

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



**Université Akli Mohand Oulhadj de
Bouira**

**Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées
Département Génie Électrique**



**Mémoire de Fin d'Etudes
De MASTER ACADEMIQUE**

***Domaine* : Sciences et Techniques**

***Filière* : Electromécanique**

***Spécialité* : Electromécanique**

Thème

**Détection des défauts de court-circuit
statorique dans la machine synchrone à
aimants permanents.**

Réalisé par :

- ***RAHAL KAIS***
- ***REZKI MOHAMED***

Mémoire soutenu publiquement le 31/10/2018 devant le jury composé de :

Mr. AMEZIANE Sadek..... Président
Dr. KIRECHE Nora.....Examinatrice
Dr. YASSA Nacera.....Encadreur
Pr. Bensaid SamirCo-encadreur

Année Universitaire : 2017 /2018

REMERCIEMENTS

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, nous remercions le Dieu, notre créateur de nos avoirs donné la forces, la volonté et le courage afin d'accomplir ce travail modeste.

Nous adressons le grand remerciement à notre encadreur qui a proposé le thème de ce mémoire, pour ses conseils et ses dirigés du début à la fin de ce travail.

Remerciement à Pr. Bensaid Samir, responsable du laboratoire électrotechnique, pour s'être montré toujours disponible, aidant et à l'écoute et pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Nous tenons également à remercier Messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance.

Nous réservons également des remerciements très spéciaux à l'ensemble des enseignants de la faculté des sciences et technologies de l'université Akli Mohand Oulhadj.

Finalement, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos familles qui nous ont toujours soutenues et à tout ce qui participe de réaliser ce mémoire. Ainsi que l'ensemble des enseignants qui ont contribué à notre formation.

Table des matières

Table des matières

REMERCIEMENTS	I
Table des matières.....	II
Liste des figures	III
INTRODUCTION GENERALE.....	1

Chapitre I : Généralités sur les MSAP

I. INTRODUCTION	3
I.1 Présentation de la machines synchrone à aimants permanents.....	3
I.2 Constitution	4
I.2.1 Stator	4
I.2.2 Rotor.....	5
I.2.3 Les organes mécaniques.....	5
I.2.3.1 L'arbre.....	5
I.2.3.2 Les roulements	5
I.3 Principe de fonctionnement:	6
I.4 Les aimants permanents (éléments constituant le rotor).	7
I.4.1 Caractéristiques générales des aimants permanents	9
I.4.2 Les différents types d'aimants permanents	9
I.4.2.1 Les Alnico	9
I.4.2.2 Les Ferrites.....	10
I.4.2.3 Les alliages métaux – terres rares	10
I.5 Catégories de la MSAP	10
I.5.1 Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS)	10
I.5.2 Machine synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)	10
I.5.3 Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)	11
I.5.4 Machines synchrones à Aimants à concentration de flux	11
I.6 Les domaines d'application des MSAP	12
I.7 Avantages et inconvénients des (MSAP).....	12
I.8 Présentation des différentes défaillances des MSAP.....	13
I.8.1 Défaillances au stator	15
I.8.1.1 Court-circuit entre spires.....	15
I.8.1.2 Court-circuit entre phases	15

I.8.2 Défaillances au rotor	16
I.8.2.1 Excentricité statique et dynamique	16
I.8.2.2 Désaimantation	17
I.8.3 Défaillance d'ordre mécanique	17
I.8.3.1 Défauts de roulements.....	17
I.8.3.2 Défaillance de l'arbre.....	18
I.8.3.3 Défaillance des flasques.....	18
I.9 Conséquences des défauts statoriques.....	18
I.10 Aperçu sur les méthodes de diagnostic.....	19
I.10.1 Approche signal.....	20
I.10.2 Approche à base de modèle.....	20
I.10.2.1 Approche à base d'observateur	21
I.10.2.2 Approche par espace de parité	21
I.10.2.3 Approche par estimation paramétrique	21
I.10.3 Diagnostic par utilisation des techniques d'intelligence artificielle (IA).....	22
I.11 Conclusion.....	22

Chapitre II : Modélisation de la MSAP

INTRODUCTION.....	23
II. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS	23
II.1 Modélisation de la MSAP par méthode éléments finis.....	23
II.1.1 Présentation du logiciel FLUX 2D/3D	23
II.1.2 Génération de la (MSAP) étudiée sur FLUX 2D/3D	24
II.1.2.1 Construction de la géométrie	24
II.1.2.2 Génération de maillage	26
II.1.2.3 Modélisation de la machine en présence de défaut (court-circuit inter-spines)	27
II.2 Modélisation de la MSAP par la méthode CEMC.....	28
II.2.1 Principes de la modélisation par l'approche (CEMC)	28
II.2.2 Modélisation de MSAP dans le repère (a, b, c) sans défaut.....	28
II.2.2.1 Les équations électriques	29
II.2.2.2 Les équations magnétiques	29
II.2.2.3 Equation mécanique.....	30
II.2.2.4 Expression du couple électromagnétique	30
II.2.2.5 Modèle d'état de la MSAP en régime sain	31
II.2.3 Modélisation de la MSAP dans le repère (a, b, c) avec défaut de court- circuit inter spires.....	32

II.2.4 Equations électriques	33
II.2.5 Equations magnétiques	34
II.2.6 Equation mécanique.....	34
II.2.7 Expression du couple électromagnétique.....	35
II.2.8 Modèle d'état de la MSAP avec défaut.....	35
Conclusion.....	36

Chapitre III : Exploitation des résultats obtenus

Introduction	37
III. Résultat de simulation du modèle de la MSAP en régime sain et en défaut	37
III.1 Résultat de simulation de modèle MSAP sous FLUX 2D en régime sain et défaut de court-circuit inter-spire par la méthode des éléments finis	37
III.1.1 Machine saine.....	37
III.1.2 Machine en défaut	38
III.1.3 Interprétation	39
III.2 Validation du modèle triphasé de la MSAP sur Matlab	39
III.3 Résultats de simulation du modèle de la MSAP sur Matlab par la méthode des (CEMC)	41
III.3.1 Machine saine.....	41
III.3.1.1 Essai à vide.....	41
III.3.1.2 Essai en charge	42
III.3.1.3 Interprétation des résultats.....	43
III.3.2 Machine en défaut essai à vide.....	44
III.3.2.1 Machine en défaut essai en charge	45
III.3.3 Interprétations des résultats	47
III.4 Analyse spectrale.....	48
III.4.1 Essai à vide.....	48
III.4.2 Essai en charge	49
III.4.3 Interprétations des résultats.....	50
III.5 Conclusion.....	51
Conclusion générale	52

Bibliographie

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1. Machine synchrone à aimant permanent...	3
Figure I.2. Stator de la machine synchrone	4
Figure I.3. Rotor à aimant permanent.....	5
Figure I.4: (a) roulements ;(b) arbre d'induit ; (c) roulement monté dans la machine.....	6
Figure I.6. Aimants permanents... ..	7
Figure I.7. Attraction et repoussement des aimants et des charges... ..	8
Figure I.8. Cycle d'hystérésis.....	8
Figure I.9. Courbe de désaimantation... ..	9
Figure I.10. Les machines synchrones en termes de placement des aimants	11
Figure I.11. Quelques applications des MSAP.....	12
Figure I.11. Répartition des défauts dans les machines de moyenne puissance en 1988.....	13
Figure I.12. Évolution du pourcentage des défauts pendant une décennie... ..	14
Figure I.13. Différents types de courts-circuits au sein du bobinage statorique	16
Figure I.14. Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte... ..	17
Figure I.15. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques... ..	19
Figure I.16. Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un modèle	21

Chapitre II

Figure II.1. Phases de construction d'un projet sur Flux.....	24
Figure II-2 (a) structure de la MSAP posé en surface dans Flux 2D ; (b) coupe de la machine qui montre deux pôles... ..	25

Figure II.3. (a) circuit électrique de la MSAP ; (b) schéma de bobinage de la MSAP.....	26
Figure II.4. La géométrie de la machine avec le maillage généré.....	27
Figure II.5. Schéma électrique sous (FLUX) avec défauts.....	27
Figure II.5 Représentation schématique de la MSAP dans le repère (a, b, c)....	28
Figure II.6. Représentation schématique de la MSAP avec défaut (a, b, c).....	33

Chapitre III

Figure III.1 Résultats de la machine en défaut (a) Répartition des lignes équiflux (b) L'induction magnétique	37
Figure III.2 Résultats de la machine en défaut 25% (b) Répartition perturbée des lignes de flux ;(a) L'induction magnétique	38
Figure III.3 Résultats de la machine en défaut 50% (a) Répartition perturbée des lignes de flux ;(b) L'induction magnétique.....	38
Figure III.4 organigramme....	40
Figure III.5 Courant des phases statoriques à vide.....	40
Figure III.6 Vitesse de rotation à vide.....	40
Figure III.7 Couple électromagnétique à vide.....	42
Figure III.8 Courant des phases statoriques en charge.....	42
Figure III.9 Vitesse de rotation en charge	42
Figure III.10 Couple électromagnétique en charge	43
Figure III.11 : Les courants statoriques avec défaut court-circuit inter spires (a)10% ,(b) 20%.....	44
Figure III.12: vitesse de rotation avec défaut court-circuit inter spires (a)10% , (b) 20%	44
Figure III.13: Couple électromagnétique avec défaut court-circuit inter spires (a)10% , (b) 20%.....	45

Figure III.14 : Les courants statoriques avec défaut court-circuit inter spires (a)10% ,(b) 20%.....	45
Figure III.15: vitesse de rotation avec défaut court-circuit inter spires (a)10% , (b) 20%	46
Figure III.16: Couple électromagnétique avec défaut court-circuit inter spires (a)10%, (b) 20%.....	46
Figure III.17 La vitesse de rotation avec 10%, 20 % de spires en court-circuit.....	46
Figure III.18 le Couple électromagnétique avec 10%, 20 % de spires en court-circuit.....	47
Figure.III.19 Analyse spectrale du modèle sain... ..	48
Figure.III.20 Analyse spectrale de défaut de court-circuit de la phase Ias ;(a)10% et (b)20%	48
Figure.III.21 Analyse spectrale à 10% et 20% de défaut de court-circuit de la phase Ias	49
Figure.III.22 Analyse spectrale de défaut de court-circuit ;(a)10% et (b)20% de la phase Ias	49
Figure.III.23 Analyse spectrale à 10% et 20% de défaut de court-circuit avec modèle sain... ..	49
Figure.III.24 Analyse spectrale de défaut de court-circuit ;(a)10% et (b)20% de la phase Ibs	50
Figure.III.25 Analyse spectrale de défaut de court-circuit ; 10%,20% de la phase Ibs.....	50

Introduction générale

Au cours de ces dernières années, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans les applications industrielles comme l'automobile, l'aéronautique, la robotique ou encore le transport ferroviaire.

En effet, les MSAP possèdent généralement à un volume donné des meilleures caractéristiques que leurs homologues à courant continu, asynchrones et synchrones classiques comme : couples massiques plus élevés, bons rendements, bonnes durées de vies, performances dynamiques élevées, gammes de vitesse de fonctionnement importantes. Ces caractéristiques les rendent bien adaptées aux applications où la masse, l'encombrement et le rendement sont des importants critères comme celles citées précédemment [1]. Mais les exigences liées à la sûreté de fonctionnement de ce type de machines prennent une large part dans les contraintes de leur mise en disposition.

En raison du vieillissement des matériaux magnétiques, des défauts de fabrication et des opérations intermittentes, plusieurs types de défauts sont inévitables dans les machines électriques. Si un défaut n'est pas détecté suffisamment tôt, il peut entraîner la dégradation complète de la machine. Pour cela, la maintenance prédictive et le diagnostic de défauts dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont pris une place importante, depuis que les exigences de sécurité, de disponibilité et de fiabilité des processus industriels sont devenues de plus en plus sévères.

Généralement, les méthodes de diagnostic nécessitent la connaissance de l'état sain de la machine quelle que soit la grandeur physique exploitée. La détection d'un défaut est alors basée sur la comparaison de la signature d'un état donné avec celle de l'état supposé sain, en considérant un indicateur issu d'une mesure que l'on sait sensible à un défaut particulier. La difficulté de cette démarche est que, souvent, les indicateurs sensibles existent déjà pour la machine saine (cas de raies d'un spectre). C'est alors leur variation, souvent leur augmentation, qui est susceptible de donner des informations sur la présence d'un défaut. D'autre part, la charge de la machine peut constituer pour le diagnostic un facteur perturbant [2].

C'est dans ce contexte que se déroule notre travail, en effet nous nous sommes intéressés plus particulièrement à la détection d'un défaut de court-circuit inter-spores dans une phase statorique d'une MSAP, pour un meilleur examen de cet effet deux approches de modélisation sont utilisées, la Méthode des Eléments Finis (MEF) et la méthode des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC). Et pour suivre le comportement de la machine une analyse fréquentielle des courants statoriques (analyse spectrale) est adoptée.

Dans ce cadre nous souhaitons répondre à la question suivante : *Quel est le comportement de la MSAP a l'état de fonctionnement en mode dégradée ?*

Pour cela, notre mémoire est structuré en trois chapitres détaillés comme suite :

- Le premier est consacré aux généralités sur les machines synchrones à aimants permanents et la description des différents défauts qui peuvent être rencontrés, leurs causes et les conséquences des défauts statoriques. On finira ce chapitre avec un aperçu sur les méthodes de diagnostic des défauts.
- Le second est dédié à la modélisation de la MSAP sans défaut et en présence de défaut de court-circuit inter-spires avec deux méthodes MEF et CEMC.
- Le dernier chapitre, présente les résultats de simulation issus de la résolution des modèles d'états implémentés sous environnement Flux 2D et Matlab avec leurs interprétations et nous allons mettre en évidence de manière plus précise le défaut de court-circuit par une analyse spectrale.

Chapitre I
Généralités sur les MSAP

I. Introduction

Les machines synchrones à aimants permanent (MSAP), Qu'elle soit en mode moteur ou générateur, sont devenues plus attractives car elles répondent bien aux exigences des nouvelles technologies. Le regain d'intérêt pour ces machines, est dû en grande partie à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à leurs faibles pertes ainsi qu'à leur important couple massique, qui les rend mieux adaptées aux applications industrielles.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles

- les machines synchrones à rotor bobiné
- les machines synchrones à réluctance variable
- les machines synchrones à aimants permanents.

Notre intérêt va plus particulièrement vers cette dernière catégorie, en effet avec l'apparition d'aimants permanents de plus en plus performants (faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande, induction de saturation et champ coercitif plus élevé) permis l'essor considérable de ces machines, aussi l'excitation a aimants permanents permet aux MSAP de fonctionner sans collecteur et sans balais (brushless), et d'augmenter ainsi leur durée de vie tout en réduisant le coup de leur maintenance.

Ce premier chapitre donne d'abord des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents et un aperçu sur les aimants permanents avant l'exposition aux différents catégories des (MSAP), les défauts qui peuvent toucher cette dernière, leurs causes et les conséquences des défauts statorique. Nous terminons le chapitre avec les méthodes de diagnostic des défauts.

I.1 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [3].

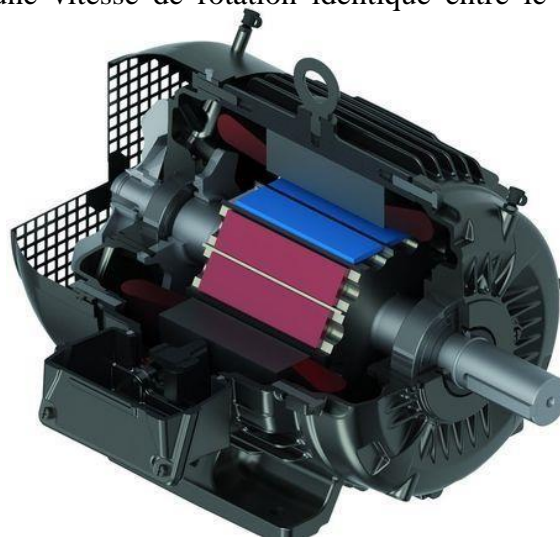


Figure I.1. Machine synchrone à aimant permanent [4].

I.2 Constitution

Pratiquement toutes les machines électriques qui transforment l'une en l'autre les énergies mécanique et électrique sont des machines tournantes qui comportent presque toujours un organe fixe dénommé stator et un organe mobile dénommé rotor. Ces deux organes sont séparés par un entrefer, dont le rôle essentiel, comme on le verra par la suite dans le principe de fonctionnement, n'est pas uniquement de permettre la rotation du rotor par rapport au stator.

Nous nous limitons à la présentation succincte des machines synchrones triphasées à aimants permanents, en donnant quelques précisions sur les éléments constitutifs de ces machines.

I.2.1 Stator

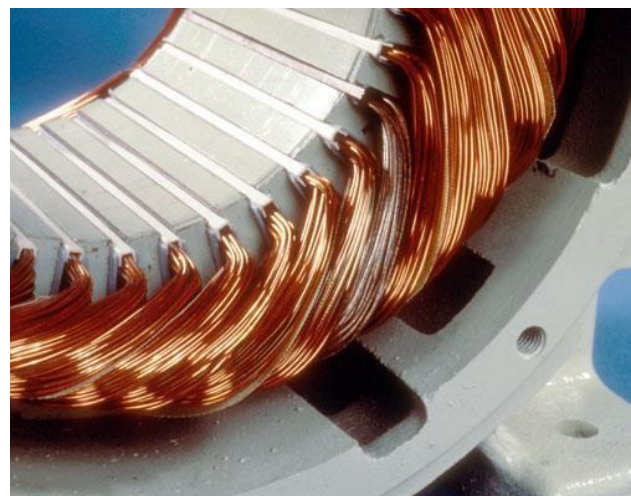
C'est une partie fixe induit où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées [5], il est constitué de plusieurs bobines réparties dans les encoches statoriques. On distingue, deux catégories de bobinage sont couramment utilisées dans les MSAP, le bobinage distribué et le bobinage concentrique.

Le bobinage distribué, encore appelé réparti, est la technique la plus utilisée dans l'industrie. Son avantage majeur est qu'elle permet une répartition quasi-sinusoidale du champ magnétique dans l'entrefer. Par conséquent, elle augmente la capacité du bobinage à récupérer le flux rotorique et donc de réduire les pertes magnétiques. Par ailleurs, le bobinage distribué est bien adapté dans les applications à grande vitesse, où un nombre de paires de pôles réduit est bien nécessaire. L'inconvénient principal de cette structure de bobinage est le volume de cuivre important perdu, notamment dans les têtes de bobines, lors de sa mise en place.

D'une autre part, le bobinage concentrique est une ancienne technique de bobinage qui consiste à entourer chaque dent par un enroulement et puis relier les enroulements de la même phase en série ou en parallèle. Cette structure de bobinage présente beaucoup d'avantages, par rapport à la première, qui résident dans : la réduction des têtes de bobines et donc du volume de cuivre utilisé, sa facilité de réalisation et son efficacité plus élevée pour le même couple moyen. Ce type de bobinage est très adapté dans les applications à grande puissance, avec un nombre de phases ou de pôles importants [1].



(a) bobinage concentrique



(b) bobinage distribué

Figure I.2. Stator de la machine synchrone [6].

I.2.2 Rotor

Les différents types des moteurs électriques asynchrones ou synchrones ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même [7]. Donc le rotor c'est la partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique, il est constitué d'un aimant permanent. Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses ou à pôles saillants.

Une machine à pôles lisses a un entrefer considéré comme constant alors qu'une machine à pôles saillants a un entrefer variable. On retrouve des machines synchrones à pôles lisses dans les applications où la vitesse de rotation est élevée et les machines à pôles saillants interviennent sur des applications de faible vitesse, avec des puissances plus importantes [7].



Figure I.3. Rotor à aimant permanent [8].

I.2.3 Les organes mécaniques

I.2.3.1 L'arbre

L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur le quel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre [9].

I.2.3.2 Les roulements

Les roulements représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine (arbre). Ils permettent d'assurer une bonne rotation du rotor.

En général, sont composés d'une bague interne, d'une bague externe, d'un organe de roulement (constitué le plus souvent de billes maintenues dans une cage ou de rouleaux) ainsi que d'un dispositif de lubrification [10].

Les critères de choix de type des roulements reviennent aux caractéristiques et au type d'effort exercé sur la machine :

- ❖ Pour les vitesses élevées : Roulements à billes, à rouleaux cylindriques, à aiguilles.

- ❖ Pour l'effort radial :
 - Faible ou moyen : Roulements à bille
 - Important : Roulements à rouleaux ou à aiguilles
- ❖ Pour l'effort axial :
 - Faible : Roulements rigide à billes
 - Moyen : Roulements à billes à contact oblique
 - Important : Roulements à rouleaux coniques

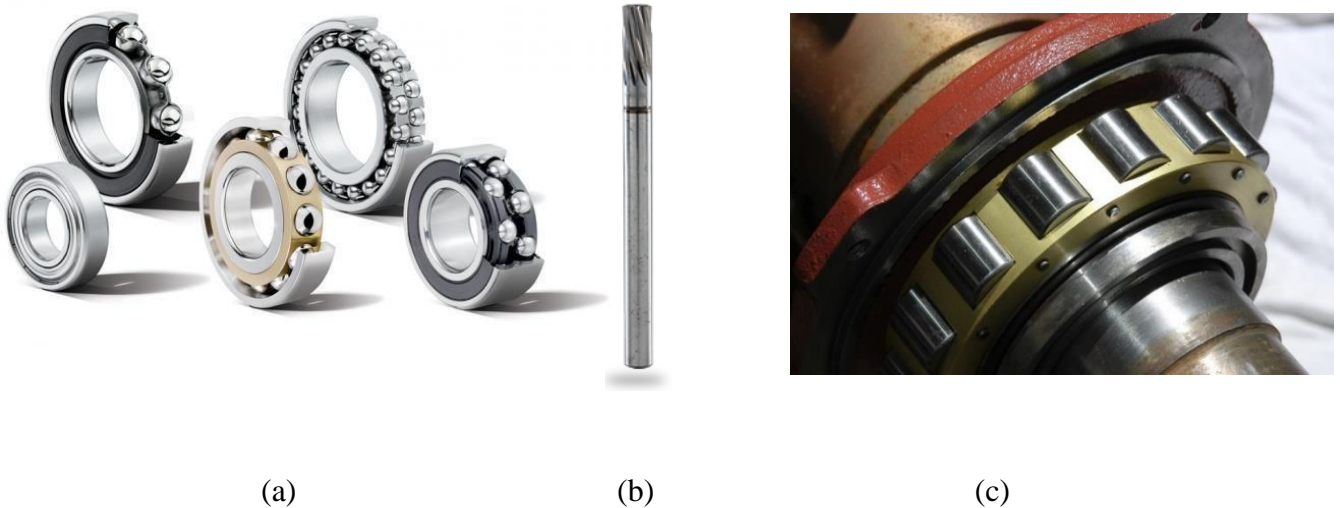


Figure (I.4): (a)roulements [11];(b) arbre d'induit [12]; (c) roulement monté dans la machine [13]

Les roulements à billes, illustrés dans la (figure I-5), sont les plus utilisés dans la majorité des machines électriques en raison de leurs meilleurs rapports performance-prix [14].

