

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البلدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Master

Filière Electrotechnique  
Spécialité Machines électriques

Présenté par

LOUAKED Mohamed Islam

&

OUAKLI Oualid

---

# Modélisation des défauts statoriques d'une machine synchrone à aimants permanents par la méthode des éléments finis

---

Proposé par : R. Hachelaf

Année Universitaire 2017-2018

## Remerciements

---

*Tout d'abord, nous remercions **Allah** le Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces années d'études.*

*Nous remercions Très sincèrement Mr. R. Hachelaf qui nous a permis de bénéficier de son encadrement, Les conseils qu'il nous a prodigué, la confiance qu'il nous a témoignés ont été déterminants dans la réalisation de notre travail.*

*Nous remercions les membres du jury d'avoir bien évalué notre travail, pour avoir accepté l'examinassions de ce travail.*

*Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à nos familles, nos parents, tous nos proches et amis, qui nous ont accompagnés, aidés, soutenus et encouragés tout au long de la conception de notre mémoire.*

---

## ملخص:

تعالج هذه المذكرة نمذجة آلة متزامن ذات المغناطيس الدائم بواسطة طريقة العناصر المحددة في الأداء العادي و كذلك مع وجود دارات قصيرة بين لفائف الجزء الساكن و ذلك باستعمال برنامج (flux2D) الذي يسمح لنا بمحاكاة هاتين الحالتين . هذه المحاكاة تسمح لنا لمراقبة سلوك الجهاز وحساب كميات مختلفة مثل : التيار الكهربائي ، التدفق المغناطيسي ، الحث المغناطيسي في مناطق مختلفة من الجهاز، العزم الكهرومغناطيسي .....الخ

**كلمات المفاتيح:** آلة متزامنة ذات المغناطيس الدائم; النمذجة; الدارات القصيرة ; محاكاة; طريقة العناصر المحددة.

---

## Résumé :

Ce mémoire traite la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent par la méthode des éléments finis (M.E.F) en fonctionnement sain et en présence de défauts de court-circuit entre spires au bobinage statorique à l'aide du logiciel FLUX2D qui nous permet de simuler ces deux cas. Ces simulations nous permettent d'observer le comportement de la machine et calculer les différentes grandeurs comme : les courants des phases, le flux de phase, les inductions magnétiques dans différentes régions de la machine, couple électromagnétique...Etc.

**Mots clés :** Machine synchrone à aimant permanent ; Modélisation ; simulation ; La méthode des éléments finis ; court-circuit.

---

## Abstract:

This paper deals with the modeling of the permanent magnet synchronous machine by the finite element method (F.E.M) in normal functioning and in the presence of short-circuit faults between turns at the stator winding using the FLUX2D software which allows us to simulate these two cases. These simulations allow us to observe the behavior of the machine and calculate the different quantities such as: phase currents, phase flux, magnetic inductions in different regions of the machine, electromagnetic torque ... Etc.

**Key words:** Permanent magnet synchronous machine; Modeling; Short-circuit; finite element method; simulation.

---

## Liste des Abréviations

MSAP : Machines Synchrones à Aimants Permanents.

GSAP : Génératrice Synchrones à Aimants Permanents.

MEF : Méthode des éléments finis

FEM : Finite Element Method

Fém : force électromotrice

FFT : Transformée de Fourier rapide

$R_s$  : Résistance statorique par phase.

$R_a, R_b, R_c$  : Résistances statorique pour les phase a,b,c.

$L_s$  : L'inductance statorique

$L_0$  : Inductance propre d'une phase statorique

$M_0$  : Inductance mutuelle entre deux phases statorique.

$\varphi_s$  : Flux statorique

$\varphi_f$  : Flux créé par les aimants

$i_{as}, i_{cs}, i_{bs}$  : courants statorique pour les phase a,b,c

$V_s$  : Tensions statoriques

$V_{as1}$  : Tensions traversant la bobine saine

$V_{as2}$  : Tensions traversant la bobine défectueuse

$i_{a1}$  : Courant de la sous-bobine saine  $a_{s1}$

$e_{a1}$  : Fém. de la sous-bobine saine  $a_{s1}$

$R_{a1}$  : Les résistances de la sous-bobine saine  $a_{s1}$

$R_{a2}$  : La résistance de la sous-bobine en défaut  $a_{s2}$ .

$L_{a1}$  : L'inductance de la sous-bobine saine  $a_{s2}$ .

$L_{a2}$  : L'inductance de la sous-bobine en défaut  $a_{s2}$ .

$M_{a1a2}$  : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine  $a_{s1}$  et la sous-bobine en défaut  $a_{s2}$ .

$M_{a1b}$  : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine saine  $a_{s1}$  et les bobines  $b_s$ .

$M_{a1c}$  : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine saine  $a_{s1}$  et les bobines  $c_s$ .

$M_{a2b}$  : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine en défaut  $a_{s2}$  et les bobines  $b_s$ .

$M_{a2c}$  : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine en défaut  $a_{s2}$  et les bobines  $c_s$ .

$R_f$ : Résistance de défaut.

$i_f$ : courant de défaut.

$N_s$ : Nombre de spires par phase

$N_f$ : Nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut la sous-bobine  $a_{s2}$ .

$J$ : Moment d'inertie du rotor.

$p$ : Nombre de pair de pôles.

$C_e$ : Couple électromagnétique.

$C_r$ : couple résistant.

$C_m$ : Couple moteur appliqué sur la GSAP.

$f_v$ : Coefficient de frottement.

$\mu$ : Coefficient de court-circuit.

$N_{as1}$ : Nombre de spires de la partie bobine saine par le défaut la sous-bobine  $a_{s2}$ .

$N_{as2}$ : Nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut la sous-bobine  $a_{s2}$ .

$\omega_r$ : Pulsation rotorique.

$\theta$ : Position angulaire.

$\Omega$ : Vitesse du rotor.

$[\varphi_f]$ : Vecteur du flux créé par les aimants.

$[A]$ : matrice fondamentale qui caractérise le système.

$[B]$ : matrice d'entrée.

$[U]$ : vecteur commande.

$[X]$ : vecteur d'état.

$[V_s]$ : Vecteur tensions statoriques.

$[I_s]$ : Vecteur courants statoriques.

$[R_s]$ : Matrice des résistances statorique.

$[\varphi_s]$ : Matrice de flux statorique.

$[L_s]$ : Matrice des Inductance statorique.

# Table des matières

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

## CHAPITRE 1

Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

1.1. Introduction .....	3
1.2. Construction de la MSAP .....	3
1.2.1. Stator .....	3
1.2.2. Rotor .....	4
a. Rotor à pôle lisses .....	4
b. Rotor à pôle saillants .....	5
1.3. Les aimants permanents .....	7
1.4. Principe de fonctionnement de la MSAP .....	8
1.5. Domaines d'application .....	9
1.6. Les avantages et les inconvénients de la MSAP .....	9
1.6.1. Les avantages de la MSAP .....	9
1.6.2. Les inconvénients de la MSAP .....	10
1.7. Défaillances de la machine synchrone à aimant permanent .....	10
1.7.1. Défaits statoriques .....	11
a. Défaits des enroulements .....	11
b. Court-circuit entre spires .....	12
c. Court-circuit entre phases .....	12
1.7.2. Défaits rotoriques .....	13
a. Défaits des aimants (Désaimantation) .....	14
b. Défaits d'excentricité .....	14
1.8. Surveillance et diagnostic de la MSAP .....	16
1.8.1. Approche signal .....	17
a. Des mesures vibratoires .....	17
b. Mesure de Flux magnétique .....	17
c. Diagnostic par mesure des courants statoriques .....	17
d. Diagnostic par analyse du vecteur de Park .....	18

1.8.2. Approche modèle .....	18
a. Approche à base d'observateurs .....	19
b. Approche par la projection dans l'espace de parité .....	19
c. Approche par estimation paramétrique .....	20
1.9. Modélisation des défauts .....	20
1.9.1. Méthode des éléments finis .....	20
1.9.2. Méthode des réseaux de perméance.....	21
1.10. Conclusion .....	22

## **CHAPITRE 2**

### Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent sain

2.1. Introduction .....	24
2.2. Modélisation de la MSAP saine .....	24
2.3. Hypothèses simplificatrices .....	24
2.4. Mise en équations de la machine dans le repère (abc) .....	24
2.4.1. Equations électriques .....	25
2.4.2. Equations de Flux .....	26
2.4.3. Equation mécanique .....	27
2.5. Mise en équation de la MSAP en diphasé .....	28
2.5.1. Transformation de Park .....	28
a. Passage direct .....	29
b. Passage inverse .....	29
2.6. Application de la transformation de Park à la MSAP .....	30
2.6.1. Modèle moteur .....	30
a. Le modèle de la MSAP .....	30
b. Expression de couple .....	31
c. Mise sous forme d'équation d'état du modèle moteur .....	31
2.6.2. Modèle génératrice .....	33
a. Le modèle de la MSAP .....	33

b. Fonctionnement à vide .....	33
c. Fonctionnement en charge .....	33
d. Mise sous forme d'état .....	34
2.7. Résultats de la simulation d'un fonctionnement sain de la MSAP.....	35
2.7.1. Fonctionnement à vide .....	35
2.7.2. Fonctionnement en charge .....	37
2.8. Conclusion .....	39

### **CHAPITRE 3**

#### Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire

3.1. Introduction.....	41
3.2. Modélisation des défauts de court-circuit statorique dans les MSAP .....	41
3.3. Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spices dans le repère (abc) .....	42
3.3.1. Mise sous forme d'état .....	46
3.4. Analyse du courant statorique par FFT.....	47
3.5. Résultats de simulations .....	48
3.6. Conclusion .....	51

### **CHAPITRE 4**

#### Modélisation de la MSAP par La méthode des éléments finis

4.1. Introduction .....	53
4.2. Equations de Maxwell .....	53
4.2.1. Problèmes statiques .....	53
4.2.2. Problèmes dynamiques .....	54
4.3. Les méthodes numériques .....	55
4.3.1. Par différences finies (D.F) .....	55

4.3.2. Par Eléments Finis (E.F) .....	56
4.4. Le principe du calcul par éléments finis .....	56
4.5. Le logiciel FLUX2D .....	57
4.5.1. Module préprocesseur .....	57
4.5.2. Module processeur .....	57
4.5.3. Module post-processeur de FLUX-2d (PostPro_2D) .....	57
4.6. Mise en oeuvre de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) .....	58
4.6.1. Paramètres dimensionnels et physiques .....	58
4.6.2. Géométrie .....	60
4.6.3. Création des matériaux .....	60
4.6.4. Circuit électrique .....	61
4.6.5. Création des regions .....	62
4.6.6. Le maillage .....	63
4.7. Résultats de simulation .....	64
4.7.1 Fonctionnement sain .....	64
4.7.2. présentation de la MSAP à la présence d'un défaut .....	66
7.8. Conclusion .....	69
Conclusion générale .....	70
Annexe .....	71
Références bibliographiques .....	72

## Liste des figures

<b>Figure 1.1.</b> Représentation de la machine synchrone a aimant permanent .....	3
<b>Figure 1.2.</b> Représentation un Schéma de bobinages statorique .....	4
<b>Figure 1.3.</b> Rotor à pôles lisses.....	4
<b>Figure 1.4.</b> Rotor à pôles saillants .....	5
<b>Figure 1.5.</b> <i>Aimants montés en surface</i> .....	5
<b>Figure 1.6.</b> <i>Aimants insérés</i> .....	6
<b>Figure 1.7.</b> <i>Aimants enterrés</i> .....	6
<b>Figure 1.8.</b> <i>Aimants à concentration de flux</i> .....	7
<b>Figure 1.9.</b> Caractéristique magnétique de quelques matériaux .....	8
<b>Figure 1.10.</b> Différents défauts statoriques.....	13
<b>Figure 1.11.</b> Excentricité statique.....	15
<b>Figure 1.12.</b> Excentricité dynamique.....	15
<b>Figure 1.13.</b> Excentricité mixte.....	15
<b>Figure 1.14.</b> Méthodes de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut.....	16
<b>Figure 1.15.</b> Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un Modèle .....	18
<b>Figure 1.16.</b> Schéma de principe de l'approche à base d'observateur.....	19
<b>Figure 2.1</b> <i>Schéma de la GSAP dans le repère triphasé</i> .....	25
<b>Figure 2.2</b> <i>Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q) lié au rotor</i> .....	28
<b>Figure 2.3</b> Les courbes de courants à vide .....	35
<b>Figure 2.4</b> La courbe du couple à vide .....	36
<b>Figure 2.5</b> La courbe de vitesse à vide.....	36
<b>Figure 2.6.a</b> La courbe des courants en charge .....	37

<b>Figure 2.6.b</b> Zoom sur la courbe des courants en charge .....	37
<b>Figure 2.7</b> La courbe de couple en charge .....	38
<b>Figure 2.8</b> La courbe de couple en charge .....	38
<b>Figure 3.1.</b> Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase de stator $a_s$ .....	41
<b>Figure 3.2.</b> Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre-spires dans la phase $a_s$ .....	42
<b>Figure 3.3.</b> La courbe de courant de défaut.....	48
<b>Figure 3.4.a.</b> La courbe des courants des phases plus courant de défaut .....	49
<b>Figure 3.4.b.</b> zoom de La courbe des courants des phases plus courant de défaut .....	49
<b>Figure 3.5.a.</b> La courbe de la vitesse .....	50
<b>Figure 3.5.b.</b> zoom de La courbe de la vitesse .....	50
<b>La figure 3.6.</b> La courbe de couple électromagnétique .....	51
<b>La figure 3.7.</b> Spectre courant de la phase $a$ .....	51
<b>Figure.4.1.</b> Schéma des différents modules du logiciel Flux-2D. ....	58
<b>Figure.4.2.</b> Différentes parties de la MSAP.....	59
<b>Figure 4.3.</b> Représentation de la géométrie .....	60
<b>Figure.4.4.</b> Courbe de saturation .....	61
<b>Figure.4.5.</b> Schéma du circuit électrique .....	61
<b>Figure.4.6.</b> Affectation des régions surfaciques .....	62
<b>Figure 4.7.</b> Représentation du maillage .....	63
<b>Figure 4.8.</b> Maillage entrefer .....	63
<b>Figure 4.9.</b> Représentation des équi-flux .....	64

<b>Figure 4.10.</b> L'induction magnétique .....	64
<b>Figure.4.11.</b> Courbe de la vitesse .....	65
<b>Figure.4.12.</b> Courbe du couple .....	65
<b>Figure.4.13.a.</b> Représentation des courants juxtaposé .....	65
<b>Figure.4.13.b.</b> Représentation des courants superposé .....	66
<b>Figure.4.14.</b> Circuit de la MSAP avec un défaut sur la phase a .....	66
<b>Figure.4.15.a.</b> Représentation des courants juxtaposé .....	67
<b>Figure.4.15.b.</b> Représentation des courants superposé .....	67
<b>Figure.4.16.</b> Variation du spectre de courant la .....	68

## Liste des tableaux

<b>Tableau 4.1</b> paramètres géométriques de la machine .....	59
<b>Tableau.4.2.</b> Caractéristiques de chaque région surfacique.....	62
<b>Tableau 4.3.</b> Qualité de maillage .....	64



## Introduction Générale

Dans la conception moderne des machines électriques, la méthode des éléments finis a pris un essor considérable avec l'avènement des moyens informatiques. En effet cette méthode représente l'état de l'art dans le calcul numérique du champ magnétique des machines électriques. Cette méthode permet de résoudre directement les équations de la physique avec un minimum d'hypothèses et permet aussi de coupler les équations de la physique aux équations des circuits électriques.

Dans ce travail on va modéliser et analyser le comportement d'une machine synchrone à aimant permanent par l'utilisation du Matlab et FLUX2D qui est basé sur la méthode des éléments finis.

Ce mémoire est scindé en quatre chapitres et une conclusion.

Le premier chapitre présente l'état de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent. On va tout d'abord présenter la structure de la machine synchrone à aimant permanent, puis les défaillances qui peuvent apparaître à la MSAP. Après on va citer quelques techniques de diagnostic et modélisation des défauts.

Le second chapitre concernera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents sains. Le modèle de la MSAP est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park. À la fin une simulation de fonctionnement sain de la machine est présentée.

Le troisième chapitre présente la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent avec un défaut entre spires.

Le quatrième chapitre présente l'utilisation du logiciel FLUX2D pour réaliser la modélisation numérique et de développer les outils nécessaires à la modélisation ainsi qu'un rappel sur les équations de Maxwell, à la fin une simulation de la MSAP (sain et avec défaut entre spires) est présentée.

Nous terminerons par une conclusion générale.

## **Chapitre 1**

# **Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent**

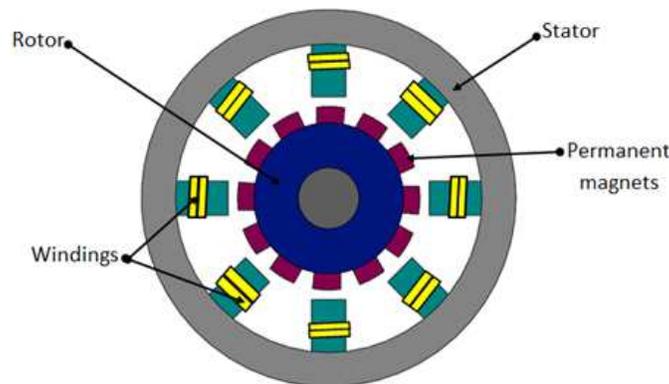
## 1.1. Introduction

La machine synchrone à aimant permanent est de plus en plus utilisée grâce à l'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques ou de terres rares. L'avantage de ces aimants est d'éliminer les balais et les pertes rotoriques.

Nous aurons d'abord dans ce chapitre une généralité sur les machines synchrones à aimant permanents et après l'exposition d'un état d'art sur le traitement des défauts dans ces machines. Les défauts les plus courants sont cités avec une description brève. Les conditions d'apparition et les impacts de ces défauts sur les performances électromagnétiques des machines sont également exposés.

## 1.2. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent

La machine synchrone à aimant permanent est constituée de deux parties, une partie mobile (rotor), et une partie fixe (stator) parcouru par des courants alternatifs portant des enroulements. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.



**Figure 1.1.** Représentation de la machine synchrone a aimant permanent

### 1.2.1. Le stator

Le stator ou induit d'une machine synchrone à aimant permanent est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasée, dans tous les cas il reste au moins dans le même principe. Il se compose d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de  $\frac{2\pi}{3}$ .

