

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE AMAR TELIDJI DE LAGHOUAT



FACULTE DE TECHNOLOGIE
Département d'Electrotechnique

Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de **MASTER** en Electromécanique

Option : **Electromécanique**

Présenté par

Ziyat Mahmoud

Brahimi Oussama

THEME

**Contribution à la commande FOC d'un moteur
synchrone à aimant permanent en présence de
défauts statorique**

Soutenu devant le jury composé de :

Mekhanet Mohamed	MC	UAT-Laghouat	Président
Ouai Atallah	MC	UAT-Laghouat	Examineur
Ameur Aissa	Pr	UAT-Laghouat	Encadreur
Nouar Allal	MA	UAT-Laghouat	Co encadreur

Promotion : sept 2020.

ملخص:

الهدف من هذا العمل هو ضمان التحكم الشعاعي المطبق على المحرك المتزامن بوجود اعطاب الدارة القصيرة والدائرة المفتوحة في لفائف الجزء الثابت، يسمى تحكم متسامح مع أخطاء الدائرة القصيرة والدائرة المفتوحة لملفات الجزء الثابت. يتضمن تكوين هذا النظام على مموج جهد يعمل بواسطة تقنية تعديل عرض النبضة (ت.ع.ن. MLI) و هو يمثل مصدر تغذية المحرك في الحالة الصحية وفي حالة العطب.

يمكن ملاحظة الأداء الجيد في الأنظمة الثابتة والديناميكية بعد محاكاة الهيكل المقترح في وجود حلقة التحكم في السرعة. كما حاولنا تحسين نتائج المحاكات باستعمال حلقة التحكم المنطق المضرب.

الكلمات المفتاحية: المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم، تحكم شعاعي، المنطق المضرب، أعطاب في الجزء الثابت

Résumé :

L'objectif de ce travail est d'assurer une commande vectorielle appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) en présence de défauts statoriques ; dite commande vectorielle tolérante aux défauts de court-circuit et circuit ouvert des enroulements statoriques. La configuration de ce système comporte un onduleur de tension à MLI alimentant une MSAP en mode sain et en mode défaillant. De bonnes performances en régimes statique et dynamique ont pu être observées après la simulation de la structure proposée en présence d'une boucle de réglage de vitesse de type PI.

Nous avons également tenté d'améliorer les résultats de la simulation en utilisant régulation floue de vitesse.

Mots clé : Moteur synchrone à aimant permanent, Commande vectorielle, régulation floue de vitesse, Défauts statorique.

Abstract:

The objective of this work is to ensure a vector control applied to a synchronous machine with permanent magnets (PMSM) in the presence of stator faults; called vector control tolerant to stator faults. The configuration of this system includes a voltage PWM inverter supplying an (PMSM) in a healthy and failing mode. The objective of this system is to ensure a functioning of a vector control tolerant to short-circuit and open-circuit faults of the stator windings. Good performances in static and dynamic regimes could be observed after the simulation of the proposed structure in the presence of a PI type speed control loop.

We also tried to improve the simulation results by using a fuzzy logic regulator.

Key words: Permanent magnet synchronous motor, Vector control, fuzzy speed regulation, Stator faults.

Remerciements

En premier lieu, nous remercions Allah le Tout-Puissant et le Miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à nos encadreurs, Messieurs Ameer Aissa et Nouar Allal d'avoir accepté de nous encadrer pour notre projet de fin d'études, ainsi que pour leur disponibilité et leurs remarques pertinentes et leurs encouragements.

Nous remercions également Monsieur Mékhanet Mohamed Maître de conférences à l'université de Laghouat, pour l'intérêt qu'il a porté à notre travail en acceptant de présider le jury de soutenance.

Nous remercions également Monsieur Ouai Atallah, Maître de conférences à l'université de Laghouat, d'avoir accepté d'examiner notre travail.

Notre remerciements vont aussi à tous les enseignants, et toutes les personnes qui nous ont soutenu jusqu'au bout, et qui n'ont pas cessé de nous donner des conseils très importants en signe de gratitude.

Dédicace

A ma mère à qui je dois tous ses sacrifices

A la mémoire de mon père que personne

N'a pu combler son vide '

A tous mes frères, sœurs, et A toute ma famille

ET A tous les musulmans.

Oussama Brahimí

Dédicace

A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

A mes chères sœurs, A mes chers frères pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral.

A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infailible,

Merci d'être toujours là pour moi.

