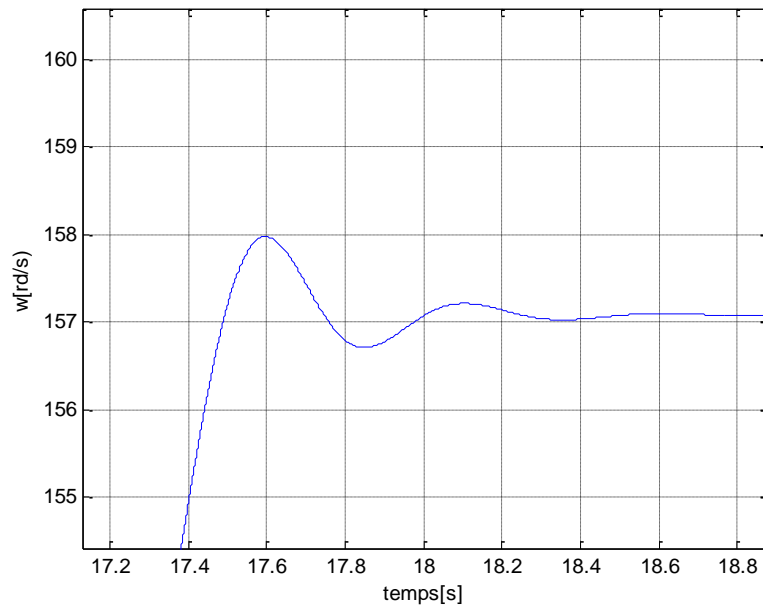


Figure III.25 : Zoom sur la vitesse en fonction du temps

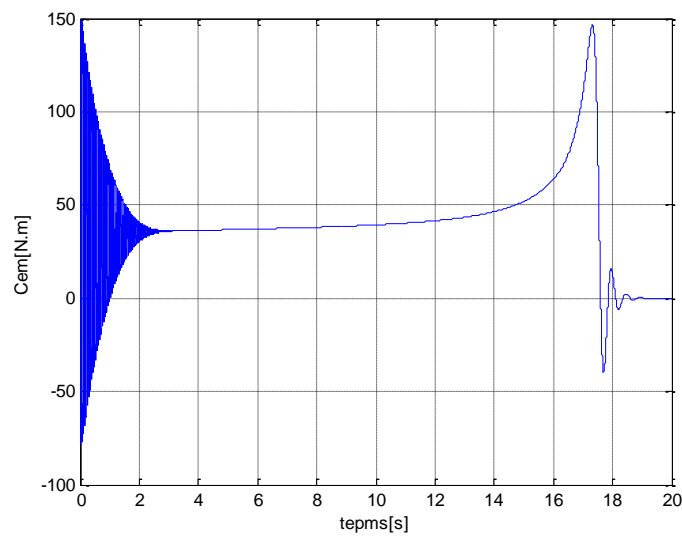


Figure III.26 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps

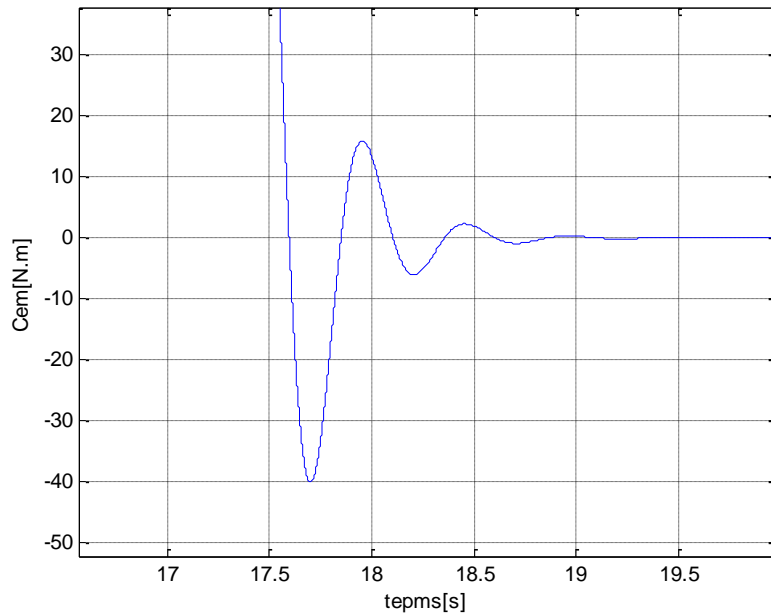


Figure III.27 : Zoom sur le couple électromagnétique en fonction du temps

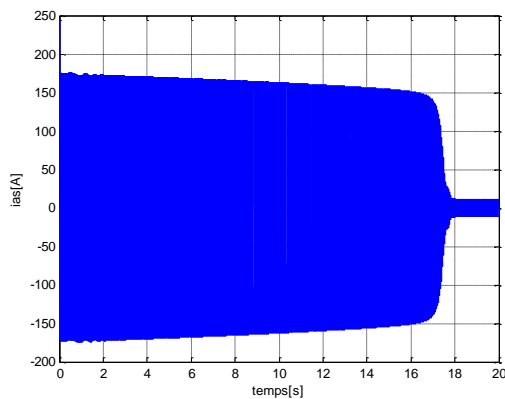


Figure III.28 : Evolution du courant absorbé en fonction du temps

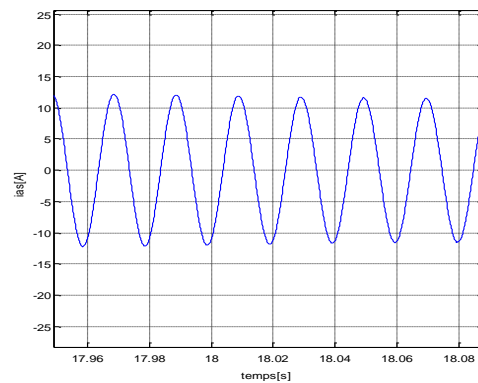


Figure III.29 : Zoom sur le courant absorbé en fonction du temps

L'allure de la vitesse est donné dans la figure (III.24), la vitesse elle augmente d'une façon presque linéaire, la figure (III.25) montre des oscillations vient de perturbé l'évolution de la vitesse dans l'intervalle 17.4 à 18.4s à une valeur de 157.97rd/S lors de rupture de deux barre adjacente, à partir de t=19.78s, la vitesse se stabilise à une valeur de 157.07rd/s.

La figure (III.26), montre l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps, on remarque une forte pulsation au démarrage avec une diminution dans la valeur de couple développé par la machine.