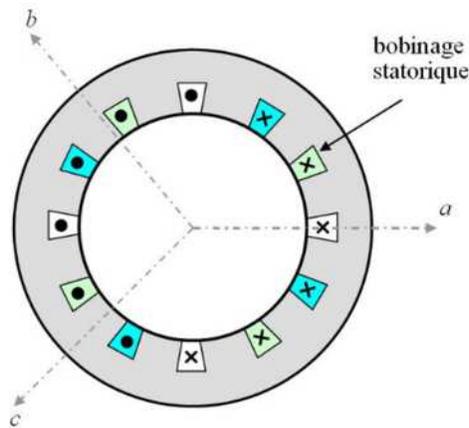


Figure 1.2. Représentation un Schéma de bobinages statorique [2]

### 1.2.2. Le rotor

Le rotor ou inducteur représente la partie mobile de la machine synchrone à aimant permanent. Il comporte  $P$  pôles nord et  $P$  pôles sud intercalés. Ces pôles sont créés par des bobines alimentées en courant continu ou par des aimants permanents. Le nombre de pôles de la machine synchrone à aimant permanent est imposé par la vitesse du rotor et par la fréquence du courant à produire. Le rotor est soit à pôles saillants ou à pôles lisses [3] :

#### a. Rotor à pôles lisses

La machine à pôles lisse ou l'aimant est monté sur la surface du rotor

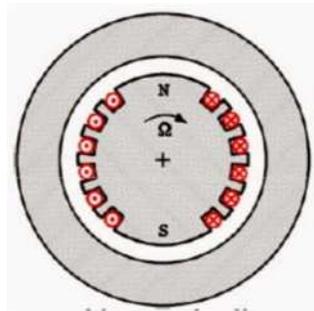


Figure 1.3. Rotor à pôles lisses

### b. Rotor à pôles saillants

La machine à pôles saillants ou l'aimant est inséré dans la matière du rotor

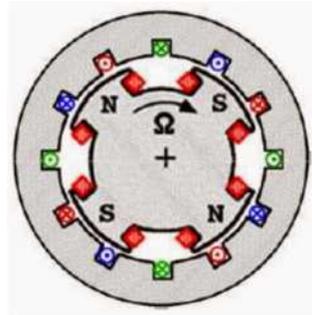


Figure 1.4. Rotor à pôles saillants

Il existe quatre catégories de machines synchrones à aimants permanents du point de vue Construction mécanique :

- **Aimants montés en surface**

Dans ce type de machine les aimants sont placés directement sur la surface du rotor (un simple collage sur la surface du rotor suffit). Fournissant la simplicité est le faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant permanents. Mais à haute vitesse les aimants vont se décoller à cause de la force centrifuge

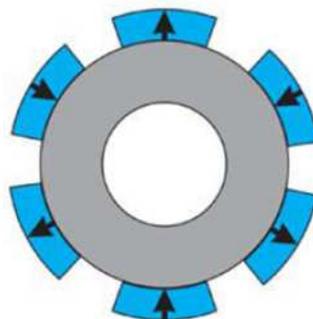


Figure 1.5. Aimants montés en surface

- **Aimants insérés**

Dans ce type de machine la structure est similaire à celle des aimants montés en surface. Les ouvertures entre les aimants permanents sont remplies avec le fer pour créer une saillance.

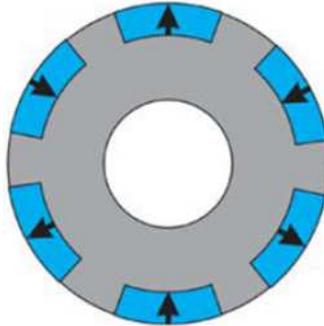


Figure 1.6. Aimants insérés

- **Aimants enterrés**

Dans ce type de machine les aimants permanents sont directement intégrés dans le rotor. Les aimants dans cette structure sont protégés contre les forces centrifuges. Alors Le risque de décollement des aimants est nul, cette configuration est adaptée pour des fonctionnements à haute Vitesse.

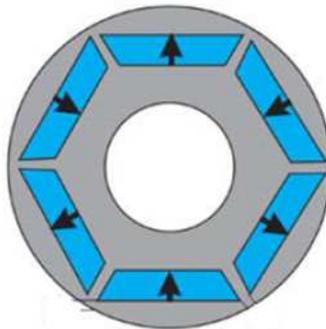


Figure 1.7. Aimants enterrés

- **Aimants à concentration de flux**

Dans ce type de machine les aimants permanents sont enterrés profondément à l'intérieur du rotor. Cette configuration utilise une distribution tangentielle de l'aimantation pour avoir une forte concentration du flux magnétique dans le rotor. Cette configuration est adaptée pour des

fonctionnements à haute vitesse car les aimants permanents sont protégés contre la désaimantation.

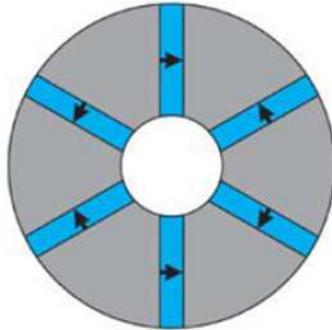


Figure 1.8. Aimants à concentration de flux

### 1.3. Les aimants permanents

L'inducteur dans la MSAP est remplacé par des aimants permanents. L'avantage du champ d'excitation créé par les aimants permanents est d'éliminer les balais et les pertes rotoriques.

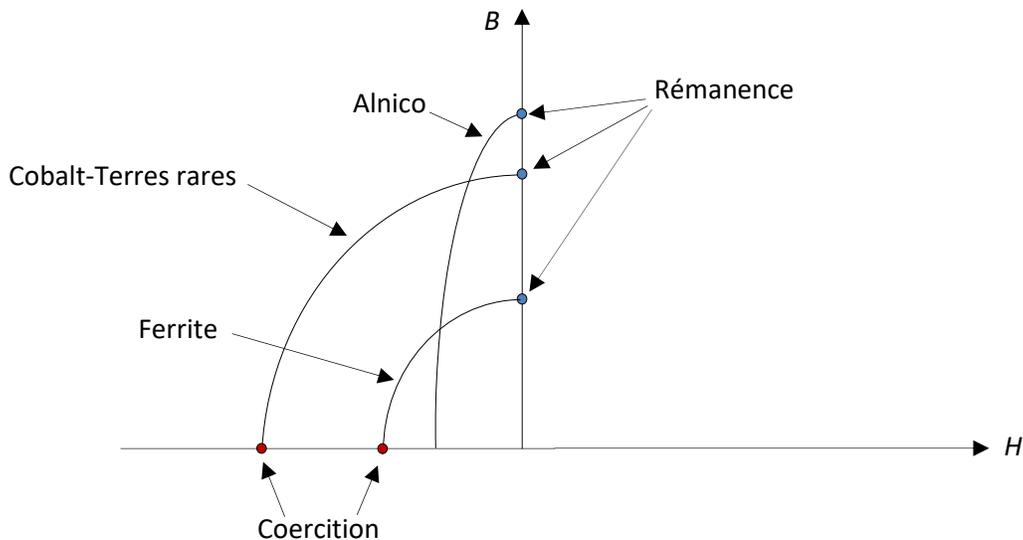
On distingue deux types d'aimants permanents [3] :

- Les aimants « peu rigides » dont les caractéristiques non linéaires et les représentations associées sont plus complexes ;
- Les aimants « rigides » qui sont bien adaptés aux aimants modernes à cause des caractéristiques linéaires.

Il existe trois grandes catégories de matériaux utilisés pour la réalisation des aimants :

- I. Les alnicos qui sont des alliages de fer, nickel, d'aluminium et de cobalt. Leur champ rémanent est élevé, mais leur excitation coercitive est faible. Sensibles aux champs antagonistes, leur part de marché est assez réduite et leur cout et moyen ;
- II. Les composés de cobalt et de terres rares comme le samarium ont d'excellents performances techniques. Leur champ rémanent et leur excitation coercitive sont élevés. Mais ils sont chers ;
- III. Les ferrites qui sont des composés d'oxyde ferriques et d'oxyde de strontium ou de baryum. Leur champ rémanent n'est pas très élevé, mais leur excitation coercitive est

importante. Les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants à cause de leur faible coût.



**Figure 1.9.** Caractéristique magnétique de quelques matériaux

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

- Performance de la machine.
- Poids de la machine.
- Dimension de la machine.
- Rendement de la machine.
- Facteur économique.

### 1.4. Principe de fonctionnement de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Elle comprend principalement deux parties : la partie créant le champ magnétique, l'inducteur et l'induit la partie dans lequel induit une force électromotrice ; ces parties sont séparées par un entrefer. Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. Un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension est créé suite à la superposition des trois flux magnétiques créés par les trois bobines

## **Chapitre 1 Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent**

---

du stator. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer séparant le rotor et le stator et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force est traduite par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension.

### **1.5. Domaines d'application**

Les machines synchrones à aimants permanents sont utilisées dans des nombreuses application, comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge) ;
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives) ;
- Les automobiles ;
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste) ;
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements ;
- Les applications robotiques ;
- La production d'électricité ;
- Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins ;
- Les applications de l'énergie de l'éolienne ;

### **1.6. Les avantages et les Inconvénients de la MSAP**

Chaque machine présente des avantages et des inconvénients, y compris la machine synchrone à aimant permanent [3] :

#### **1.6.1. Les avantages et de la MSAP**

L'utilisation des aimants permanents au lieu de à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantages :

- Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur ;
- Une puissance massique élevés ;
- Un facteur de puissance et un rendement élevés ;

## Chapitre 1 Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

---

- Une amélioration de la fiabilité due à l'absence de contacts balais-bagues dans ces machines réduit les problèmes de maintenance ;
- Une plus grande robustesse par rapport au moteur à courant continu.

### 1.6.2. Inconvénients des MSAP

Chaque machine a son propre avantage et inconvénient [3] :

- Prix des aimants le rend plus cher ;
- Risque de désaimantation ;
- Une électronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position) ;
- Un problème de tenu à la température des aimants ;
- Des ondulations de couple dues aux harmoniques en régime des basses vitesses ;
- La complexité de la structure d'alimentation et de régulation ;
- La complexité de fabrication de la machine ;
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

### 1.7. Défaillances de la machine synchrone à aimant permanent

La machine synchrone à aimant permanent peut avoir de multiples défaillances. On désigne par défaillance dans les machines électriques tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, mécanique ou électrique. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes [6] :

❖ Initiateurs de défauts :

- Surchauffe du moteur
- Défaut électrique
- Problème d'isolation électrique
- Survolage d'alimentation
- Rupture mécanique

❖ Contributeurs des défauts :

- Surcharge permanente

## Chapitre 1 Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

---

- Température ambiante trop élevée
  - Environnement humide
  - Mauvais graissage, ventilation
  - Vibrations mécaniques
  - Vieillessement
- ❖ Les vices de fabrication et les erreurs humaines :
- Mauvais dimensionnement de la machine
  - Défauts de fabrication
  - Composants défectueux
  - Protections inadaptées

Les défauts de la machine synchrone à aimant permanent peuvent provenir de la partie fixe (stator) ainsi que de la partie mobile (rotor) comme toutes les machines électriques tournantes.

### 1.7.1. Défauts statoriques

Les défauts qui sont les plus récurrents proviennent des bobines, c'est la source principale des défauts dans une machine électrique. Les défauts peuvent être définis comme suit : court-circuit entre spires, court-circuit entre deux phases ou défaut d'isolant. Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème [7] :

- Électrique
- Mécanique
- Thermique
- Environnemental

#### a. Défauts des enroulements

L'isolation du bobinage statorique est exposée à plusieurs contraintes multi physiques (thermique, électrique et mécaniques). A long terme, ces multiples contraintes accélèrent le vieillissement, qui conduit à la destruction de l'isolation. La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des court-circuits. En effet, les différentes pertes engendrent une augmentation de la température des différents constituants de la machine. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique.

## Chapitre 1 Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

---

Les différentes causes de ce type de défauts sont [8] :

- Tension de l'enroulement supérieur à la limite du matériau d'isolation
- Courant élevé dans l'enroulement
- Vibrations mécaniques
- Fonctionnement dans un environnement sévère
- Vieillesse naturelle des isolants.
- La haute température du bobinage
- Les fuites dans les systèmes de refroidissement

### **b. Court-circuit entre spires**

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné, il 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. Il entraîne aussi une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants et la propagation du défaut à d'autres spires [7].

### **c. Court-circuit entre phases**

Un court-circuit entre phases peut arriver en tout point du bobinage L'influence de ce type de défaut sur le fonctionnement de la machine dépend de la localisation du défaut (de la partie affectée). Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduisent à la fusion des conducteurs d'alimentation ce qui provoque un arrêt net de la machine. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences, il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs [7].

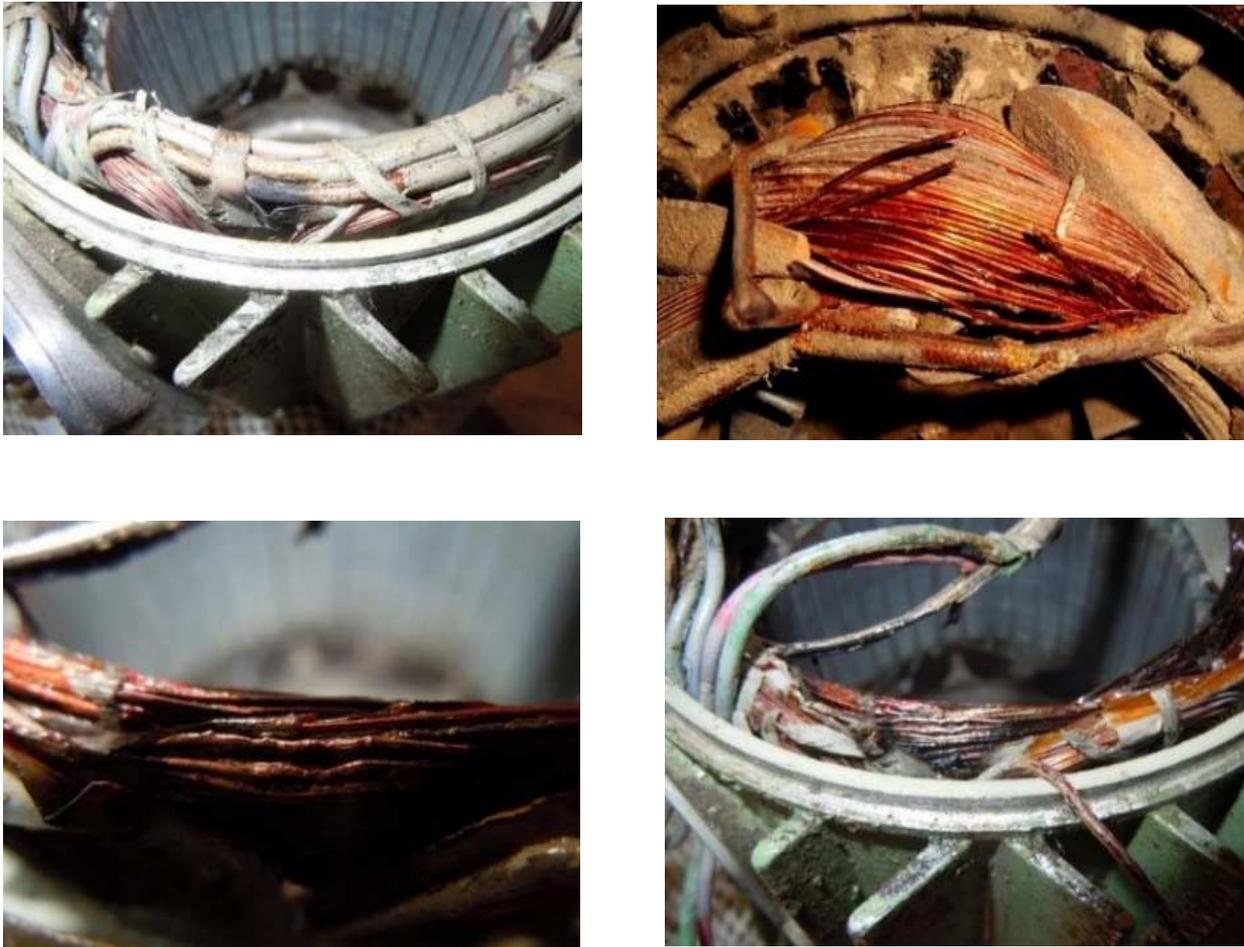


Figure 1.10. Différents défauts statoriques.

### 1.7.2. Défauts rotoriques :

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème :

- Thermique (surcharge,...)
- Électromagnétique (force en  $B_2(t)$ ...)
- Résiduel (déformation,...)
- Dynamique (arbre de transmission,...)
- Environnemental (agression,...)

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

- Défauts des aimants (Désaimantation).
- Excentricités statique, dynamique et mixte.

## Chapitre 1 Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

---

### a. Défauts des aimants (Désaimantation)

Parmi les problèmes le plus importants des actionneurs associés avec les aimants permanents (AP) est celui de désaimantation. Elle est due à l'échauffement des aimants, accentuée par un niveau élevé de réaction induit. Plusieurs travaux de nos jours portent sur le comportement des AP en charge et de leur capacité à supporter un champ de réaction magnétique d'induit intense provoqué par un fort courant. Aussi quand l'inducteur et l'induit ne sont pas associés il y a aussi le risque de désaimantation. Pour être précis on peut avoir deux situations concrètes. La première constituât un risque de collage des AP de type Nd-Fe-B frittés ou composites (plasto-néodymes). Concernant ce dernier type de matériau, l'induction rémanente, et le champ de rigidité limite, décroît avec la température de fonctionnement de l'AP. Pendant la polymérisation de la colle, un passage en étuve peut amener l'inducteur à plus de 100°C de température, provoquent une désaimantation en partie des AP à cause du champ démagnétisant dans l'air. La seconde est celle qui a un stator reparti en secteurs. Ces moteurs ont un avantage par rapport à la modularité, mais durant une partie de la période de fonctionnement, les AP sont soumis au champ démagnétisant dans l'air. Alors quand on utilise à basse température des AP de type ferrite ou en plasto-ferrite, il y a un problème car le pour ce type de matériau le module du champ coercitif décroît avec la température [10].

### b. Défauts d'excentricité

L'excentricité d'une machine synchrone a aimants permanent est un phénomène qui évolue dans le temps et qui existe de sa fabrication. Celle-ci passe en effet par différentes étapes d'usinage et de montage qui induisent un décentrement du rotor par rapport au stator. (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Entraînant une variation de l'entrefer. Ce défaut modifie les comportements magnétique et mécanique de la machine, cela peut provoquer un frottement entre le stator et le rotor. L'excentricité peut survenir sous forme statique ou dynamique ou mixte [11].

## 1) L'excentricité statique

Correspondant à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. L'excentricité statique peut être causée par un mauvais positionnement du rotor ou du stator durant la phase de construction.

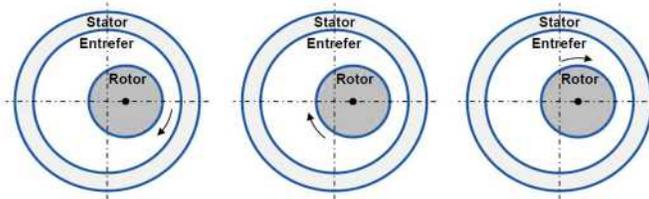


Figure 1.11. Excentricité statique

## 2) L'excentricité dynamique

Correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor n'est pas fixe mais tourne autour de l'axe de symétrie du stator. Et par conséquent, la position de l'entrefer minimale change avec la position du rotor. L'excentricité dynamique peut être causée par la flexion de l'arbre, l'usure des roulements.

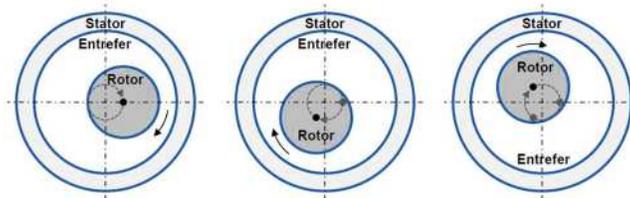


Figure 1.12. Excentricité dynamique

## 3) L'excentricité mixte

Qui est une combinaison d'excentricités statique et dynamique.