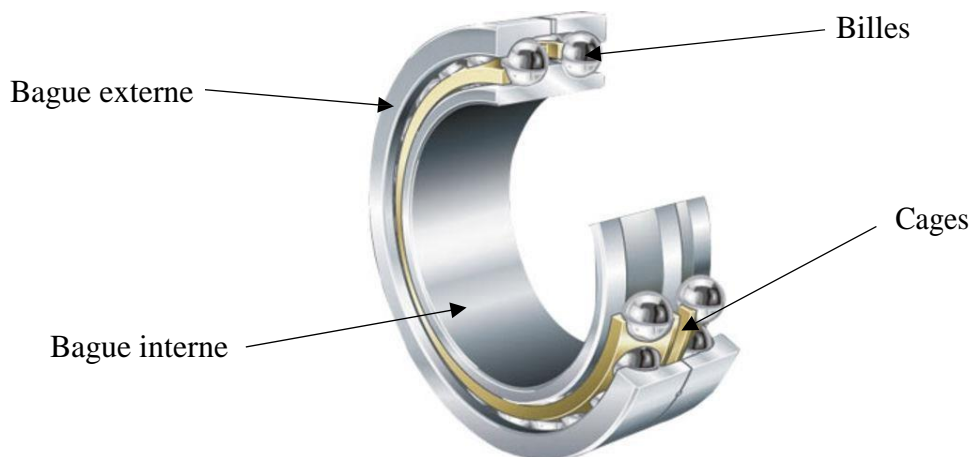


Figure I.5. Structure d'un roulement à 2 rangées de billes [15]

I.3 Principe de fonctionnement:

Dans toute machine électrique quelle qu'elle soit, on pourra toujours distinguer un organe destiné à créer le flux magnétique et que l'on désignera pour cette raison sous le nom "Inducteur" et un organe portant les conducteurs qui sont le siège de forces électromotrices sous l'effet des phénomènes d'induction et que l'on désigne par le nom "Induit".

Le stator alimenté par un système de tensions triphasé crée un champ tournant dans l'entrefer. Ce champ magnétique tourne à la vitesse de (f/p) tours par secondes avec (f) fréquence d'alimentation des bobinages statoriques, et (p) le nombre de paires de pôles.

Le rotor composé de p aimants permanents va alors s'aligner avec le champ tournant. Le rotor tourne ainsi à la même que le champ tournant. La vitesse de rotation du rotor est donc : $\Omega = \frac{\omega}{p}$

Le synchronisme des champs magnétiques induit et inducteur impose une procédure spécifique de démarrage (de couplage au réseau en mode alternateur).

- En mode moteur : un moteur synchrone ne peut démarrer directement à pleine tension depuis le réseau de fréquence 50Hz (Car le rotor a une vitesse nulle au démarrage $\Omega \neq \omega$). Pour une alimentation directe en 50 Hz, il faudrait donc au préalable amener la charge à la vitesse nominale par un moteur auxiliaire puis connecter l'alimentation.

- En mode alternateur (pour les machines à rotor bobiné essentiellement) : avant de connecter la machine synchrone au réseau, il faut lancer le rotor à la vitesse de synchronisme par un moteur annexe, puis en modulant le courant d'induction, amener la fém. créée par l'alternateur à la même valeur que la tension du réseau.

I.4 Les aimants permanents (éléments constituant le rotor) [16]

On appelle « aimant permanent » tout corps capable d'attirer d'autres corps en fer, en cobalt et en nickel (appelés matériaux « ferromagnétiques ») et vice versa.

L'intensité des forces magnétiques diminue rapidement lorsqu'on éloigne les deux corps l'un de l'autre. Un aimant agit à travers des matériaux comme l'air, l'eau ou le bois.



Figure I.6. Aimants permanents [17].

Les propriétés magnétiques d'un aimant sont particulièrement importantes aux extrémités, appelées « pôles magnétiques », ces pôles apparaissent toujours par paires et ne sont pas identiques, on distingue alors le pôle nord et le pôle sud.

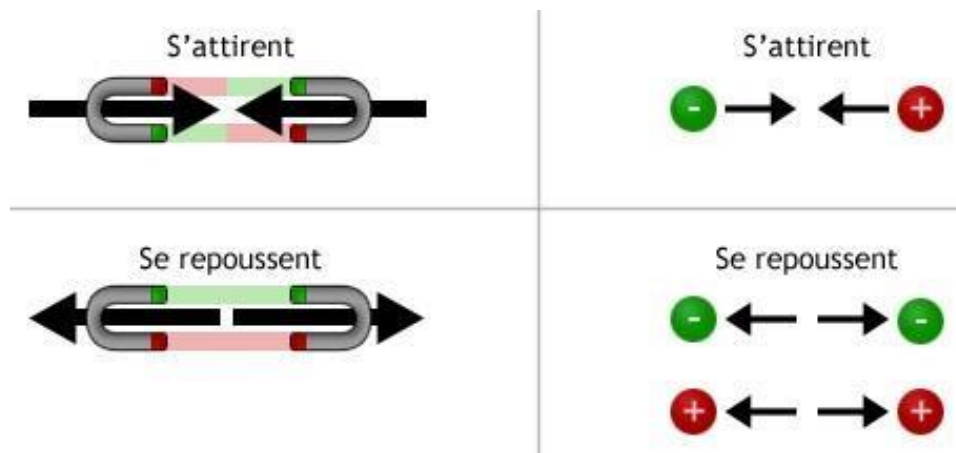


Figure I.7. Attraction et repoussement des aimants et des charges [18].

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.7) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

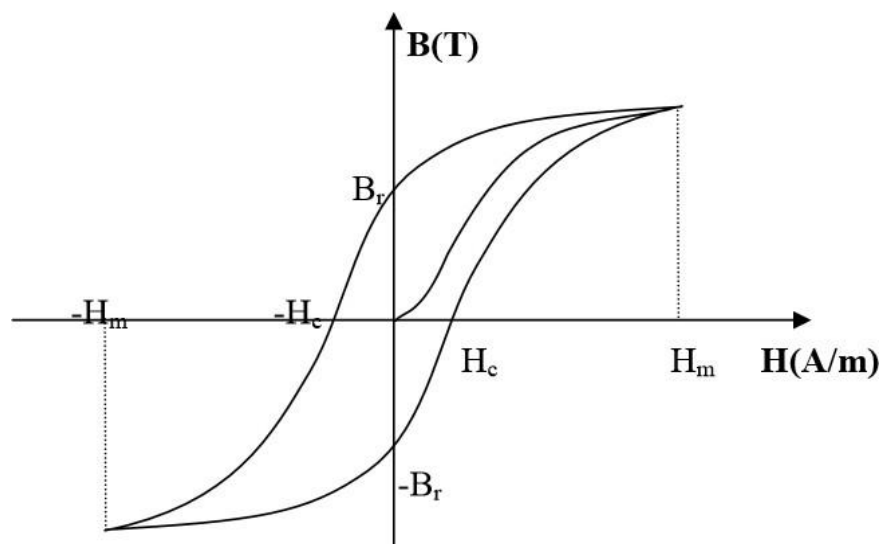


Figure I.8. Cycle d'hystérésis

I.4.1 Caractéristiques générales des aimants permanents

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième quadrant de son cycle d'hystérésis (voir figure I-8).

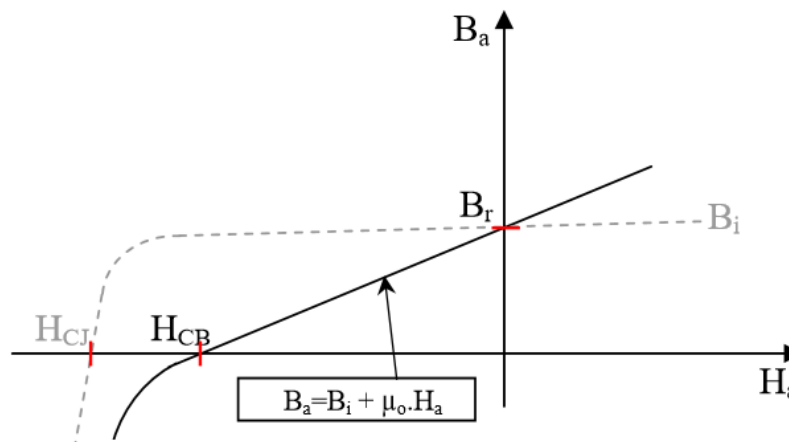


Figure I.9. Courbe de désaimantation

Les aimants permanents sont caractérisés par plusieurs paramètres qui sont déterminants pour les applications industrielles. Ces paramètres sont:

- L'induction résiduelle (ou rémanente), B_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- le champ coercitif, H_{cb} , représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.
- le champ coercitif de polarisation, H_{cj} , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.
- le produit d'énergie $(B.H)_{max}$: valeur énergétique de l'aimant par unité de volume. En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

I.4.2 Les différents types d'aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types :

I.4.2.1 Les Alnico

Aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de par leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.

I.4.2.2 Les Ferrites

Aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.

I.4.2.3 Les alliages métaux – terres rares

Ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium–cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

Le choix de l'aimant est effectué en fonction de caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable.

I.5 Catégories de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants d'après [3] est le suivant :

- Aimants en surface (Surface magnet type)
- Aimants insérés (Inset magnet type)
- Aimants enterrés (Interior magnet type)
- Aimants à concentration de flux (Burried magnet type)

I.5.1 Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS)

Dans ce type de machine (Figure I.9.a), les aimants sont collés directement à la surface du rotor et l'entrefer de la machine est considéré constant. Ainsi, la machine est à pôles lisses (absence de saillance $LSd = LSq$). Cette structure est souvent utilisée pour sa simplicité de fabrication et de commande. Cependant, les aimants placés en surface sont susceptibles de se décoller à haute vitesse car ils sont soumis directement aux forces centrifuges [10].

I.5.2 Machine synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)

Cette structure (Figure I.9.b) est analogue à celle des aimants montés en surface. Cependant, les ouvertures entre les aimants sont remplies de fer pour créer une saillance ($LSq > LSd$). Cette machine à pôles saillants présente également un bon rapport poids-puissance et le collage des aimants ne nécessite plus d'être consolidé [10].

I.5.3 Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) :

Dans ce type de machine (Figure I.9.c), les aimants permanents sont directement enterrés dans le rotor. Cette structure présente un rapport de saillance plus élevée que celle à aimants insérés. Le risque de décollement des aimants est nul cependant, le rapport poids puissance est réduit. Ainsi, cette topologie est adaptée pour des fonctionnements à haute vitesse où l'encombrement n'est pas une contrainte.

I.5.4 Machines synchrones à Aimants à concentration de flux :

Cette structure (Figure I.9.d) utilise une distribution tangentielle de l'aimantation (au lieu d'une distribution radiale dans les structures précédentes), ce qui implique une forte concentration du flux magnétique dans le rotor. Cela permet d'augmenter sensiblement l'induction dans l'entrefer. Cette topologie utilise principalement des aimants de type « ferrite » pour éviter la saturation magnétique de l'acier et s'applique donc pour des applications où le volume n'est pas une contrainte.

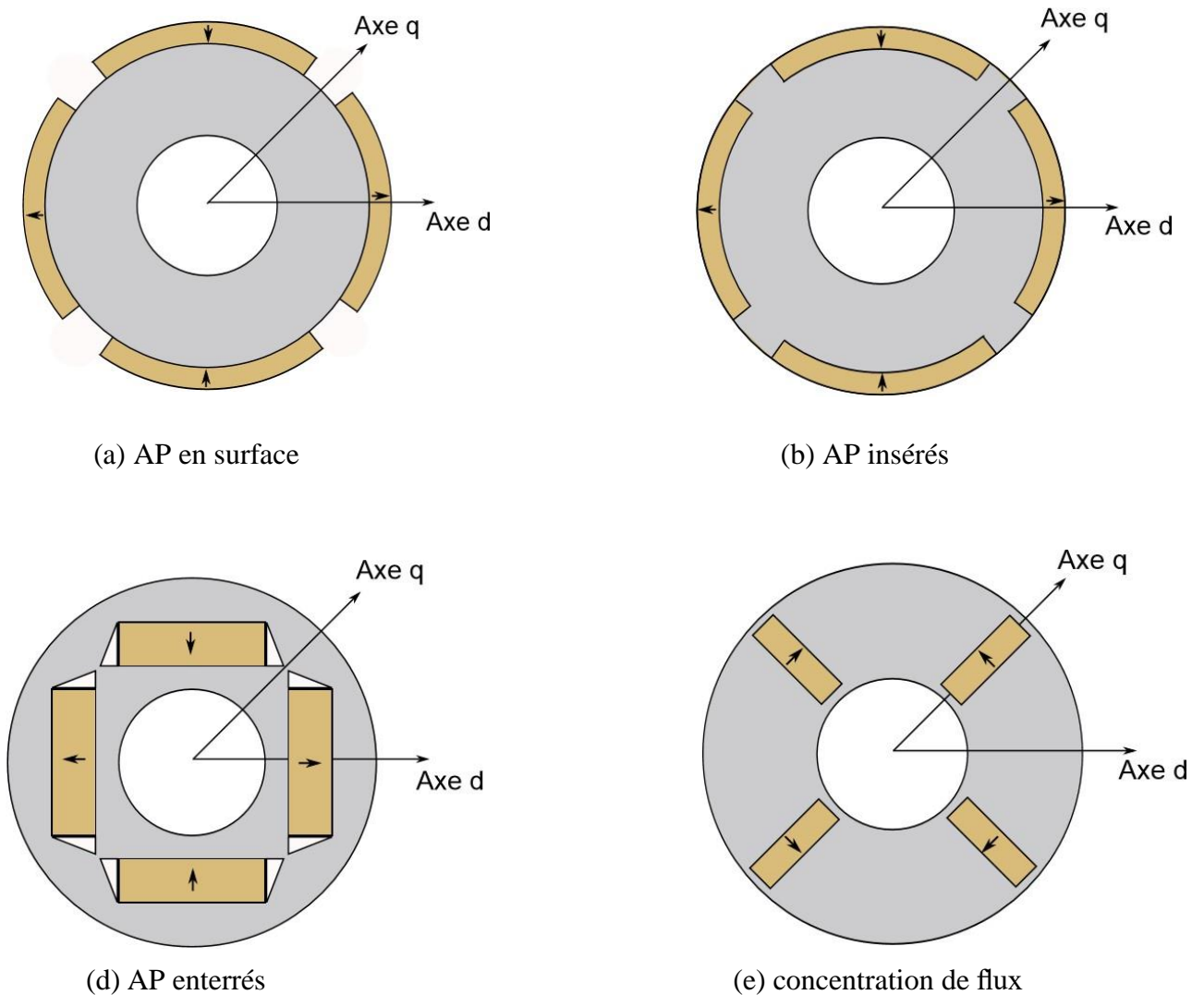


Figure I.10. Les machines synchrones en termes de placement des aimants [19].

I.6 Les domaines d'application des MSAP

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aérospatial, machines-outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...) [20].



(a) Voiture électrique [21]



(b) lecteur DVD [22]



(c) traction ferroviaire [23]

Figure I.11. Quelques applications des MSAP.

I.7 Avantages et inconvénients des (MSAP)

Lors de construction des (MSAP), l'utilisation des aimants permanents à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantages qui sont d'après [5] :

- Suppression de l'alimentation du rotor (absence du contact bagues balais).
- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator.
- Facteur de puissance et rendement du moteur est améliorées.
- Une faible inertie et un couple massique élevé.
- Une meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance plus simple.
- Pas d'échauffement au rotor, et absence des pertes

joules. Comme inconvénients de la MSAP d'après [24] on cite :

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Ondulations de couple.

I.8 Présentation des différentes défaillances des MSAP

Une défaillance d'une machine électrique représente tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les raisons de défaillances dans les machines tournantes électriques ont leur origine dans la conception, la tolérance de fabrication, l'assemblage, l'installation, l'environnement de travail, nature de la charge et le calendrier de maintenance [2].

Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques, thermiques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes [25] :

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, etc.
- Les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, etc.
- Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc.

Plusieurs études statistiques ont été effectuées, à partir des années 80 jusqu'à présent, sur les défauts dans les machines asynchrones de moyenne et grande puissance. Cependant, il est toujours difficile de donner une répartition exacte des défaillances dans les différentes parties de la machine, parce qu'elle dépend de plusieurs facteurs tels que le type de la machine, le type d'alimentation, l'environnement d'application et autres [26].

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels [27] sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a donné les résultats illustrés dans la (figure 1.10) qui montre que 60% des pannes se situent au stator, 22% au rotor et 18% dans les autres régions telles que les roulements.

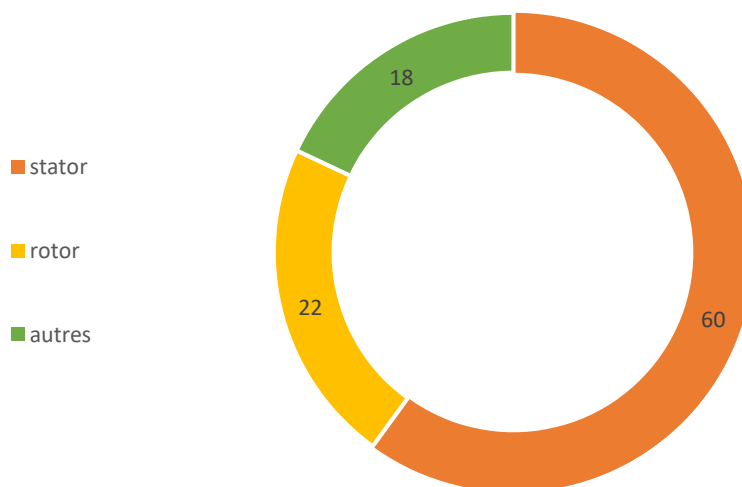
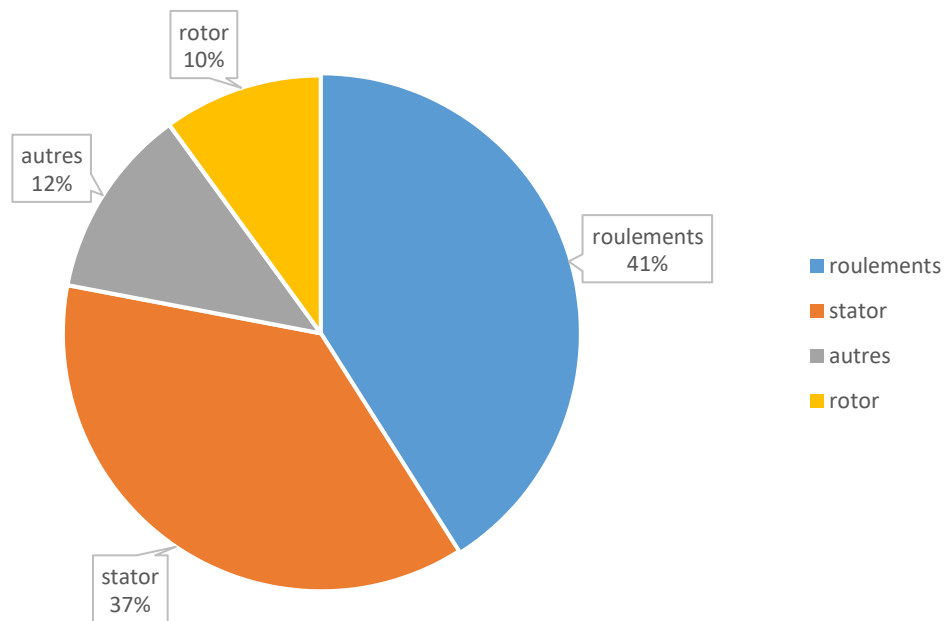
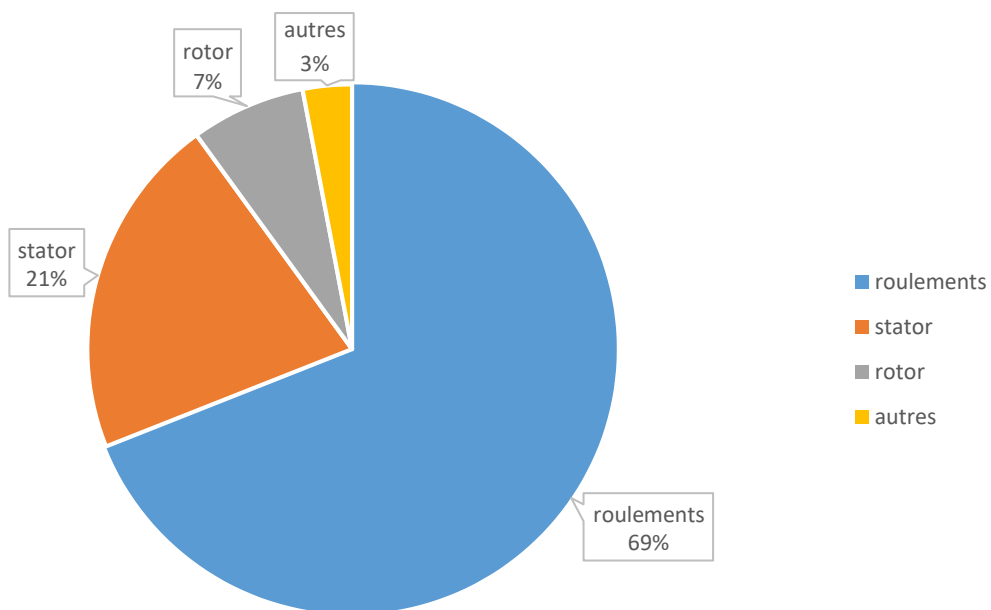


Figure I.11. Répartition des défauts dans les machines de moyenne puissance en 1988

L'étude effectuée sur les machines asynchrones de grande puissance (de 100 KW à 1 MW) par Thorsen [28] en 1999 donne les résultats qui sont représentées dans la (figure I.12.a)



(a) statistiques de Thorsen en 1999



(b) statistique de Bonnet en 2008

Figure I.12. Évolution du pourcentage des défauts pendant une décennie

Une autre étude statistique récente, effectuée par Bonnett [29] en 2008, sur des machines asynchrones de grande puissance travaillant dans l'industrie pétrochimique. Le résultat de cette enquête, présenté dans la (figure I-12-b), montre que 69% de défauts se situent dans les roulements, 21% au stator, 7% au rotor et 3% aux accouplements d'arbre.