Au démarrage le couple oscille autour d'une valeur de 148.48 N.m durant le régime transitoire, à partir de $t=3.2s$ le couple augmente pour atteindre une valeur de 146.48 N.m à $t=17.32s$. À partir de cette instant le couple chute brusquement jusqu'à une valeur très faible a $t=17.73s$, juste après figure (III.27), on remarque la perturbation du couple électromagnétique durant une seconde du temps puis il se stabilise à partir de $t=19.44s$.

La figure (III.28) montre le courant absorbé, on remarque une forte oscillation pendant le démarrage avec une valeur efficace de 245A.

A partir de $t= 18.35s$ (figure III.29), le courant se stabilise autour de 10.9A

III.11.2.3 Rupture deux barres rotorique séparées

Le résultat de simulation est tel que donné sur la figure (III.30), qui représente la distribution des lignes de champ qui montre les quatre pôles de la machine.

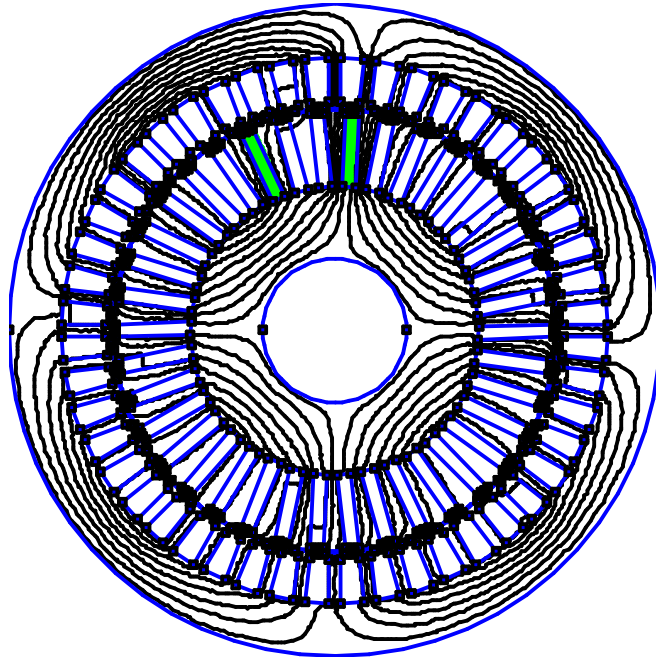


Figure III.30 : Les lignes de champ dans la machine en régime de défaut deux
barre séparé