Ziyat Mahmoud

TABLE DES MATIERES

Résumé.....	i
Dédicace.....	ii
Remerciements	iii
Table des matières	iv
Listes des figures	v
Liste des tableaux.....	vi
Liste des abréviations.....	vii
I. Introduction générale.....	1

CHAPITRE I :

Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1) Introduction	4
I.2) Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)	4
I. 3) Construction de la machine synchrone à aimants permanents.....	5
I. 3.1 Stator	6
I. 3.2 Rotor.....	6
I. 3.3 Aimants permanents	7
I. 3.4. Différents types d'aimants permanents	7
I. 3.5. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents	8
I. 3.5.1. Structures à flux radial (RFPM)	8
I. 3.5.1.1. Structures à aimants déposés en surface	9
I. 3.5.1.2. Structures à aimant insérés.....	9
I. 3.5.1.3. Structures à aimants enterrés	10
I. 3.5.1.4. Structures à concentration de flux.....	10
I. 3.5.2. Structures à flux axial (AFPM)	10
I. 3.6 Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents	11
I. 3.7 avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents	12
I. 3.7.1 Avantages	12
I. 3.7.2 Inconvénients	12
I. 3.8 Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines	13
I. 3.8.1 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu.....	13
I. 3.8.2 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique.....	13
I. 3.8.3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones	13
I. 4.Types des défauts dans les MSAP	14
I. 4.1. Défauts statorique	14
I. 4.1.1. Défauts des enroulements.....	14
I. 4.1.1.1. Défauts de court-circuit dans les enroulements statorique	14
I. 4.1.1.2. Défaut de culasse.....	16
I. 4.2. Défauts rotorique	17
I. 4.2.1. Défauts des aimants.....	17
I. 4.3. Défaut d'excentricité.....	18
I. 4.4. Défauts de roulements.....	20
I. 5. Panorama des méthodes de diagnostic des machines électriques	23
I. 5.1. Méthodes de diagnostic avec modèle analytique	23

I. 5.1.1. Techniques d'estimation d'état	23
I. 5.1.2. Technique de génération de résidus	24
I. 5.1.3. Techniques d'identification	24
I. 5.2. Méthodes de diagnostic sans modèle analytique.....	24
I. 5.2.1. Analyse des signaux vibratoires	25
I. 5.2.2. Méthode thermique basée sur l'échauffement de la machine.....	26
I. 5.2.4. Analyse du couple électromagnétique	26
I. 6) La commande vectorielle.....	27
I. 6.1 définition	27
I. 6.2 principe de fonctionnement	27
I. 6.3 Modulation de largeur d'impulsion.....	27
I. 6.4 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	28
I. 7) Conclusion.....	30

Chapitre II :

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS EN PRESENCE DE DEFAUT

II.1. Introduction	31
II.2. Hypothèses simplificatrices	31
II. 3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents sain.....	32
II. 3.1. Mise en équations de la machine dans le repère (abc)	33
II. 3. 1.1.Equations électriques.....	33
II. 3. 1.2.Equations magnétiques.....	33
II. 3. 1.3.Equation mécanique.....	34
II.3. 2.La transformation de Park (d, q)	34
II.3. 2.1.Application de la transformation de Park à la MSAP	37
II.3. 2.2. Expression du couple électromagnétique	38
II. 4. Modèle du moteur synchrone à aimant permanent défaillant.....	38
II.5. Système d'alimentation de la MSAP	41
II.5.1. Onduleur de tension	41
II.5.2. Modélisation de l'onduleur de tension	41
II. 5Conclusion	45

CHAPITRE III :

La commande FOC d'un moteur synchrone à aimant permanent en présence de défauts statorique

III. 1) Introduction	46
III. 2) Principe de fonctionnement.....	46
III. 3) Découplage	47
III. 3.1) Découplage par compensation.....	47
III. 4) Description du système global	49
III. 5) Calcul des régulateurs	50
III. 5.1) Régulation du courant i_q	51
III. 5.2) Régulation du courant i_d	53
III. 5.3) Régulation de vitesse	54
III. 6) Simulations et résultats	56
III. 6.1 Commande vectorielle en mode sain.....	56

III.6.1.1 Interprétations des résultats	58
III. 6.2 Commande vectorielle en mode défaillant	59
III.6.2.1 Interprétations des résultats	64
III.7 Conclusion	65

CHAPITRE IV :

La commande FOC par la logique floue d'un moteur synchrone à aimant permanent en présence de défauts statorique

IV.1) Introduction	70
IV. 2. Structure générale d'un système flou	70
IV. 3. Les Fonctions D'appartenance	71
IV. 4. Règles Floues	72
IV. 5. Fuzzification	72
IV. 6. Défuzzification	72
IV. 7. Régulateur à logique floue.....	73
IV. 7.1. Loi de commande	74
IV. 7.2. Fuzzification.....	74
IV. 7.3. Inférences.....	75
IV. 7.4. Défuzzification.....	76
IV. 8. Résultats de simulation	76
IV. 8.1 Commande vectorielle avec régulateur floue en mode sain	77
IV. 8.1.1. Interprétations des résultats	79
IV. 8.2 Commande vectorielle avec régulateur floue en mode défaillant	80
IV.8.2.1. Discussion	84
IV. 9. Conclusion.....	85
CONCLUSION GENERALE.....	83
BIBLIOGRAPHIE.....	88
ANNEXE	91