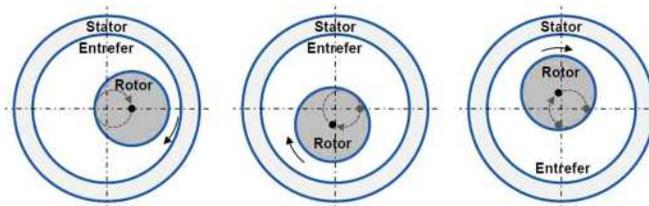


Figure 1.13. Excentricité mixte

### 1.8. Surveillance et diagnostic de la MSAP

Pour effectuer le diagnostic de défauts des machines synchrones à aimant permanent on doit analyser un certain nombre de symptômes, tels que le bruit, la température, les vibrations...etc. Lors d'un défaut la topologie de la machine est modifiée ce qui implique la modification de certaines grandeurs caractérisant l'état de la machine. Il est important de savoir que les différentes méthodes de diagnostic et de surveillance sont classées selon les approches suivantes :

- Approche signal
- Approche modèle

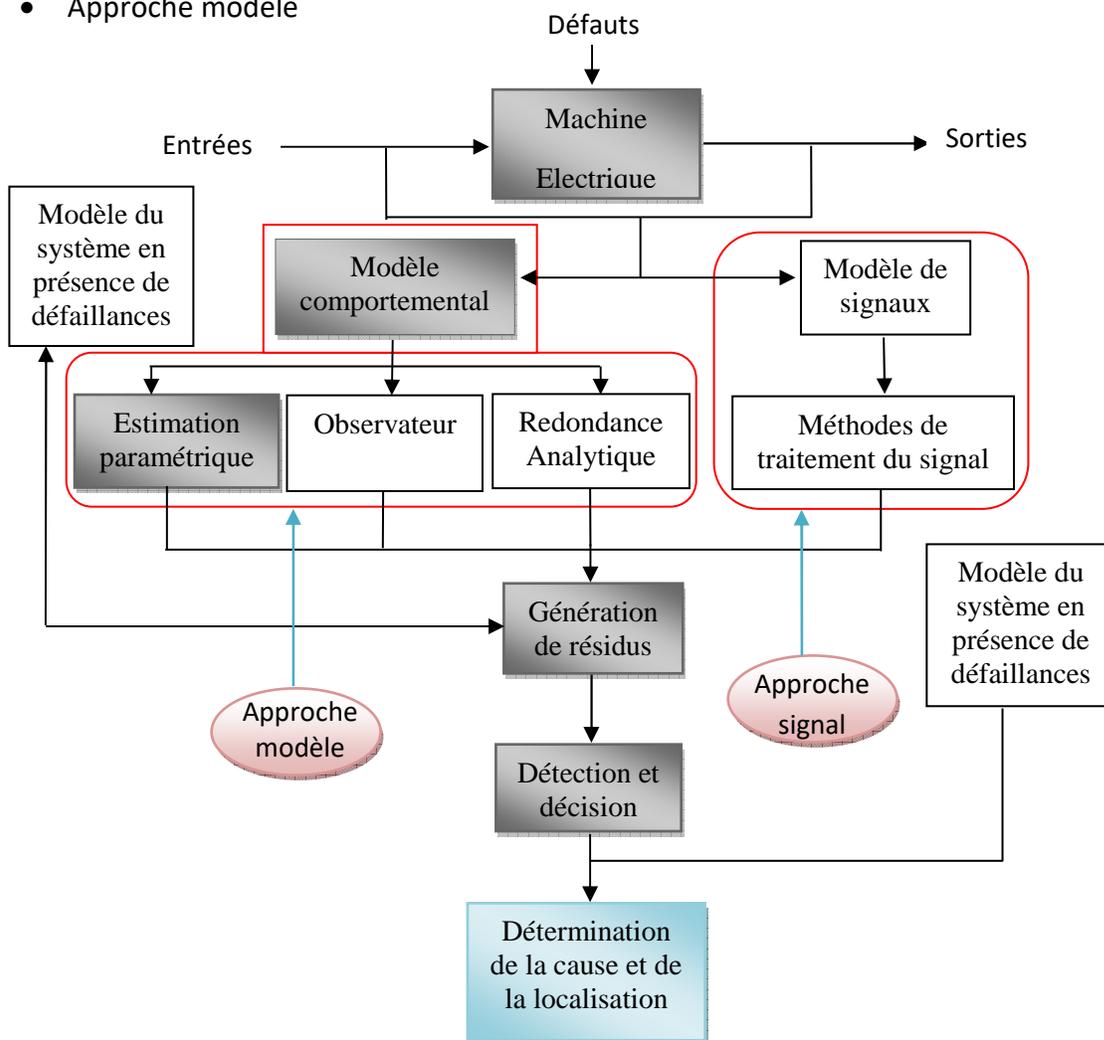


Figure 1.14. Méthodes de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut

### 1.8.1. Approche signal

Cette méthode est basée sur l'existence, en cas de court-circuit entre-spores, de propriétés particulières de certains signaux physiques (les courants statoriques, courant de Park, les tensions statorique, flux magnétique) prélevés sur la machine en fonctionnement. Des signatures indiquant la présence d'une défaillance peuvent être établies. À partir des modèles de signaux, qui sont obtenus analytiquement ou bien à l'aide d'une simulation. De nombreux travaux exploitent ces principes en recherchant, par des techniques appropriées de traitement de l'information, à extraire ces signatures, permettant ainsi de statuer sur la présence d'un défaut au stator d'une machine [2] [9].

#### **a. Des mesures vibratoires**

Le diagnostic des défauts en utilisant les mesures vibratoires est la méthode la plus utilisée dans la pratique. Ces mesures vibratoires sont effectuées de façon périodique ou continue. En utilisant des outils de fréquence pour montrer l'apparence d'harmoniques indiquant l'apparence de défaillances statoriques.

#### **b. Flux magnétique**

Les courants et les tensions statoriques sont équilibrés dans une machine électrique idéale et sans défauts, mais la présence d'un défaut quelconque, provoque un déséquilibre électrique et magnétique au niveau du stator, ce qui implique une perturbation de flux magnétique. A partir d'un traitements fréquentiels appropriées de flux magnétique rayonné par la machine, nous pouvons détecter l'apparition d'un défaut de bobinage [2] [9].

#### **c. Diagnostic par mesure des courants statoriques**

Parmi tous les signaux utilisables les courants statoriques sont également largement utilisés dans les stratégies de détection et diagnostic des défauts statoriques des machines électriques. Il est très facile d'accès et nous permet de détecter aussi bien les défauts électriques que les défauts purement mécaniques. Les perturbations des forces magnétomotrices induites par les courts-circuits statoriques induisent la présence d'harmoniques supplémentaires sur les courants statoriques des machines. Dans ces signatures fréquentielles particulières sont analysées à l'aide de représentations fréquentielles pour mettre en évidence la présence des défauts.

## d. Diagnostic par analyse du vecteur de Park

La transformation de Park est utilisée pour exploiter les courants statoriques. Le vecteur courant obtenu présente des propriétés intéressantes pour réaliser une détection des défaillances liées aux courts-circuits statoriques. Utilisation d'un traitement approprié aide à analyser l'amplitude et la phase du vecteur de Park afin de mettre en évidence l'apparition de composantes fréquentielles indiquant l'apparition du défaut [2] [9].

### 1.8.2. Approche modèle

La détection de défauts statoriques par une approche modèle est basée sur la comparaison du comportement réel de la machine avec celui fourni par un modèle de représentation de la machine auquel sont appliquées les mêmes excitations qu'au système réel. La forme du modèle utilisé peut être basée sur une représentation en régime sain de la machine ou inclure dans sa formulation des éléments supplémentaires relatifs au défaut surveillé. La comparaison entre un dispositif surveillé et un modèle fait apparaître des différences comportementales de certaines grandeurs caractéristiques liées au fonctionnement de la machine. Ces différences sont appelées résidus. Ces résidus sont alors utilisés comme entrées d'un processus de détection des défauts.

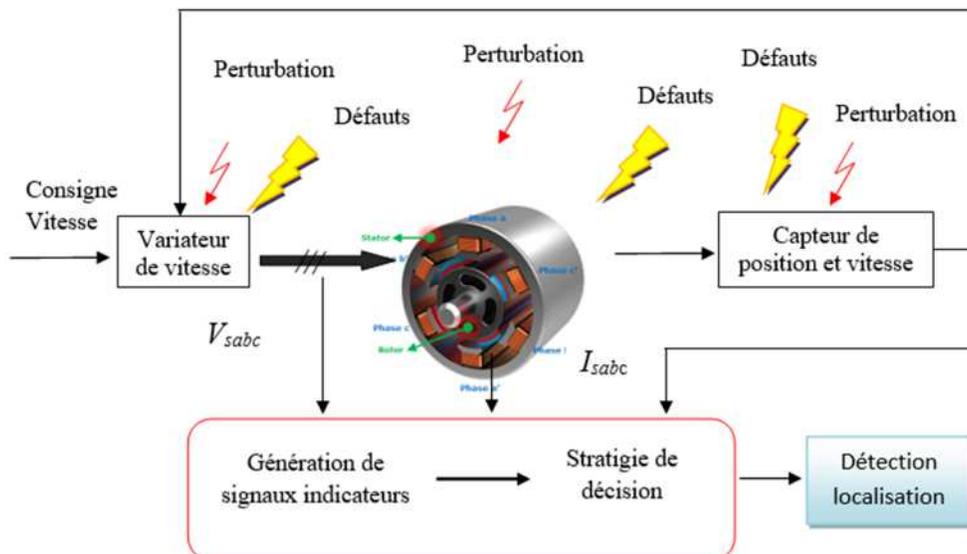


Figure 1.15. Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un Modèle

## Chapitre 1 Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

On voit clairement que l'utilisation de la génération de résidus et son exploitation jouent un rôle important dans la démarche surveillance/diagnostique puisque c'est elle qui conditionne la qualité de la prise de décision. On développe trois générations de résidus :

- L'approche à base d'observateurs
- L'approche par projection dans l'espace de parité
- L'approche par estimation paramétrique

### a. Approche à base d'observateurs

L'idée principale des méthodes de génération du vecteur de résidus à base d'observateurs est d'estimer une partie ou l'ensemble des mesures du système surveillé à partir des grandeurs mesurables. Le résidu est alors généré en formant la différence (éventuellement filtrée) entre les sorties estimées et les sorties réelles. L'observateur revient finalement à un modèle parallèle au système avec une contre réaction qui pondère l'écart de sortie. Ce principe est illustré sur (la Figure). Les résidus ainsi générés sont exploités par un système de décision permettant de déterminer l'action à mener en fonction des propriétés du résidu.

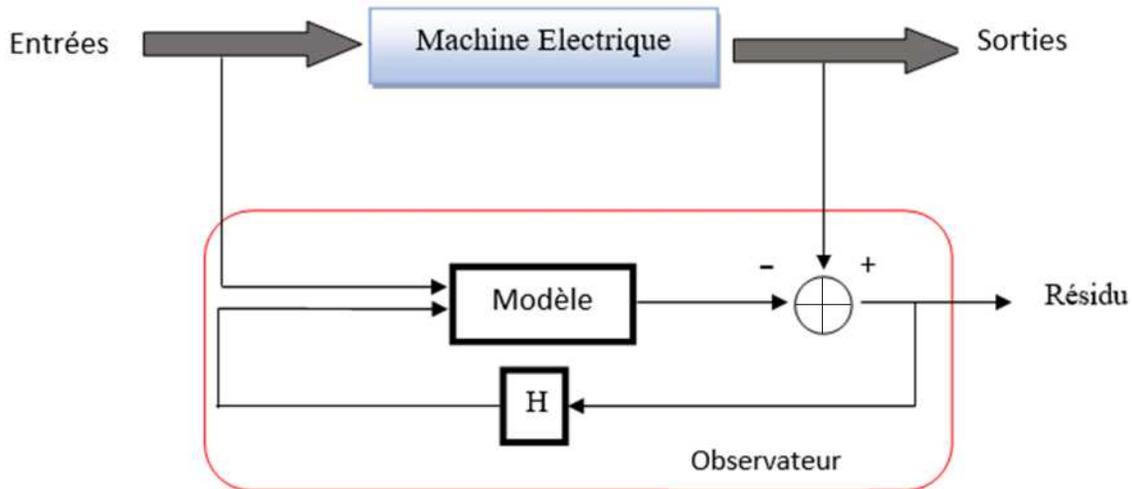


Figure 1.16. Schéma de principe de l'approche à base d'observateur

### b. Approche par la projection dans l'espace de parité

Cette approche consiste à exploiter la redondance analytique existant dans les équations de modélisations du dispositif surveillé. On cherche à établir des relations de redondance

analytique entre les mesures qui sont indépendantes des grandeurs inconnues mais qui restent sensibles aux défaillances. Ces relations ont pour but de construire, avec des techniques de projection matricielles, le vecteur de parité. Il représente une quantité ayant pour propriété d'être nul en fonctionnement normal et d'évoluer en présence de défauts. Une analyse du vecteur de résidus dans l'espace de parité permet alors de mettre en évidence la présence d'une défaillance [9].

### **c. Approche par estimation paramétrique**

Ici on ne génère pas vraiment un vecteur de résidus, on estime un vecteur de paramètres physiques ou structuraux du modèle du système surveillé. En cas de présence de défauts, les variations constatées sur le vecteur de paramètres estimés du modèle permettront d'indiquer la présence d'une modification de l'état du dispositif. Alors on peut analyser la variation dans l'espace paramétrique pour aider à la prise d'une décision concernant le défaut [9].

## **1.9. Modélisation des défauts**

La modélisation et l'identification des paramètres d'une machine électrique avec un défaut entre spires du bobinage stator sont des étapes importantes pour la détection de ce type de défaut et son diagnostic. Un compromis entre simplicité et précision doit être présent dans les modèles. Une utilisation des modèles externes simplifiés de défauts peut être limitée, car il est difficile, même dans le cas théorique, d'inclure la totalité d'imperfections de la machine en présence de défaut. Toutefois, on distingue des modèles pour étudier le comportement de la machine afin d'enduire des signatures caractéristiques d'un défaut quelconque. Comme méthode on peut introduire :

- La méthode des éléments finis
- La méthode des réseaux de perméance

### **1.9.1. Méthode des éléments finis**

Sa mise en œuvre peut être un calcul analytique ou en utilisant les méthodes numériques bien développées de nos jours. La FEM est la méthode la plus adéquate et aussi la plus répandue pour le calcul de champs magnétiques statiques ou quasi-statiques, elle peut aussi décrire

## Chapitre 1 Etat de l'art et diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimant permanent

---

fidèlement des géométries complexes et de tenir compte des non linéarités des propriétés physiques telle que la loi  $b(h)$  dans les matériaux magnétiques.

Elle est capable de faire une examinations de l'effet de saturation et les effets d'harmoniques de l'espace et donne plusieurs informations précises sur le comportement des machines électriques mais elle demande un temps de calcul important. Cette méthode a donné un apport significatif concernant l'identification des paramètres des modèles circuits alliant ainsi la rapidité des modèles circuits et la précision des modèles champ.

L'avantage apporté par cette méthode est le fait de décrire les phénomènes localement, en particulier un défaut, elle en donne ensuite une représentation globale vu du circuit électrique équivalent. De nos jours on peut disposer d'un outil complet permettant la simulation d'une machine électrique en présence d'un défaut de de court-circuit et connectée à son alimentation. Aussi bien que l'approche illustre en détail le comportement des variables internes et externes de la machine, elle est adéquate pour le diagnostic des machines électriques [10].

### 1.9.2. Méthode des réseaux de perméance

La méthode des réseaux de perméance est basée sur la décomposition du circuit magnétique de la machine électrique en tubes de flux élémentaires. Chaque tube ainsi obtenu, est caractérisé par sa perméance suivant qu'il se trouve dans le fer ou dans l'air. A partir de cette décomposition, on construit un réseau dit de perméance. Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine. En effet, le calcul des différentes perméance ne peut se faire qu'en fixant une valeur précise pour la perméabilité relative du fer  $\mu_r$ . Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméance d'entrefer qui varie en fonction de la position du rotor de la machine [10].

### **1.10. Conclusion**

Dans ce chapitre, on a parlé sur la constitution de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que sur les défaillances pouvant affecter cette machine (excentricité, court-circuit, désaimantation...), Parmi les défaillances possibles, les défauts de court-circuit statorique ont plus spécifiquement été étudiés. Ensuite, on a présenté les différentes méthodes développées dans la littérature pour la détection des défauts statorique d'une MSAP. Bien que les méthodes soient nombreuses sur le diagnostic de la MSAP.

## **Chapitre 2**

### **Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent saine**

## 2.1. Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Ce qui nous permet d'étudier le comportement de ce système face aux différentes sollicitations et comprendre ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'établissement de modèle de la machine synchrone à aimant permanent en fonctionnement sain avec résultat de simulation.

## 2.2. Modélisation de la MSAP saine

La modélisation s'appuie sur la projection des composants triphasés de la machine dans un repère tournant. Pour appréhender sur représentation plus simple, il faudra l'introduction des hypothèses simplificatrices suivantes

## 2.3. Hypothèses simplificatrices

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent. Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques hypothèses [1] :

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique,
- Les valeurs des inductances propres et mutuelle sont indépendantes des intensités des courants ;
- Les pertes dans le fer sont nulles ;
- La distribution sinusoïdale de le F.M.M crée par les enroulements du stator,
- L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault,
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

## 2.4. Mise en équations de la machine dans le repère (abc)

La Figure (1) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents [12].

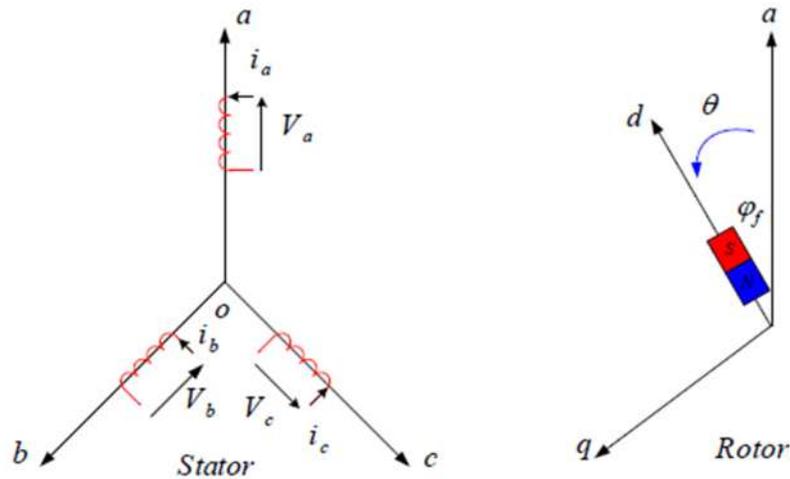


Figure 2.1 Schéma de la MSAP dans le repère triphasé

### 2.4.1. Equations électriques

A partir de la figure, nous écrivons les équations des tensions, courants et flux de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère fixe au stator :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad 2.1$$

Où  $V_s$ ,  $i_s$ ,  $\varphi_s$ ,  $R_s$ , indiquent les grandeurs et paramètres électromagnétique de phases, définit comme suit :

Vecteur tensions statoriques :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

Vecteur courants statoriques :

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}$$

Vecteur flux statoriques :

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}$$

Matrice résistance du stator :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}$$

Puisque  $R_a=R_b=R_c=R_s$

Alors :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad 2.2$$

### 2.4.2. Equations de Flux

Pour les machines à aimants permanents, le flux magnétique  $\varphi_s$  dans l'équation 2.3 est généré par deux sources différentes : le flux créé par les bobines statoriques et celui provenant de aimants situés sur le rotor. L'équation de flux est exprimée par :

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [\varphi_f] \quad 2.3$$

$[\varphi_f]$  : Vecteur du flux créé par les aimants.

$[L_s]$  : Matrice d'inductances statorique.

$$[\varphi_f] = \begin{bmatrix} \varphi_{fa} \\ \varphi_{fb} \\ \varphi_{fc} \end{bmatrix} \quad 2.4$$

Le flux produit par les aimants permanents  $\varphi_f$  est lié à la position angulaire électrique  $\theta$  du rotor. En supposant que les enroulements du stator sont placés régulièrement avec un déphasage de  $\frac{2\pi}{3}$  et que la distribution de flux qui les traversent est sinusoïdale, alors il peut être exprimé sous la forme d'une fonction périodique de  $\theta$  comme suit :

$$[\varphi_f] = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad 2.5$$

Où  $\varphi_f$  est la valeur maximum du flux induit par les aimants dans un enroulement statorique.