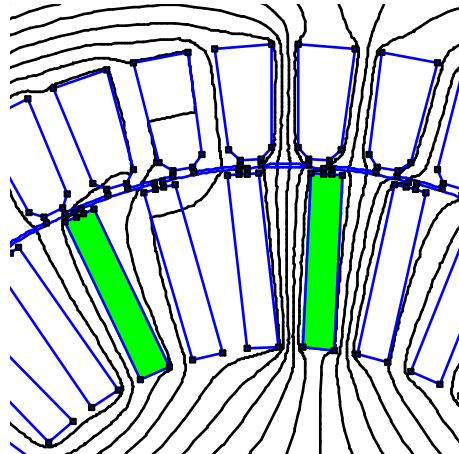


Figure III.31 : Zoom deux barres séparées en défaut

La variation des coefficients k_r et k_x en fonction de la fréquence rotorique est représentée par les allures ci-dessous :

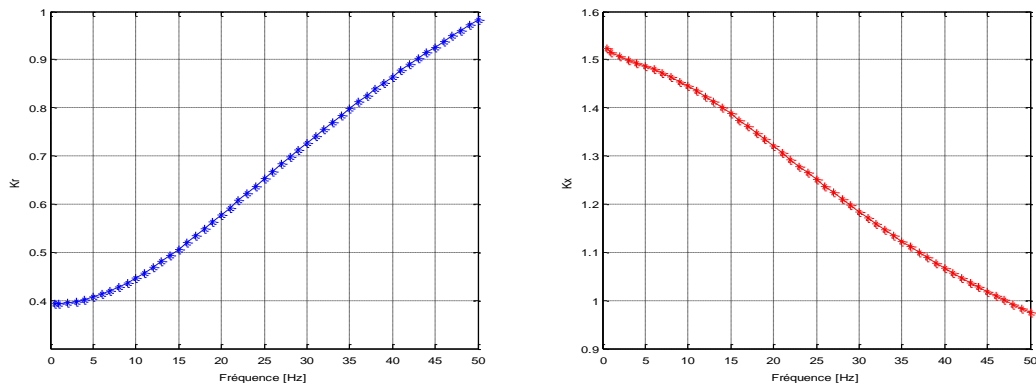


Figure III.32 : Variation des coefficients k_r et k_x en fonction de la fréquence

Les allures des deux coefficients k_r et k_x dans ce cas sont un peu supérieur à celles trouvées précédemment, la petite valeur de k_r s'explique par la grande section occupée par le courant dans les encoches rotoriques.

La figure (III.33) montre l'évolution de la vitesse en fonction du temps, qui nous permet de déduire la dynamique de la machine.

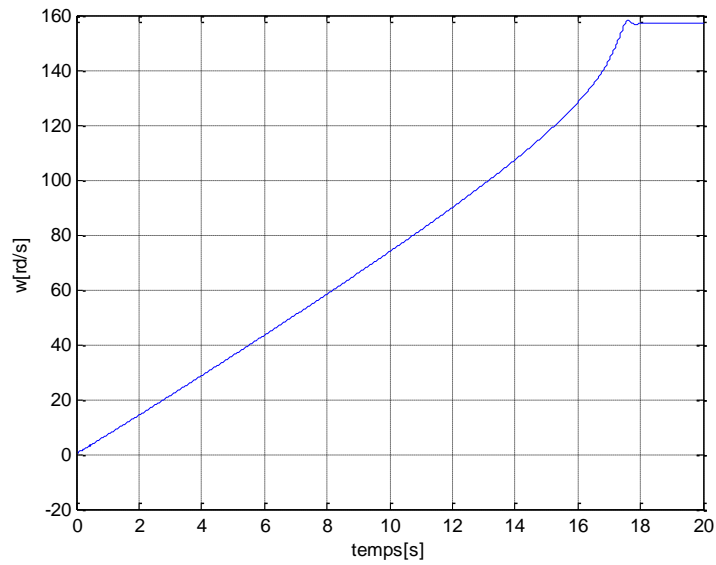


Figure III.33 : Evolution de la vitesse en fonction du temps

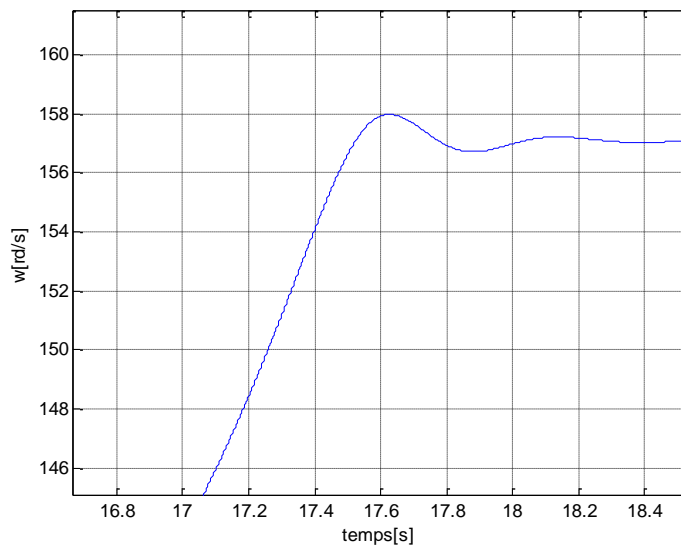


Figure III.34 : Zoom de la vitesse en fonction du temps

Les figures ci-dessous sont obtenues pour une MAS dans le cas de rupture de deux barres séparées, elles représentent l'évolution du couple électromagnétique et le courant absorbé en fonction du temps.