Liste des figures

CHAPITRE I :		pages
Présentation de la machine synchrone à aimants permanents		
FigI.1. Photo d'une machine synchrone à aimants permanents.....	5	5
FigI.2. Rotor de la MSAP.....	6	6
FigI.3. Courbe de désaimantation.....	7	7
FigI.4. Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.....	8	8
FigI.5. Vue transversale des machines à aimants permanents à flux radial.....	9	9
FigI.6. Vue d'une machine à flux axial (différentes configurations).....	11	11
FigI.7. Principe de fonctionnement de la MSAP.....	12	12
FigI.8. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de court-circuit statorique.....	15	15
FigI.9. Point limite de désaimantation réversible.....	17	17
FigI.10 Evolution de l'aimantation rémanente avec la température.....	18	18
FigI.11. Rotor parfaitement aligné au stator.....	19	19
FigI.12. Excentricité statique d'une machine électrique.....	19	19
FigI.13. Excentricité dynamique d'une machine électrique.....	20	20
FigI.14. Roulements à billes classiques.....	21	21
FigI.15. Schéma de la commande vectorielle d'un moteur triphasé.....	28	28
FigI.16. Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	28	28
 Chapitre II :		
Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en présence de défaut		
FigII.1. Schéma représentatif des enroulements de la MSAP.....	32	32
FigII.2. Différents couples qui agissent sur le rotor.....	34	34
FigII.3 : Représentation équivalente dans le repère de Park.....	34	34
FigII.4. Représentation d'un moteur synchrone à aimant permanent avec court-circuit entre spires dans la phase statorique A.....	38	38
FigII.5 : Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension.....	41	41
FigII.6 : Schéma équivalent de l'onduleur.....	41	41
FigII.7: Schéma de principe de la technique triangulé-sinusoïdale.....	43	43
 CHAPITRE III :		
La commande FOC d'un moteur synchrone à aimant permanent en présence de défauts statorique		
FigIII.1. Découplage par compensation.....	47	47
Fig.III.2 Commande découplée.....	47	47
FigIII.3. Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	48	48
Figure III.4. Régulateur PI.....	49	49
FigIII.5. Boucle de régulation du courant i_q	50	50
FigIII.6. Boucle de régulation du courant i_d	52	52
FigIII.7. Boucle de régulation de vitesse.....	53	53
FigIII.8. Boucle de régulation de vitesse.....	54	54

FigIII.9. Résultats de simulation de la commande par orientation du flux avec MLI	58
FigIII.10. Courants statorique Ia, Ib et Ic en présence de défaut (rf= 1ohm, Ncc=40spires)	60
FigIII.11. Résultats de simulation de courant « Ia » en présence de défaut	61
FigIII.12. Résultats de simulation du courant de défaut	62
FigIII.13. Résultats de simulation de couple électromagnétique « Ce » en présence de défaut	63
FigIII.14. Resultats du simulation du vitesse de rotation « Wr » en presence de défaut	64

CHAPITRE IV :

La commande FOC par la logique floue d'un moteur synchrone à aimant permanent en présence de défauts statorique

FigIV.1. Système flou.....	68
FigIV.2. Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	68
FigIV.3. Schéma bloc du RFT-1.	70
FigIV.4. Fonctions d'appartenances des variables d'entrées 'e' et 'Δe'	72
FigIV.5. Fonctions d'appartenances de la variable de sortie 'c _{emref} '	72
Figure IV.6: Résultats de simulation de la commande par orientation du flux avec régulateur floue	76
FigIV.7. La vitesse de rotation « Wr » en présence de défaut avec régulateur PI et avec régulateur PIFLC et avec régulateur PIF likePI.....	77
FigIV.8. Courants statorique Ia, Ib et Ic en présence de défaut (Ncc=80spires)	77
FigIV.9. Les Courants statoriques Id, Iq en présence de défaut (Ncc=80spires)	79
FigIV.10. Résultats de simulation du courant de défaut.....	79
FigIV.11. Résultats de simulation de couple électromagnétique « Ce » en présence de défaut	80
FigIV.12. Resultats du simulation du vitesse de rotation « Wr » en presence de défaut.....	80
FigIV.13. Comparaison entre résultats de la simulation de la vitesse de rotation « Wr » en présence de défaut avec régulateur floue et avec régulateur pi	81