La matrice d'inductances statorique  $[L_s]$  contient des termes constants que nous regroupons dans  $[L_0]$  et des termes variables dépendant de  $\theta$ , que nous regroupons dans  $[L_2]$ .

$[L]$  s'expriment par :

$$[L_s] = [L_0] + [L_2] \quad 2.6$$

Et :

$$[L_0] = \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_0 \\ M_0 & L_0 & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_0 \end{bmatrix} \quad 2.7$$

Où :

$[L_0]$  : Inductance propre d'une phase statorique, cette une matrice constante ayant la même forme que la matrice d'inductance d'une machine à entrefer lisse.

$M_0$  : Inductance mutuelle entre deux phases statorique.

Et ou, compte tenu du choix fait pour l'origine de la position du rotor :

$$[L_2] = L_2 \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad 2.8$$

$\theta$  : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

### 2.4.3. Equation mécanique :

Selon la loi de mouvement de Newton, l'équation fondamentale de la mécanique est décrite par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad 2.9$$

Avec :

$J$  : Le moment d'inertie de la partie tournante ;

$f$ : Le coefficient de frottement ;

$C_e$ : Le couple électromagnétique ;

$C_r$ : Couple de charge ou bien couple résistant;

$\Omega$ : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;

## 2.5. Mise en équation de la MSAP en diphasé

### 2.5.1. Transformation de Park

Afin de simplifier l'étude, on utilise la transformation de Park ou en applique une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes du temps et à la réduction d'ordre des équations de la machine. On peut fixer le repère  $(d, q)$  de trois manières selon l'objectif de l'application :

- Fixé au champ tournant.
- Fixé au rotor.
- Fixe au stator.

La Figure 2.2 présente la MSAP en modèle de Park.

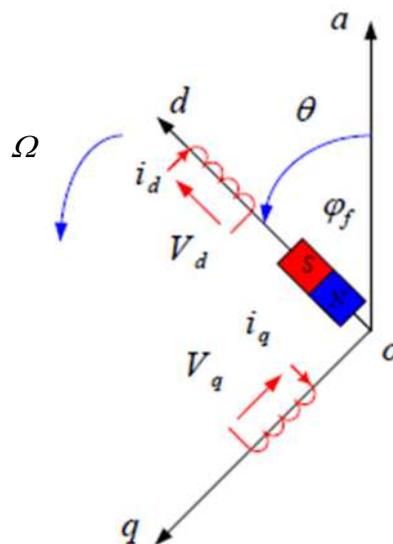


Figure 2.2 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère  $(d,q)$  lié au rotor.

**a) Passage direct (triphasé au diphasé) :**

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé ( $a, b, c$ ) au système biphasé ( $d, q$ ) est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [P][X_{abc}] \quad 2.10$$

Avec :

$X$  : Représente les variables considérées de la machine (tension, courants ou flux).

$[p]$  : La matrice de passage direct de Park.

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad 2.11$$

Le coefficient  $\frac{2}{3}$  permet de conserver les amplitudes des tensions, courants, et flux.  $\theta$  est l'angle entre l'axe  $d$  et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformation directe est alors :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

$X_0$ : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre

**b) Passage inverse (diphasé au triphasé) :**

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [P]^{-1}[X_{dq0}] \quad 2.12$$

La matrice inverse de Park et donnée par :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad 2.13$$

La transformation inverse est alors :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}$$

## 2.6. Application de la transformation de Park à la MSAP

### 2.6.1 Modèle moteur :

En appliquant la transformation de Park au système d'équations. Si on choisit de fixer le repère  $(d,q)$  lié au rotor :

#### a. Le modèle de la MSAP

Le modèle du moteur MSAP peut s'écrire :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_r \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_{ds} \end{cases} \quad 2.14$$

Avec  $\omega_r$  : Pulsation rotorique

Les expressions du flux :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \varphi_f + L_d i_{ds} \\ \varphi_{qs} = L_q i_{qs} \end{cases} \quad 2.15$$

$L_d, L_q$ : Sont les inductances d'axe direct en quadrature.

En remplaçant les équations 2.15 dans les équations 2.14 et on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r L_q i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_f + \omega_r L_d i_{ds} \end{cases} \quad 2.16$$

### b. Expression de couple

L'expression du couple peut être déduite à partir de la puissance électrique instantanée fournie aux circuits électriques statorique et rotorique :

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs}) \quad 2.17$$

Après développement et réaménagement, on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2}p \left( (L_d - L_q)i_{ds}i_{qs} + i_{qs}\varphi_f \right) \quad 2.18$$

Celui-ci se décompose en deux termes :

- Le premier représente le couple principal :

$$C_{ep} = \frac{3}{2}P i_{qs}\varphi_f$$

- Le deuxième représente le couple de réluctance variable :

$$C_{er} = \frac{3}{2}P(L_d - L_q)i_{ds}i_{qs}$$

Alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_d}(V_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_r L_q i_{qs}) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_q}(V_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_r \varphi_f - \omega_r L_d i_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2}p \left( (L_d - L_q)i_{ds}i_{qs} + i_{qs}\varphi_f \right) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - f\Omega) \end{array} \right. \quad 2.19$$

### c. Mise sous forme d'équation d'état du modèle moteur

A partir des équations précédentes, on peut établir le modèle du MSAP sous forme d'état :

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

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad 2.20$$

$$[U] = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ \varphi_f \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \left(\frac{L_q}{L_d}\right) \\ -\omega_r \left(\frac{L_d}{L_q}\right) & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad 2.21$$

On peut écrire les matrices [A] et [B] sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \text{ et } [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

Alors :

$$[A] = [A_1] + \omega_r [A_2]$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[B_1] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \text{ et } [B_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

Alors :

$$[B] = [B_1] + \omega_r [B_2]$$

### 2.6.2. Modèle génératrice :

#### a. Le modèle de la GSAP

En utilisant la convention génératrice ; on inverse le sens des courant  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  dans le repère de Park et le modèle de la GSAP ainsi obtenu peut s'écrire sous la forme [3] :

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_s i_{ds} - L_d \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_r L_q i_{qs} \\ V_{qs} = -R_s i_{qs} - L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_f - \omega_r L_d i_{ds} \\ C_e = \frac{3}{2} p \left( (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + i_{qs} \varphi_f \right) \\ C_m - C_e - F\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad 2.22$$

$C_m$  : Représente le couple moteur appliqué sur la génératrice.

#### b. Fonctionnement à vide

Le fonctionnement à vide est caractérisé par des courants nuls :

$$\begin{cases} i_{ds} = 0 \\ i_{qs} = 0 \end{cases} \quad 2.23$$

Les expressions des tensions et celle de couple deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = \varphi_0 \omega_r \\ C_e = 0 \end{cases} \quad 2.24$$

#### c. Fonctionnement à charge ( $R_{ch}, L_{ch}$ )

La génératrice synchrone à aimants permanents alimente une charge électrique ( $R_{ch}, L_{ch}$ ). Pour obtenir les tensions et les courants résultant de l'application de cette charge sur la génératrice, on applique les expressions des tensions données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_s i_{ds} - L_d \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_r L_q i_{qs} \\ V_{qs} = -R_s i_{qs} - L_d \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_0 - \omega_r L_d i_{ds} \end{cases}$$

D'autre part, l'application des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sur la charge donne :

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_{ch} i_{ds} - L_{ch} \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_r L_{ch} i_{qs} \\ V_{qs} = -R_{ch} i_{qs} - L_{ch} \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_0 - \omega_r L_{ch} i_{ds} \end{cases} \quad 2.25$$

En remplaçant les expressions de  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  dans 2.21, on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} 0 = -(R_{ch} + R_s) i_{ds} - (L_{ch} + L_d) \frac{di_{ds}}{dt} + \omega_r (L_{ch} + L_q) i_{qs} \\ 0 = -(R_{ch} + R_s) i_{qs} - (L_{ch} + L_q) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_0 - \omega_r (L_{ch} + L_d) i_{ds} \end{cases} \quad 2.26$$

Ou bien

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{ch} + L_d} [-(R_{ch} + R_s) i_{ds} + \omega_r (L_{ch} + L_q) i_{qs}] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{ch} + L_d} [-(R_{ch} + R_s) i_{qs} + \omega_r \varphi_0 - \omega_r (L_{ch} + L_d) i_{ds}] \end{cases} \quad 2.27$$

#### d. Mise sous forme d'équation d'état du modèle génératrice

On cherche à obtenir un système d'équations sous forme d'équation d'état :

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

$$[X] = [i_{ds} \ i_{qs}]^T \quad 2.28$$

$$[U] = [0 \ \varphi_0]^T$$

Les équations 2.23 peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_d} & \omega_r \frac{L_{ch} + L_q}{L_{ch} + L_d} \\ -\omega_r \frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_d} & -\frac{R_{ch} + R_s}{L_{ch} + L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_r \varphi_0}{L_{ch} + L_d} \end{bmatrix} \quad 2.29$$

On peut écrire les matrices  $[A]$  et  $[B]$  sous la forme suivante :

$$[A]=[A_1]+\omega_r[A_2]:[A]=\begin{bmatrix} -\frac{R_{ch}+R_s}{L_{ch}+L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{ch}+R_s}{L_{ch}+L_q} \end{bmatrix}+\omega_r\begin{bmatrix} 0 & \frac{L_{ch}+L_q}{L_{ch}+L_d} \\ -\frac{L_{ch}+L_q}{L_{ch}+L_d} & 0 \end{bmatrix} \quad 2.30$$

Avec :

$$[B][U]=\omega_r\frac{1}{L_{ch}+L_d}\begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_0 \end{bmatrix} \quad 2.31$$

## 2.7. Résultats de la simulation d'un fonctionnement sain de la MSAP

Nous avons simulé le modèle sain d'une machine synchrone à aimants permanents en fonctionnement moteur dont les paramètres sont indiqués au niveau de l'annexe A. Les figures si dessous montres les courants de phases, la vitesse et le couple pour un fonctionnement à vide et en charge.

### 2.7.1. Fonctionnement à vide

La figure 2.3 représente les courants qui sont caractérisés par des pics très importants qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales.

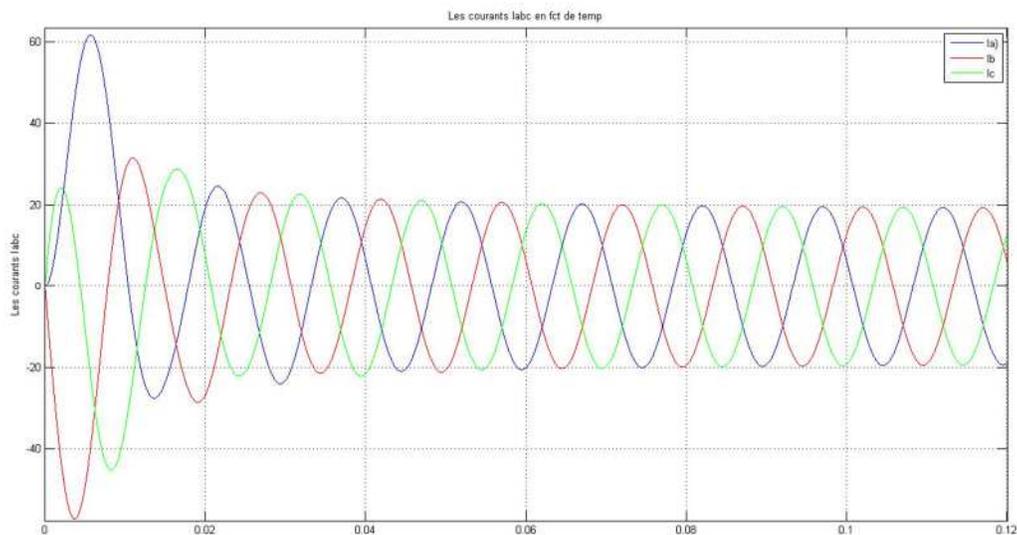


Figure 2.3 Les courbes de courants à vide

La figure 2.4 représente la courbe du couple à vide, après un régime transitoire de 0.5 sec, le couple ramène le rotor à la vitesse du synchronisme ou il se stabilise au voisinage de zéro puisqu'il n'y a pas de charge.

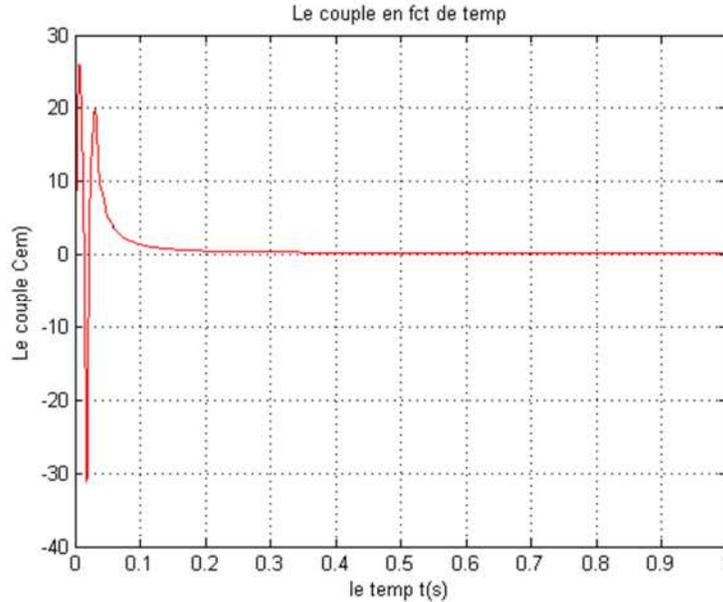


Figure 2.4 La courbe du couple à vide

La figure 2.5 représente la courbe de la vitesse à vide, on remarque qu'elle se stabilise à la vitesse de synchronisme.

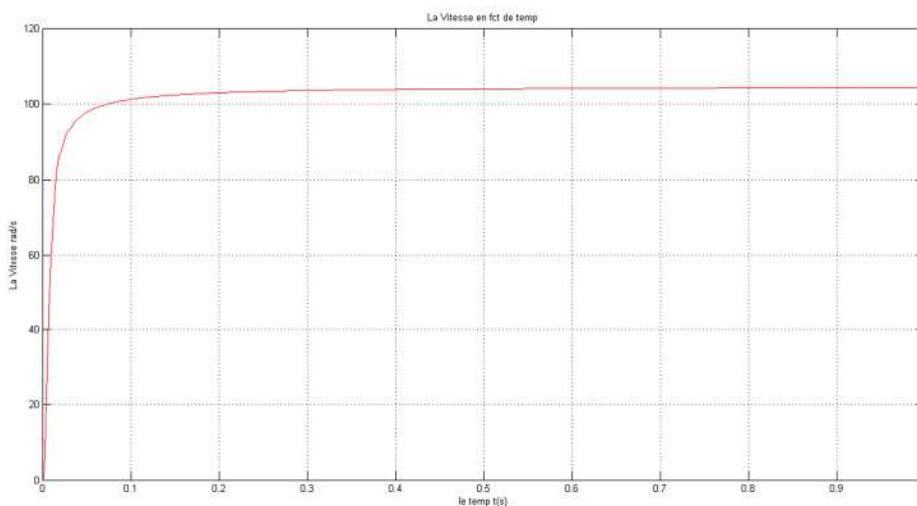


Figure 2.5 La courbe de vitesse à vide

2.7.2. Fonctionnement en charge

On applique une charge de 20Nm.

La figure 2.6 représente les courants qui sont caractérisés par des pics plus importants que précédemment, mais après le régime transitoire de 0.5 sec, tendent vers leurs valeurs nominales.

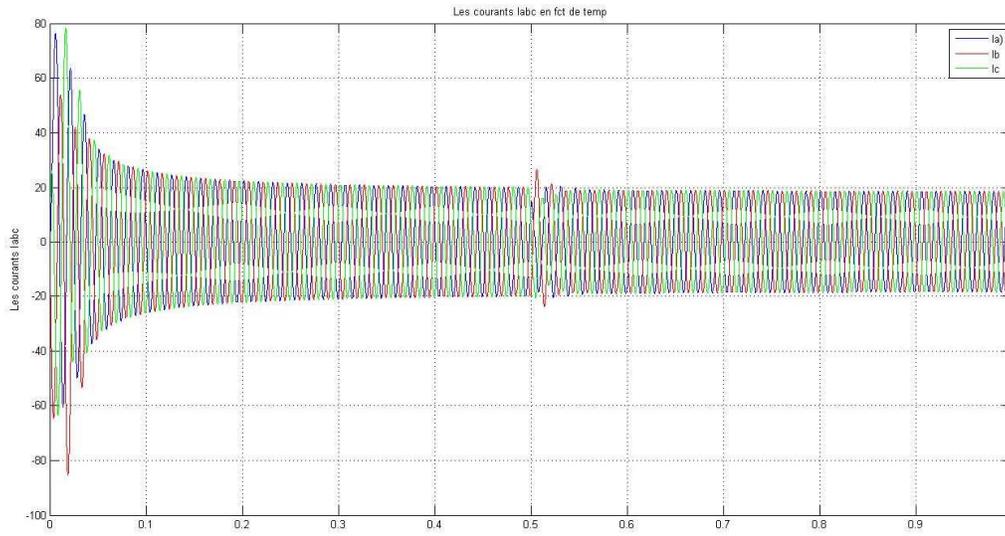


Figure 2.6.a La courbe des courants en charge

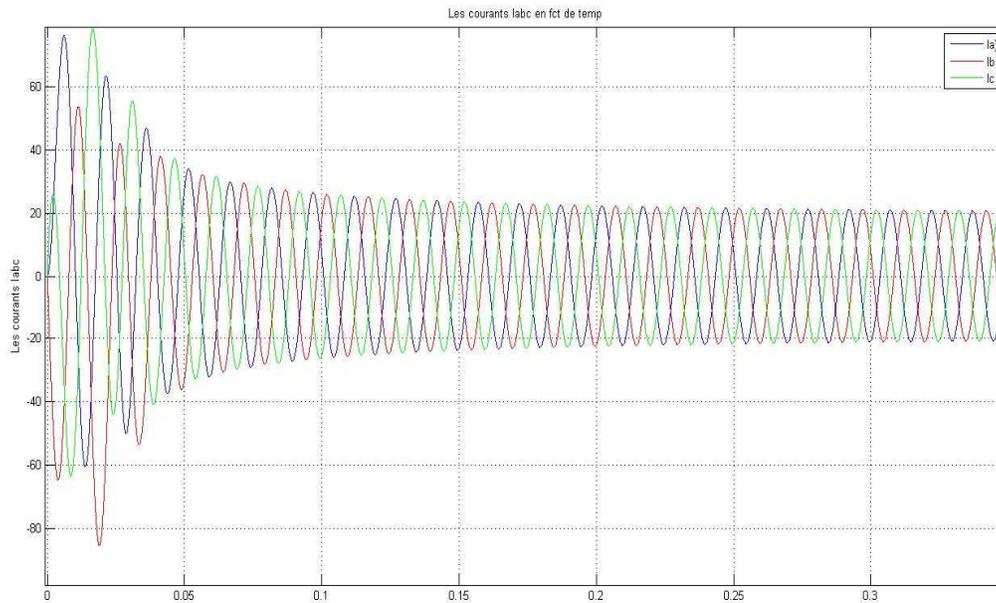
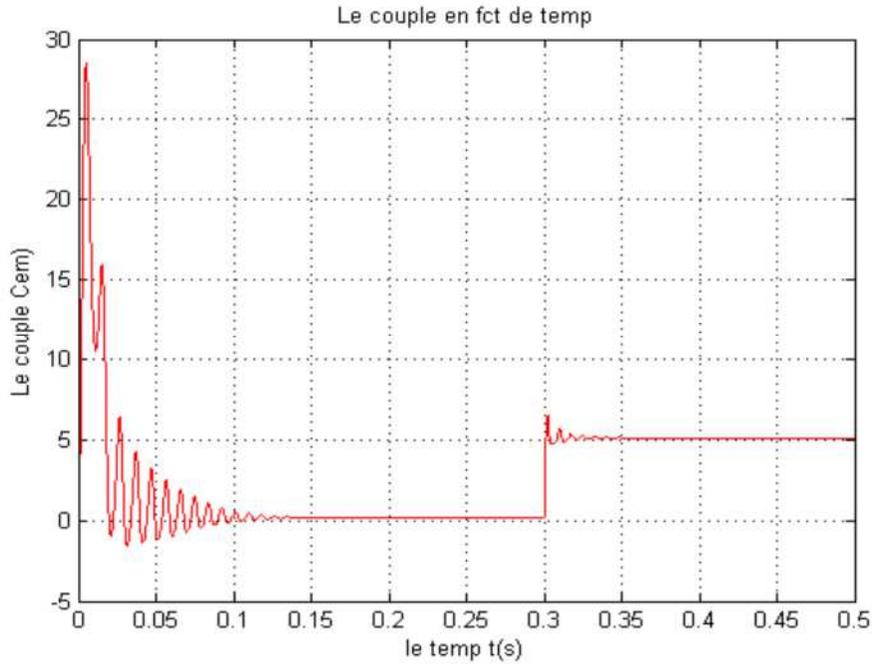


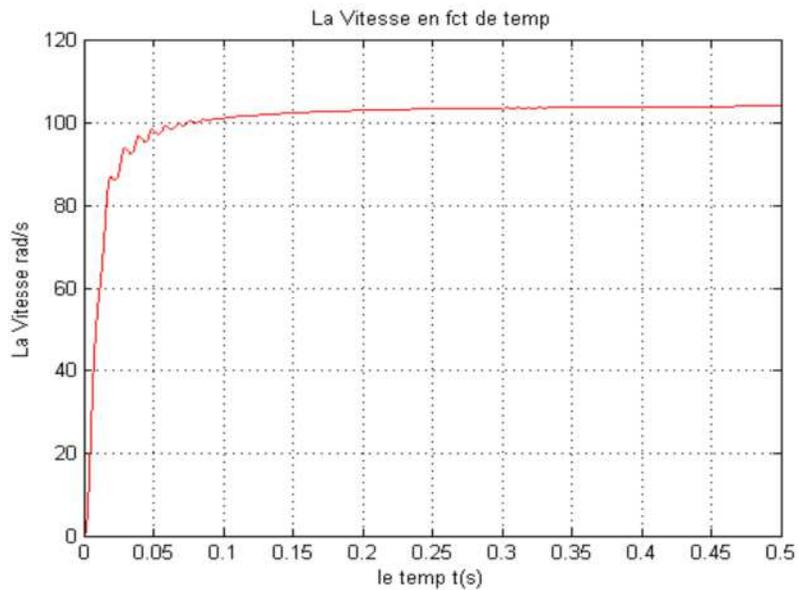
Figure 2.6.b Zoom sur la courbe des courants en charge

La figure 2.7 représente la courbe du couple en charge, on remarque l'apparition des pics à cause de la charge.