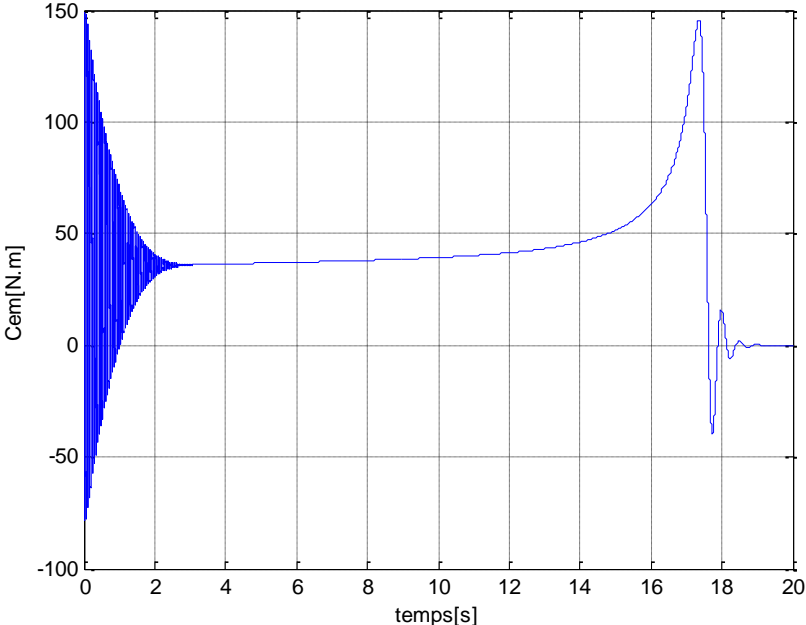


Figure III.35 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps

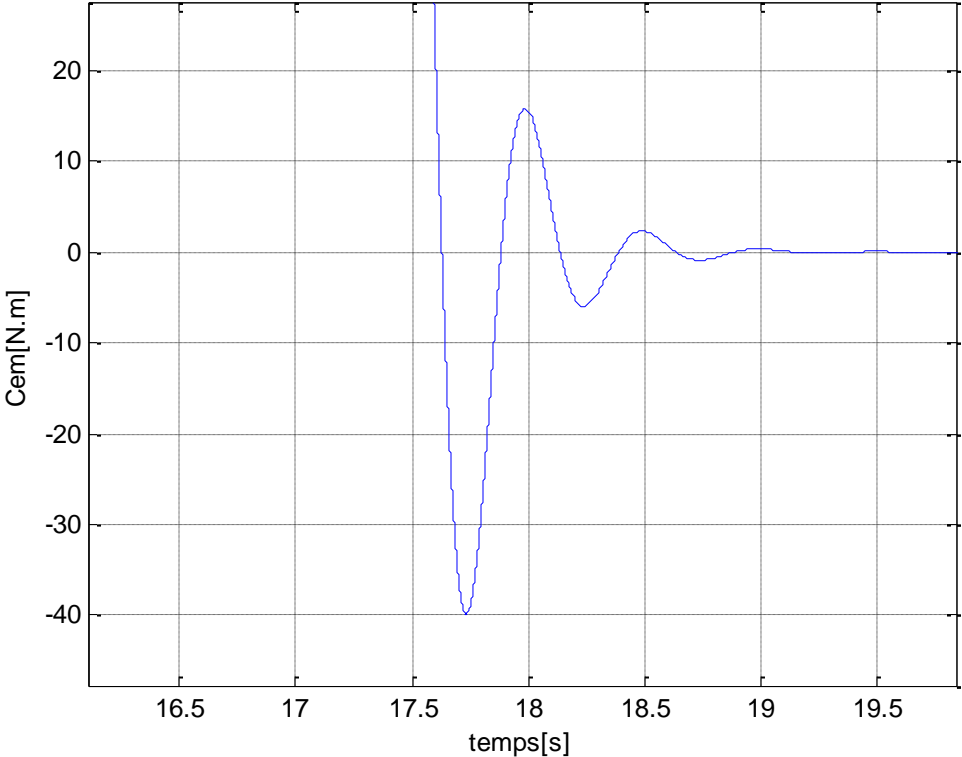


Figure III.36 : Zoom du couple électromagnétique en fonction du temps

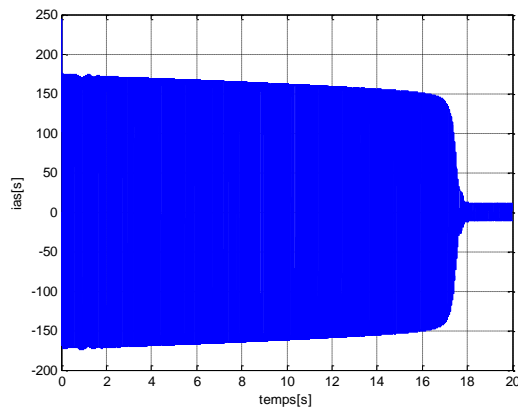


Figure III.37 : Evolution du courant absorbé en fonction du temps

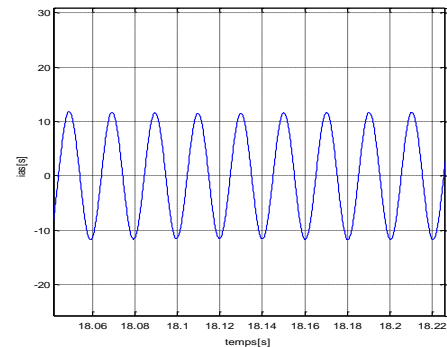


Figure III.38 : Zoom sur le courant absorbé en fonction du temps

L'allure de la vitesse est donnée par la figure (III.33), on remarque l'évolution de la vitesse de rotation avec une valeur maximale de 157.97rd/s. La figure (III.34) montre qu'à partir de 17.5s on remarque des oscillations qui viennent perturber l'évolution de la vitesse lors de la rupture de deux barres séparées. À l'instant $t=19.91s$ la machine atteint le régime permanent avec une valeur de 157.07rd/s.

La figure (III.35) montre le couple électromagnétique en fonction du temps. Au démarrage le couple oscille autour de 148.88N.m durant le régime transitoire. À $t=3.4s$ le couple augmente pour atteindre une valeur maximale de 145.84N.m. À partir de $t=17.35s$ le couple chute brusquement jusqu'à une valeur très faible. On remarque dans la figure (III.36) des perturbations de couple électromagnétique dans l'intervalle 17.8 et 18.8s.

La figure (III.37) montre le courant absorbé, on remarque une forte oscillation pendant le démarrage avec une valeur efficace de 244.44A. À partir de $t=18.44s$ comme (figure III.38) le courant se stabilise autour de 10.79A.

III.12 Confrontation des résultats des différents régimes de fonctionnements

La superposition des caractéristique des différents grandeurs (couple, vitesse, courant) obtenues pour les différents cas de fonctionnements (sain,dégradé).