Ces statistiques confirment que le taux de défaillance dépend considérablement de l'application de la machine et de son environnement. En effet, les défauts dans le stator sont les plus fréquents dans les machines de moyenne puissance (voir figure I.11) alors que les défauts de roulements sont dominants dans les applications à puissance élevée (voir figure I.12).

D'autre part, ces études montrent que pendant une décennie la répartition de pourcentage de ces défauts a changé, les défauts de roulements sont passés de 41% à 69%, les défauts au stator sont passés de 37% à 21% et celles au rotor de 10% à 7%. On constate que les défauts dans le stator et le rotor sont de moins au moins fréquents. Cela est dû à l'amélioration de la technique de fabrication de machines électriques (par exemple l'amélioration des isolants).

I.8.1 Défaillances au stator

Les courts-circuits au niveau des enroulements statoriques font partie des défauts électriques les plus fréquemment rencontrés dans les machines. Ces défaillances sont provoquées par une dégradation des matériaux isolants recouvrant les conducteurs [10]. Dans la plupart des cas, cette dégradation entraîne un court-circuit inter-spires et qui peut se dégénérer en des courts circuits inter-bobines, inter-phases et entre phases et neutre [1]. Ces trois types des courts-circuits sont représentés dans la figure (figure I.10) ainsi que le court-circuit phase masse :

- Défaut D1 : court-circuit inter-spires
- Défaut D2 : court-circuit inter-phases
- Défaut D3 : court-circuit phase-neutre
- Défaut D4 : court-circuit phase-masse

I.8.1.1 Court-circuit entre spires

Le court-circuit entre spires de la même phase est un défaut fréquent qui peut apparaître soit au niveau des têtes de bobines soit dans les encoches, ce qui entraîne une diminution du nombre de spires effectives de l'enroulement. D'autre part, il entraîne aussi une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases et dans le cas des machines asynchrones, il amplifie les courants dans le circuit rotorique. La contrainte thermique amenée par le courant de court-circuit risque d'entraîner la propagation du défaut à d'autres spires, ce qui peut conduire au déclenchement des protections électriques dans l'alimentation [2].

I.8.1.2 Court-circuit entre phases

Un court-circuit entre phases peut arriver en tout point du bobinage [30], mais les plus fréquents apparaissent dans les têtes de bobines, puisque c'est dans celles-ci que les conducteurs de phases différentes se côtoient. L'influence de ce type de défaut sur le fonctionnement de la machine dépend de la localisation du défaut (de la partie affectée). Si le court-circuit est proche de l'alimentation entre phases, il induit des courants très élevés qui conduisent à la fusion des conducteurs d'alimentation ce qui provoque un arrêt net de la machine. Si le court-circuit est proche du neutre entre deux phases, il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de fusion des conducteurs [2].

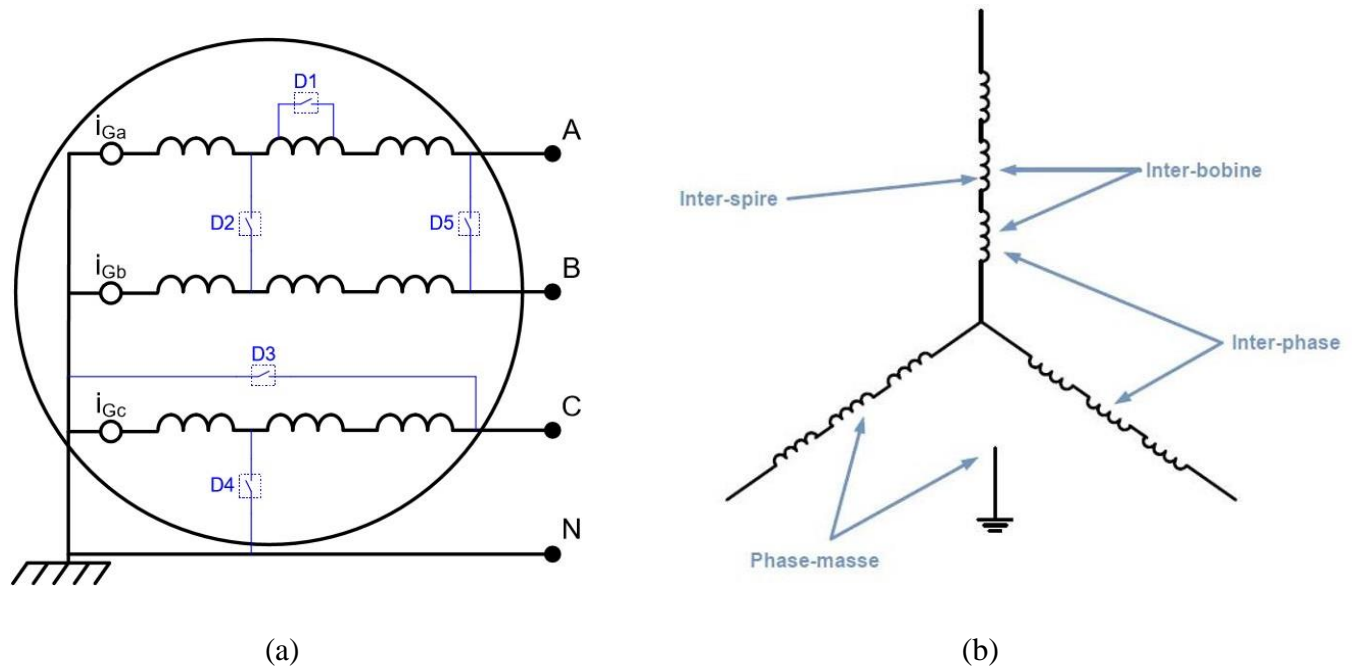


Figure I.13. Différents types de courts-circuits au sein du bobinage statorique

I.8.2 Défaillances au rotor

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor des MSAP, peuvent être définis comme suit :

I.8.2.1 Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage).

Trois catégories d'excentricité sont généralement distinguées selon [2], [30]:

- **L'excentricité statique** (figure I.14.a) : le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe, La cause principale c'est un défaut de centrage des flasques.
- **L'excentricité dynamique** (figure I.14.b) : le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe, Ce type d'excentricité est causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.
- **L'excentricité mixte** (figure I.14.c) : associe les deux cas précédents

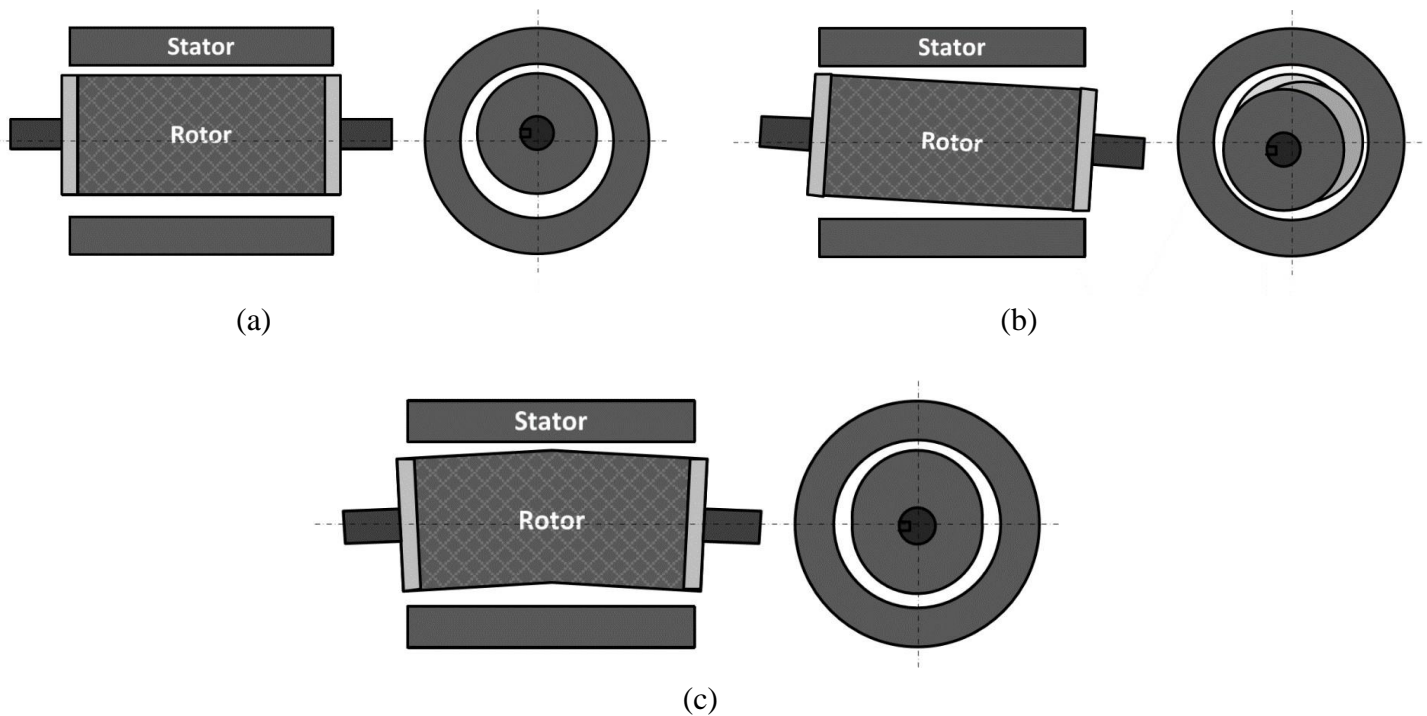


Figure I.14. Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte [2].

I.8.2.2 Désaimantation

Pour les machines à aimants permanents, nous pouvons aussi mentionner dans ce paragraphe le problème de désaimantation des aimants. Il se traduit par une démagnétisation des aimants permanents, entraînant une réduction ou un déséquilibre du flux magnétique produit. Ce type de défaillance survient principalement à cause d'un problème de fabrication, d'un mauvais dimensionnement des aimants, ou suite à une contrainte thermique (élévation de la température) ou électrique (champ magnétique inverse) trop forte. Les conséquences d'un défaut de désaimantation et d'un défaut d'excentricité sont analogues, à savoir l'apparition de vibrations mécaniques et des fem déséquilibrées [31], [10].

Aujourd'hui, la plupart des travaux sur ce sujet concernent le comportement des AP en charge et leur capacité à supporter un champ de réaction magnétique d'induit intense dû à de forts courants. Pourtant, il existe aussi un risque de désaimantation lorsque l'inducteur n'est pas assemblé avec l'induit [30].

I.8.3 Défaillance d'ordre mécanique

I.8.3.1 Défauts de roulements

La majorité des défauts dans les machines électriques concernent les défauts de roulements qui ont de nombreuses causes telles que l'écaillage de fatigue, la contamination du lubrifiant, une charge excessive, ou des causes électriques comme la circulation de courants de fuite induits par les onduleurs. Les défauts de roulements entraînent de manière générale plusieurs effets mécaniques dans les machines tels qu'une augmentation du niveau sonore et l'apparition de

vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinal de la machine. Ce type de défaut induit également des variations (oscillations) dans le couple de charge de la machine asynchrone. Le point ultime de roulements défectueux est le blocage du rotor [2].

Les défauts de roulements représentent de 40% à 90% du total de défauts en fonction du type et de la taille de la machine. Nous pouvons distinguer quatre types de défauts de roulement, en fonction de leur localisation [1]:

- Défaut de bague externe,
- Défaut de bague interne,
- Défaut de billes,
- Défaut de cage.

Les causes externes possibles des endommagements de roulements ont été fournies par plusieurs références [14], [32], [33], parmi lesquelles on peut citer :

- Mauvais alignement du rotor,
- Courant traversant le roulement et causant des arcs électriques,
- Problèmes d'environnement,
- Contamination du roulement par des particules minuscules comme : les poussières et les grains de sable, ...
- Mauvaise lubrification provoquant l'échauffement et l'usure des roulements,
- Installation inexacte du roulement.

I.8.3.2 Défaillance de l'arbre

L'arbre de la machine peut laisser apparaître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. A long terme, cette fissure peut mener à une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la MSAP. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine. Par exemple, l'humidité peut provoquer des microfissures et conduire à une destruction complète de la machine. Une analyse vibratoire, une analyse fréquentielle des courants absorbés ou simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permet de détecter ce type de défaillances.

I.8.3.3 Défaillance des flasques

Ces défaillances sont généralement initiées à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes induisant une excentricité au niveau de l'arbre de la machine. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire où une analyse harmonique des courants absorbés par la machine [9].

I.9 Conséquences des défauts statoriques

Les modes de défaillances associés au bobinage stator impliquent majoritairement une modification topologique du circuit statorique de la machine considérée avec l'apparition de boucles de court-circuit. Elles peuvent apparaître à différents endroits selon la topologie du bobinage statorique. De manière générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont

fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées. Il en résulte rapidement une destruction, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendie sont alors importants (voir figure I-15). Les courts-circuits statoriques commencent généralement par un court-circuit localisé entre plusieurs spires d'un même enroulement (court-circuit inter-spires), suite à la dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Ce type de phénomène peut de plus dégénérer en courts-circuits généralisés, comme des courts-circuits entre phases ou entre phase et terre [34]. Ces défauts sont généralement facilement détectables tant les effets qu'ils engendrent, sur les courants de phase notamment, sont importants. Les défauts de courts-circuits inter-spires, quant à eux, sont plus difficilement perceptibles à travers la seule observation directe des courants de ligne, ce qui augmente les difficultés liées à leur détection.



Figure I.15. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques [35],[36].

I.10 Aperçue sur les méthodes de diagnostic des défauts

Selon [37], pour la détection d'un dysfonctionnement d'une machine électrique, il est nécessaire de posséder :

- Une bonne connaissance de comportement de la machine, de son état et de son fonctionnement, et c'est ce que nous élaborons dans le troisième chapitre.
- Une bonne connaissance des défaillances et de leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine, ce qu'est déjà évoqué dans les titres précédents.

Dans la procédure de diagnostic de défauts, on distingue deux étapes principales : l'étape de détection d'une anomalie suivie de l'étape de localisation et d'identification du défaut [1].

1) Détection d'anomalies : consiste à observer, manuellement ou automatiquement, l'état d'un système et de détecter l'apparition d'une éventuelle défaillance. L'anomalie est détectée par la hausse de certains indicateurs, appelés signatures de défauts, par rapport à leurs valeurs nominales. D'où, les résultats de cette étape consistent à définir des indicateurs informant la présence ou non d'un défaut et à choisir, par la suite, entre deux hypothèses : fonctionnement sain ou défaillant.

2) Localisation de défauts : consiste à bien localiser et identifier la (ou les) cause(s) du (ou des) défaut(s). Elle permet, donc, de désigner la (ou les) partie(s) défectueuse(s) de la machine, suite à des évolutions anormales de certaines grandeurs signalées lors de l'étape de surveillance. Autrement dit, si l'étape de surveillance permet de détecter la présence d'un défaut, le diagnostic consiste d'une part à observer ses effets et, d'autre part, à identifier les causes et la gravité de cette défaillance.

A ce jour, c'est l'analyse des grandeurs mesurables et les signaux de défaut qui est la démarche la plus souvent utilisée pour le diagnostic de défauts sur les machines électriques. Les grandeurs et signaux de défauts les plus fréquemment utilisés d'après [30] sont :

Dans les parties suivantes, nous présentons les différentes méthodes de détection et de diagnostic des défauts.

I.10.1 Approche signal

Comme nous l'avons déjà évoqué, la première étape est basée sur la connaissance de système sain. La deuxième étape consiste ensuite en une création (artificielle) de défauts. La signature du défaut, c'est-à-dire sa répercussion sur certaines grandeurs, est alors identifiée. Ensuite une observation est réalisée, suivie d'une analyse portée sur les grandeurs. Autrement dit par [30] le principe des méthodes d'analyse de signal repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. Débutant par la modélisation des signaux en les caractérisant dans le domaine fréquentiel, en déterminant leur contenu spectral, leur variance, etc.

Elle s'agit de la méthode que nous utiliserons dans notre travail, la surveillance par (**analyse spectral**) des machines électriques d'après [30] consiste donc à effectuer une transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine. Les grandeurs choisies sont soit électriques (plus particulièrement les courants de ligne), soit mécaniques (vibration, couple électromagnétique). Cette technique permet une surveillance rapide et peu onéreuse car elle exige un simple capteur de courant ou de vibration.

Les grandeurs et signaux de défauts les plus fréquemment utilisés d'après [2] sont :

- les courants statoriques
- la tension d'alimentation
- le flux de dispersion
- le couple électromagnétique
- la vitesse de rotation
- la puissance instantanée aussi que les vibrations mécaniques

I.10.2 Approche à base de modèle

Ces méthodes sont issues principalement de l'automatique et supposent une connaissance a priori du système. Elles peuvent s'appuyer sur le suivi d'évolution des paramètres caractéristiques du système étudié. Une comparaison entre un dispositif surveillé et un modèle de référence fait apparaître des différences comportementales de certaines grandeurs caractéristiques liées au

fonctionnement de la machine. Ces différences sont appelées **résidus** [38], qui sont utilisés comme entrée d'un processus de détection des défauts.

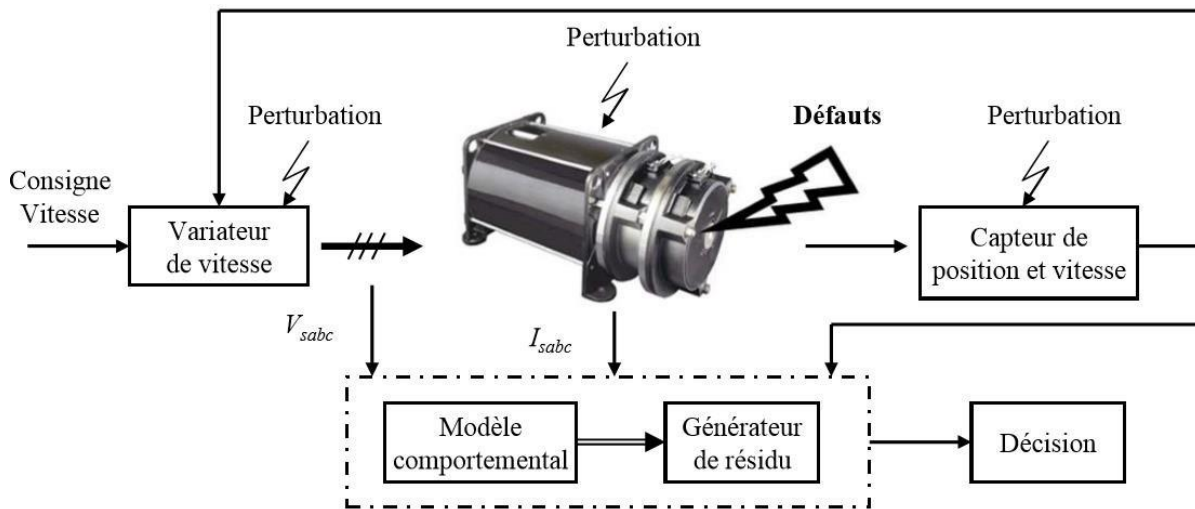


Figure I.16. Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un modèle [34].

Il apparaît ainsi que la génération de résidus et son exploitation jouent un rôle primordial dans la procédure de surveillance/diagnostic puisque c'est elle qui conditionne la qualité de la prise de décision [34]. Trois grandes approches de génération de résidus se sont développées :

I.10.2.1 Approche à base d'observateur

Cette méthode consiste à estimer les états et les sorties du système à partir des grandeurs accessibles à la mesure, c'est-à-dire les entrées et les sorties. Le vecteur de résidu est construit en calculant l'écart entre la sortie estimée et la sortie réelle du système. Lorsqu'un élément du vecteur résidu dépasse la valeur de son seuil de détection, cela signifie la présence d'une anomalie ce qui permet de la détecter et par la suite de la localiser [1].

I.10.2.2 Approche par espace de parité

Cette méthode consiste à réaliser une redondance analytique entre les entrées et les sorties du système, indépendamment de ses états et des grandeurs inconnues. Elle se repose sur la vérification de la cohérence existante entre les relations mathématiques du système surveillé et les mesures issues des capteurs et des actionneurs. Le résidu est, de même, défini comme l'écart entre la mesure et sa valeur calculée par le modèle. De point de vue détection, un résidu nul déclare un système sans défaut alors qu'une valeur non nulle alerte la présence d'un défaut.

I.10.2.3 Approche par estimation paramétrique

Cette approche suppose l'existence d'un modèle mathématique décrivant le comportement interne du système. Elle consiste à estimer les paramètres physiques ou structuraux contenus dans ce modèle à partir des mesures d'entrée et de sorties réelles du système. Pour détecter et identifier l'apparition d'une défaillance, on effectue une comparaison entre ses valeurs estimées et les valeurs de référence de l'état normal.

I.10.3 Diagnostic par utilisation des techniques d'intelligence artificielle (IA)

Ces dernières années, le diagnostic de défaut des machines électriques se sont éloignées des techniques traditionnelles pour s'orienter vers des techniques dites d'intelligence artificielle (IA). Ces méthodes sont basées sur la connaissance a priori du système et utilisant un ensemble de règles et de faits (données manipulées par les règles) qui constituent, ce qu'on appelle la base de connaissance [39].