**Figure 2.7** La courbe de couple en charge

La figure 2.8 représente la courbe de la vitesse, on remarque qu'elle prend des pics mais se stabilise toujours au synchronisme.



**Figure 2.8** La courbe de couple en charge

**2.8. Conclusion**

On a présenté dans ce chapitre la modélisation de la machine synchrone a aimant permanent en fonctionnement sain avec des résultats de simulation. On a remarqué que la machine synchrone à aimant permanent stabilise toujours à la vitesse du synchronisme avec ou sans la charge. Pour mieux comprendre le fonctionnement de la machine en va utiliser le logiciel FLUX2D qui est basé sur la méthode des élément finis dans le chapitre 4.

## **Chapitre 3**

### **Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire**

## Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire

### 3.1. Introduction

Le court-circuit des spires constitue le défaut le plus nuisible et le plus fréquemment rencontré au stator des machines électriques. La chaleur accrue due à ce court-circuit peut également mener aux défauts phase à phase ou phase au sol.

Dans ce chapitre, on présentera le modèle de défaut de type court-circuit entre spire de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère abc. A la fin les résultats de simulation sur Matlab seront présentés.

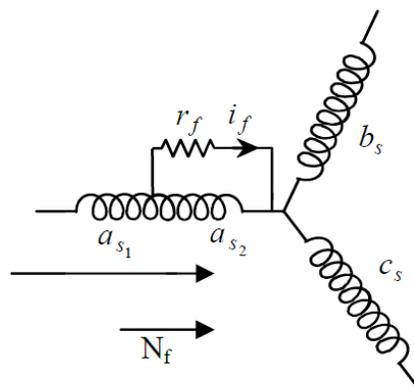
### 3.2. Modélisation des défauts de court-circuit statorique dans les MSAP

Nous désignons par court-circuit entre-spices tout défaut d'isolation pouvant intervenir entre deux spires d'une même phase du stator. Le défaut n'est pas forcément franc et une résistance équivalente permet de modéliser ce qui reste de la résistance de l'isolant entre les spires court-circuitées. La valeur de la résistance indique la sévérité du défaut d'isolation.

Dans notre cas on suppose qu'un défaut de court-circuit se produit dans la phase  $a_s$ , donc le bobinage de cette phase aura une branche supplémentaire comme montre la figure 2.3. Cette phase sera divisée en deux parties :

$a_{s1}$  : représente la partie saine.

$a_{s2}$  : représente la partie court-circuitée.



**Figure 3.1.** Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase de stator  $a_s$ .

## Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire

$r_f$  : représente la résistance de défaut.

$i_f$  : représente le courant de défaut

$N_f$  : représente le nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut la sous-bobine  $a_{s2}$ .

En pratique la résistance  $r_f$  varie depuis une valeur infinie lorsque la machine est saine et à zéro lorsque la machine est en présence d'un défaut franc de court-circuit entre-spires. Il est donc intéressant de déterminer le comportement de la machine lorsque cette résistance est suffisamment grande pour ne pas induire la destruction du bobinage et suffisamment petite pour que son effet soit perceptible sur les courants absorbés par la machine [9] [10].

Nous avons défini le coefficient  $\mu$  qui décrit le nombre relatif de spires court-circuitées.

Nous avons donc :

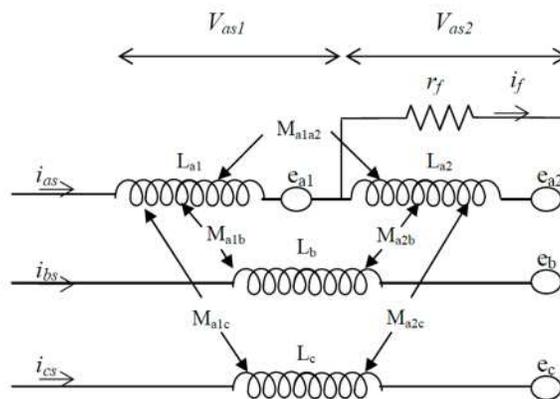
$$N_f = N_{as2} = \mu(N_{as1} + N_{as2}) = \mu N_s \tag{3.1}$$

$$\mu = \frac{N_f}{N_s}$$

Où :

$N_s$  : est le nombre de spires par phase

### 3.3. Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc)



**Figure 3.2.** Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre-spires dans la phase  $a_s$ .

### Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire

Les équations électriques dans les deux parties qui composent la phase  $a_s$  (sous-bobines  $a_{s1}$  et  $a_{s2}$  sur la figure 3.2) sont données par :

$$\begin{cases} V_{as1} = R_{a1}i_{a1} + L_{a1} \frac{di_{as}}{dt} + M_{a1a2} \frac{d(i_{as}-i_f)}{dt} + M_{a1b} \frac{di_{bs}}{dt} + M_{a1c} \frac{di_{cs}}{dt} + e_{a1} \\ V_{as2} = R_{a2}(i_{as} - i_f) + L_{a2} \frac{d(i_{as}-i_f)}{dt} + M_{a1a2} \frac{di_{as}}{dt} + M_{a2b} \frac{di_{bs}}{dt} + M_{a2c} \frac{di_{cs}}{dt} + e_{a2} \end{cases} \quad 3.2$$

Où :

$R_{a1}$ : Les résistances de la sous-bobine saine  $a_{s1}$

$R_{a2}$ : La résistance de la sous-bobine en défaut  $a_{s2}$ .

$L_{a1}$  : L'inductance de la sous-bobine saine  $a_{s2}$ .

$L_{a2}$  : L'inductance de la sous-bobine en défaut  $a_{s2}$ .

$M_{a1a2}$ : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine  $a_{s1}$  et la sous-bobine en défaut  $a_{s2}$ .

$M_{a1b}$ : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine saine  $a_{s1}$  et les bobines  $b_s$ .

$M_{a1c}$  : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine saine  $a_{s1}$  et les bobines  $c_s$ .

$M_{a2b}$ : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine en défaut  $a_{s2}$  et les bobines  $b_s$ .

$M_{a2c}$ : L'inductance mutuelle entre la sous-bobine en défaut  $a_{s2}$  et les bobines  $c_s$ .

$e$  : fém.

La résistance  $R_{a1}$  de la sous-bobine saine  $a_{s1}$  et la résistance  $R_{a2}$  de la sous-bobine court-circuitée  $a_{s2}$  sont proportionnelles au nombre de spires des parties concernées. Par conséquent, nous pouvons les exprimer en fonction de la résistance de phase  $R_a$  et le coefficient  $\mu$ .

Nous avons donc :

$$\begin{cases} R_{a1} = (1 - \mu)R_a \\ R_{a2} = \mu R_a \end{cases} \quad 3.3$$

L'étude des circuits élémentaires de la phase  $a_s$  donne les relations suivantes :

### Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire

$$\begin{cases} V_{as} = V_{as1} + V_{as2} \\ V_{as2} = r_f i_f \\ i_{as1} = i_{as} \\ i_{as2} = i_{as1} - i_f \end{cases} \quad 3.4$$

Les équations des tensions des trois phases sont donc mises sous la forme :

$$\begin{cases} V_{as} = (R_{a1} + R_{a2})i_{as} + (L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2})\frac{di_{as}}{dt} - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{di_f}{dt} - R_{a2}i_f \\ \quad + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{di_{bs}}{dt} + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{di_{cs}}{dt} + e_{a1} + e_{a2} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + L\frac{di_{bs}}{dt} + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{di_{as}}{dt} + M\frac{di_{cs}}{dt} - M_{a2b}\frac{di_f}{dt} + e_b \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + L\frac{di_{cs}}{dt} + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{di_{as}}{dt} + M\frac{di_{bs}}{dt} - M_{a2b}\frac{di_f}{dt} + e_c \end{cases} \quad 3.5$$

Les relations suivantes sont admises :

$$\begin{cases} R_s = R_a = R_{a1} + R_{a2} \\ L = L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2} \\ M = M_{a1b} + M_{a2b} \\ M = M_{a1c} + M_{a2c} \\ e_a = e_{a1} + e_{a2} = e_{a1} + e_f \end{cases} \quad 3.6$$

En remplaçant les relations ci-dessus (3.6) dans les équations électriques (3.5), nous obtenons le système suivant :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + L\frac{di_{as}}{dt} - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{di_f}{dt} - R_{a2}i_f + M\frac{d(i_{bs} + i_{cs})}{dt} + e_a \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + L\frac{di_{bs}}{dt} - M_{a2b}\frac{di_f}{dt} + M\frac{d(i_{as} + i_{cs})}{dt} + e_b \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + L\frac{di_{cs}}{dt} - M_{a2c}\frac{di_f}{dt} + M\frac{d(i_{as} + i_{bs})}{dt} + e_c \end{cases} \quad 3.7$$

Les phases du stator étant connectées en étoile sans liaison du neutre, nous avons :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$$

Alors :

$$\begin{cases} i_{as} = -(i_{bs} + i_{cs}) \\ i_{bs} = -(i_{as} + i_{cs}) \\ i_{cs} = -(i_{as} + i_{bs}) \end{cases} \quad 3.8$$

En remplaçant les relations (2.35) dans les équations électriques (2.34), nous obtenons le système suivant :

### Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + L_s \frac{di_{as}}{dt} - (L_{a2} + M_{a1a2}) \frac{di_f}{dt} - R_{a2} i_f + e_a \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + L_s \frac{di_{bs}}{dt} - M_{a2b} \frac{di_f}{dt} + e_b \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + L_s \frac{di_{cs}}{dt} - M_{a2c} \frac{di_f}{dt} + e_c \end{cases} \quad 3.9$$

Avec :

$$L_s = L - M$$

On peut écrire le système 3.9 sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{a2} + M_{a1a2} \\ M_{a2b} \\ M_{a2c} \end{bmatrix} \frac{di_f}{dt} - \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad 3.10$$

D'après l'équation que l'on vient d'établir, nous voyons que l'équation qui régit la machine en présence d'un défaut entre-spices contient les mêmes termes que l'équation électrique d'une machine saine auxquels s'ajoutent des termes supplémentaires correspondant à la maille créée par le défaut. La résolution de l'équation (3.10) nécessite la connaissance du courant  $i_f$  ou alors d'ajouter une équation supplémentaire décrivant la maille du court-circuit.

Nous avons alors :

$$0 = -(R_{a2} i_{as}) - (L_{a2} + M_{a1a2}) \frac{di_{as}}{dt} - M_{a2b} \frac{di_{bs}}{dt} - M_{a2c} \frac{di_{cs}}{dt} - e_{a2} + (R_{a2} + r_f) i_f + L_{a2} \frac{di_f}{dt} \quad 3.11$$

Suite à un défaut de court-circuit entre-spices, l'ordre du système croit. En effet, une maille supplémentaire apparaît. Alors, il est intéressant de présenter une matrice d'inductance de dimension 4 pour modéliser la MSAP en défaut. Nous rassemblons donc les équations (2.37) et (2.38) pour obtenir le système global de dimension 4 régissant le comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit, que l'on met sous la forme matricielle

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_s + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2c} \\ -L_{a2} - M_{a1a2} & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_f \end{bmatrix} \quad 3.12$$

### Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire

**Remarque :** Pour les machines à plus d'une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines  $a_{s1}$  et  $a_{s2}$  ne sont généralement pas alignés et sont décalés par rapport à celui de la bobine  $a_s$  ; de ce fait nous avons :  $M_{a1b} \neq M_{a1c}$  et  $M_{a2b} \neq M_{a2c}$  . Par contre pour une machine ayant une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines  $a_{s1}$  et  $a_{s2}$  sont alignés et sont non décalés par rapport à celui de la bobine  $a_s$ , dans ce cas on peut admettre que :

$$M_{a1b} = M_{a1c} \text{ et } M_{a2b} = M_{a2c}$$

Alors on peut simplifier les équations (2.38) et (2.39) comme [10] :

$$0 = -(R_{a2}i_{as}) - (L_{as} + M_{a1a2} - M_{a2b})\frac{di_{as}}{dt} + L_{a2}\frac{di_f}{dt} + (R_{a2} + r_f)i_f - e_{a2} \quad 3.13$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_s + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ -(L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \quad 3.14$$

Nous avons établi les équations électriques régissant le comportement de la machine en régime dynamique en présence d'un défaut de court-circuit entre spires dans une phase. Nous n'avons pas encore introduit le comportement mécanique qui dépend des couples de moteur et de frein. Ces couples ont une influence sur la vitesse de rotation et par conséquent sur les valeurs des fém induites dans les différentes bobines du stator [9] [10].

L'expression de couple électromagnétique de la MSAP en défaut électrique entre-spices est donné par :

$$C_e = \frac{1}{\Omega} (e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs} - e_f i_f) \quad 3.15$$

## Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire

### 3.3.1. Mise sous forme d'état

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ -(L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \left( - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_s + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_{a2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad 3.16$$

X représente le vecteur d'état :

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} \quad 3.17$$

u représente le vecteur d'entrée :

$$[u] = \begin{bmatrix} V_{as} - e_a \\ V_{bs} - e_b \\ V_{cs} - e_c \\ -e_f \end{bmatrix} \quad 3.18$$

L'équation de la MSAP soit écrite sous la forme de l'état suivant :

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

Nous avons :

$$[A] = - \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -(L_{a2} + M_{a1a2}) \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ -(L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_s + r_f \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -(L_{a2} + M_{a1a2}) \\ 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 \\ -(L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \quad 3.19$$

## Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire

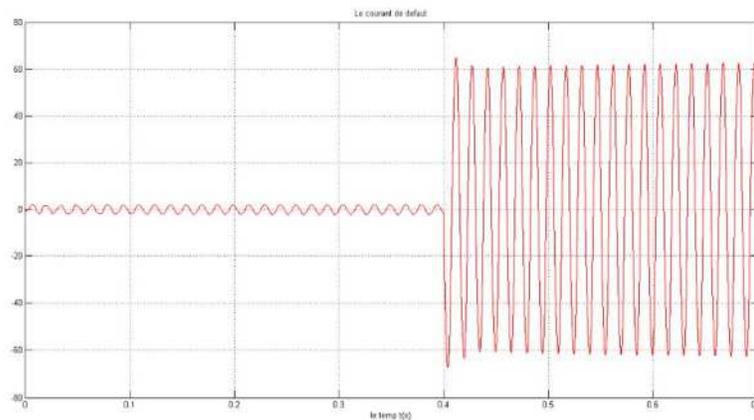
### 3.4. Analyse du courant statorique par FFT

Pour pouvoir discerner avec facilité la modulation de l'amplitude qui est la signature du défaut de court-circuit, une analyse de ces signaux dans le domaine fréquentiel devient une nécessité, c'est là où l'analyse spectral du courant statorique est la plus employée depuis de nombreuses années pour détecter les défaillance dans les machines électriques, par l'utilisation de la transformée de Fourier rapide (FFT) qui est un outil de traitement de signal, utilisé par des nombreux appareils dans la vie courante [14].

### 3.5. Résultats de Simulations

On va présenter le comportement de la machine en présence d'un défaut entre spires en utilisant la simulation au Matlab avec  $\mu = 30\%$  à partir de 0.4s pour passer au mode défaut.

La figure 3.3 représente la courbe de courant de défauts qui déclenche à partir de 0.4 sec



**Figure 3.3.** La courbe de courant de défaut

La figure 3.4 représente la courbe des courants *abc* plus le courant de défaut, au début la machine fonctionne correctement mais à partir de 0.4 sec le défaut déclenche. On remarque que le courant de la phase a est plus grand que les autres courants lors de défaut puisque les bobine court circuité appartient à la phase *a*.

### Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire

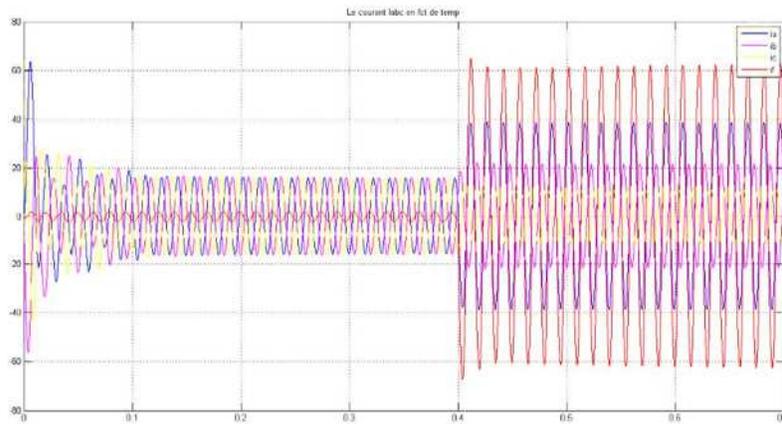


Figure 3.4.a. La courbe des courants des phases plus courant de défaut

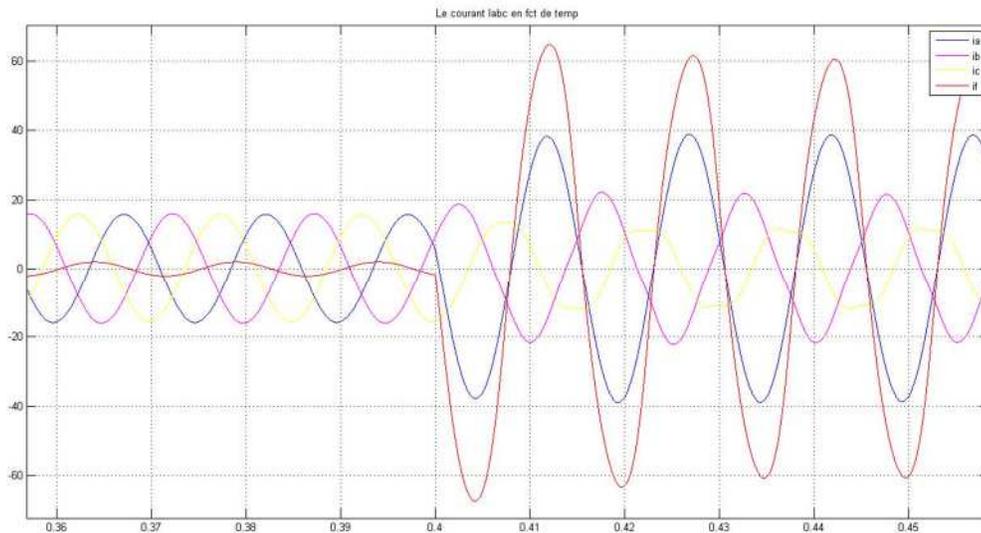


Figure 3.4.b. zoom de La courbe des courants des phases plus courant de défaut

La figure 3.5.a représente la courbe de la vitesse en fonction de temp, après 0.4 sec on remarque l'apparition des oscillation à cause de défaut ce qui est montré dans la figure 3.5.b.

### Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire

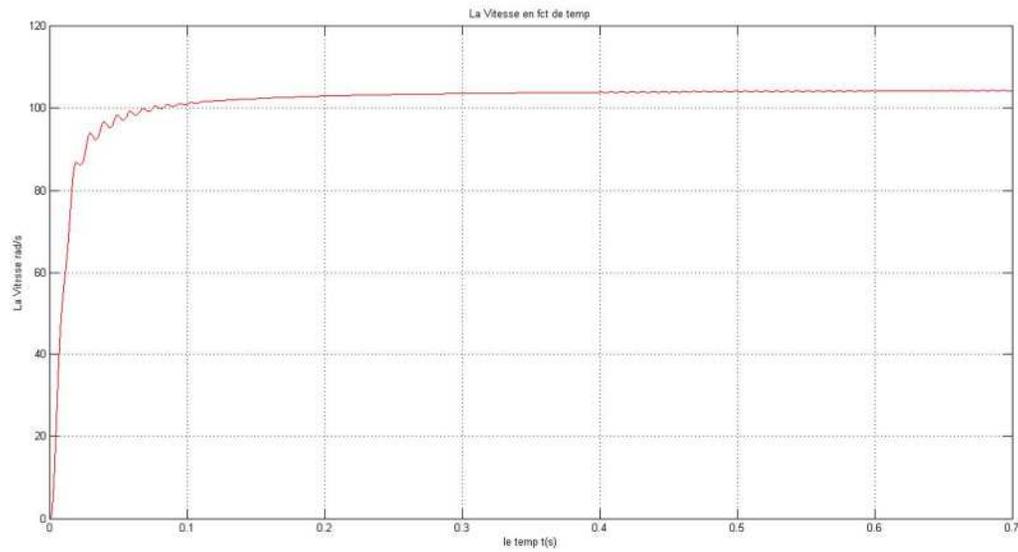


Figure 3.5.a. La courbe de la vitesse

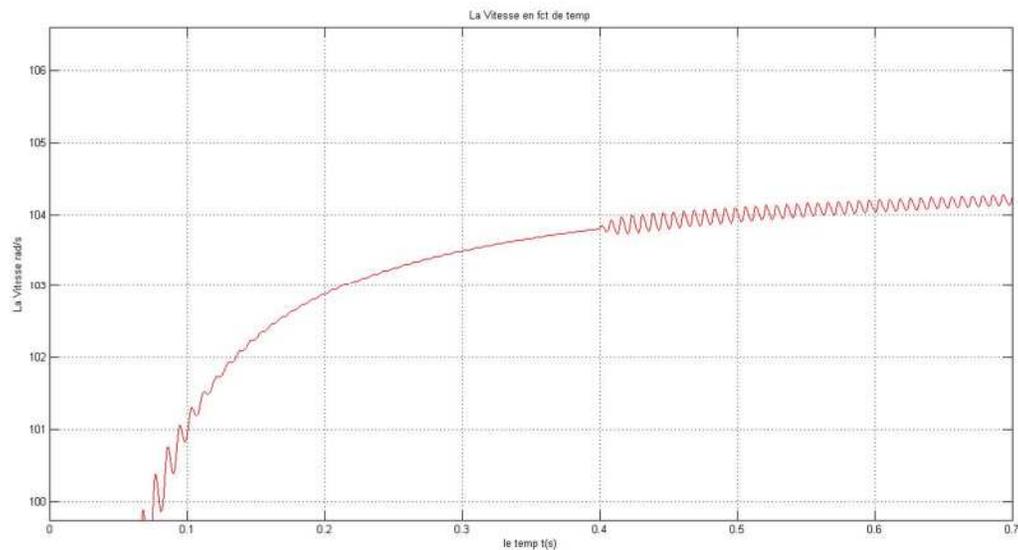
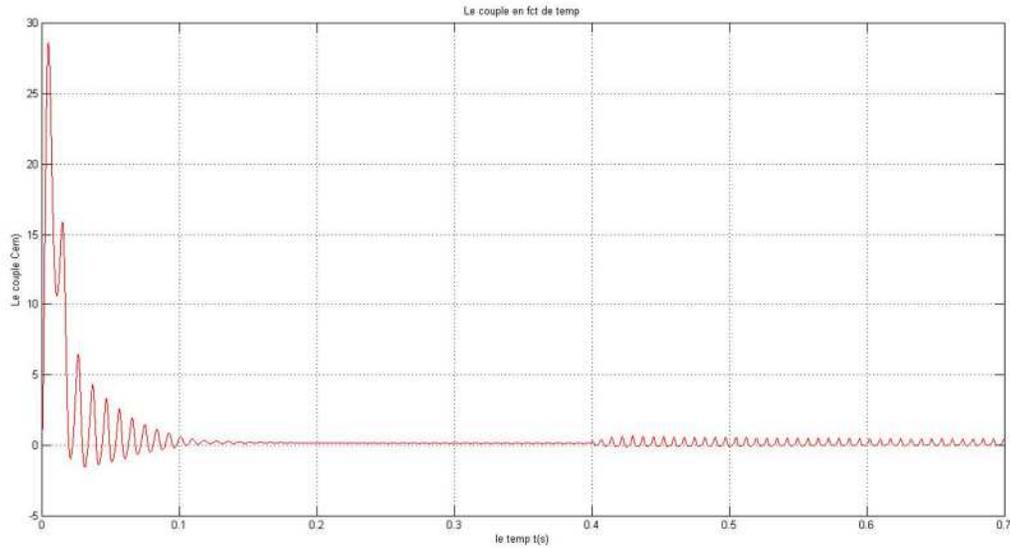


Figure 3.5.b. zoom de La courbe de la vitesse

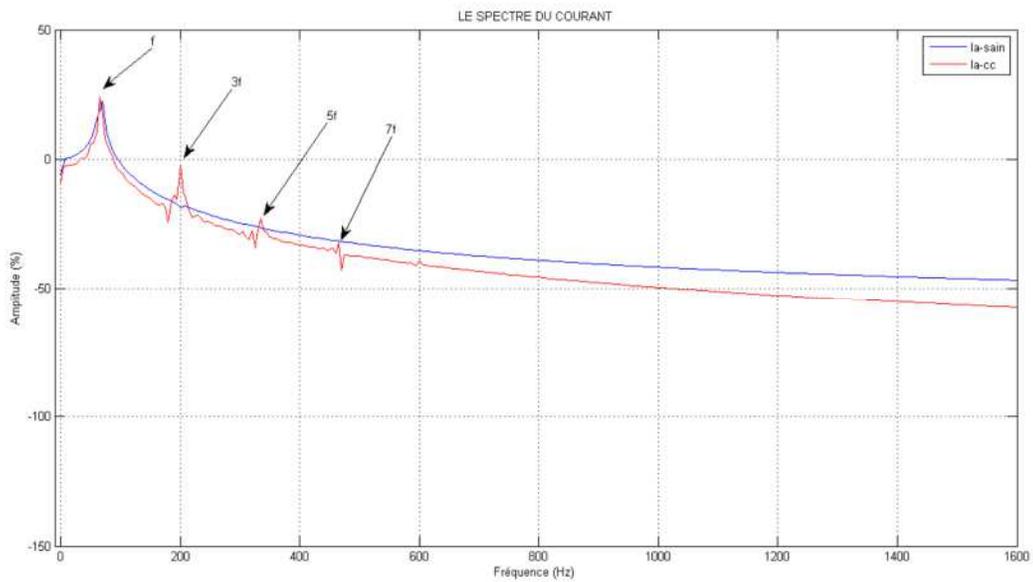
La figure 3.6 représente la courbe de couple électromagnétique. On remarque l'apparition des oscillations à partir de 0.4sec

### Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire



La figure 3.6. La courbe de couple électromagnétique

La figure 3.7 représente l'analyse spectrale de courant de la phase  $\alpha$  dans les deux cas (sain, court circuité).



La figure 3.7. Spectre courant de la phase  $\alpha$

## **Chapitre 3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut entre-spire**

---

### **3.6. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté les modèles d'une MSAP pour l'étude de comportement de cette machine en présence de défauts entre-spires, afin de disposer d'un outil de simulation comportemental fin de la machine en présence de court-circuit au stator. L'étude de ces modèles nous a permis d'obtenir une expression théorique du courant circulant dans la partie défailante du bobinage. L'étude de cette expression nous a permis d'affirmer qu'il est important de détecter le défaut pour limiter les risques de la destruction de la machine.

## **Chapitre 4**

### **Modélisation de la MSAP par La méthode des éléments finis**

## 4.1. Introduction

Depuis plusieurs années, grâce à l'évolution en puissance de calcul et en capacité mémoire des ordinateurs, la modélisation des dispositifs électromagnétiques est de plus en plus faite à l'aide des méthodes numériques, comme la méthode des éléments finis. En effet, la MEF s'adapte bien pour calculer le potentiel vecteur magnétique sur des structures avec une géométrie complexe et avec des caractéristiques des matériaux magnétiques non linéaires. La mise en œuvre de la MEF sous environnement Flux-2D va nous permettre de déterminer les caractéristiques et autres performances de la machine, tels que le couple, flux ainsi que la vitesse.

La résolution numérique des équations de Maxwell régissant le fonctionnement de la machine, fait une simplification introduite dans les modèles analytique et d'acquérir un modèle plus proche de la machine réelle.

Dans ce chapitre, la modélisation a été faite en deux dimensions afin de réduire le temps de calcul ainsi que l'espace mémoire utilisé.

## 4.2. Equations de Maxwell

### 4.2.1. Problèmes statiques

Le problème est statique, cela signifie que les grandeurs sont indépendantes du temps si bien que les équations de Maxwell qui sont aux nombres de quatre décrivant les champs électriques et magnétiques sont découplées deux à deux. Dans notre cas nous allons nous intéresser aux deux équations concernant la magnétisation :

$$\nabla \times \vec{H} = J \quad 4.1$$

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

Où :

$H$  (A/m) : Représente le champ magnétique.

$B$  (Tesla) : Représente l'induction magnétique.

$J$  ( $A/m^2$ ) : Représente la densité locale du courant électrique.

La relation qui relie le champ et l'induction magnétique dépend de la propriété magnétique du milieu représentée par la perméabilité magnétique  $\mu$  ( $H/m$ ).

L'induction magnétique est dérivée d'un potentiel vecteur magnétique  $A$  ( $T \times m$ ) sous la forme suivante :

$$B = \nabla \times \vec{A} \quad 4.2$$

L'introduction de ce potentiel permet de combiner les deux équations de la magnétostatique en une seule équation de la forme :

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times A \right) \quad 4.3$$

La majeure partie des machines électriques sont à symétrie cylindrique, même que le champ est contenu dans plan ( $x, y$ ) et les courants sont dans la direction orthogonale ( $z$ ) à ce plan. Alors les problèmes sont en deux dimensions et le vecteur est dans la direction axiale. On trouve alors pour un milieu homogène [5] :

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu J_z \quad 4.4$$

Une connaissance de la représentation du potentiel vecteur permet de déterminer l'induction et le champ magnétique.

#### 4.2.2. Problèmes dynamiques

Pour des cas où on trouve que les grandeurs magnétiques sont lentement variables en fonction du temps, le couplage électromagnétique existe au sens des états quasi-stationnaires ; il est modélisé par l'équation suivante de Maxwell :

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad 4.5$$

Où :

$E$  ( $V/m$ ): Représente le champ électrique.

Dans ces conditions, le potentiel vecteur vérifie l'équation suivante :

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times A \right) = J + \sigma [\partial_t A + \nabla \cdot V] \quad 4.6$$

Où :

$\sigma(\Omega^{-1}\text{m}^{-1})$  : Représente la conductivité électrique reliant la densité de courant au champ électrique.

$V$  : Représente le potentiel électrique imposé par une source extérieure.

Pour le cas de variation des grandeurs sinusoïdale dans le temps à la pulsation  $\omega$  on introduit alors la représentation complexe de toutes les grandeurs électromagnétiques. Comme exemple, le potentiel vecteur peut s'écrire sous la forme :

$$a(t) = \sqrt{2}A \cos(\omega t + \alpha) = \sqrt{2}Re[\bar{A}e^{-i\omega t}] \quad 4.7$$

Où :

$a(t)$  : Représente la valeur instantanée du potentiel vecteur et  $A$  représentation complexe.

En ce qui concerne un milieu homogène non soumis à une source extérieure, ce qui est généralement le cas pour des machines synchrones.

$$\nabla^2 \bar{A} = J\omega\sigma\mu\bar{A} - \mu\bar{J}_s \quad 4.8$$

L'équation 4.8 représente l'équation de diffusion du champ électromagnétique en milieu homogène en régime sinusoïdal établi. C'est la modélisation en régime harmonique. Pour le type de machine étudiée et selon le phénomène modélisé, on utilisera une formulation statique ou harmonique dans notre modélisation. Quand il s'agira d'identifier les paramètres d'un modèle circuit tel que les inductances propre ou mutuelles, nous allons utiliser une formulation statique. La même formulation est utilisée pour la description des phénomènes asynchrones. En ce qui concerne les régimes transitoires ou déséquilibrés, l'utilisation d'une modélisation dynamique avec une résolution en pas à pas dans le temps est inévitable [10].

### 4.3. Les méthodes numériques

Pour la résolution des équations des champs électromagnétique nous avons deux techniques principales.

#### 4.3.1. Par différences finies (D.F)

Un maillage est souvent, le quadrillage rectangulaire sur les nœuds pour lesquels est effectuée la discrétisation de l'équation différentielle associée à la décomposition en série de Taylor du potentiel scalaire.

### 4.3.2. Par Eléments Finis (E.F)

Autorisant l'emploi d'éléments de toute forme à l'intérieur des quels le potentiel est approché par un polynôme ; sa résolution se ramène à une limitation du fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments. Avec la méthode des éléments on a une représentation fine pour les différentes grandeurs dans le système. Les résultats qu'on obtient restent «gourmands» en ressources informatiques, et ne sont pas directement exploités dans les structures actuelles pour la commande ou de diagnostic. Pour une conception de machines électriques, la détermination des champs électromagnétiques est très importante. Comme analyse pour ces phénomènes électromagnétiques elle est basée sur une résolution des équations de Maxwell dont la complexité est telle qu'elle exclue dans la majorité des cas du formalisme en analytique.

### 4.4. Le principe du calcul par éléments finis

Les équations locales (Maxwell) sont des équations liées au modèle externe du circuit électrique pour pouvoir effectuer un couplage avec les sources ou charge extérieurs. Cette équation est couplée avec les équations régissant les conditions aux limites comme (Dirichlet ou Neumann) pour une détermination de la répartition du champ dans la machine.

Pratiquement pour un gain de temps et d'espace on passe par l'introduction des conditions de périodicité pour des machines à grand nombre de pôles. En phase réparation d'un problème par la méthode des éléments finis, il faut définir les domaines de géométries, les matériaux physiques et surtout le mode de bobinage. Il faut un maillage précis en nombre suffisant d'éléments pour avoir une bonne précision dans un temps raisonnable.

Ici nous étudions la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent, en régime dynamique. Des études permettent d'avoir les caractéristiques magnétodynamiques. Afin d'y parvenir on met en place le code de calcul le FLUX 2D, qui est simple à utiliser, beaucoup plus adaptable à ce type de calcul mais très long, qui permet de calculer les différentes grandeurs pour plusieurs pour plusieurs positions sans pour autant redéfinir la géométrie et le maillage à chaque fois [7].

## 4.5. Le logiciel FLUX 2D

C'est un logiciel qui permet d'abord le calcul et visualisation des grandeurs utiles, pour des dispositifs à deux dimensions ou à symétrie de révolution qui comporte des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. C'est un logiciel complet qui a pour avantage de faire un couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique très particulière appelé " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage. La résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés [12] :

### 4.5.1. Module préprocesseur

Permet, à travers plusieurs modules, de définir la géométrie du dispositif à étudier (PREFLU), de choisir et/ou de construire une banque de matériaux (CLSMAT), d'affecter les propriétés physiques aux différentes régions géométriques prédéfinies (PROPHY) et de définir le schéma et/ou les données du circuit électrique (CIRFLU). Il permet également un maillage automatique d'une géométrie 2D prédéfinie (PREFLU).

### 4.5.2. Module processeur

Ce module est constitué en principe d'un module de résolution 2D (SOLVER\_2D) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

### 4.5.3. Module post-processeur de FLUX-2d (PostPro\_2D)

Ce le module ou on trace les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D à partir d'un chemin prédéfini. L'une de ces fonctions est de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc. [15].

De façon générale, l'enchaînement des programmes de Flux-2D, doté d'une interface de Windows est schématisé par la figure (4.1) [12] [13].