Liste des Tableaux

Page

Tableau I.1 : matrice d'inférence du RFT-1	76
--	----

Notations et abréviations

MSAP :	Machines Synchrones à Aimants Permanents
IGBT :	Insulated Gate Bipolar Transistor.
MLI :	Modulation de Largeur d'Impulsion.
PI :	Régulateur Proportionnelle Intégrale.
d-q :	Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).
R_s :	Résistance statorique par phase.
L_d :	Inductance suivant l'axe d.
L_q :	Inductance suivant l'axe q.
I_d :	Le courant statorique de l'axe d.
I_q :	Le courant statorique de l'axe q.
V_d :	La tension statoriques de l'axe d. I_{ds}
V_q :	La tension statoriques de l'axe q.
φ_{sf} :	Flux permanent.
a, b, c :	Correspondent aux trois phases de stator.
Ω :	Vitesse mécanique.
f :	Coefficient de frottement visqueux.
p :	Nombre de paires de pôles.
J :	Moment d'inertie du rotor.
C_r :	Couple de charge.
C_e :	Couple électrique.
I_{dref} :	Le courant référence statorique.
Ω_{ref} :	Référence de vitesse.
$[R_s]$:	Matrice des résistances statoriques.
$V_{a^*}, V_{b^*}, V_{c^*}$:	Références de tensions.
ed, eq :	Chute de tension avec l'axe d et q .
F_{bo} :	La fonction de transfert en boucle ouverte .
F_{bf} :	La fonction de transfert en boucle fermée.
τ_{bf} :	Constante de temps en boucle fermée.
$t_{rep\ id}$:	Temps de réponse de le courant statorique avec l'axe d .
$t_{rep\ iq}$:	Temps de réponse de le courant statorique avec l'axe q .
K_{pv}, K_{iv} :	Coefficients du régulateur PI .
f_p :	La fréquence de la porteuse.
K_a, K_b, K_c :	Les diodes à cathode.
K_a', K_b', K_c'	Les diodes à anode.
V_{red} :	La tension redressée.
$E(t)$:	La tension d'entrée (filtre).
V_a, V_b, V_c : ..	Tensions de phases statoriques.
I_a, I_b, I_c :	Courants de phases statoriques.
S_{abc} :	L'interrupteur du bras a, b ou c d'onduleur (deux niveaux).
0 :	Point milieu fictif à l'entrée continu.
n :	Le neutre de la machine.
V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} :	Tensions d'entrée de l'onduleur (deux niveaux).
V_{an}, V_{bn}, V_{cn} :	Tensions de phase de l'onduleur (deux niveaux).
V_{n0} :	La tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice « 0 ».

[L _{ss}]	:	Matrice d'inductance statorique.
[φ_{sf}]	:	Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.
[T]	:	La matrice de transformation de Park.
[A]	:	Matrice fondamentale qui caractérise le système.
[B]	:	Matrice d'entrée.
[U]	:	Vecteur de commande.
[X]	:	Vecteur d'état.
N _s	:	Le nombre de spires par phase.
N _f	:	Le nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut.
R _{a2}	:	La résistance de la sous-bobine en défaut (as2).
L _{a2}	:	L'inductance de la sous-bobine en défaut (as2).
M _{a1a2}	:	L'inductance mutuelle entre la sous-bobine as2 et les bobines as1.
M _{a2b}	:	L'inductance mutuelle entre la sous-bobine as2 et les bobines bs.
M _{a2c}	:	L'inductance mutuelle entre la sous-bobine as2 et les bobines cs.
R _{a1}	:	La résistance de la sous-bobine saine as1.
R _{a2}	:	La résistance de la sous-bobine court-circuitée as2.
μ	:	Rapport entre nombre de spire saine et défaut.
S-T	:	sinus-triangle

Introduction générale

Introduction générales

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [1].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs [1],[2].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [1],[2].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type PI nécessite que les paramètres de la machine soient précis (les variations paramétriques internes et externes du système dues à la température, l'humidité, et aux surcharge occasionnelles, engendrent la perte de la stabilité des régulateurs classiques considérés). Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [1],[2],[3].

Le diagnostic des défaillances de systèmes industriels, lorsqu'il est réalisé avec efficacité, représente un des moyens qui contribue à obtenir un meilleur gain de productivité. Sa vocation première est de détecter et de localiser une défaillance des matériels. Les machines électriques sont très présentes dans de nombreux processus et leur surveillance est devenue un souci permanent particulièrement dans les systèmes embarqués. Les défauts dans les machines électriques peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements...), électrique (court-circuit du bobinage statorique, circuit ouvert d'une phase statorique,) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques, désaimantations des aimants). Les variables mesurables telles que les courants, les tensions, la vitesse ou bien encore la température peuvent fournir des informations significatives sur les défauts et ainsi servir à déterminer un ensemble de paramètres représentant les signatures de défauts du moteur [4],[5],[6].

Dans ce travail, nous nous intéresserons spécifiquement aux défauts électriques pouvant survenir au stator des machines à aimants permanents. Les défauts de bobinages sont parmi les plus répandus. La machine à aimants possède une caractéristique de fluxage permanent dû à la présence des aimants au rotor. De ce fait, certaines catégories de défaillance comme les courts circuits entre-spire sont particulièrement critiques car même une déconnexion de la machine de son dispositif d'alimentation ne permet pas « d'éteindre » le défaut. La présence d'un flux variable dans la spire en court-circuit entretient la présence d'une force électromotrice donc d'un courant pouvant s'avérer destructeur. Ces défauts, auxquels nous nous intéressons plus particulièrement à cause de leur criticité, nécessite donc l'emploi de techniques de détection particulièrement réactives pour en connaître au plus tôt l'occurrence [7].