Parmi ces méthodes, on peut regrouper quatre grandes familles selon [38] :

- méthodes de reconnaissance des formes ;
- diagnostic par système expert ;
- diagnostic par logique floue ;
- diagnostic par réseaux de neurones.

I.11 Conclusion

Dans ce premier chapitre, une synthèse bibliographique générale allant de la description de la machine synchrone à aimants permanents jusqu'aux approches de diagnostic a été présentée. Nous avons présenté la MSAP, sa constitution fondamentale (partie induit et partie inducteur) ainsi que la partie mécanique. Un aperçu sur les aimants permanents est donné, leurs propriétés et les différents types d'aimants utilisés dans les MSAP, afin de constater que le choix de l'aimant est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. En suite l'accent est mis sur les catégories de la MSAP qui peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques selon le placement des aimants, pour terminer les généralités de la machine avec ses avantages et inconvénients, toute en présentant sa large utilisation dans tous les secteurs de la vie (domaines d'applications) par rapport aux autres machines malgré son cout à cause des aimants. Les défauts les plus fréquents dans ce type de machines et leurs origines ont été par la suite développés et dopés par quelques statistiques des thèses qui confirment que le taux de défaillance dépend considérablement de l'application de la machine et de son environnement, et que les défauts dans le stator (court-circuit entre spires) sont les plus fréquents, qui sont souvent dû à la dégradation de l'isolant suite à un échauffement excessif ou un champ électrique fort ont devenus de moins au moins fréquents à cause de l'amélioration de la technique de fabrication de machines électriques. En fin, un panorama sur les méthodes de surveillance et de diagnostic des défauts de la machine a été présenté.

Dans le prochain chapitre nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en régime sain et en régime de défaut par deux méthodes.

Chapitre II
Modélisation de la MSAP

Introduction

La modélisation et la simulation des machines constituent une étape primordiale en matière de diagnostic. Elles permettent la compréhension du fonctionnement défectueux, la vérification sur le prototype virtuel de l'efficacité des algorithmes de détection de défauts et elles apportent également la possibilité de construire des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts [3]. Dans ce chapitre nous utilisons deux approches de modélisations pour modéliser la MSAP sans et en présence de défaut de court-circuit inter-spire. Dans la première partie nous allons baser sur la méthode des éléments finis (MEF) sous le logiciel Flux 2D, où les différentes étapes pour la création de machine seront évoquées. La deuxième partie sera consacrée à la modélisation par la méthode des Circuits Electriques Magnétiquement Couplés (CEMC), où nous représentons les bobinages du stator de la machine dans le repère naturel par des circuits électriques intégrant les couplages magnétiques d'une part et la prise en charge des équations mécaniques après calcul préalable du couple électromagnétique d'une autre part sous forme d'un modèle d'état. Ce modèle nous permettra d'analyser les différentes grandeurs électriques (courant dans les enroulements), mécaniques (couple électromagnétique, vitesse de rotation).

II. Modélisation de la machine synchrone a aimants permanents

II.1 Modélisation de la MSAP par la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell. Les informations fournies par ce type de simulation sont d'une grande précision et elles nous apportent la prise en compte de la géométrie de la machine, la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotoriques, lorsque le problème est correctement posé (géométrie, physique, lien avec les équations de circuit...) et que l'on utilise le mode de résolution adéquate (magnétostatique, magnétodynamique, magnétique évolutif). D'autre part, d'un point de la machine (fréquence et flux magnétisant), en modifiant, directement, les paramètres dans le programme du calcul (Logiciel) d'où une grande souplesse d'utilisation [40]. Toutefois, cette méthode peut être gourmande en temps de calculs, surtout si l'on souhaite augmenter la précision des résultats et optimiser la machine. Ils sont donc davantage destinés aux étapes fines du dimensionnement qui correspondent aussi aux phases finales du design [41].

Il existe des nombreux logiciels comme : Maxwell2D/3D, COMSOL, Opéra, Flux 2D/3D qui permettent d'aborder cette approche difficile. Le but principal de ces logiciels est de déterminer la cartographie du champ magnétique présent dans les machines électriques dans l'objectif d'optimiser le dimensionnement de ces dernières [2]. Pour cette étude, on utilise le logiciel Flux2D/3D.

II.1.1 Présentation du logiciel FLUX 2D/3D

Flux 2D /3D est un logiciel de conception assisté par ordinateur utilisant la méthode des éléments finis (MEF), il permet le calcul des états magnétiques, électriques ou thermiques des dispositifs en régimes permanents, transitoires et harmoniques, avec des fonctionnalités d'analyse multiparamétrique étendues, les couplages circuit et cinématique. Ceci nécessite la résolution d'équations diverses: équations de Maxwell, de la chaleur, loi de comportement des matériaux[40].

Flux est développé (en collaboration avec le G2ELab, fusion du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, du Laboratoire d'Electrostatique et Matériaux Diélectriques et du Laboratoire de Magnétisme du Navire) et distribué en France par la société CEDRAT S.A [42]. Actuellement le logiciel n'appartient plus à CEDRAT il a été acheté récemment par la société Américaine ALTAIR.

II.1.2 Génération de la (MSAP) étudiée sur FLUX 2D/3D

En général la modélisation d'un dispositif dans Flux 2D/3D passe par 5 étapes essentielles voir figure (II.1)

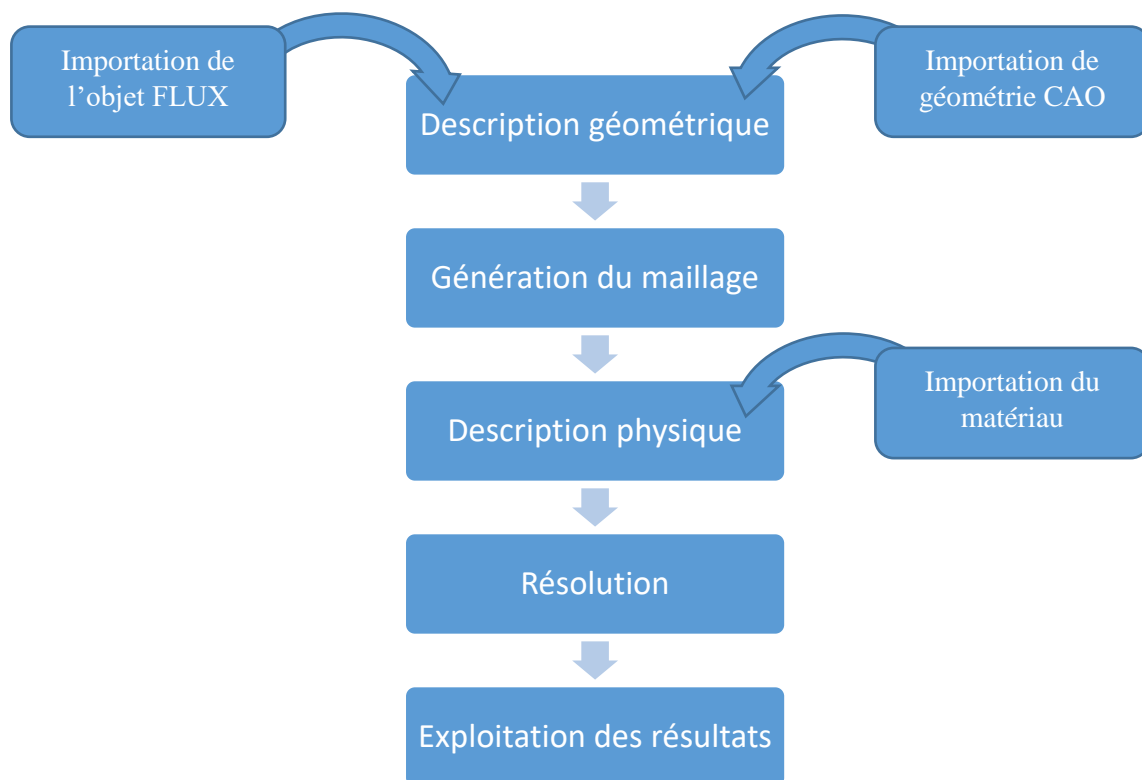


Figure II.1 Phases de construction d'un projet sur Flux.

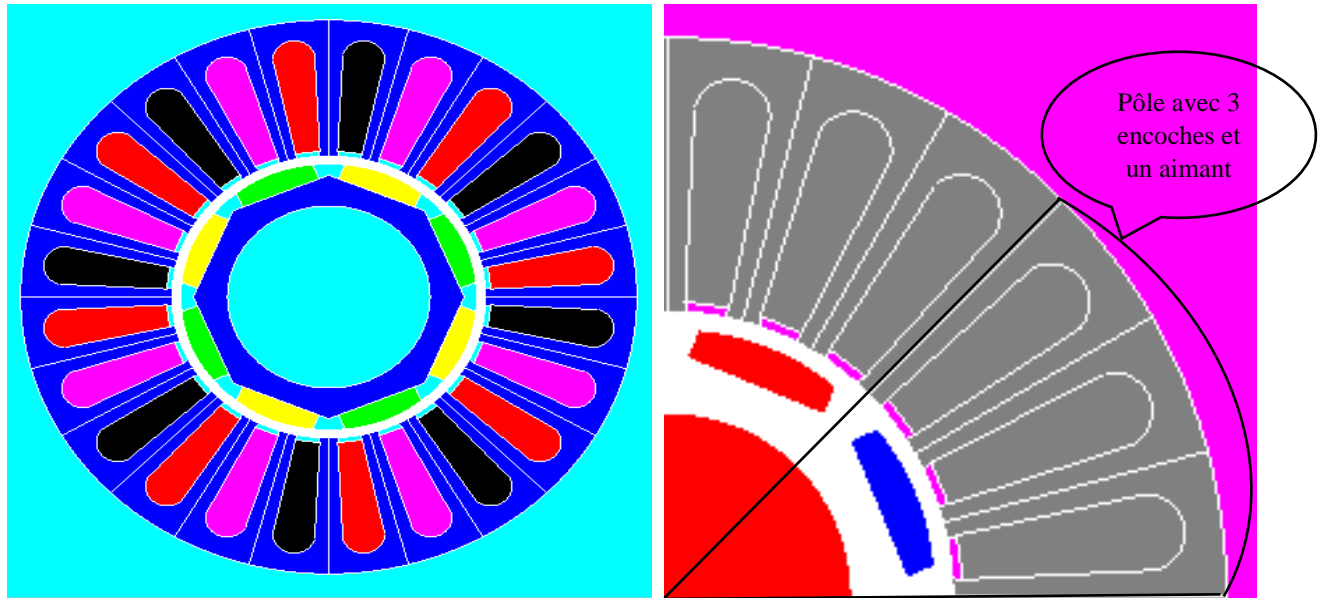
Par ce modèle on introduit la vraie répartition des courants dans les encoches en absence ou en présence de défauts électriques quel que soit le type de bobinage, le nombre de pôles et de phases et le type de défaut électrique considéré ; on peut même tenir compte de la saturation des circuits magnétiques. Cependant, ce modèle malgré sa précision nécessite l'introduction de la géométrie de la machine et un maillage adapté selon sa structure du circuit magnétique ainsi qu'un circuit électrique reflétant les connexions exactes des conducteurs.

II.1.2.1 Construction de la géométrie

La première étape consiste à créer le dispositif dans Flux 2D/3D. Pour cela nous créons les paramètres géométriques qui seront utilisés pour la création des points, lignes, faces et volumes. Pour un gain de temps de calcul, on utilise également les périodicités et les symétries, ce qui permet de ne représenter qu'une portion du dispositif (1/2, 1/4...).

Nous avons introduit dans un logiciel d'éléments finis (logiciel Flux) la forme exacte de la géométrie de la machine et défini les matériaux physiques qui y sont employés.

Pour étudier la MSAP saine ou en présence d'un défaut entre-spires, nous considérons une machine à aimants permanents posés sur la surface du rotor ayant 4 paires de pôles, 24 encoches et chaque encoche contient 40 spires. Elle comporte un bobinage distribué avec une encoche par pôle et par phase. (La figure II.2) montre la structure et une coupe de la MSAP étudiée.



(a)

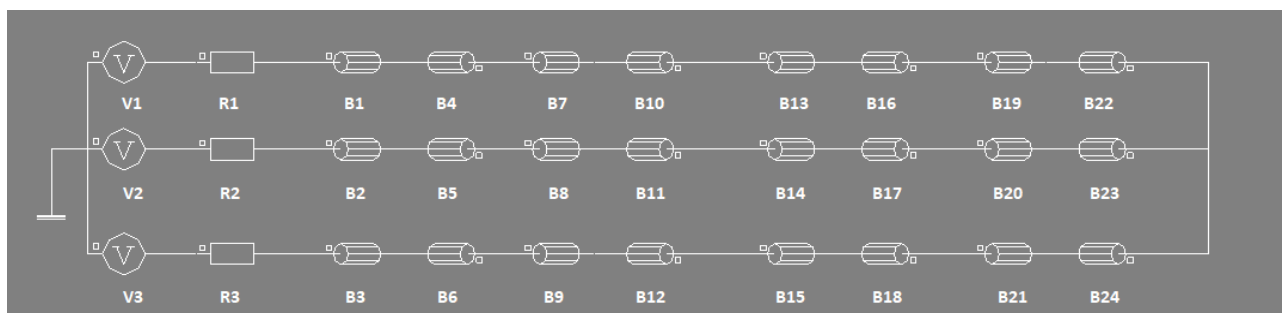
(b)

Figure II-2 (a) structure de la MSAP posé en surface dans Flux 2D ; (b) coupe de la machine qui montre deux pôles.

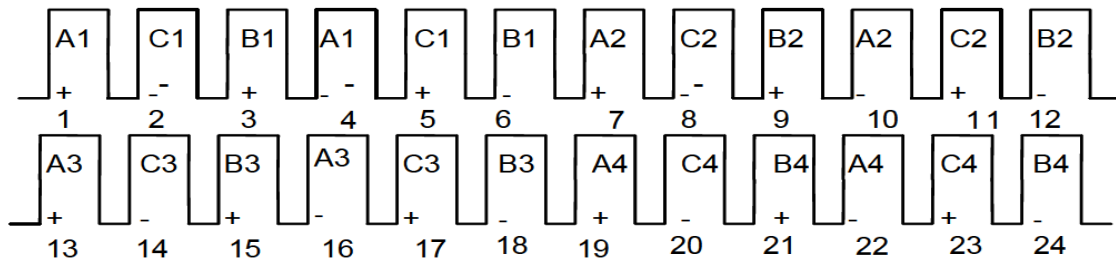
Cette machine présente plusieurs spécificités :

- Un aimant par pôle
- Trois encoches par pôle
- Une longueur d'entrefer constante.

Par la suit nous implantons le circuit électrique illustré dans la (figure II.3) sous le logiciel



(a)



(b)

Figure II.3 (a) circuit électrique de la MSAP ; (b) schéma de bobinage de la MSAP.

Nous donnons les caractéristiques de la machine étudiée dans le tableau suivant [30].

Caractéristiques	valeur	Unité
Nombre de pair de pole	4	-
Nombre d'encoche statoriques	24	-
Nombre de spire / encoche	40	-
Type d'enroulement	Distribué	-
Connexion d'enroulement	Etoile	-
Rayon extérieur du stator	73.3	Mm
Rayon intérieur du stator	37.3	Mm
Rayon intérieur du rotor	28.8	Mm
Epaisseur de la frette	1	Mm
Entrefer magnétique	1.5	Mm
Type d'aimant	NdFeB	-
Résistance de phase	0.44	Ω
Inductance de phase	2.8	mH
Tension de phase	50	V
Fréquence	66.67	Hz

II.1.2.2 Génération de maillage

En général, la résolution par la méthode des éléments finis comprend plusieurs étapes. Une de ces étapes est le maillage qui correspond à la discrétisation du domaine d'étude en éléments (triangles, tétraèdres, hexaèdres...) et nœuds sur lesquels nous calculons:

- Le potentiel magnétique dans le cas d'une application magnétique
- Le potentiel électrique dans le cas d'une application électrique
- La température dans le cas d'une application thermique

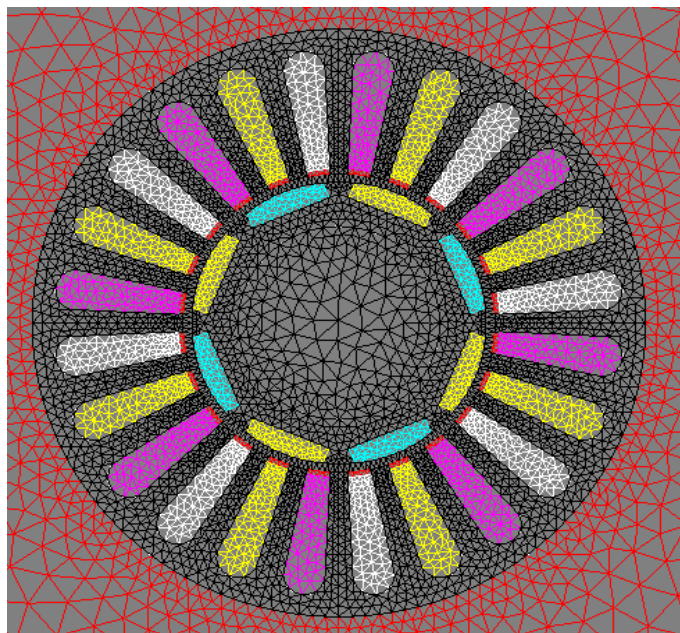


Figure II.4 La géométrie de la machine avec le maillage généré.

II.1.2.3 Modélisation de la machine en présence de défaut (court-circuit inter-spires)

Le circuit électrique couplé permet d'étudier la machine saine ou en présence de défaut inter-spires en régime transitoire fermée ou ouverte.

Le modèle couplé ainsi établi peut être combiné avec les équations mécaniques du système pour avoir une modélisation plus complète du comportement de la machine. Ce type de modélisation est coûteux en temps de calculs mais permet d'avoir une bonne idée de la dynamique de la machine lors de l'apparition d'un défaut. Les courts circuits inter spire sont les défauts les plus fréquents au stator. Leurs simulations permettent d'identifier les signatures de ces défauts et de prévoir les détériorations générées dans la machine. Pour illustrer le défaut de court-circuit inter spire, nous avons effectué la simulation du moteur dans les différents cas :

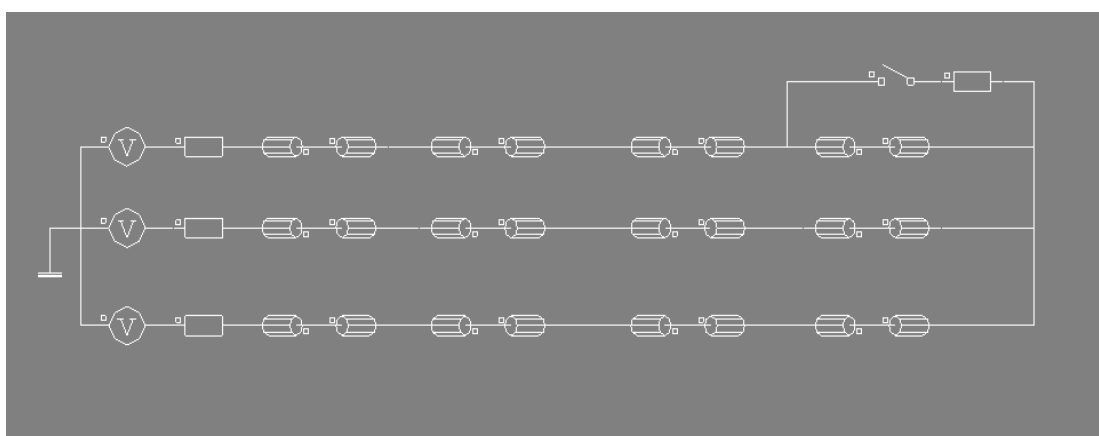


Figure II.5. Schéma électrique sous (FLUX) avec défauts.

II.2 Modélisation de la MSAP par la méthode des Circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC)

Nous nous intéressons dans notre travail à la modélisation par l'approche des circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC).

II.2.1 Principes de la modélisation par l'approche (CEMC)

L'approche de modélisation par circuits électriques magnétiquement couplés (CEMC) repose sur une modélisation semi-analytique de la machine synchrone à aimants permanents. Cette méthode de modélisation est assez générique au sens où elle s'appuie sur une description des couplages électromagnétiques au sein de la machine en se basant sur la topologie géométrique et constitutive de la machine [34]. Cette méthode est basée sur la représentation des bobinages de la machine par des circuits électriques distribués sans utiliser aucune transformation. Ce type d'approche offre un modèle de machine flexible, un temps de calcul raisonnable et ne nécessite aucun recours au calcul de champs [9].

II.2.2 Modélisation de MSAP dans le repère (a, b, c) sans défaut

Les enroulements des trois phases statoriques et le rotor (aimant permanent) de la machine synchrone sont représentés par le schéma équivalent figure (II.5).

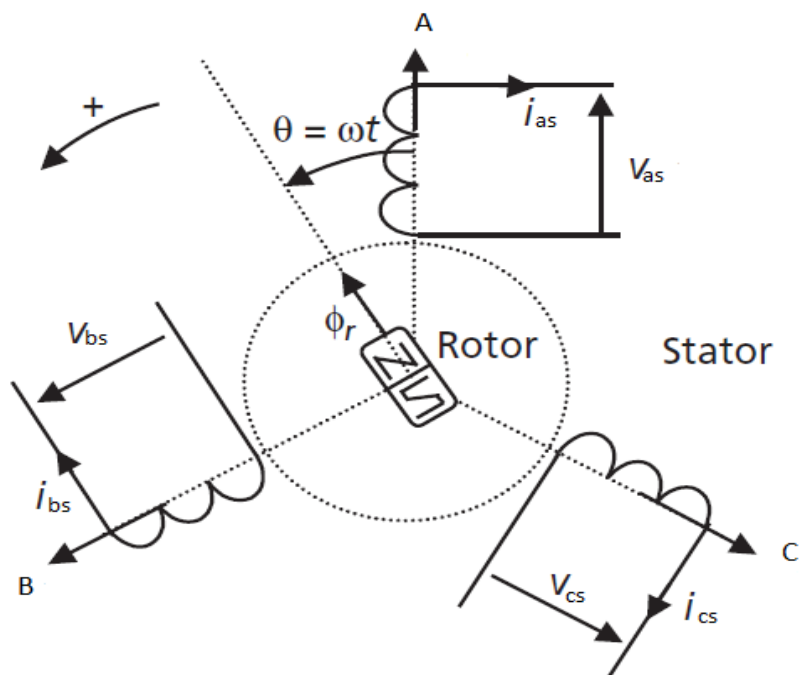


Figure II.5 Représentation schématique de la MSAP dans le repère (a, b, c).