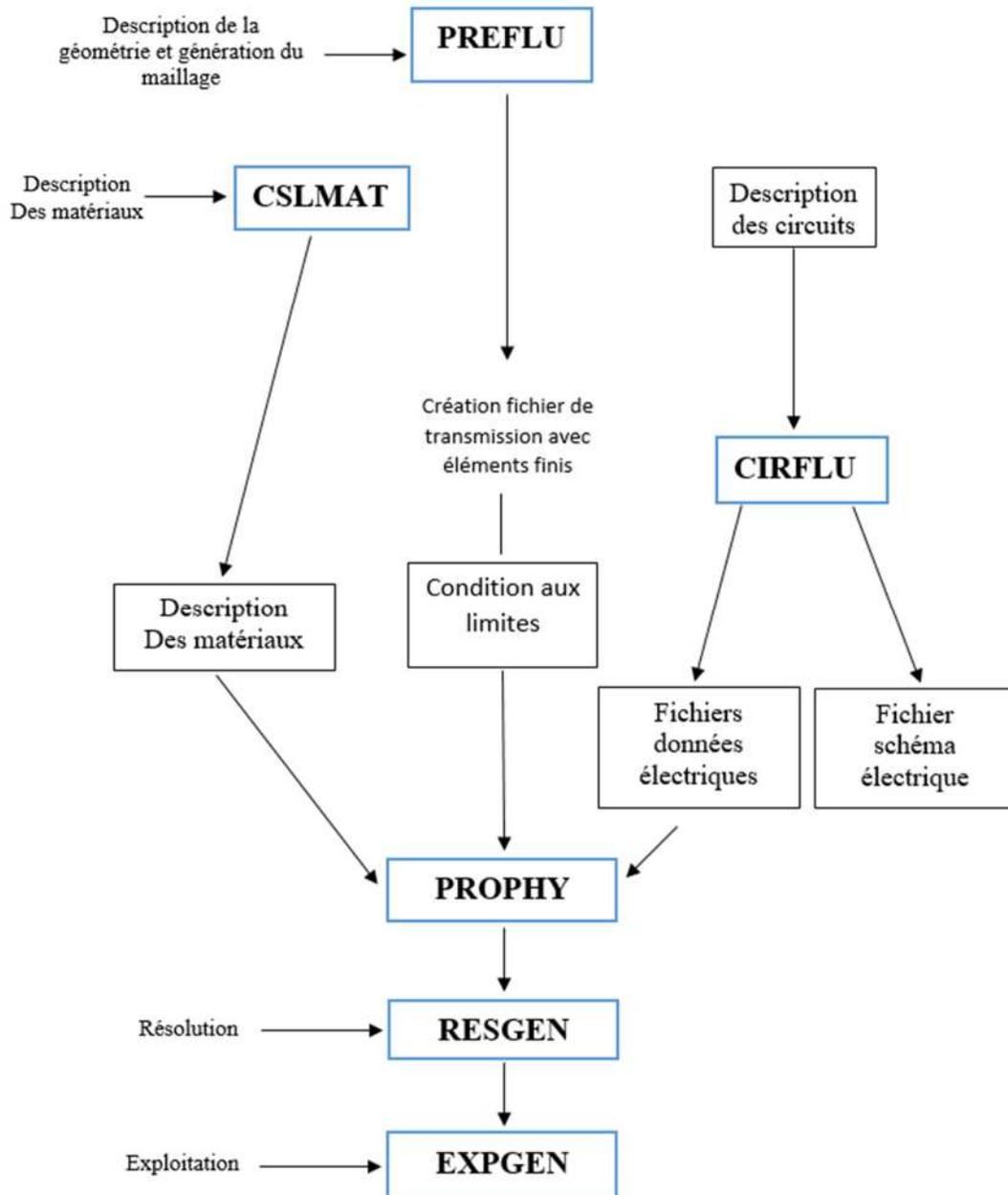
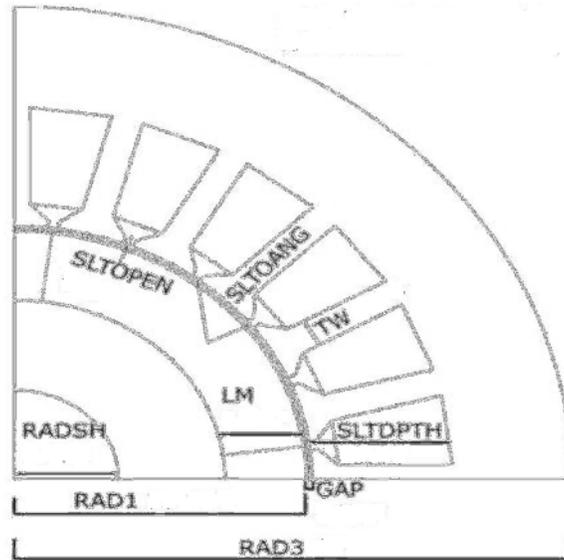


Figure.4.1. Schéma des différents modules du logiciel Flux-2D.

## 4.6. Mise en œuvre de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

### 4.6.1. Paramètres dimensionnels et physiques

Pour une définition de la géométrie et le maillage de la MSAP on doit d'abord définir les paramètres dimensionnels afin de calculer les grandeurs désirées pour cela, on aura à exploité le préprocesseur du logiciel pour dessiner les différentes parties de la machine figure (4.2).



**Figure.4.2.** Différentes parties de la MSAP

Les paramètres géométriques de la machine sont indiqués dans le tableau 4.1.

Nombre	Nom	Commentaire	Valeurs
1	Npôles	Nombre des pôles	4
2	Nslots	Nombre d'encoches	24
3	Radhs	Rayon de l'arbre	9,003 mm
4	Rad1	Rayon du rotor	25,154 mm
5	Gap	Entrefer	0,503 mm
6	Lm	Longueur d'aimant	6,987 mm
7	Rad3	Rayon extérieur du stator	48 mm
8	Tw	Largeur dent de l'encoche stator	2,76 mm
9	Sltdepth	Profondeur d'encoche	12,07 mm
10	Sltopen	Ouverture d'encoche	0,92 mm
11	Slttoang	Angle d'ouverture d'encoche	40°
12	Sltpitch	Pas d'encoche	15°

**Tableau 4.1** paramètres géométriques de la machine

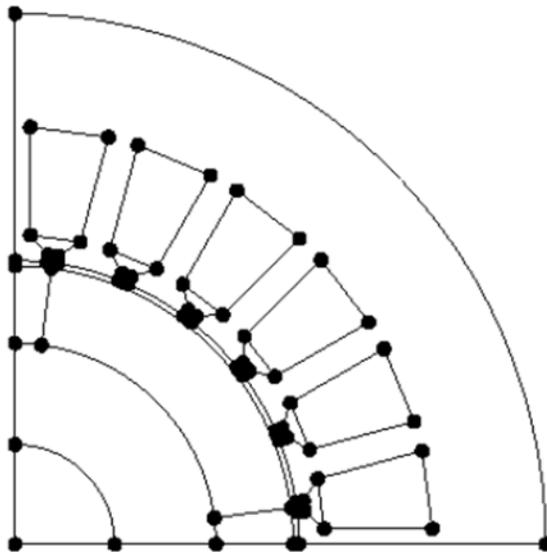
### 4.6.2. Géométrie

La machine synchrone à aimants permanents est décrit à l'aide de points, de segments de droites et d'arcs.

La procédure d'enchaînement suivi pour sa réalisation est :

- Création d'un système de coordonnées (définition du centre du système, type de coordonnées de système, validation du système).
- Insertion et identification des points suivant le type de coordonnées du système.
- Création et identifications des segments et arcs.
- Création et identifications des différentes faces (réelles, virtuelles). Pour pouvoir créer une face réelle, il faut connecter tous les segments et arcs qui la composent.

Après savoir réaliser ces étapes et de faire une symétrie on obtient la configuration de la figure (4.3).



**Figure 4.3.** Représentation de la géométrie

### 4.6.3. Création des matériaux

On peut aussi créer de nouveaux matériaux en accédant à la banque des matériaux dans le logiciel Flux 2D pour la construction de la machine. Pour notre cas, nous avons introduit les matériaux suivants [12] :

- Un aimant permanent avec les caractéristique suivantes (magnetpm) :
  - Perméabilité relative  $\mu_r = 1.071$
  - Induction rémanent  $B_r = 0.401$  (T)
- Matériau magnétique modélisé par la courbe à saturation suivante (nlsteelpm) :
  - Aimantation de saturation  $J_s = 1.99$  (T)
  - Pente initiale de la courbe  $a = 7500$

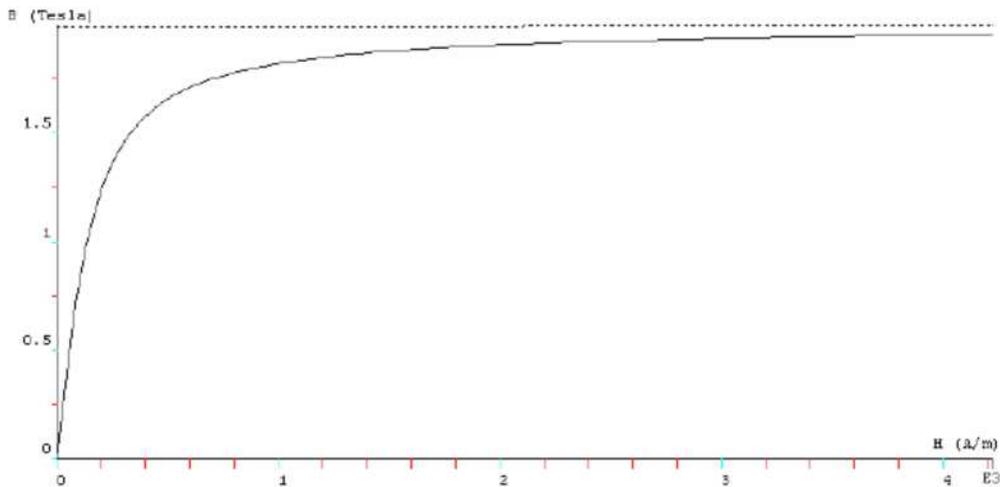


Figure.4.4. Courbe de saturation

#### 4.6.4. Circuit électrique

La figure 4.5 représente le circuit électrique de la machine synchrone à aimant permanent

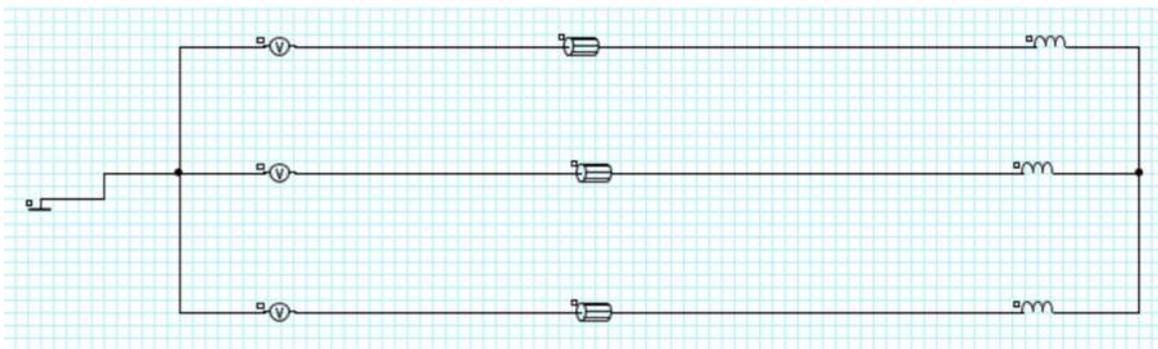
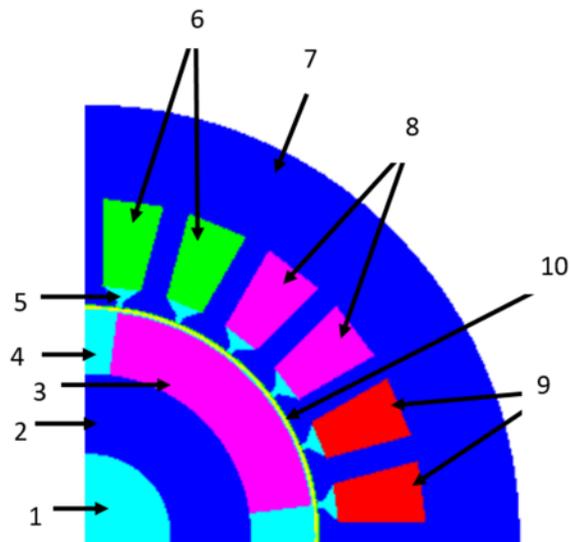


Figure.4.5. Schéma du circuit électrique

### 4.6.5. Création des régions

C'est une partie très importante pour la modélisation puisqu'elle concerne la partie de la caractérisation des matériaux composant la machine. Par contre le logiciel regroupe les surfaces élémentaires en régions ayant les mêmes propriétés physiques [13].



**Figure.4.6.** Affectation des régions surfaciques

Le tableau 4.2 indique les caractéristiques de chaque région surfacique.

Nombre	Nom	Commentaire	Matériau utilisé	L'ensemble mécanique
1	Shaft	L'arbre	Air	Mouvement
2	Rotor	La partie mobile	Nlsteelpm	Mouvement
3	Magnet	Aimant permanent	Magnetpm	Mouvement
4	Air	Air	Air ou vide	Mouvement
5	Wedge	Région vide (air)	Air ou vide	Fixe
6	Encoche a	Partie fixe	Aire ou vide	Fixe
7	Stator	Partie fixe	Nlsteelpm	Fixe
8	Encoche b	Partie fixe	Air ou vide	Fixe
9	Encoche c	Partie fixe	Air ou vide	Fixe
10	Air gap	L'entrefer	Air ou vide	Entrefer

**Tableau.4.2.** Caractéristiques de chaque région surfacique.

### 4.6.6. Le maillage

Les différentes procédures suivies pour discrétiser la géométrie sont :

- Création d'un système de discrétisation
- Discrétisation des segments et arcs (on impose la méthode utilisée par le logiciel pour le découpage)
- Maillage des différentes faces (on spécifie la forme des éléments).
- Les différentes surfaces ainsi délimitées, sont ensuite découpées en éléments finis et constituent le maillage du problème figure 4.7.

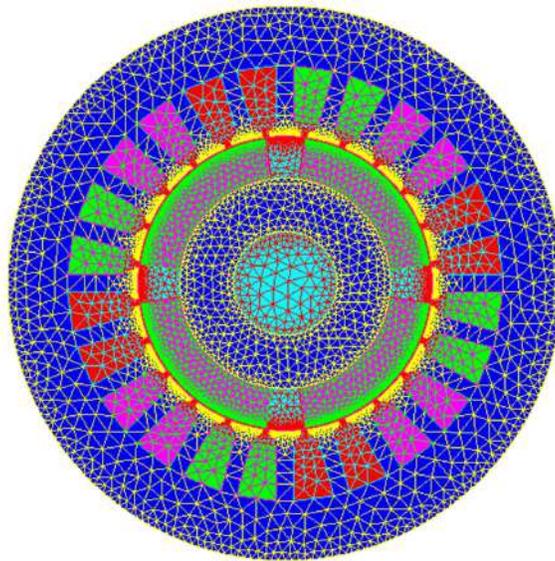


Figure 4.7. Représentation du maillage

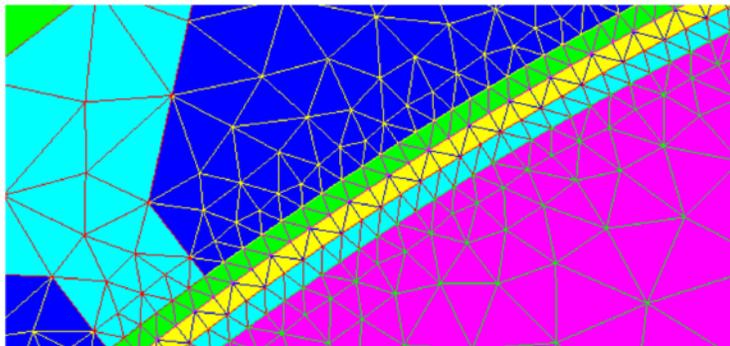


Figure 4.8. Maillage entrefer

Le tableau 4.3 représente l'élément du maillage

Elément du maillage	Nombre
Nombre d'éléments non évalués	0%
Nombre d'éléments d'excellente qualité	99.55%
Nombre d'éléments de bonne qualité	0.42%
Nombre d'éléments de qualité moyenne	0.03%
Nombre d'éléments de qualité médiocre	0%
Nombre d'éléments anormaux	0%

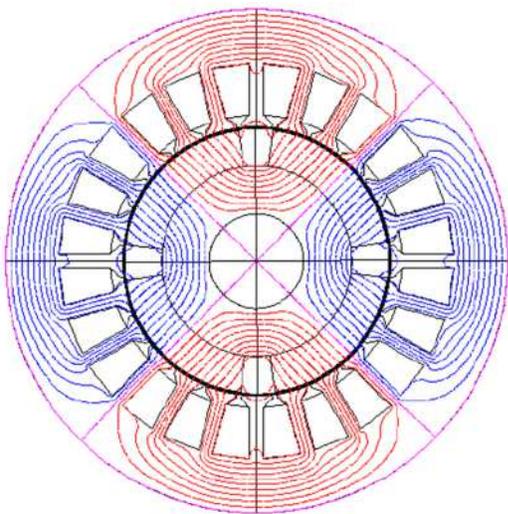
**Tableau 4.3.** Qualité de maillage

## 4.7. Résultats de simulation

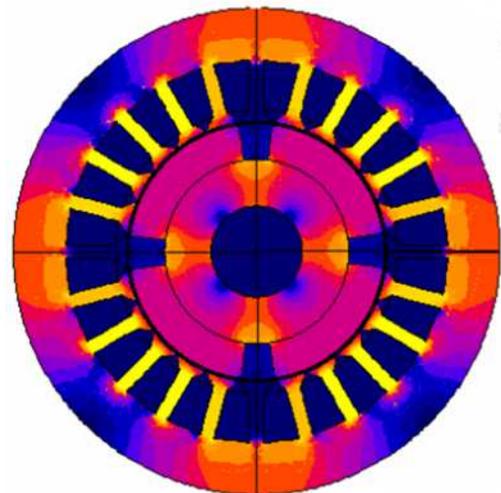
### 4.7.1 Fonctionnement sain

Nous avons simulé le fonctionnement statique de la MSAP en utilisant le modèle magnétostatique disponible dans le logiciel.

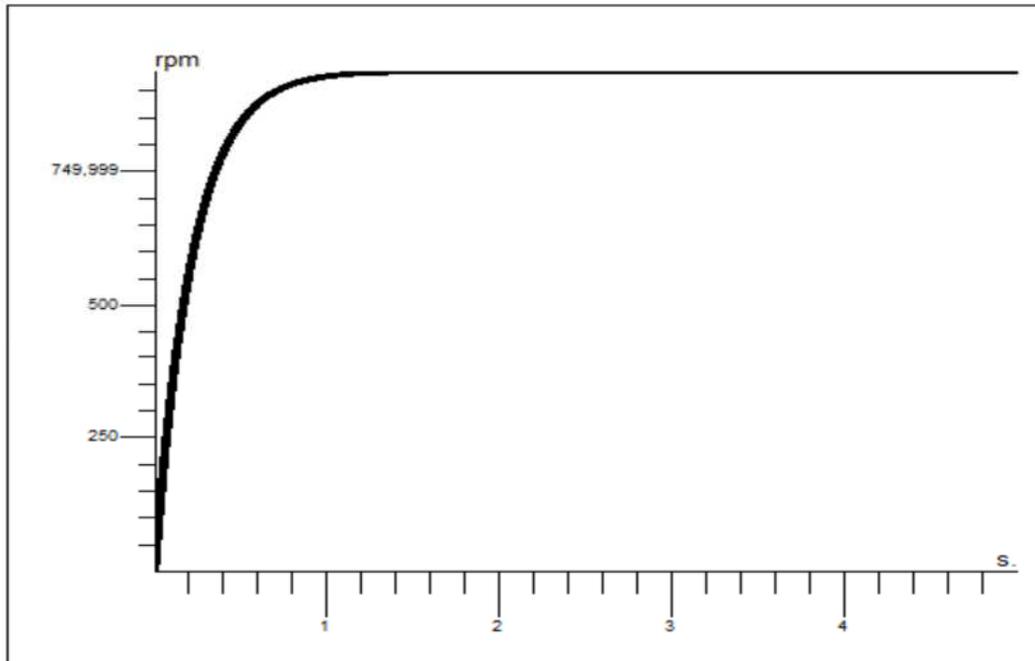
La figure 4.9 nous montre la distribution du flux dans la machine est qui est du uniquement à la présence d'aimants rotoriques. On remarque, d'après cette distribution, la formation des 4 pôles de la machine.