Le mémoire présenté est organisé en quatre chapitres :

- Le premier chapitre : est consacré à la description de la machine synchrone à aimants permanents et ses différentes applications. Aussi nous allons parler de types des défauts dans les MSAP avec quelques méthodes de diagnostic, et une entrée sur la commande vectorielle.
- Le deuxième chapitre : ce chapitre est consacré à la modélisation de la MSAP en état sain et en présence d'un défaut de court-circuit entre-spires d'une phase statorique.

- Le troisième chapitre: Ce chapitre présente la commande vectorielle de la MSAP par orientation du Flux rotorique et la simulation de cette commande en mode sain et en défaut. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI.
- Le quatrième chapitre : A travers ce chapitre, nous avons présenté l'importance de la conception d'un régulateur flou pour piloter la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents.

Le mémoire se termine par une conclusion générale sur l'ensemble des résultats obtenus

CHAPITRE I

Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [1].

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines-outils). Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient [1].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup davantage, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé [1].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique.

I.2 Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) :

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [7].

Cette famille de machines regroupe en fait plusieurs sous familles :

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

Notre intérêt va plus particulièrement vers cette dernière catégorie. En effet, avec l'évènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance. Les moteurs à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. Ils ont été adoptés dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques et hybrides, etc. Pour toutes ces applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et en particuliers pour les applications spécifiques (servomoteur et vitesse variable) [7].

I.3 Construction de la machine synchrone à aimants permanents

Une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un système électromécanique qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique par l'intermédiaire des champs magnétiques. Cette énergie mécanique produit un mouvement de rotation et un couple mécanique.



FigI.1. Photo d'une machine synchrone à aimants permanents.

Une MSAP comme toutes les autres machines est composée de deux parties un **stator** et qui est compose de trois enroulements (bobines) et un **rotor** et qui est compose d'un aimant permanent. Le stator et le rotor ont une forme cylindrique ou le rotor est recouvert par le stator. Ils sont séparés par un petit entrefer [6][8].

I.3.1 Stator :

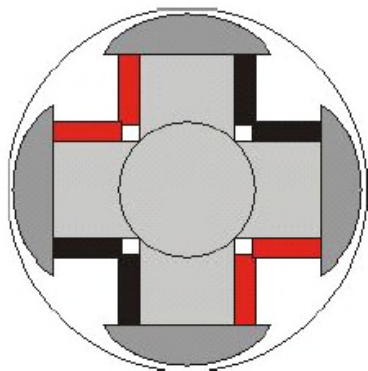
Les différents types des moteurs électriques asynchrones ou synchrones ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine [6].

I.3.2 Rotor :

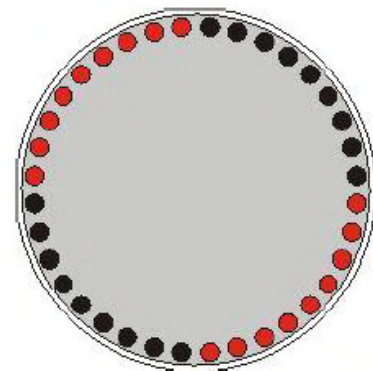
Le rotor est constitué de pôles qui sont des inducteurs composés d'aimants permanents et de pièces polaires en matériaux ferromagnétiques. Généralement, le rotor de la MSAP est de deux types :

- Rotor possédant des pièces polaires (Figure I.2(a)), servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- Rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constante (Figure I.2(b)), dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles lisses.

Des enroulements amortisseurs sont parfois ajoutés formant une cage en court-circuit [7].



a) Rotor à pôles saillants



(b) Rotor à pôles lisses

Fig.I.2 : Rotor de la MSAP

I.3.3 Aimants permanents :

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H. (Figure.I.3). Cette courbe est caractérisée par l'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé. Le champ coercitif de l'induction H_{CB}^* qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable, les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimale M correspondant à $(BH)_{max}$ [6],[9].

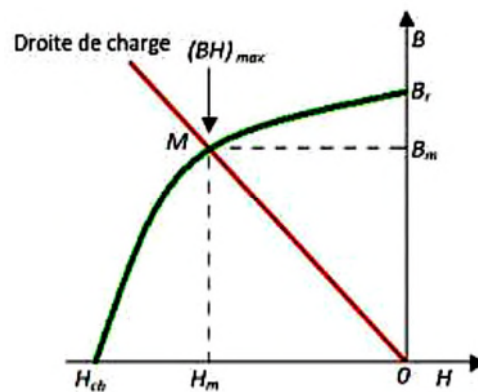


Fig.I.3. Courbe de désaimantation

I.3.4. Différents types d'aimants permanents :

Les aimants permanents dans les circuits magnétiques et en particulier dans ceux des machines électriques apportent beaucoup d'avantages à savoir ; en premier lieu la possibilité d'obtenir une excitation sans pertes par effet joule et en second lieu la possibilité de mieux localiser le flux magnétique [7],[9],[10].

On peut classer les matériaux, pour aimants permanents en trois grandes familles :

- **Les Alnico** : sont des aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nikel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de par leur composition métallique ils sont le siège de pertes, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus

grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.