Le comportement de la machine synchrone triphasée à aimants permanents représentée par le schéma (Fig.II.5) est déterminé par des équations

II.2.2.1 Les équations électriques

Les équations électriques d'une MSAP aux enroulements statorique sont données sous les formes suivantes :

Selon la loi Faraday on peut écrire :

$$[V] = [R]. [I] + \frac{d\varphi_m}{dt} \quad (\text{II. 1})$$

$$V_{as} = R_s \cdot I_{as} + \frac{d\varphi_{as}}{dt} \quad (\text{II. 2})$$

$$V_{bs} = R_s \cdot I_{bs} + \frac{d\varphi_{bs}}{dt} \quad (\text{II. 3})$$

$$V_{cs} = R_s \cdot I_{cs} + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \quad (\text{II. 4})$$

Sous forme condensé on a :

$$[V_s \ abc] = [R_s \ abc]. [I_s \ abc]. \frac{d[\varphi_s \ abc]}{dt} \quad (\text{II. 5})$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} ; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$[V_s]$: vecteur des tensions statorique.

$[I_s]$: vecteur des courants statorique.

$[\varphi_s]$: vecteur des flux statorique.

$[R_s]$: Vecteur des résistances statorique.

II.2.2.2 Les équations magnétiques

$$\varphi_{as} = L_s \cdot I_{as} + M_s \cdot I_{bs} + M_s \cdot I_{cs} + \varphi_m \cdot \cos \theta \quad (\text{II. 6})$$

$$\varphi_{bs} = L_s \cdot I_{bs} + M_s \cdot I_{as} + M_s \cdot I_{cs} + \varphi_m \cdot \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II. 7})$$

$$\varphi_{cs} = L_s \cdot I_{cs} + M_s \cdot I_{as} + M_s \cdot I_{bs} + \varphi_m \cdot \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II. 8})$$

R_s : Résistance d'une phase du stator.

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phase statoriques.

φ_m : Le flux rotorique.

II.2.2.3 Equation mécanique

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + f \cdot \omega_r = Cem - Cr \quad (II.9)$$

II.2.2.4 Expression du couple électromagnétique

$$Cem = \frac{p}{2} \cdot [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}] \cdot \frac{d}{d\theta_r} \begin{pmatrix} \varphi_m \cdot \sin \theta_r \\ \varphi_m \cdot \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \varphi_m \cdot \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{pmatrix} \quad (II.10)$$

Donc :

$$Cr = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + f \cdot \omega_r - \left(\frac{p}{2} \cdot [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}] \right) \cdot \begin{pmatrix} -\varphi_m \cdot \cos \theta_r \\ -\varphi_m \cdot \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\varphi_m \cdot \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{pmatrix} \quad (II.11)$$

Cem : Couple moteur de la machine (électromagnétique) [Nm].

Cr : Le couple résistant de charge [Nm].

f : Le coefficient de frottement [Nm/Rd/s].

p : Nombre de paires de pôles de la machine.

ω_r : Vitesse électrique de rotor par rapport au stator.

J : Moment d'inertie des masses tournantes [Kg.m²].

En remplaçant les équations magnétiques dans équations électrique on obtient

$$V_{as} = R_s \cdot I_{as} + L_s \cdot \frac{dI_{as}}{dt} + M_s \cdot \frac{dI_{bs}}{dt} + M_s \cdot \frac{dI_{cs}}{dt} - \varphi_m \cdot \cos \theta_r \cdot \omega_r \quad (II.12)$$

$$V_{bs} = R_s \cdot I_{bs} + L_s \cdot \frac{dI_{bs}}{dt} + M_s \cdot \frac{dI_{as}}{dt} + M_s \cdot \frac{dI_{cs}}{dt} - \varphi_m \cdot \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \omega_r \quad (II.13)$$

$$V_{cs} = R_s \cdot I_{cs} + L_s \cdot \frac{dI_{cs}}{dt} + M_s \cdot \frac{dI_{as}}{dt} + M_s \cdot \frac{dI_{bs}}{dt} - \varphi_m \cdot \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \omega_r \quad (II.14)$$

II.2.2.5 Modèle d'état de la MSAP en régime sain

L'écriture matricielle suivante regroupe les équations électriques et l'équation mécanique sous cette forme :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ -Cr \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & \varphi_m \cdot \cos \theta_r & 0 \\ 0 & R_s & 0 & \varphi_m \cdot \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ 0 & 0 & R_s & \varphi_m \cdot \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ \varphi_r \cdot \frac{p}{2} \cos \theta_r & \varphi_r \cdot \frac{p}{2} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \varphi_r \cdot \frac{p}{2} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} L_{as} & M_s & M_s & 0 & 0 \\ M_s & L_{as} & M_s & 0 & 0 \\ M_s & M_s & L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (II.15)
 \end{aligned}$$

Le modèle d'équations différentielles est exprimé sous la forme d'état suivante :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{as} & M_s & M_s & 0 & 0 \\ M_s & L_{as} & M_s & 0 & 0 \\ M_s & M_s & L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \left(\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ -Cr \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & \varphi_m \cdot \cos \theta_r & 0 \\ 0 & R_s & 0 & \varphi_m \cdot \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ 0 & 0 & R_s & \varphi_m \cdot \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ \varphi_r \cdot \frac{p}{2} \cos \theta_r & \varphi_r \cdot \frac{p}{2} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \varphi_r \cdot \frac{p}{2} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \right) \quad (II.16)
 \end{aligned}$$

Cette représentation d'état s'écrit sous la forme condensée suivante

$$[U] = [A] \cdot [\dot{X}] + [B] \cdot [X]$$

$$[\dot{X}] = [A]^{-1} \cdot ([U] - [B] \cdot [X]) = [A]^{-1} \cdot [U] - [A]^{-1} \cdot [B] \cdot [X]$$

Et

- le vecteur commande : $[U] = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs} \quad -Cr \quad 0]$
- le vecteur d'état : $[X] = [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs} \quad \omega_r \quad \theta]$

$$[U] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ -cr \\ 0 \end{bmatrix} \quad [X] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_s & M_s & 0 & 0 \\ M_s & L_{as} & M_s & 0 & 0 \\ M_s & M_s & L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & \varphi_m \cdot \cos \theta_r & 0 \\ 0 & R_s & 0 & \varphi_m \cdot \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ 0 & 0 & R_s & \varphi_m \cdot \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ \varphi_r \cdot \frac{p}{2} \cos \theta_r & \varphi_r \cdot \frac{p}{2} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \varphi_r \cdot \frac{p}{2} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

II.2.3 Modélisation de la MSAP dans le repère (a, b, c) avec défaut de court-circuit inter spires

Le stator est toujours constitué de trois phases identiques parcourues par des courants, et le défaut de court-circuit inter-spires est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, et sa valeur dépend de la gravité du défaut.

- Le paramètre " δ " c'est le rapport de défaut qui décrit le nombre relatif de spires court-circuitées en cas de défaut entre-spires. Ce rapport varie entre 0 pour un fonctionnement sain et 1 pour le cas où toute la phase est court-circuitée. Nous avons donc :

$$\delta = \frac{n_f}{n_s}$$

Où n_s est le nombre de spires par phase et n_f est le nombre de spires concernées par le défaut.

- Le paramètre " θ_f " définit l'emplacement du défaut sur les phases, il peut prendre seulement trois valeurs $(0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3})$ par rapport aux trois phases a, b et c respectivement. Dans le cas d'un court-circuit dans la phase (b), $\theta_f = \frac{2\pi}{3}$.

L'important est de savoir comment calculer les nouveaux paramètres, les matrices : résistances, inductances et flux des aimants. La propriété de proportionnalité peut être utilisée pour trouver ces nouveaux paramètres en se basant sur le paramètre « δ »; elles sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} Rb' = (1 - \delta).Rb \\ Rf = \delta.Rb \end{cases}$$

Dans la figure (II.6) le défaut est survenu sur l'enroulement de la phase (bs), la résistance R_f représente la résistance de défaut.

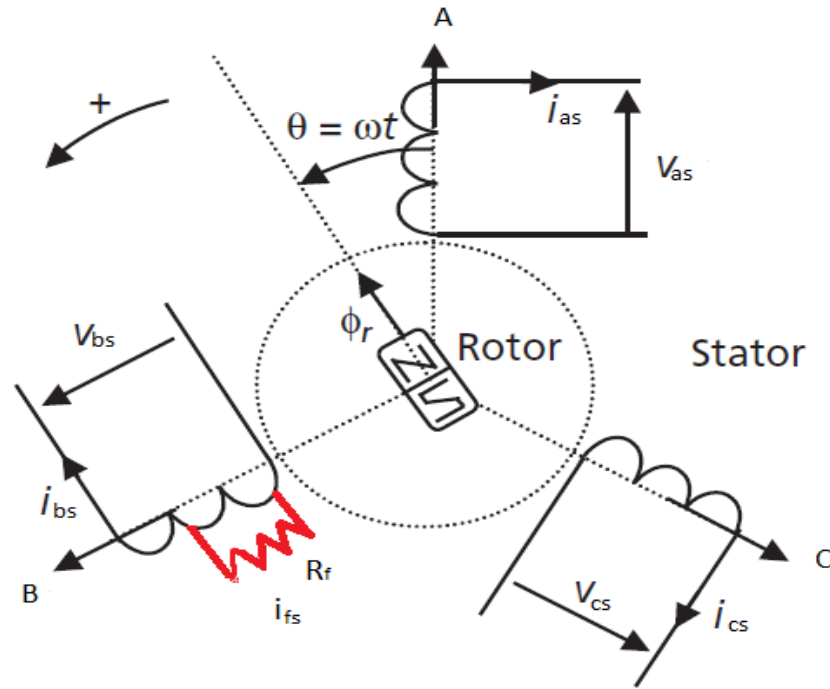


Figure II.6. Représentation schématique de la MSAP avec défaut.

II.2.4 Equations électriques

Les équations électriques d'une MSAP aux enroulements statorique avec défaut sont données sous les formes suivantes :

$$V_{as} = R_s \cdot I_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \quad (\text{II. 17})$$

$$V_{bs} = R_s \cdot I_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \quad (\text{II. 18})$$

$$V_{cs} = R_s \cdot I_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \quad (\text{II. 19})$$

$$V_{fs} = R_f \cdot I_{fs} + \frac{d\phi_{fs}}{dt} \quad (\text{II. 20})$$

Avec :

Vf_s : La tension aux bornes de la bobine en court-circuit de la phase b [V].

φf_s : Le flux d'excitation des aimants dans la bobine de court-circuit.

If_s : Le courant supplémentaire engendré par le court-circuit de la phase b [A].

Rf : La résistance de défaut.

Rb' : La résistance de la partie saine de la phase (cas de défaut).

II.2.5 Equations magnétiques

L'équation magnétique est maintenant composée des inductances propres et mutuelles entre les parties court-circuitées et les parties saines des enroulements statorique

$$\varphi_{as} = L_s \cdot I_{as} + (1 - \delta) \cdot M_s \cdot I_{bs} + M_s \cdot I_{cs} + \delta \cdot M f_s \cdot I f_s + \varphi_m (\theta_r - \theta_r f) \quad (\text{II. 21})$$

$$\varphi_{bs} = (1 - \delta)^2 \cdot L_s \cdot I_{bs} + (1 - \delta) \cdot M_s \cdot I_{bs} + (1 - \delta) \cdot M_s \cdot I_{cs} + (1 - \delta) \cdot \delta \cdot M_s \cdot I f_s \varphi_m \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f \right) \quad (\text{II. 22})$$

$$\varphi_{cs} = L_s \cdot I_{cs} + M_s \cdot I_{as} + (1 - \delta) \cdot M_s \cdot I_{bs} + \delta \cdot M_s \cdot I f_s + \varphi_m \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_r f \right) \quad (\text{II. 23})$$

$$\varphi f_s = \delta^2 \cdot L_s \cdot I f_s + \delta \cdot M_s \cdot I_{as} + \delta \cdot M_s \cdot I_{cs} + (1 - \delta) \cdot \delta \cdot M_s \cdot I_{bs} + \varphi_m \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f \right) \quad (\text{II. 24})$$

En remplaçant les expressions des flux dans les équations des tensions on obtient

$$V_{as} = R_s \cdot I_{as} + L_s \cdot \frac{d\varphi_{as}}{dt} + (1 - \delta) \cdot M_s \cdot \frac{dI_{bs}}{dt} + M_s \cdot \frac{dI_{cs}}{dt} + \delta \cdot M_s \cdot \frac{dI f_s}{dt} + \varphi_m (\theta_r - \theta_r f) \quad (\text{II. 25})$$

$$V_{bs} = Rb' \cdot I_{bs} + (1 - \delta)^2 \cdot L_s \cdot \frac{dI_{bs}}{dt} + (1 - \delta) \cdot M_s \cdot \frac{dI_{as}}{dt} + (1 - \delta) \cdot M_s \cdot \frac{dI_{cs}}{dt} + (1 - \delta) \cdot \delta \cdot M_s \cdot \frac{dI f_s}{dt} + \varphi_m \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f \right) \quad (\text{II. 26})$$

$$V_{cs} = R_s \cdot I_{cs} + L_s \cdot \frac{dI_{cs}}{dt} + M_s \cdot \frac{dI_{as}}{dt} + (1 - \delta) M_s \cdot \frac{dI_{as}}{dt} + (1 - \delta) M_s \cdot \frac{dI_{cs}}{dt} + (1 - \delta) M_s \cdot \frac{dI f_s}{dt} + \varphi_m \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_r f \right) \quad (\text{II. 27})$$

$$V f_s = Rf \cdot I f_s + \delta^2 L_s \frac{dI f_s}{dt} + \delta M_s \frac{dI_{as}}{dt} + \delta M_s \frac{dI_{cs}}{dt} + (1 - \delta) \delta M_s \frac{dI_{bs}}{dt} + \varphi_m \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f \right) \quad (\text{II. 28})$$

II.2.6 Equation mécanique

L'équation (II.9) du régime sain reste la même, sauf que les spires en court-circuit interviennent

$$J \cdot \frac{d\omega r}{dt} + f \cdot \omega r = (Cem - Cr - Cf) \quad (\text{II. 29})$$

$$\text{Avec} \quad \omega r = \frac{d\theta r}{dt}$$

II.2.7 Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique de la MSAP au régime en défaut est donnée par :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \cdot [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs} \quad If_s] \cdot \frac{d}{d\theta_r} \begin{pmatrix} \varphi_r \cdot \sin(\theta_r - \theta_r f) \\ \varphi_r \cdot \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) \\ \varphi_r \cdot \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) \\ \varphi_r \cdot \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) \end{pmatrix} \quad (\text{II.30})$$

En remplaçant l'expression électromagnétique (II.30) dans l'équation mécanique (II.29), on obtient :

$$Cr = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + f \cdot \omega_r - \left(\frac{p}{2} \cdot [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs} \quad If_s]\right) \cdot \begin{bmatrix} -\varphi_r \cdot \cos(\theta_r - \theta_r f) \\ -\varphi_r \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) \\ -\varphi_r \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) \\ -\varphi_r \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

II.2.8 Modèle d'état de la MSAP avec défaut

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ Vf_s \\ -cr \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & \varphi_r \cdot \cos(\theta_r - \theta_r f) & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & \varphi_r \cdot (1 - \delta) \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & \varphi_r \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Rf & \varphi_r \cdot \delta \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ If_s \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} L_s & (1 - \delta) \cdot M_s & M_s & \delta \cdot M_s & 0 & 0 \\ (1 - \delta) \cdot M_s & (1 - \delta)^2 \cdot L_s & (1 - \delta) \cdot M_s & (1 - \delta) \cdot \delta \cdot M_s & 0 & 0 \\ M_s & (1 - \delta) \cdot M_s & (1 - \delta) \cdot L_s & \delta \cdot M_s & 0 & 0 \\ \delta \cdot M_s & (1 - \delta) \cdot \delta \cdot M_s & \delta \cdot M_s & \delta^2 \cdot L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{dI_{as}}{dt} \\ \frac{dI_{bs}}{dt} \\ \frac{dI_{cs}}{dt} \\ \frac{dIf_s}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ If_s \\ \omega r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad [U] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ Vf_s \\ -cr \\ 0 \end{bmatrix}$$

Les matrices A et B sont définies

$$[A] = \begin{bmatrix} L_s & (1-\delta).M_s & M_s & \delta.M_s & 0 & 0 \\ (1-\delta).M_s & (1-\delta)^2.L_s & (1-\delta).M_s & (1-\delta).\delta.M_s & 0 & 0 \\ M_s & (1-\delta).M_s & (1-\delta).L_s & \delta.M_s & 0 & 0 \\ \delta.M_s & (1-\delta).\delta.M_s & \delta.M_s & \delta^2.L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & \varphi_r.\cos(\theta_r - \theta_r f) & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & \varphi_r.(1-\delta).\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & \varphi_r.\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Rf & \varphi_r.\delta.\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_r f\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine synchrone à aimant permanent au régime sain et en présence de défaut avec deux méthodes. La méthode des éléments finis en utilisant le logiciel FLUX où nous avons passé par plusieurs étapes afin de générer la machine (construction géométrique, génération du maillage, description physique...), ensuite un modèle couplé « éléments finis - circuits électriques » a été introduit dans les deux cas sain et défaillant. La 2eme méthode utilisée c'est la modélisation par les Circuits Electrique magnétiquement Couplée (CEMC) dans le repère naturel (a, b, c), Cette modélisation va nous permettre dans le chapitre suivant d'observer et d'analyser l'évolution des différentes grandeurs (courants des phases au stator, vitesse de rotation et le couple électromagnétique) de la machine en fonctionnement à vide puis en charge, saine et en présence de défaut afin de prévoir son comportement et ces performances dynamiques.

Chapitre III
Exploitation des résultats obtenus

Introduction

Après avoir modélisé la machine synchrone à aimant permanents dans le chapitre précédent avec les deux méthodes (éléments finis et circuits électrique magnétiquement couplé) en régime sain et en présence de défaut. Nous présentons dans ce dernier chapitre les résultats de cette modélisation, qui nous permettra de comparer et d'analyser le comportement de la machine en deux régimes.

III Résultat de simulation du modèle de la MSAP en régime sain et en défaut

III.1 Résulta de simulation de modèle MSAP sous FLUX 2D en régime sain et défaut de court-circuit inter-spire par la méthode des éléments finis

Après la simulation de la machine étudiée sous FULX 2D, la création d'un scénario de résolution est obligatoire pour obtenir ces résultats :

III.1.1 Machine saine

Les résultats de simulation ci-dessous représentent : la Répartition des lignes équiflux et l'induction dans le circuit magnétique figure (III.1).

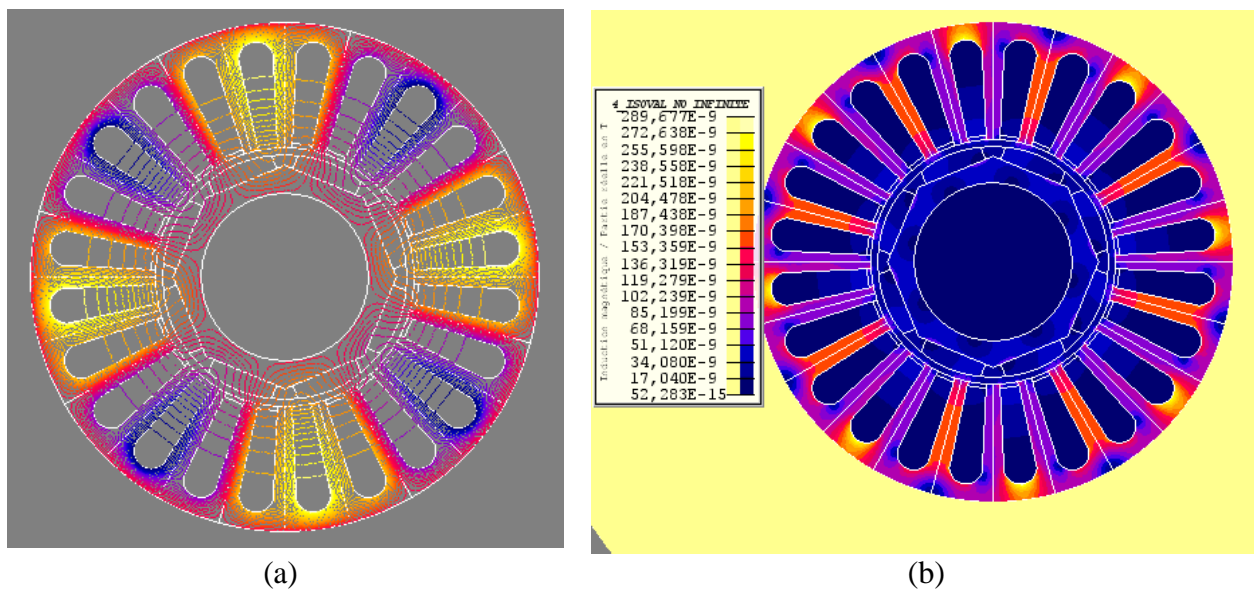


Figure III.1 Résultats de la machine en défaut (a) Répartition des lignes équiflux (b) L'induction magnétique.