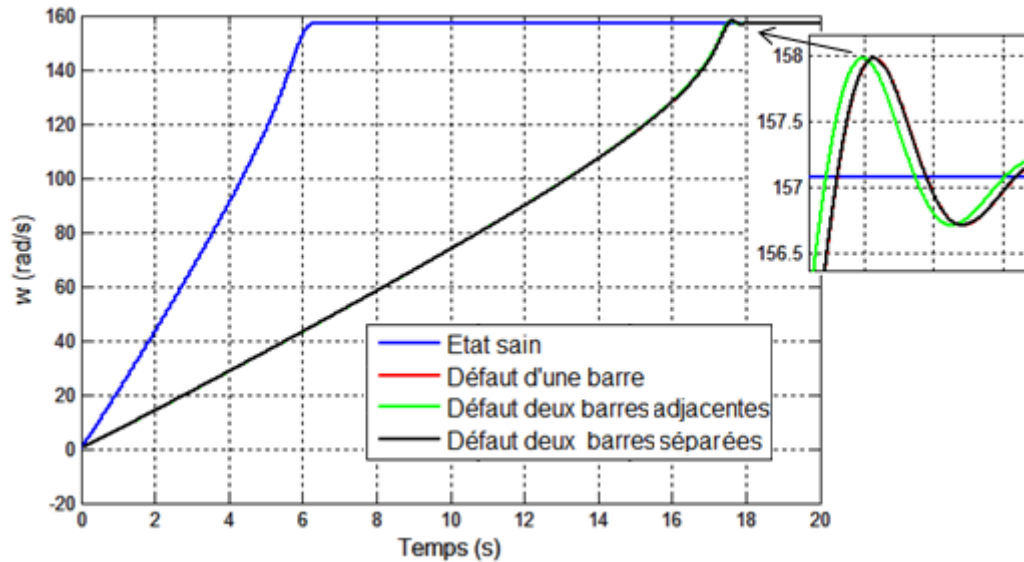


Figure III.39 : Les caractéristiques des vitesses

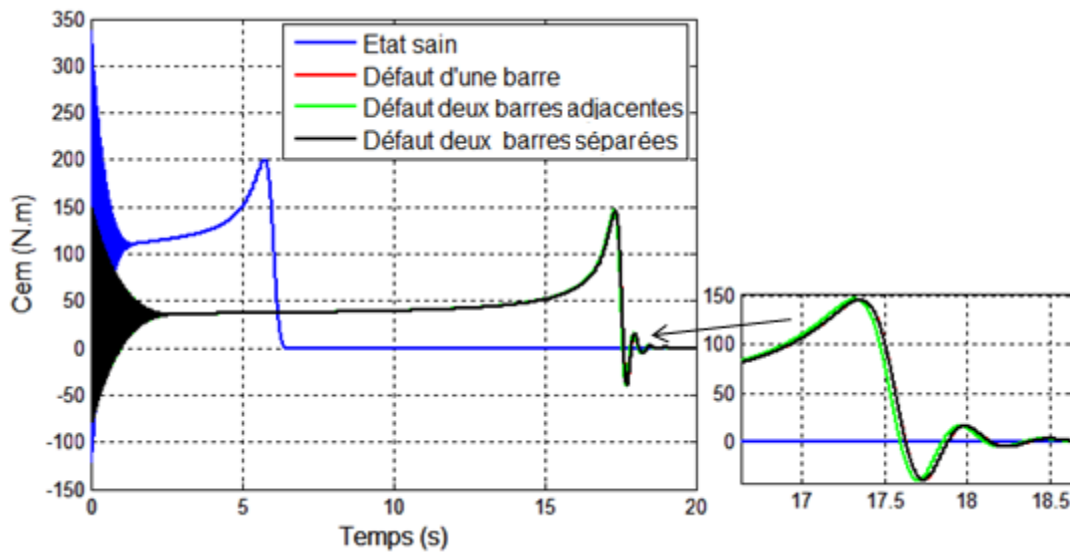


Figure III.40 : Les caractéristiques des couples

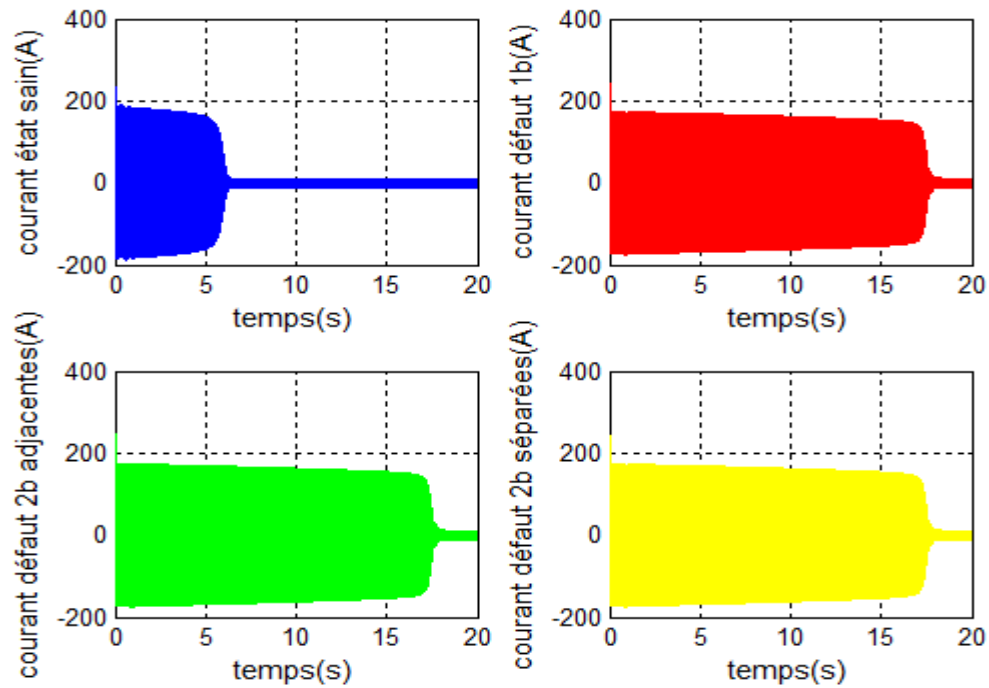


Figure III.41 : Les caractéristiques des courants

Le tableau ci-dessous montre la différence existants entre les régimes de fonctionnement de la MAS.