- **Les ferrites** : sont des aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ils ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie-prix
- **Les terres-rares** : ils sont ; actuellement, les plus performants des aimants permanents, utilisés dans la construction des machine synchrone. Leur version la plus courante est l'alliage samarium-cobalt .caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites. Leur prix est cependant élevé.

I.3.5. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents :

Les structures des machines synchrones à aimant permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM) [7],[9],[10].

I.3.5.1. Structures à flux radial (RFPM) :

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimants la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (Figure I.4). [7],[9],[10].

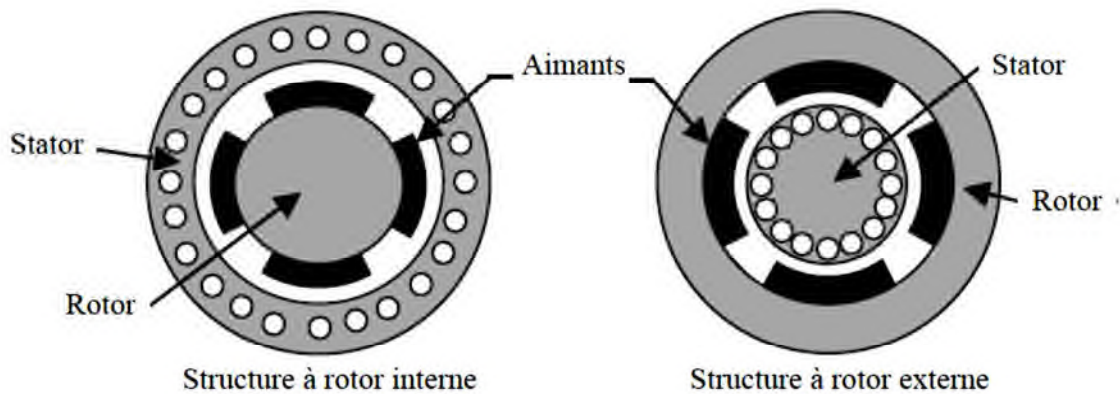


Fig.I.4 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe

Les différents types de rotor de machine à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit insérés (encastrés), soit enterrés ou à concentration de flux.

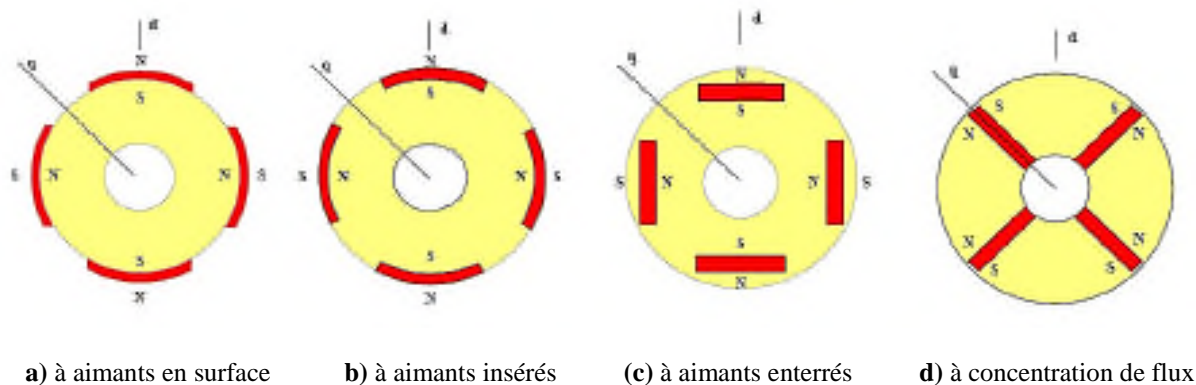


Fig.I.4 : Vue transversale des machines à aimants permanents à flux radial

I.3.5.1.1. Structures à aimants déposés en surface

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés à niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse (Figure I.4(a)). L'induction dans l'entrefer est celle des aimants. Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée.

La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor [7],[9],[10].

La topologie à rotor externe est moins utilisée car elle est plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant. Elle présente les avantages suivants :

- ✓ Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.

✓ Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible.

I.3.5.1.2. Structures à aimant insérés :

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique (Figure I.4(b)). L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance inversée Cette saillance produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents [7],[9],[10].

I.3.5.1.3. Structures à aimants enterrés :

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor (Figure I.4(c)). La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes.

L'avantage de cette configuration réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la désaimantation [7],[9],[10].

I.3.5.1.4. Structures à concentration de flux :

Cette topologie (Figure I.4(d)) est d'habitude excitée par des ferrites car le volume est important et les constructeurs préfèrent un matériau moins cher. De plus, le principe de concentration du flux permet une augmentation importante du champ dans l'entrefer, avec une géométrie adéquate, cela permet d'avoir l'induction dans l'entrefer supérieur à l'induction rémanente [7],[9],[10].

I. 3.5.2. Structures à flux axial (AFPM) :

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales. Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus

courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale [7],[9],[10].