III.1.2 Machine en défaut

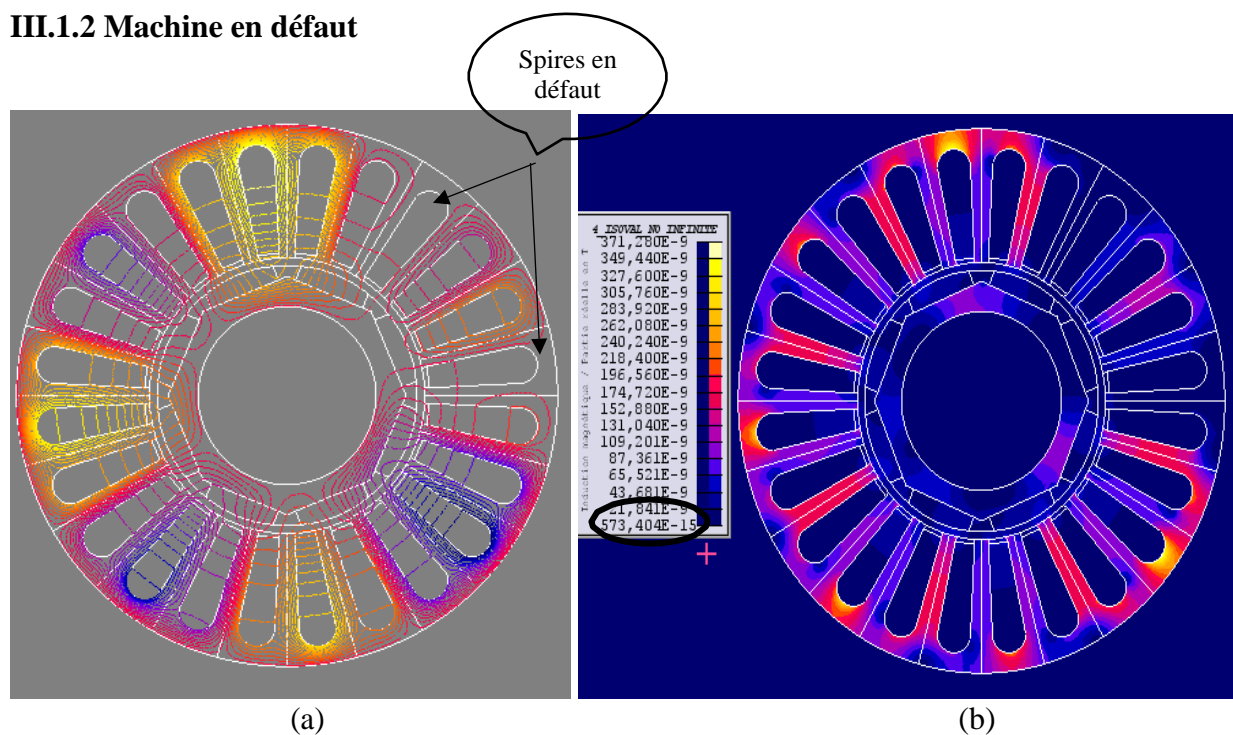


Figure III.2 Résultats de la machine en défaut 25% (a) Répartition perturbée des lignes de flux ;
(b) L'induction magnétique.

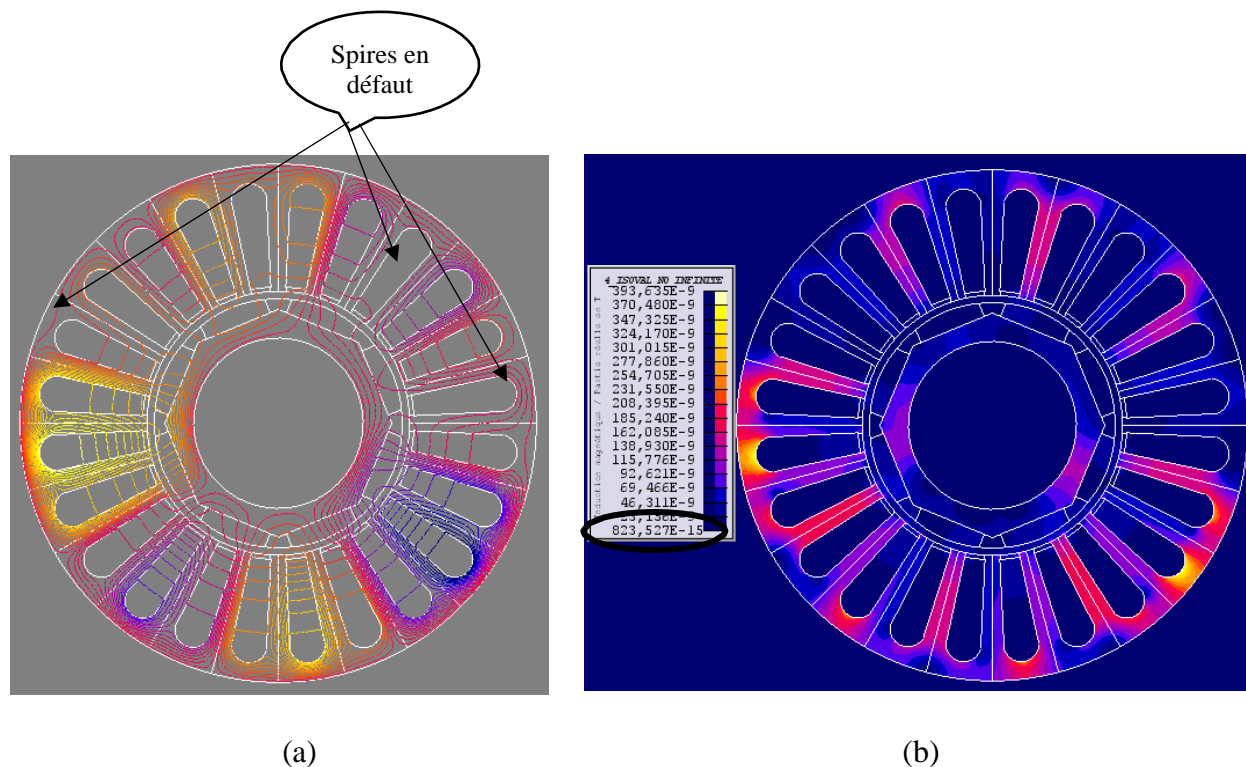


Figure III.3 Résultats de la machine en défaut 50% (a) Répartition perturbée des lignes de flux ;
(b) L'induction magnétique.

III.1.3 Interprétation

Dans la figure (III.1) nous remarquons une distribution quasi symétrique et périodique des lignes de champs par rapport aux axes des pôles, aussi les lignes de flux entre le stator et le rotor sont légèrement déviées dans le sens de rotation du rotor. La répartition de l'induction est, elle aussi, quasi symétrique.

Les figures (III.2.3.a) représente la distribution des lignes de flux dans la machine qui fait apparaître le déséquilibre provoqué par le court-circuit inter-spores ce que n'est pas apparu dans la figure (III.1), voir les figures (III.2.3.b). Nous remarquons aussi qu'autour du défaut figure l'induction est relativement élevée au stator, l'induction est totalement déséquilibrée entre les pôles de la machine dans les figures (III.2.3.b) ce qui explique l'influence de défaut sur l'induction magnétique.

III.2 Validation du modèle triphasé de la MSAP sur Matlab

Les modèles de la Machine synchrone à aimants permanents en régime sain et en régime de défaut de court-circuit inter spires élaborés dans le repère (a, b, c), avec l'utilisation de la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés sont implémentés sous environnement Matlab. Les systèmes d'équations différentielles obtenus forment les modèles d'états, sont résolus en utilisant l'algorithme de Runge Kutta d'ordre 4. Ainsi les simulations réalisées pour la validation des modèles ont porté sur :

- La machine en régime sain.
- La machine en régime de défaut de court-circuit inter-spores.

Les grandeurs de sorties sont les courants des phases statoriques, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique.

Les paramètres de la MSAP utilisé sont donnés dans le tableau suivant

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Tension nominale	V_m	34	V
Moment d'inertie	J	0.000185	Kg.m ²
Coefficient de frottement	f_v	0.00065	N.m.s /rad
Résistance statorique	R_s	1.4	Ω
Couple résistant	C_r	5	Nm
Nombre de pair de pole	N	4	-
Inductance cyclique d'une phase au stator	L_s	2.8	mH
inductance mutuelle	M_s	-2.3	mH
Fréquence	F	66.67	Hz
Vitesse synchrone	Ω	1000	tr/min

Un programme écrit sous l'environnement **Matlab** nous a permis de mettre en évidence le comportement de la machine. Pour la résolution du système différentiel nous avons utilisé la méthode Rung-Kutta 4 selon l'organigramme illustré dans la figure (III.4).

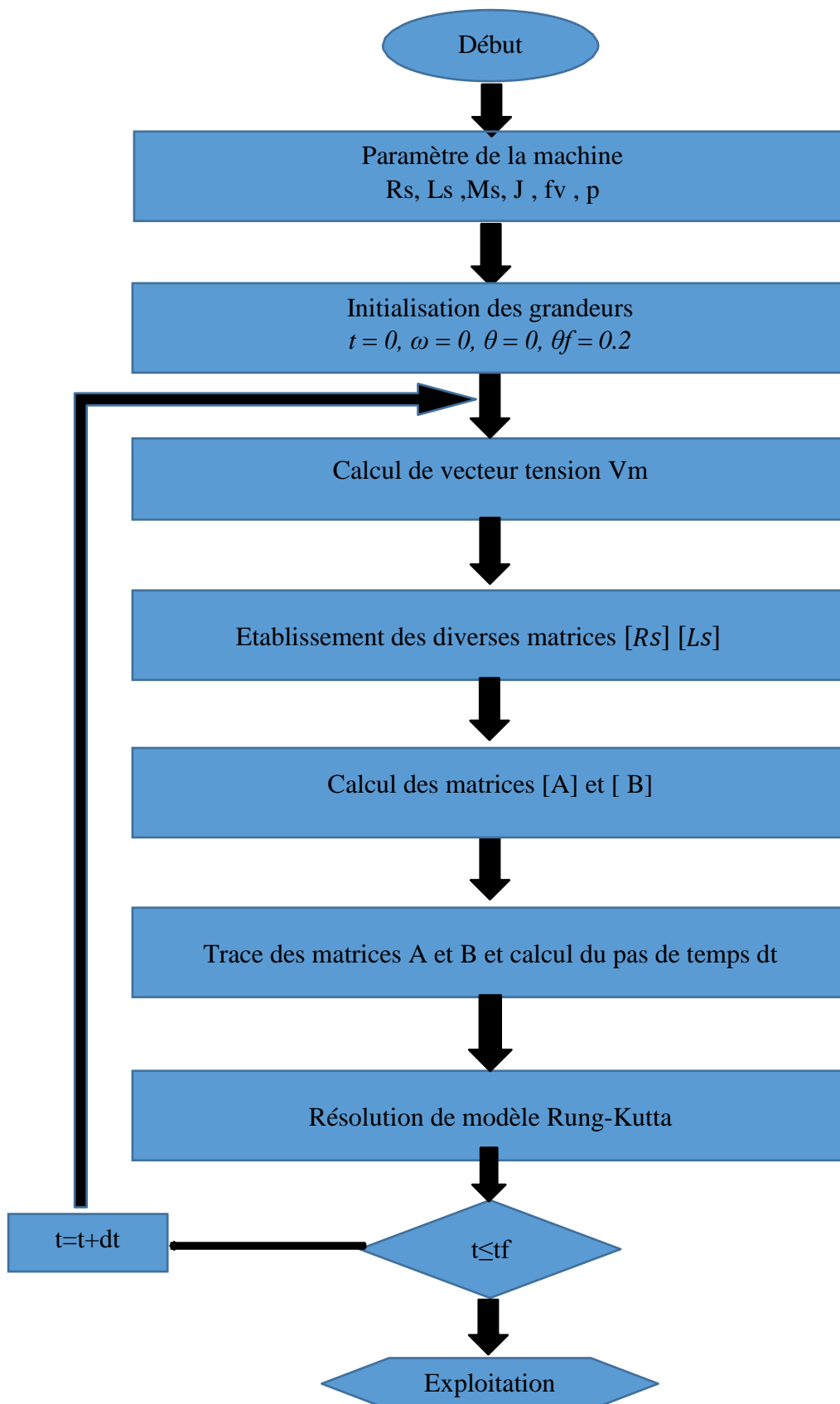


Figure III.4 organigramme.

III.3 Résultats de simulation du modèle de la MSAP sur Matlab par la méthode des (CEMC)

III.3.1 Machine saine

III.3.1.1 Essai à vide

Les figures ci-dessous représentent les résultats obtenus lors de la simulation en régime saine des grandeurs électriques (Les courants des phases statoriques), mécanique (La vitesse de rotation et le couple électromagnétique).

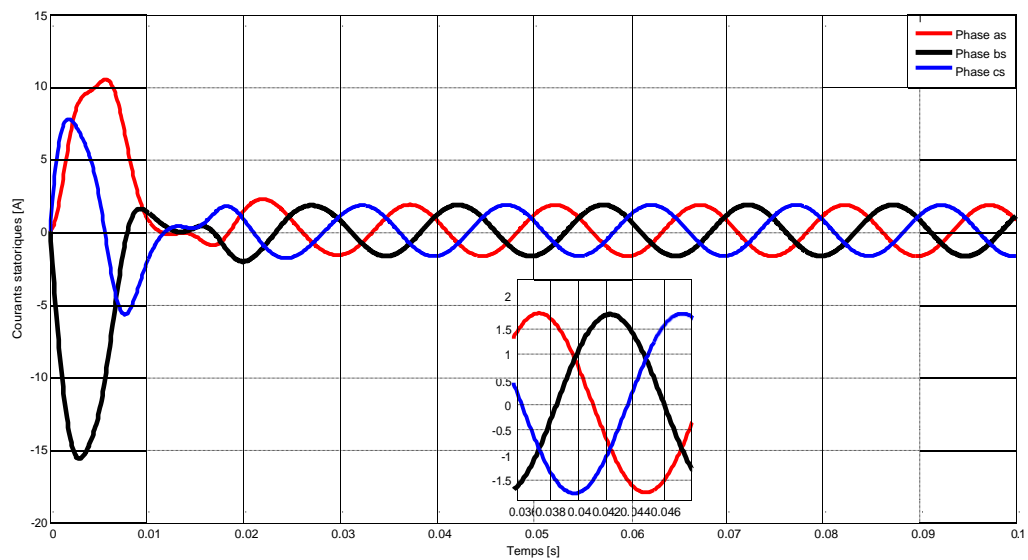


Figure III.5 Courant des phases statoriques à vide.

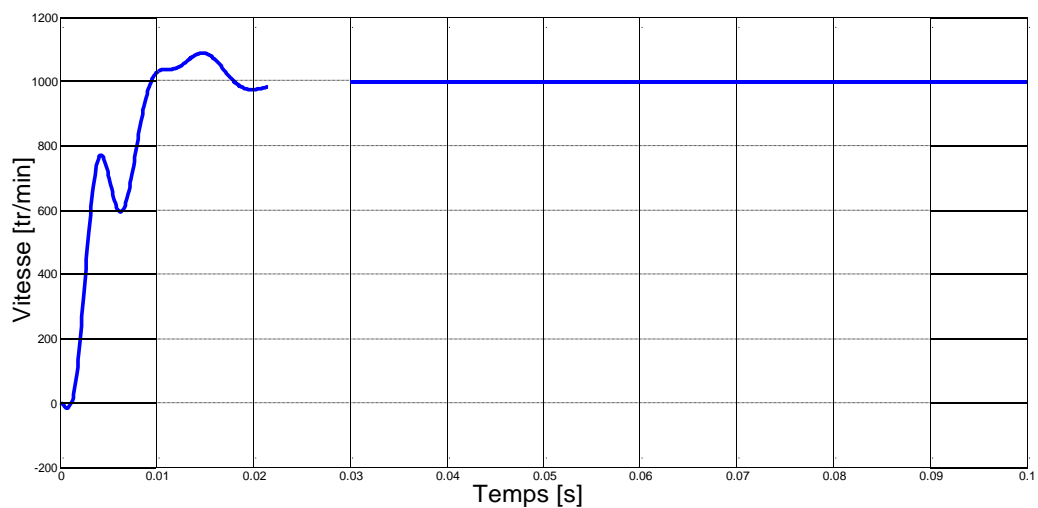


Figure III.6 Vitesse de rotation à vide.

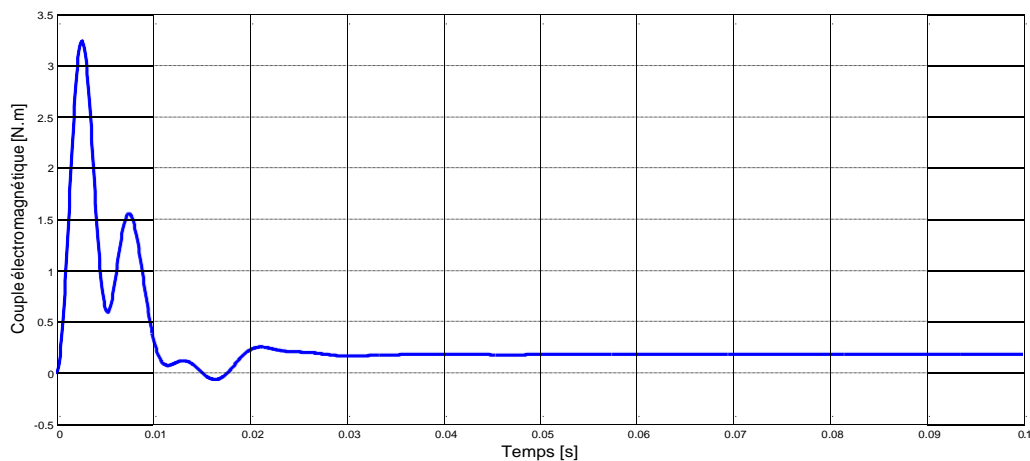


Figure III.7 Couple électromagnétique à vide.

III.3.1.2 Essai en charge

Après application d'une charge (couple résistant) à l'instant 0.078s à la MSAP, les allures obtenues sont les suivantes :

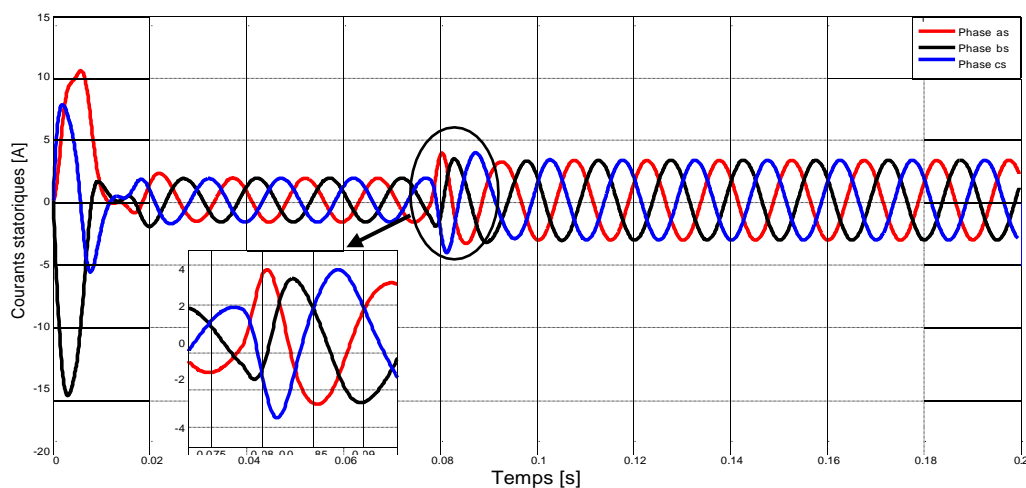


Figure III.8 Courant des phases statoriques en charge

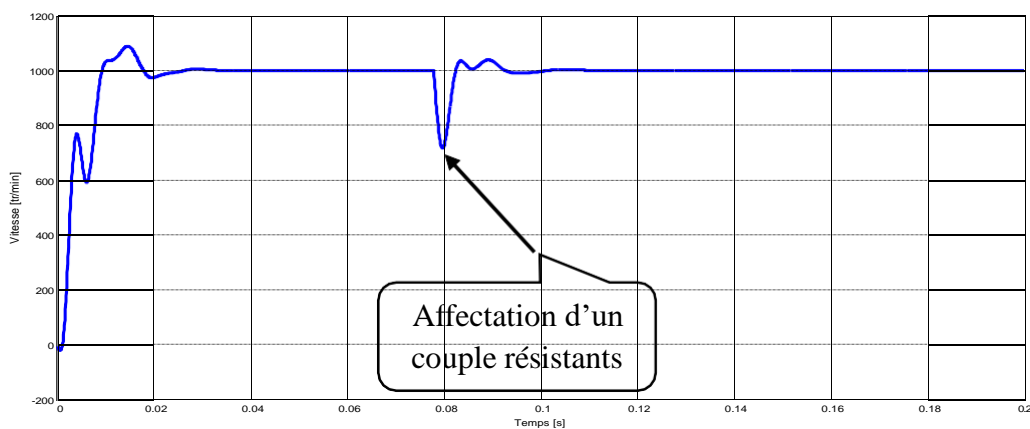


Figure III.9 Vitesse de rotation en charge

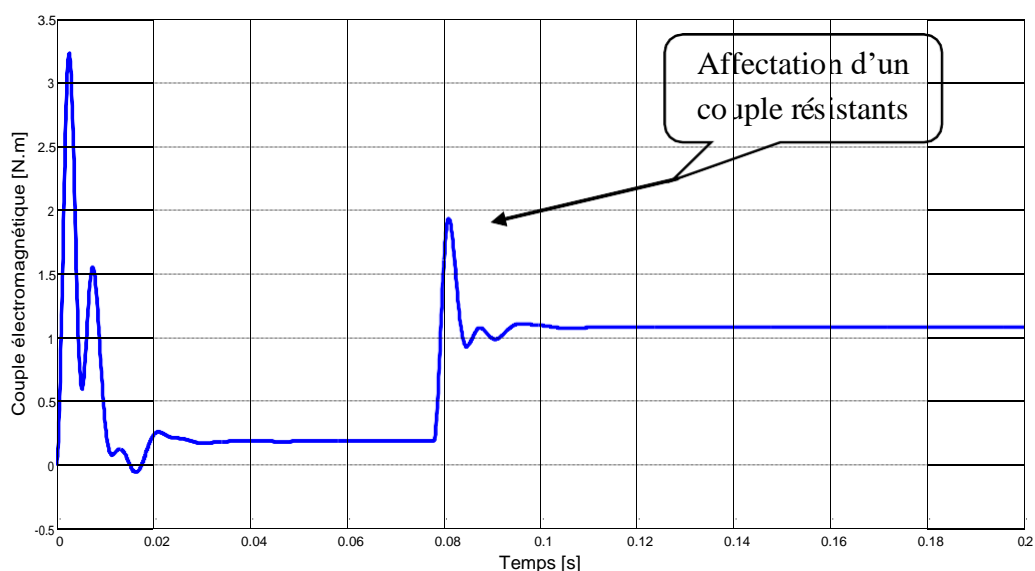


Figure III.10 Couple électromagnétique en charge.