Tableau III.1 : Valeurs des différentes grandeurs pour les différents régimes de fonctionnement

Grandeurs / Régime de fonctionnements	Temps d'établissement de régime permanent (s)	Valeurs maximale de la vitesse (rd/s)	Couple maximale (N.m)	Courant maximale en régime permanent (A)
Sain	6.83	//	200.72	10.93
Défaut d'une barre	19.08	157.97	145.76	10.90
Défaut deux barres adjacentes	19.78	157.97	146.48	10.90
Défaut deux barres séparées	19.91	157.97	145.84	10.90

Interprétation des résultats

Dans les trois cas de défauts, on remarque une augmentation considérable dans l'amplitude des courants, cas de rupture de barres au démarrage figure **III.41** qui atteint des valeurs supérieures aux valeurs de l'état sain.

La figure **III.39** montre un déséquilibre dans le fonctionnement de la machine par rapport à l'état sain. La simulation a montré que le moteur met un temps considérable pour atteindre le régime permanent avec des valeurs légèrement différentes entre les trois cas de défaut.

La figure **III.40** montre l'évolution de couple électromagnétique. On relève une diminution du couple développé par la machine au démarrage dans les trois cas de défaut en comparaison avec le régime sain, avec des pulsations importantes ce qui influe aussi sur la vitesse mécanique.

Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire, est la modélisation du moteur asynchrone à cage d'écureuil. On s'est basé principalement sur les caractéristiques de démarrage.

Notre étude est faite pour deux régimes de fonctionnement (sain et dégradé), dont on a calculé la variation des paramètres rotoriques en fonction du glissement, en utilisant un logiciel de calcul numérique (FEMM), qui est basé sur la méthode des éléments finis pour le calcul du champ avec une forte précision.

A partir des résultats de calcul de la variation de l'impédance rotorique en fonction du glissement, on a pu constater que pour le cas sain une augmentation de la résistance rotorique et diminution de sa réactance, ce qui comme effet l'amélioration des performances de démarrage par rapport au cas de défaut qui a fait diminuer la résistance rotorique et augmenter la réactance, ce qui a comme effet la diminution des performances de démarrage.

Une simulation de la machine a été faite pour différents cas de rupture de barres rotoriques. Les résultats obtenus nous ont permis d'illustrer l'influence de ses défauts sur la machine. On peut constater que le défaut d'une barre est moins sévère par rapport au défaut de deux barres, et que l'augmentation de nombre de barres en défaut provoque une forte dégradation des performances de démarrage de la machine.

- [1] : R. Casimir, « Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissances des formes », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, Décembre, 2003.
- [2] : G.Chateinger, D.Bouix, M.Boes, Vaillant, D.Verkindère, « Manuel de Génie Electrique », éditions Dunod, Paris, 2006.
- [3] : R.Bousseksou, « Modélisation analytique des machines asynchrone application au diagnostic » Mémoire de Magister en ETH, Université de Constantine, 2007
- [4] : A. Zameche et A. Ziani, « Etude et modélisation du moteur asynchrone à encoches profondes », Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Université Abderrahmane Mira de Bejaïa promotion 2007 /2008.
- [5] : M.Poloujadoff, « Machine asynchrone, régime permanent » Technique de l'ingénieur, traité génie électrique D3480.10 aout 1998.
- [6] : T .Wildi, G.Sybille : Electrotechnique, 4^{ème} édition, de Boeck, juin 2005
- [7] : P.Barret : « Machines électriques, Théorie et mise en œuvre », éditions Ellipses 2002.
- [8] : M.Kostenko, L.Piotrovski: « Machines électriques », tome 2, Editions Mir 1979.
- [9] : P.Lebrun : « Machine asynchrone, technologie, choix et alimentation des machines asynchrones ». Édition Luise, Armand de Strasbourg.
- [10] : H. Razik, « Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art », Green-UHP. Faculté des Sciences. Revue 3EI n° 29-Juin 2002 page 48-52.
- [11] : H.Razik,G.Didier, « Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone », Notes de cours, I.U.F.M.de Lorraine, Maxéville, Janvier 2003.
- [12] : N.Faure, « modélisation électromagnétique en présence de charge d'espace. Application à l'étude de tube électronique de type magnétique» Thèse doctorat, Université Limoge, 2006.
- [13] : L.Nait kadi, A.Nait Ouslimane: « Mise en œuvre de couplage magnétodynamique pour l'étude de la répartition de la température en utilisant la méthode des éléments finis : application aux dispositifs du chauffage par induction et lanceurs électromagnétiques » Mémoire d'ingénieur d'état en ETH.UMMTO, 2002.
- [14] : Z.Larabi, « Modélisation Analytique _Numérique de la Machine Asynchrone à encoches profondes »Mémoire d'ingénieur d'état, U.M.M.T.O, 2009.
- [15] : S.Aourfi et T.Zrourou, « Etude par simulation des moteurs asynchrones de mêmes puissances avec différentes formes d'encoches rotoriques»Mémoire master, Université de Bejaïa, 2014.