Différentes configurations à flux axial existent : celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (Figure I.5(a)), celles à double entrefer avec soit ; un seul rotor inséré entre deux stators (Figure I.5(b)) ou un seul stator inséré entre deux rotors (Figure I.5(c)). On trouve également une configuration multi stator multi rotor (Figure I.5(d)). L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [7],[9],[10].

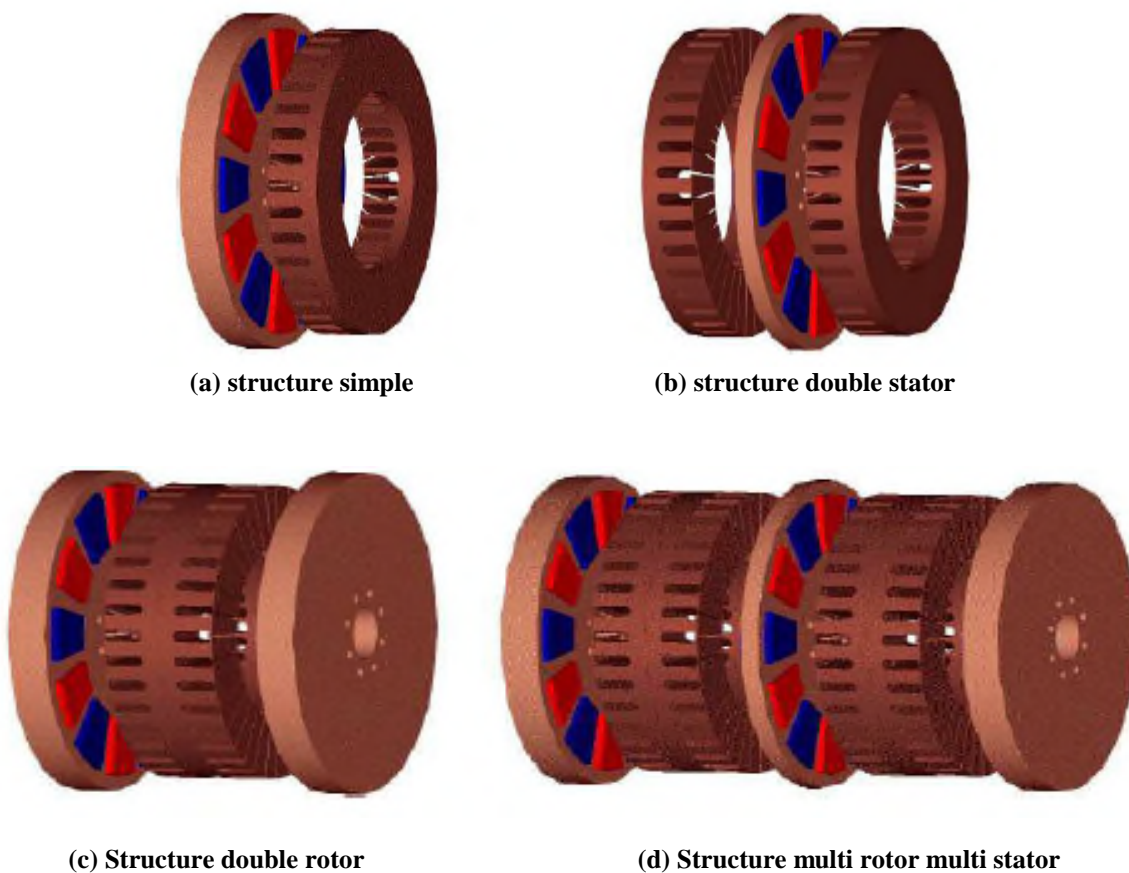


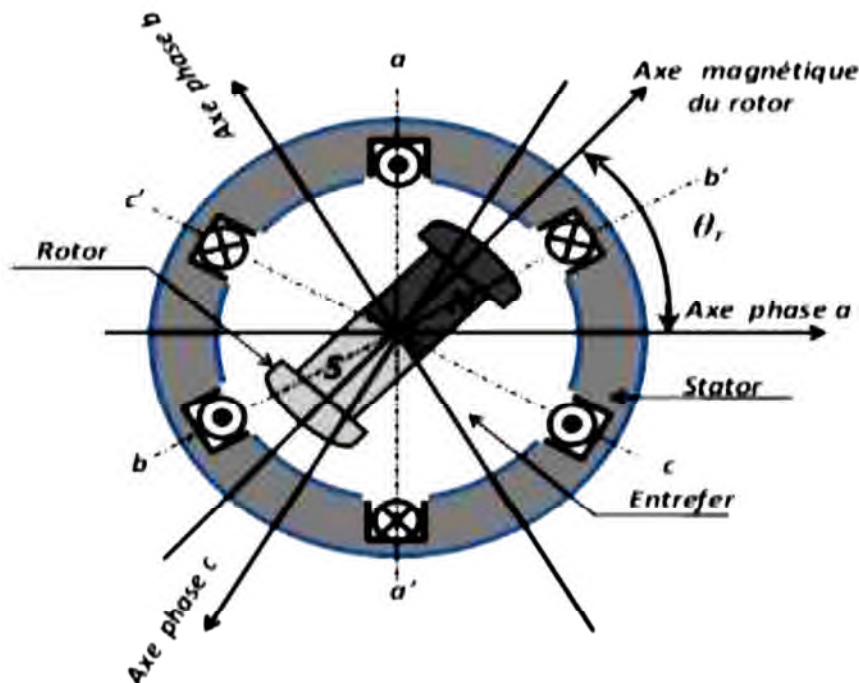
Fig.1.5 : Vue d'une machine à flux axial (différentes configurations)