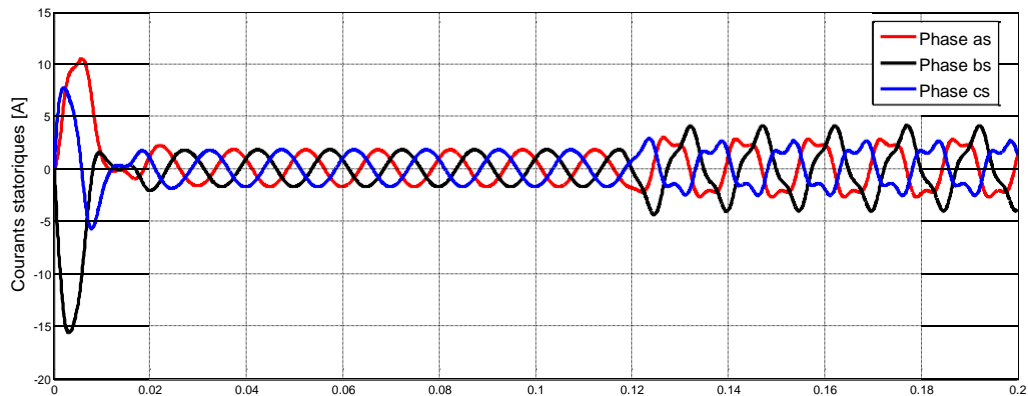
III.3.1.3 Interprétation des résultats

La (figure III.5) représente l'évolution des courants des phases statoriques avec un déphasage de 120° l'un de l'autre, un courant de démarrage qui atteint une valeur maximale dû à l'appelle du courant pour le démarrage et un déséquilibre dû à la variation de flux de la machine (fem nulle), ce qui illustre un régime transitoire qui dure des millisecondes. A l'atteinte du régime permanent les courants stabilisent sous forme d'ondes sinusoïdales équilibrées du au développement de la fem avec une amplitude constante. La (figure III.8) montre l'application d'un couple résistant à l'instant 0.78 s qui donne naissance à une augmentation de courant au régime permanent.

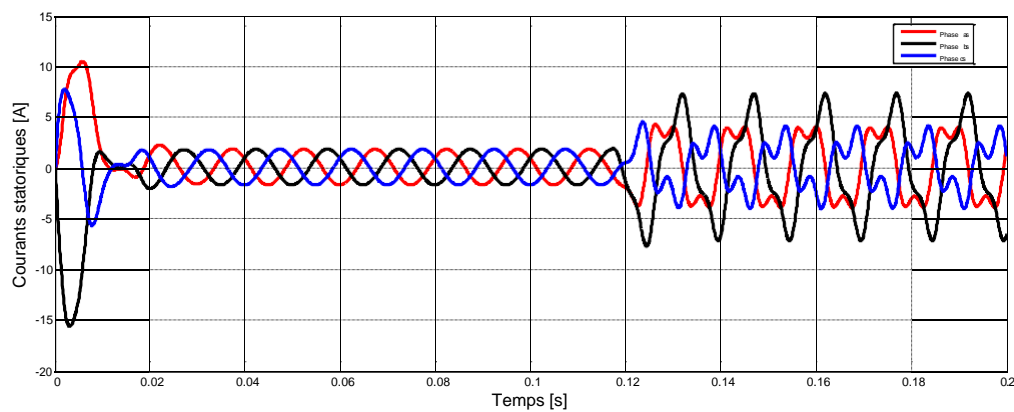
Les (figures III.6, III.9) montre que l'allure de la vitesse de rotor passe par des oscillations au régime transitoire dû à l'accélération de la vitesse de rotation pour atteindre la vitesse de synchronisme, avant la stabilisation de la vitesse à une valeur de 1000 tr/min au régime permanent un dépassement (pic de 1097tr/min) est apparu. Une diminution brusque de la vitesse a l'instant 0.078s suivi des oscillations, à cause de l'application d'un couple résistant dans le même instant et pour revenir en fin à la vitesse de fonctionnement, la machine cherchera un équilibre entre le couple électromagnétique et le couple résistant.

La (figure III.7) nous montrent au début un régime transitoire où la machine développe un couple de démarrage maximal pour vaincre l'inertie de la masse rotorique, afin d'atteindre un régime permanent où le couple électromagnétique se stabilise à une valeur proche de proche de zéro. En fonctionnement en charge illustré dans la (figure III.10), le couple électromagnétique développe une valeur presque équivalente au couple résistant.

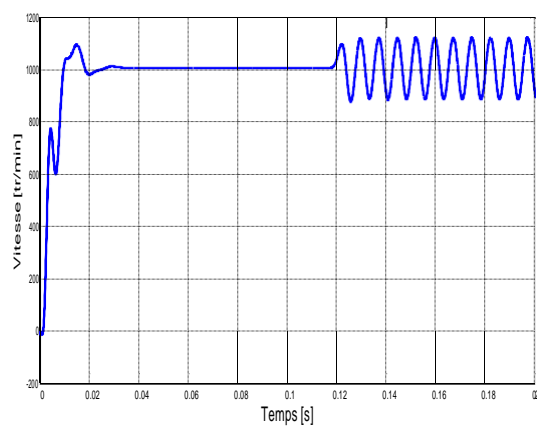
III.3.2 Machine en défaut essai à vide



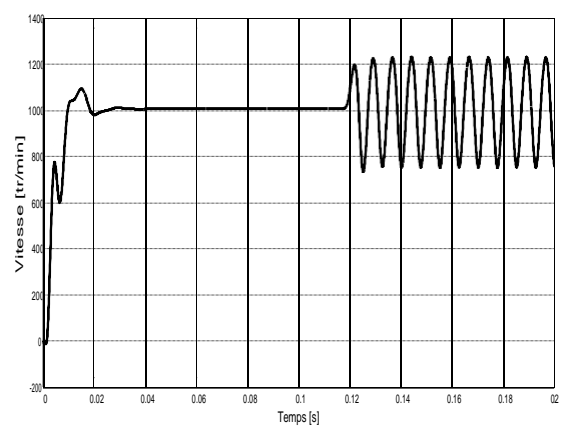
(a)



(b)

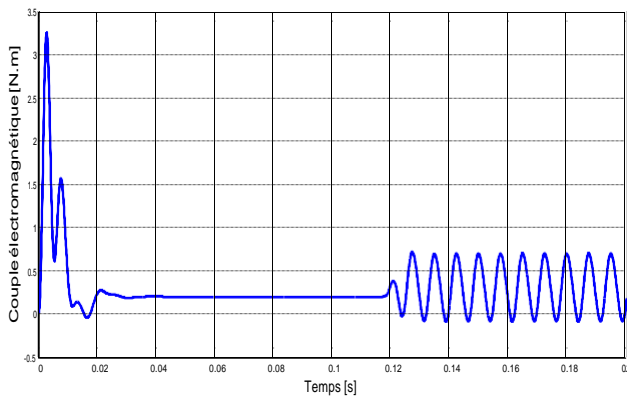
Figure III.11 : Les courants statoriques avec défaut court-circuit inter spires
(a)10% ,(b) 20%.

(a)

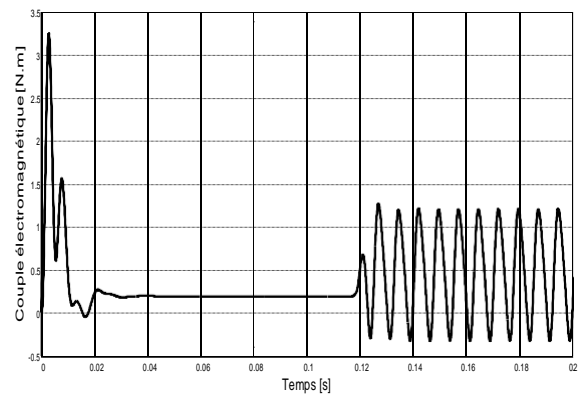


(b)

Figure III.12: vitesse de rotation avec défaut court-circuit inter spires
(a)10% ,(b) 20%.



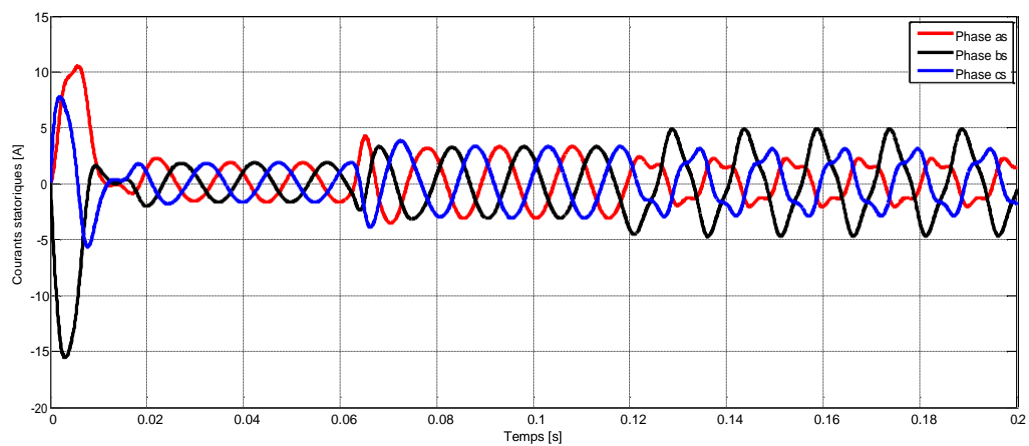
(a)



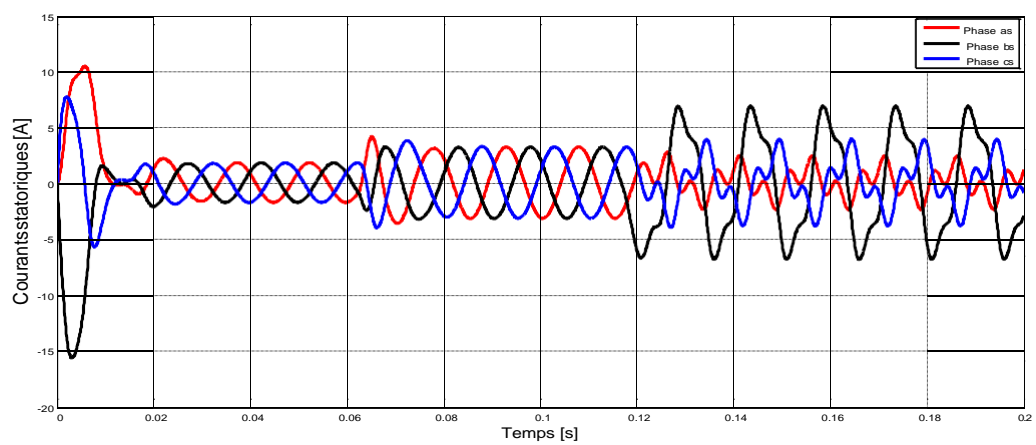
(b)

Figure III.13: Couple électromagnétique avec défaut court-circuit inter spires
(a)10% , (b) 20%.

III.3.2.1 Machine en défaut essai en charge



(a)



(b)

Figure III.14 : Les courants statoriques avec défaut court-circuit inter spires
(a)10% ,(b) 20%.

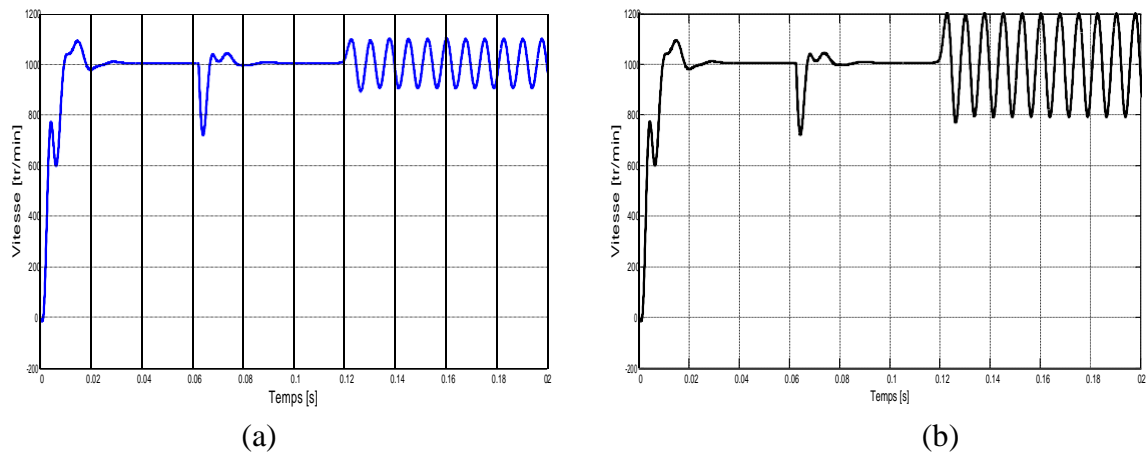


Figure III.15: vitesse de rotation avec défaut court-circuit inter spires
(a)10% , (b) 20%.

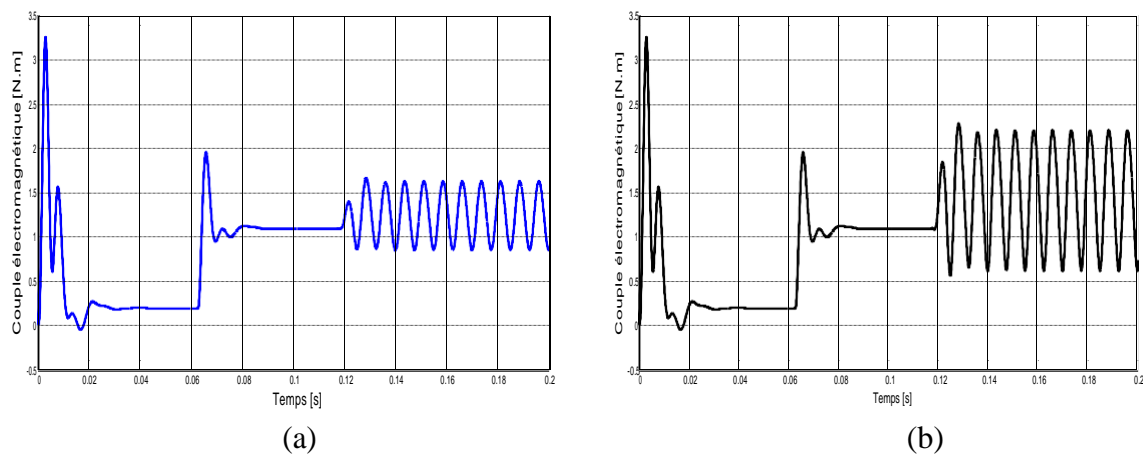


Figure III.16: Couple électromagnétique avec défaut court-circuit inter spires
(a)10% , (b) 20%.

- Résultats de simulation du MSAP en régime de défaut en considérant différents pourcentages de spires en court-circuit 10%, 20%.

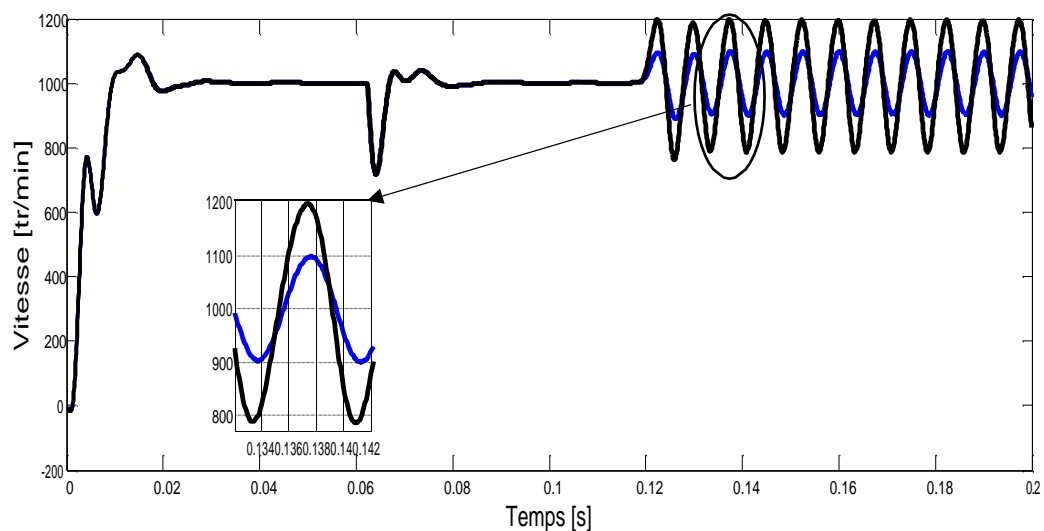


Figure III.17 La vitesse de rotation avec 10%, 20 % de spires en court-circuit.

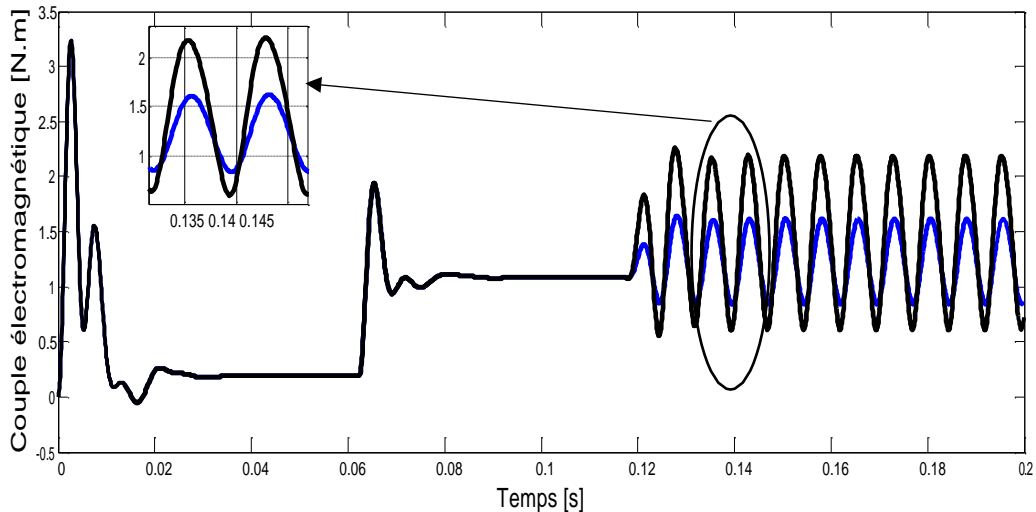


Figure III.18 le Couple électromagnétique avec 10%, 20 % de spires en court-circuit

III.3.3 Interprétations des résultats

Les figures III.11 III.14: représente l'évolution des courants dans les trois phases du stator, suite à un défaut lors de 10% ,20% de court-circuit inter spire à vide et en charge.

Nous constatons que les courants des phases ne sont plus équilibrés et que les perturbations des courants dépendent de la valeur de la résistance du défaut R_f et la graviter de défaut δ , et une déformation de la forme des courants est observée, On remarque que une augmentation du courant Ib et des oscillations sur la phase b est plus importante que la phase a et c, ce qui peut être expliqué par la modification du comportement magnétique dans l'entrefer, due au champ stationnaire créé par les spires en court-circuit qui s'ajoute au champ tournant créé par les trois phases statoriques en régime sain et aussi en remarque l'affluence de la charger sur les l'amplitudes des courants.

Les figures III.12 III.13 III.15 III.16: montrent que le défaut de court-circuit inter spires engendre des vibrations mécaniques significatives au niveau du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation dès l'apparition du défaut à $t=0.078$ secs à vide et à $t=0.11$ secs en charge, à cause de l'effet du défaut de court-circuit inter spires qui perturbent la répartition spatiale du champ tournant. L'augmentation de ces ondulations n'est d'autant plus importante que le nombre des spires en court-circuit élevé et la machine en charge.

Les figures (III.14) et (III.15) concernent les composants mécanique à des déferents essayés de défaut de court-circuit inter spire (10%,20%), nous constatons quels sont pas équilibrés et que les perturbations dépendent de la graviter de défaut δ et la résistance de défaut R_f .

À partir des résultats obtenus, nous avons observé l'agressivité d'un défaut de court-circuit inter spires sur les grandeurs électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents.

III.4 Analyse spectrale

L'analyse spectrale constitue un élément clef du traitement du signal. Elle a pour objectif d'améliorer la connaissance d'un signal en s'intéressant au domaine fréquentiel. Elle vise à extraire le spectre énergétique d'un signal et la plupart des signaux étant issus de processus aléatoires, l'analyse spectrale s'appuie fréquemment sur le domaine des probabilités et des statistiques.

Nous avons effectué l'analyse spectrale des courant des phases (I_{cs}, I_{bs}), Afin de mettre en évidence de manière plus précise les différents défauts et évaluer leur degré de sévérités par une confrontation des différents résultats obtenus dans le cas de la MSAP à l'état sain et ceux en présence des différents pourcentages de court-circuit inter spires réalisé.