- [16] : L.Mokrani : « Contribution à la CAO optimisée des machines électriques, application au moteur linéaire à induction. », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.
- [17] : A.Kenane, « Méthode des éléments finis. » Office des Publications Universitaire (OPU),1995.
- [18] : F. Bouali, « Utilisation d'une méthode semi-analytique pour l'étude de contrôle non destructif en régime pulsé »Mémoire Magister, U.M.M.T.O ,2010.
- [19] : F. Hocini, « Association de la commande pour l'étude par éléments finis des phénomènes magnétodynamique et vibration dans les systèmes électrotechnique.» Thèse doctorat, U.M.M.T.O, 2013.
- [20] : M. Hamel, « Etude et réalisation d'un dispositif détection de défaut par méthodes électromagnétiques » Mémoire Magister, U.M.M.T.O, 2012.
- [21] :A. Bouguerne, « Diagnostic automatique des défauts des moteurs asynchrone.»Mémoire Magister, Université Mentouri de Constantine, 2007
- [22] : M. Drif , « Diagnostic des défauts dans les Machines Electriques et leur Surveillance par emploi de l'Intelligence Artificielle », Thèse Magister, USTMBO, 2004.
- [23] :H.Razik et G. Didier, « Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones »Publié dans la revue 3EI, N° .27, Décembre 2001.
- [24]: A.Bendiabellah, N.Benouzza, D.Toumi, « Cage Motor Faults detection algorithm using speed estimation and current analysis », Acta Electrotechnica et Informatica, No.2, Vol.7, 2007.
- [25] : H.Miloud, « Etude des défauts dans la machine asynchrone à Cage d'Ecureuil par l'emploi de la fonction d'enroulement modifiée.», Mémoire Magister, Université d'Oran, 2009.
- [26]:A.H.Bonnet and G.C.Soukup, « Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase-squirrel-cage induction motors », IEEE Trans. on Industry applications, vol. 28,no.4,July/August1992,pp.921-937.
- [27]:A.Menacer, « Contribution à l'identification des paramètres et des états d'une machine à induction pour diagnostic et développement de commande robuste : robustesse vis- à- vis de défaut » Thèse de doctorat, Université de Batna, Décembre 2007.
- [28]:P.J.Travner, B.G.Gavdon and D.M.Ward, « Monitoring generator and large motors.» IEE Proceeding May 1986.
- [29]: M. Sahraoui, « Contribution aux diagnostics des machines asynchrones triphasé à cage.» Mémoire de Magister, Université Mohamed.Khider Biskra, 2003.
- [30] :A. Khatir, « Etude comparative des modèles de MAS utilisés en diagnostic des défauts ».Thèse de Magister, Université Ferhat Abbas, Sétif .Algérie 2009.

Références bibliographiques

[31] :A.Ghoggal, « Diagnostic de la machine asynchrone triphasé modèle dédié à la détection des défauts »Thèse de Magister, Université de Batna, Mai 2005.

[32] :M. Sahraoui, « Etude comparative des méthodes de diagnostic de MAS »Thèse de doctorat, Université Biskra, Décembre 2010.

[33] :D.Meeker, « Finite Element Method Magnetics », Users Guide .Version 4.2.Septembre 2006.

[34] : N.Yassa, « modélisation des machines asynchrones dédié au diagnostic des défauts de court-circuit inter -spires et des cassures de barres et d'anneaux. » Mémoire de Magister, Université U.M.M.T.O ,2009.

Résumé

Les entraînements électriques à base de machine asynchrone sont largement utilisés dans les applications industrielles en raison de leurs faibles couts, de leurs performances et de leurs robustesses.

Ce mémoire de master porte sur la modélisation et la simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil. La modélisation est réalisée selon deux approches : l'une est numérique avec le logiciel FEMM, la seconde est analytique avec le logiciel MATLAB. La modélisation de la MAS par la méthode des éléments finis nous a permis de simuler différents régimes de fonctionnement (sain, défaut) , dont on a calculé la variation des paramètres rotoriques en fonction du glissement.

A partir des résultats de calcul de la variation de l'impédance rotorique en fonction du glissement une simulation de la machine a été faite sous environnement (**MATLAB**) pour différents cas de rupture de barres rotoriques. Les résultats obtenus nous ont permis d'illustrer l'influence de ses défauts sur les performances de démarrage de la machine.

Mots clés : Machine asynchrone à cage d'écureuil, défauts, diagnostic, Modélisation, Simulation, Matlab, FEMM, Simulink. Transformé de Park, équations de Maxwell .