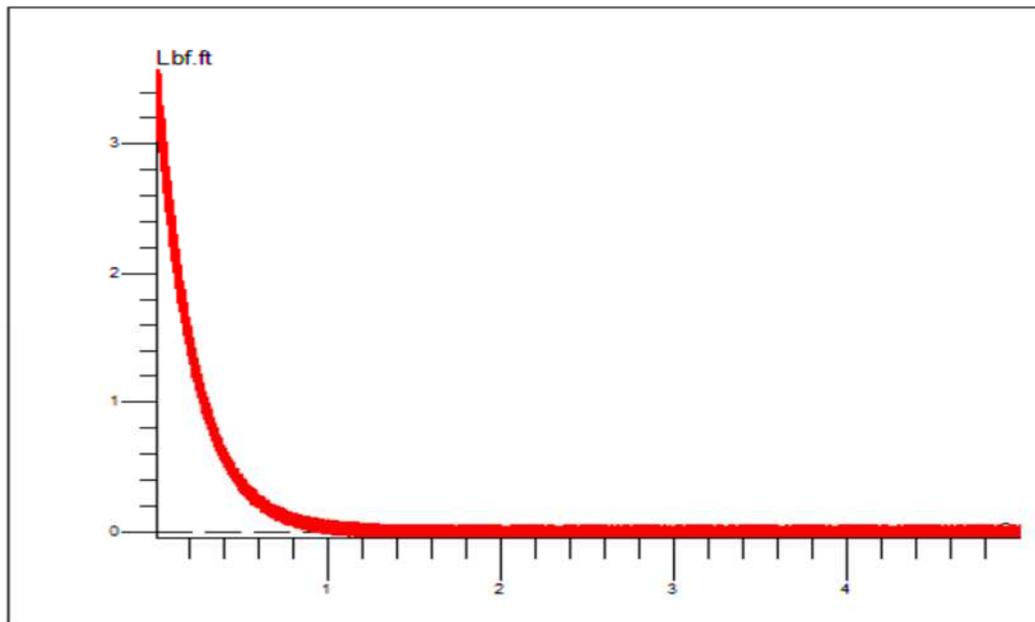
**Figure 4.9.** Représentation des équi-flux



**Figure 4.10.** L'induction magnétique



**Figure.4.11.** Courbe de la vitesse



**Figure.4.12.** Courbe du couple

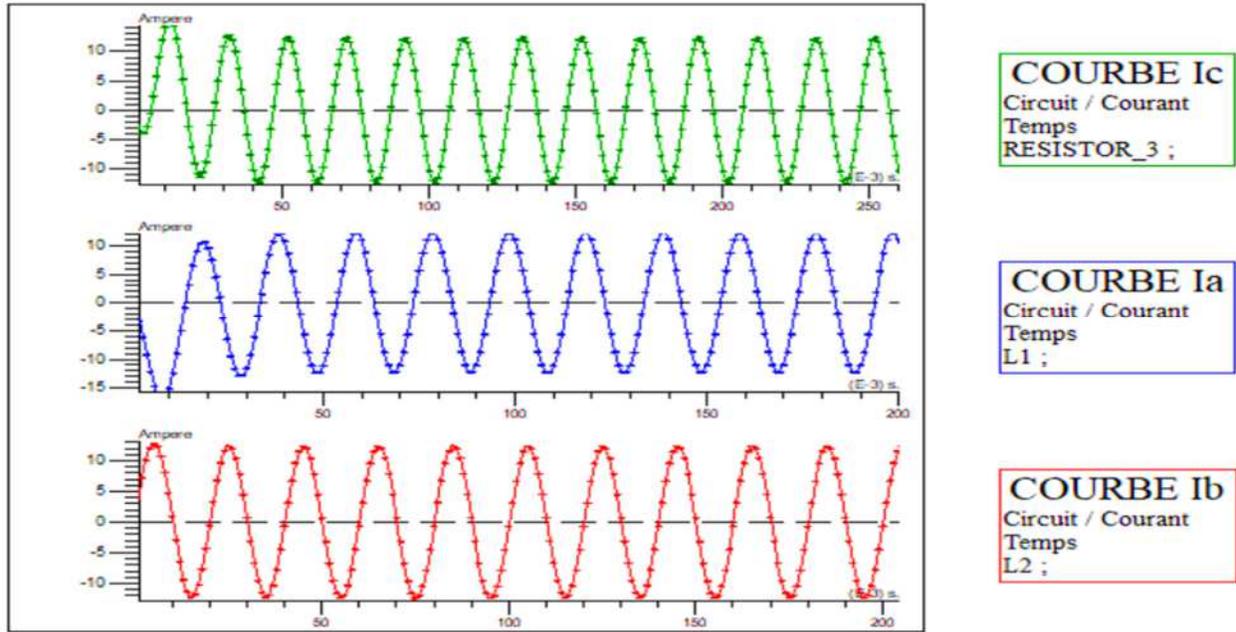


Figure.4.13.a. Représentation des courants juxtaposé

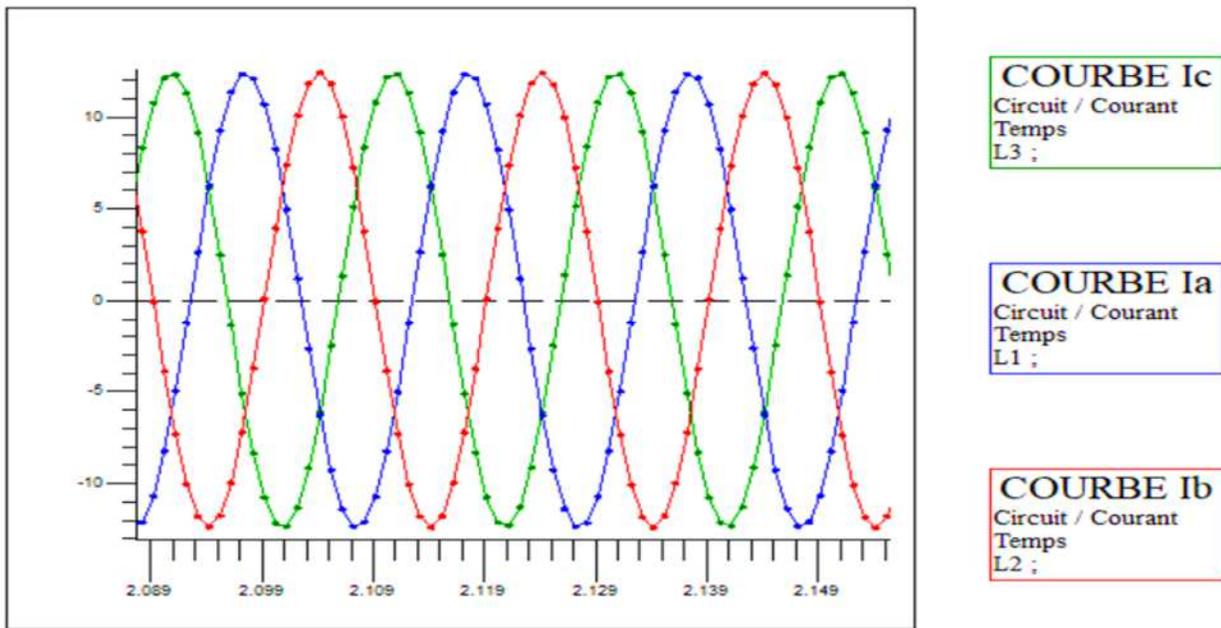


Figure.4.13.b. Représentation des courants superposé

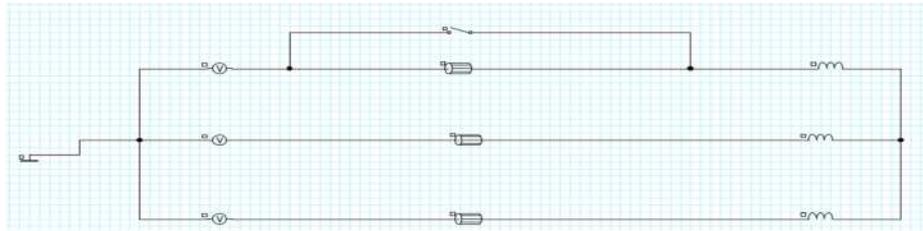
### 4.7.2. présentation de la MSAP à la présence d'un défaut

On va ajouter un switch qui va présenter un défaut entre spires de la phase a

Les paramètre de switch :

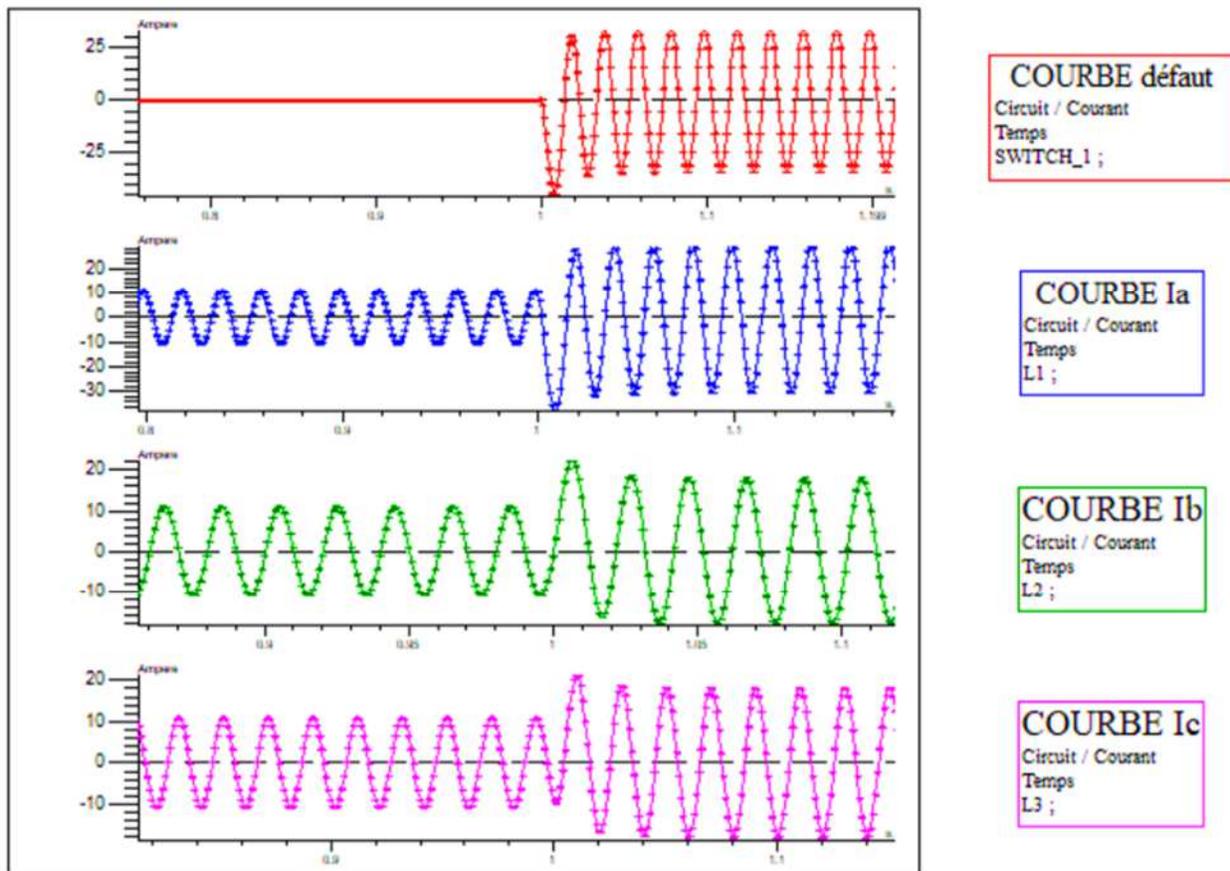
- $R_{fp} = 0.001 \Omega$
- $R_{fB} = 100000 \Omega$

Le circuit de la MSAP :



**Figure.4.14.** Circuit de la MSAP avec un défaut sur la phase a

On va représenter les courbes des courants et de vitesse avec défaut entre spires



**Figure.4.15.a.** Représentation des courants juxtaposé

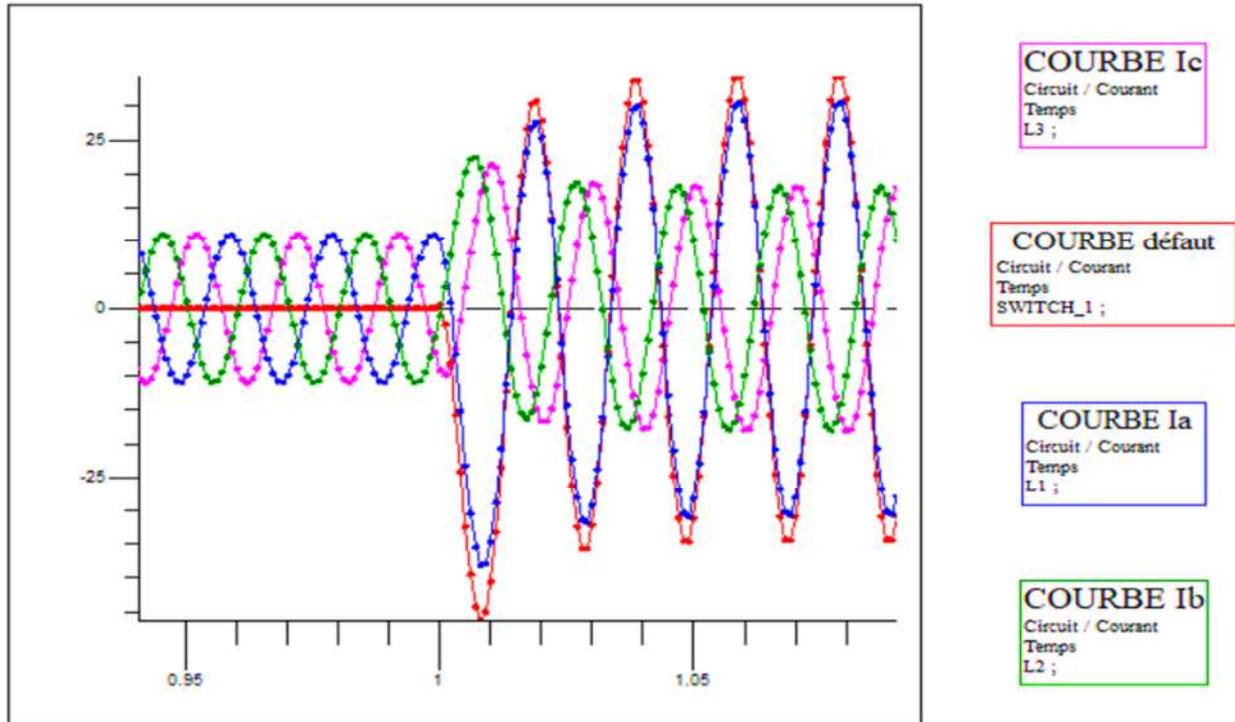


Figure.4.15.b. Représentation des courants superposé

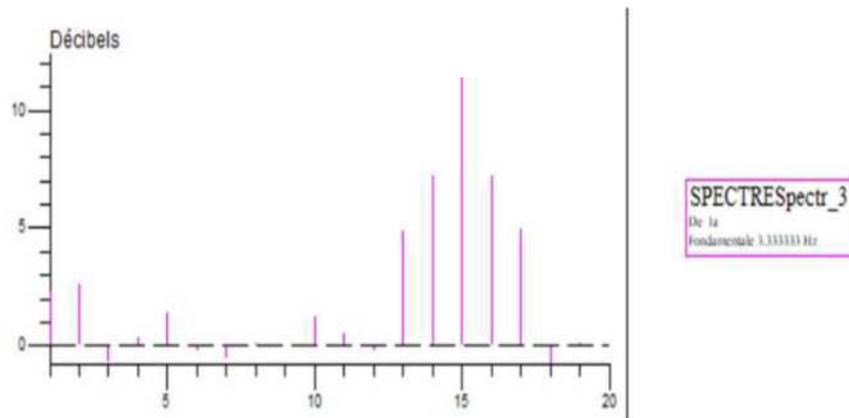


Figure.4.16. Variation du spectre de courant Ia

## 7.8. Conclusion

On a présente dans ce chapitre le logiciel FLUX2D basé sur la méthode des éléments finis. Pour cela, nous avons introduits la géométrie et les caractéristiques physiques de la machine pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine dans les deux cas (sain, cour circuit). Les résultats obtenus sont similaires à part la présence de quelques ondulations dues à la méthode appliquée.



### Conclusion Générale

Le but de cette étude était la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration de simulation comprenant une partie élément finis, une partie circuit électrique. Deux approches ont été étudiées.

Une approche circuit électrique basée sur étude analytique de la machine synchrone à aimant permanent. Nous avons montré dans cette approche, que les modèles analytiques de la MSAP, à savoir les modèles a, b, c étaient pénalisés par les hypothèses simplificatrices. En effet, les modèles analytiques, ne permettaient pas de prendre en compte les phénomènes magnétiques, électriques, les courants induits et le mouvement. Ces hypothèses ont conduit à l'omission d'informations pertinentes sur l'état de la machine.

Une approche numérique basée sur le calcul du champ électromagnétique dans la machine synchrone à aimant permanent. Cette étude a été menée par l'utilisation d'un logiciel éléments finis FLUX2D. Des résultats obtenus ont montré que l'ensemble des travaux effectués permettait de modéliser de façon fine le comportement de la machine synchrone à aimant permanent. Les calculs effectués ont montré la sensibilité des résultats quand il s'agissait de faire varier les paramètres physiques et électriques de la machine MSAP. L'étude pas à pas dans le temps nous a permis de simuler la machine synchrone à aimant permanent en tenant compte du mouvement du rotor. Ceci a permis la prise en compte des harmoniques d'espaces que le modèle analytique ne prenait pas en comptes.



### Références bibliographiques

- [1] G. Sturtzer, E.Smigiel : « Modélisation et commande des moteurs triphasés », Ellipses septembre 2000
- [2] Makara Khov : « surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimant permanents : détection des courts-circuits par suivi paramétrique », Université 2 de Toulouse, 2009.
- [3] Rachid Abdessemed : « Modélisation et simulation des machines électriques », Technosup,2011.
- [4] Jawad Ahmed Farooq : « Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents', Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel »,2008.
- [5] A. LEBAROUD : « Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables », Thèse de doctorat de Constantine, SEPTEMBRE 2006.
- [6] P. O'Donnell : «Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations Parts I, II, and III», *IEEE Transactions on Industry Applications*, Parts I and II, July/August 1985, pp. 853–872, Part III, January/February 1987, pp. 153–158
- [7] Andrian Ceban : « Méthode globale de diagnostic des machines électriques », Université Lille de Nord de France-Ecole doctoral SPI,2012.
- [8] Olivier Ondel : « Diagnostic par reconnaissance des formes : application \_a un ensemble convertisseur - machine asynchrone », Ecole Centrale de Lyon, 2006.
- [9] Karoui Abedlmounaim, Brahimi Ammar : « Détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un moteur synchrone à aimant permanent », Université Kasdi Merbah Ourgla, 2014.
- [10] Babak Vaseghi : « contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre spires », Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [11] BRICE AUBERT : « détection des courts-circuits inter-spires dans les générateurs synchrones à aimants permanents : méthodes BASEES modèles et filtre de Kalmant étendu », Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse).

[12] Cédrat«Tutorial\_Brushless\_DC\_motor\_geometry», 2005.

[13] Cédrat«Tutorial\_Brushless\_DC\_motor\_calculations», 2005.

[14] ZouZou sara 'Detection des défauts dans la machine synchrone à aimants permanents par les techniques avancées' Thèse Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2015.



**Annexe**

Paramètres de la machine utilisée pour la simulation

Paramètres	Valeurs
Fréquence	60 Hz
Tension	50 V
Nombre de pair de pôles	4
Résistance	0.6 $\Omega$
Couple nominal	5 Nm
Inductance propre	2.82 mH
Inductance mutuelle	-0.28 mH
Frottement visqueux	0.0014
Moment d'inertie	0.0011
Flux magnétique	0.12
Vitesse nominal	1000tr/min
Courant Nominal	20 A