III.4.1 Essai à vide

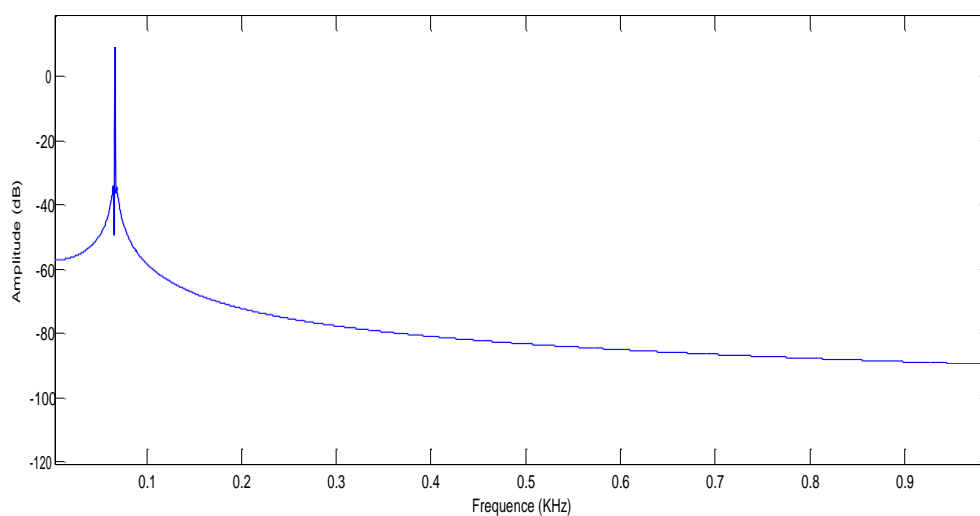


Figure.III.19 Analyse spectrale du modèle sain

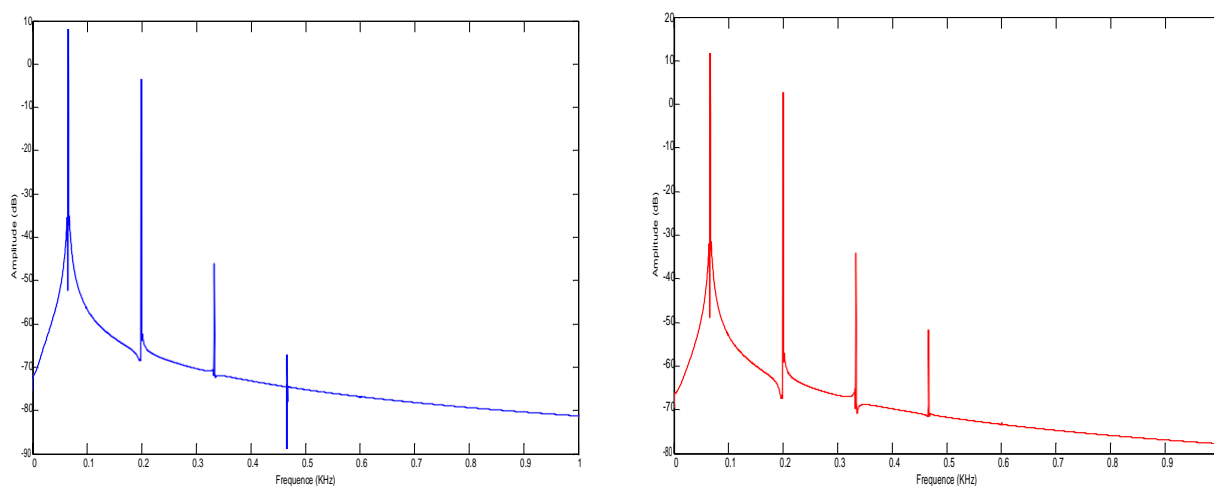


Figure.III.20 Analyse spectrale de défaut de court-circuit de la phase I_{as} ;(a)10% et (b)20%.

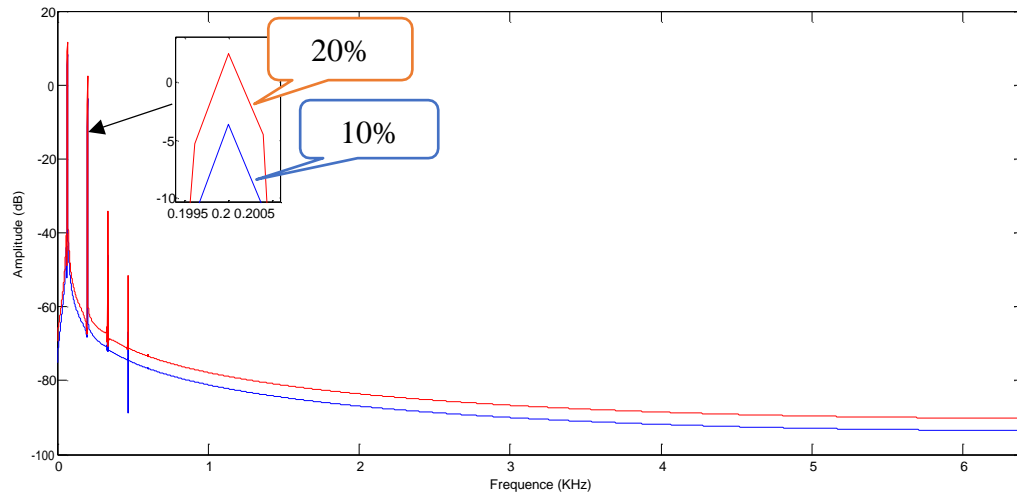


Figure.III.21 Analyse spectrale à 10% et 20% de défaut de court-circuit de la phase Ias.

III.4.2 Essai en charge

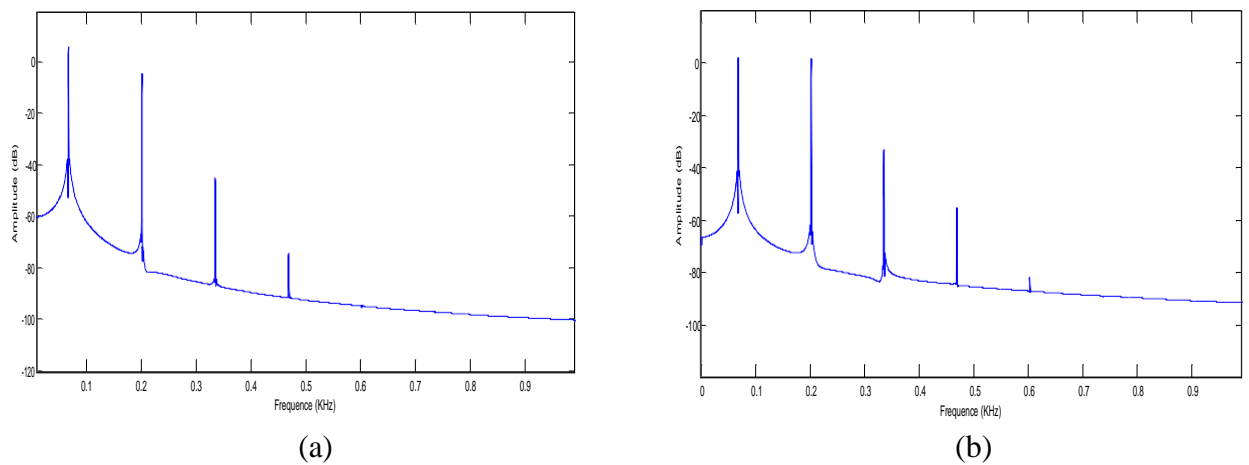


Figure.III.22 Analyse spectrale de défaut de court-circuit ;(a)10% et (b)20% de la phase Ias.

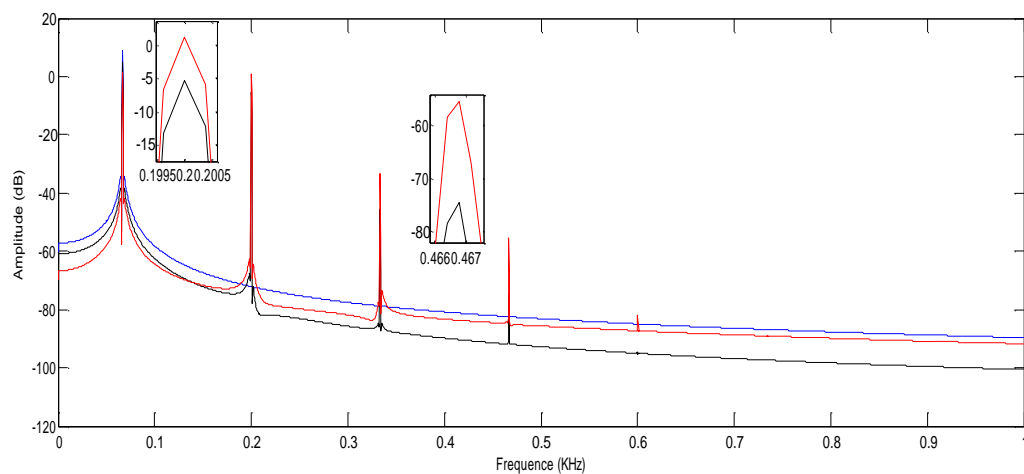


Figure.III.223 Analyse spectrale à 10% et 20% de défaut de court-circuit avec modèle sain.

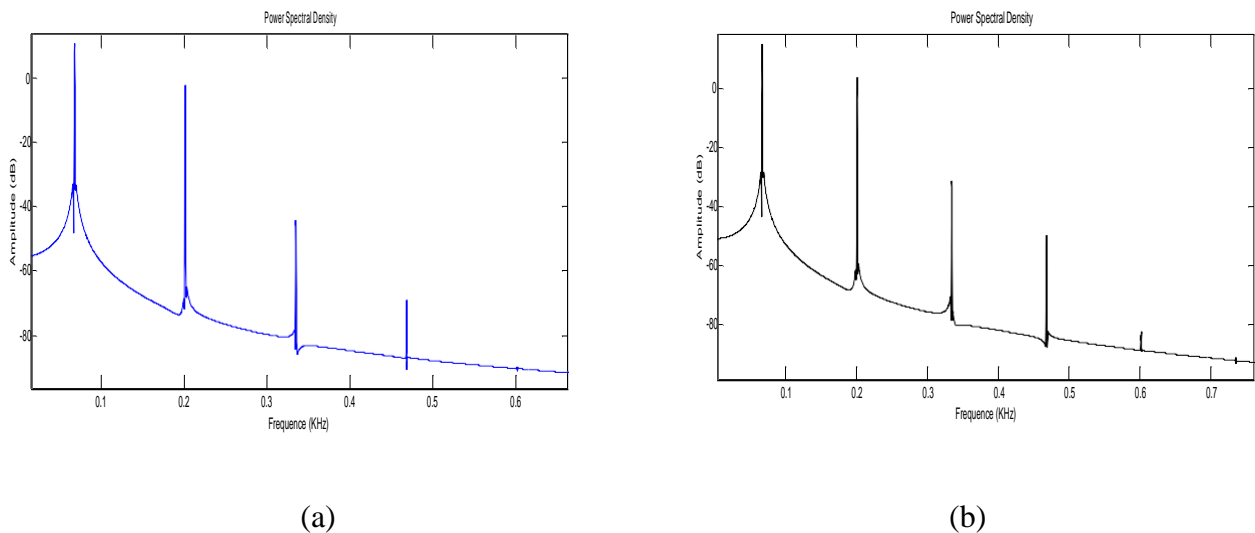


Figure.III.24 Analyse spectrale de défaut de court-circuit ;(a)10% et (b)20% de la phase Ibs

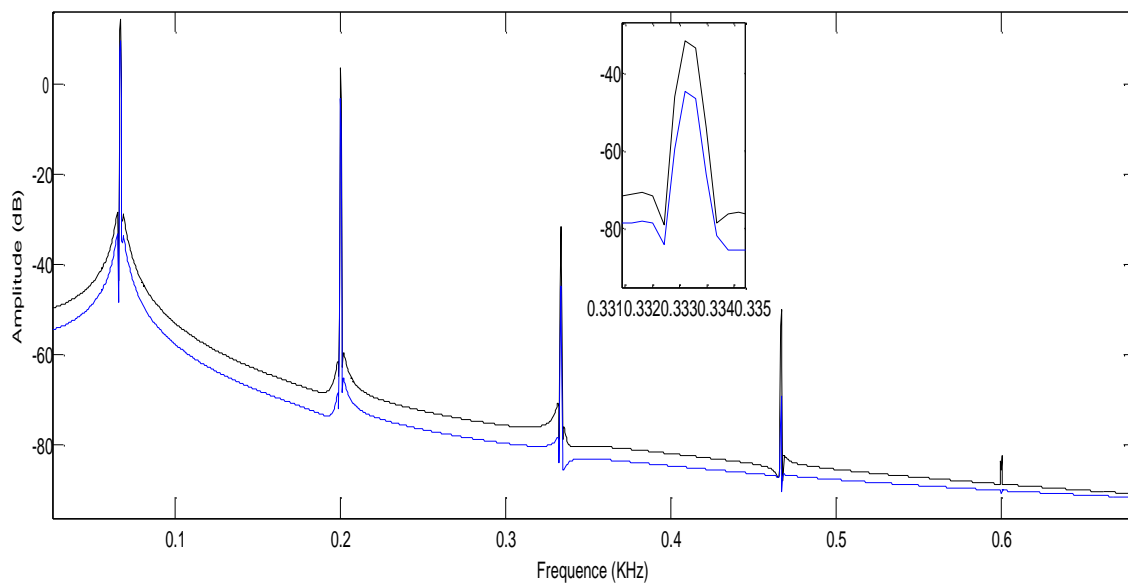


Figure.III.25 Analyse spectrale de défaut de court-circuit ;10%,20% de la phase Ibs.

III.4.3 Interprétations des résultats

D'après les résultats obtenus de l'analyse spectrale, on constate une augmentation de l'amplitude du fondamentale selon le taux de défaut de court-circuit (une augmentation plus importante à 20% qu'à 10% de défaut de court-circuit inter spires). En présence de défaut de court-circuit, on remarque une apparition des raies supplémentaires qui ont pour amplitude (3kfs) avec k nombre entier impair.

III.5 Conclusion

Dans la première partie, nous avons étudié le comportement magnétique de la machine synchrone à aimants permanents en régime sain et en défaut de court-circuit interspires en utilisant la modélisation par éléments finis couplée avec un modèle circuit, cette méthode de modélisation nous obligeons à bien déterminer la géométrie de la machine et son circuit électrique et les matériaux utilisés pour attendre un bon résultat.

Nous avons évidemment confronté les résultats donnés par les deux modèles pour différentes situations ;(sain et en défaut) ceux-ci ne sont pas tout à fait cohérents, la méthode des éléments finis est utilisée dans le but de comprendre et de quantifier les conséquences locales d'un défaut sur les différentes parties de la machine, et nous a permis d'étudier l'influence des défauts sur la distribution des lignes de champ et l'induction magnétique de la machine.

Dans la deuxième nous avons présenté les résultats obtenus par la simulation des modèles de la machine synchrone à aimants permanents en régime sain et en défaut de court-circuit inter-spires par la méthode CEMC. Cette modélisation nous a permis d'observer et d'analyser l'évolution des différentes grandeurs électrique et mécanique de la machine en présence de défaut de court-circuit inter-spires, grâce à l'analyse spectrale le défaut a été mis en évidence de manière plus précise. Le premier effet aperçu sur l'allure des courants statoriques qui présente une augmentation importante surtout sur la phase où se situe le court-circuit, qui peut provoquer la destruction ou accélération du vieillissement de l'isolation des enroulements de la machine à cause de l'augmentation de la température. Pour le couple électromagnétique et la vitesse qui présente des oscillations au régime permanent, du à la perturbation des répartitions spatiales du champ tournant, cela engendre des vibrations mécaniques qui peuvent avoir des effets destructeurs sur les organes mécaniques de la MSAP et parfois la charge, sans oublier les bruits (nouveaux sons) qui est parfois un signe de détection de début de défaillance.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le principal objectif de notre travail était l'établissement de modèles suffisamment précis permettant de déterminer rapidement le comportement des différentes variables de la machine synchrone à aimant permanent en régime sain et en régime de défaut de court-circuit inter-spires et d'en déduire les signatures pertinentes pour la détection de ce type de défaut.

D'une manière générale le choix d'une approche de diagnostic est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système, mais aussi à la complexité de ce système. Dans ce travail nous nous sommes intéressés plus particulièrement à la méthode de diagnostic sans modèle dite (approche signale), qui est basée sur l'extraction d'information par le biais du traitement des signaux mesurés, où les signaux mesurables sont (les courants, les tensions, la vitesse,...) peuvent fournir des informations significatives sur les défauts.

Une modélisation de la MSAP par éléments finis couplée avec un modèle circuit à l'état sain ou en présence d'un défaut sous FLUX 2D/3D, nous a permis d'étudier l'influence de défaut sur la distribution des lignes de champ et l'induction magnétique de la machine avec deux pourcentages par une phase (25% puis 50%). En comparant les résultats obtenus pour les deux cas, on remarque que les lignes de champ sont forcément perturbées et l'induction est relativement élevée par rapport à l'état sain de la machine, et tout ça est à cause de défaut implanté. Concernant cette modélisation, il est nécessaire de disposer d'un modèle très précis, prenant en compte des dimensions et la géométrie de la machine, ainsi que la nature et l'état des matériaux utilisés, et permettant d'introduire la vraie configuration du bobinage afin de générer la machine sur le logiciel.

Les modèles d'états en régime sain et de défaut de court-circuit inter-spires sont obtenus à partir des équations électriques, magnétiques et mécaniques en s'appuyant sur la méthode des circuits électriques magnétiquement couplé (CEMC), dans le repère (a, b, c). Nous avons imposé un défaut de court-circuit inter-spire dans la phase (b) avec deux pourcentages 10% puis 20%. Les effets du défaut sont observés à travers l'investigation des grandeurs électrique (courant dans les phases du stator), et mécanique (vitesse de rotation et couple électromagnétique) obtenues à partir de la résolution des modèles d'états implémentées sous environnement Matlab.

Une analyse spectrale du signale représentant le courant statorique est effectuée, pour mettre en évidence le degré de sévérité des défauts considérés. Avec la comparaison des spectres obtenus à l'état sain et en présence de défaut, une l'augmentation de l'amplitude du fondamentale est remarquable selon le taux de défaut de court-circuit qui est significative dans le cas du défaut de la phase (b).

On peut dire que l'analyse spectrale est une méthode intéressante pour détecte et avoir la signature d'un défaut avec une bonne précision.

Les aspects non abordés dans ce présent travail sont envisageables en perspectives, à savoir :

- Essayés de défaut de court-circuit sur une machine réelle.
- Désaimantation partielle ou totale des aimants.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Kawthar Alameh, Contribution au diagnostic et à l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents, thèse de doctorat, Normandie Université, 2017.
- [2] A.CEBAN, Méthode globale de diagnostic des machines électriques, thèse de doctorat, Université d'Artois, 2012.
- [3] A.Adel, Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable, mémoire de magister, Université BADJI MOKHTAR- ANNABA, 2010.
- [4] <http://www.wegfrance.news> (consulté le 20/08/2018)
- [5] A.Amine, Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents, Master en Électrotechnique, Université Djilali Liabes de Sidi bel-Abbes, 2011.
- [6] <http://www.onvacations.comotor-stator-winding> (consulté le 20/08/2018)
- [7] Cédric Bourrasset, Théorie des machines synchrones, projet : Gestion intelligente des transferts d'énergie d'un pylône d'éclairage public autonome, Poly Tech Clermont-Ferrand, France, 2010.
- [8] <http://www.selectromarket.ir/> (consulté le 20/08/2018)
- [9] Y.Nacera, Modélisation des machines asynchrones dédiée au diagnostic des défauts de court-circuit inter- spires et des cassures de barres et d'anneaux, Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 2009.
- [10] B.Aubert, Détection des courts-circuits inter-spires dans les Générateurs Synchrones à Aimants Permanents : Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu - Application à un canal de génération électrique en aéronautique, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2014.
- [11] www.ntn-snr (consulté le 23/08/2018)
- [12] <https://cdn.emag.com> (consulté le 23/08/2018)
- [13] www.groupe-bsm.fr (consulté le 23/08/2018)
- [14] A. Ibrahim, Contribution au diagnostic de machines électromécaniques : Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée, Université Jean Monnet - Saint-Etienne, 2009.
- [15] www.greylovesdesign.com (consulté le 17/08/2018)
- [16] B.Boussad, contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM), thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 2012.

- [17] <https://www.solucoesindustriais.com> (consulté le 17/08/2018)
- [18] <https://openclassrooms.com> (consulté le 17/08/2018)
- [19] S. N'TSHUIKA, Optimisation de Gammes: Application à la Conception des Machines Synchrones à Concentration de Flux, thèse de doctorat, université de Grenoble, 2006.
- [20] B.Mansour, Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel, mémoire de magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2015.
- [21] martinique-energies-nouvelles.mq (consulté le 20/10/2018)
- [22] www.futura-sciences.com (consulté le 20/10/2018)
- [23] mag.arts-et-metiers.fr (consulté le 20/10/2018)
- [24] S.Nawel , C.Ammaria, Commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping, Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 2015.
- [25] P. O'Donnell, "Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA 21, N° 4, july/august 1985 pp 853 – 864.
- [26] N. Leboeuf, Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents en présence de défauts inter-spores : modélisation, détection de défauts inter-spores, Université de Lorraine, 2012.
- [27] "Présentation des avaries. Machines électriques tournantes" cahier des préventions. CP2, Allianz, 1988.
- [28] O. V. Thorsen and M. Dalva, "Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 35, pp. 810-818, 1999.
- [29] A. H. Bonnett and C. Yung, "Increased efficiency versus increased reliability," IEEE Ind. Appl. Mag., vol. 14, no. 1, pp. 29–36, 2008.
- [30] B. Vaseghi, Contribution à l'étude des machines en présence de défaut entres pires - Modélisation - Réduction du courant de défaut, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [31] N. LEBOEUF, Contribution à l'étude des machines synchrones a aimants permanents en présence de défauts inter-spores – Modélisation – détection de défauts inter-spores, thèse de doctorat, UNIVERSITE DE LORRAINE, 2012.
- [32] J. A. Farooq, Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents, Université de Technologie de Belfort-Monbéliard, 2008.

- [33] O. Ondel, Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur - machine asynchrone, École Centrale De Lyon, 2006.
- [34] M. KHOV, Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique, thèse de doctorat, université de Toulouse, 2009.
- [35] www.usinages.com 01/11/2018.
- [36] www.volta-electricite.info 01/11/2018.
- [37] BUI Viet Phuong, Diagnostic des machines électriques par analyse du champ magnétique de fuite application à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide, thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 2007.
- [38] Bessam Besma, Analyse et détection des défauts dans la machine asynchrone à base des techniques intelligentes, thèse de doctorat, Université de Biskra, 2016.
- [39] 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 défauts, thèse de doctorat, université de Batna, 2007.
- [40] J. A. Farooq, Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents, thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Monbéliard, 2008.
- [41] Hussein Dogan, Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents - Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué, thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2013.
- [42] B.Islam, Réalisation de cas de démo Flux accessibles depuis le superviseur, mémoire de master, Université de Lorraine, 2014.