I.3.6 Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents :

La machine électrique tournante 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 mobiles l'une par rapport à l'autre : l'inducteur qui crée un champ magnétique et l'induit dans lequel ce champ induit une force électromotrice ; ces deux parties sont séparées par un entrefer.

Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. La superposition des trois flux magnétiques créée par les trois bobines du stator produit un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer qui sépare le stator du rotor et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force se traduit par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension. [6]



FigI.6. Principe de fonctionnement de la MSAP

I.3.7 Avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents :

I. 3.7.1 Avantages :

Les machines à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [7],[11] :

- ✓ bon rendement ;
- ✓ fort couple massique ;

- ✓ fort couple volumique ;
- ✓ peu de pertes au rotor ;
- ✓ pas de système balais collecteur ;
- ✓ bon facteur de puissance ;
- ✓ pas ou peu d'entretien ;
- ✓ Simplicité de fabrication ;

I.3.7.2 Inconvénients :

Cependant ils ont tout de même certains inconvénients [7],[11] :

- ✓ Coût élevé des aimants.
- ✓ Interaction magnétique due au changement de structure.
- ✓ Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- ✓ Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

I.3.8 Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines :

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. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité).

I.3.8.1 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu :

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple élevé, l'absence du système balais lames du collecteur pour les moteurs à aimants permet de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitation pour la vitesse maximale [1].

I.3.8.2 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique :

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air. Ceci conduit à un entrefer équivalent plus

important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité.

D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'auto pilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement [1].

I.3.8.3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones :

Les moteurs à aimants présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones :

- Un faible moment d'inertie, ce qui à pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné.
- Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants, tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement.
- Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone
- Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants [1],[12].

I.4.Types des défauts dans les MSAP :

Le défaut d'un élément est une condition de la réduction de capacité liée à des exigences minimales, Cela peut être le résultat d'une dégradation normale, une mauvaise utilisation, ou une combinaison de ceux-ci. Si un défaut n'est pas détecté, ou s'il est laissé se développer, il conduira à la défaillance du composant et provoquera sa sortie prématurée du fonctionnement [7],[12]. Dans les machines électriques les défauts peuvent provenir de la partie fixe (stator) ainsi que de partie mobile (rotor), d'où la classification ci-après [7].

I.4.1. Défauts statorique :

Le stator d'une machine électrique comprend des enroulements logés dans les encoches et une culasse qui assure la voie de retour pour le flux. Les défauts statorique peuvent se situer au niveau des enroulements ou de la culasse [7],[12].

I.4.1.1. Défauts des enroulements

Les enquêtes industrielles ont montré qu'un grand pourcentage de défaillances dans une machine électrique résulte des défauts liés aux enroulements statorique. Des nombreux travaux ont démontré que la majorité des défauts de bobinage statorique résultent après la détérioration de l'isolation des fils. Dans la plupart des cas, cette défaillance démarre à partir d'un défaut entre spires. Finalement ce dernier grandit et entraîne les défauts entre les bobines, entre les phases, ou phase et terre, avant la détérioration du moteur [7],[13]. Les courts circuits des spires dans le bobinage appartiennent à cette classe de défaut qui a souvent un effet négligeable sur les performances de la machine au début, mais leur persistance peut conduire à une défaillance destructrice. Par conséquent, des exigences rigoureuses visant à minimiser l'apparition et l'atténuation des effets de rupture de l'isolant deviennent hautement souhaitables [7],[11],[13].

I.4.1.1.1. Défauts de court-circuit dans les enroulements statorique

Comme déjà mentionné, l'isolation du bobinage statorique est exposée à une combinaison de 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 détérioration de l'isolation commence habituellement par un défaut entre spire (inter-turn) de quelques spires, ce qui produit un arc électrique irrégulier de faible puissance. Cela entraîne l'érosion des conducteurs jusqu'à ce qu'ils soient soudés. Un défaut entre spires entraîne un grand courant circulant dans la branche court-circuitée. L'amplitude de ce courant peut être deux fois plus grande que le courant à rotor bloqué. Il provoque de graves échauffements localisés ce qui maintient des conditions favorables pour la propagation du défaut à une plus grande partie de l'enroulement [7],[11]. Le courant à rotor bloqué est de l'ordre de 6 à 10 fois le courant nominal. La non détection de ce défaut conduit à un autre, plus néfaste : le court-circuit phase terre ou entre phases [7],[11],[13].

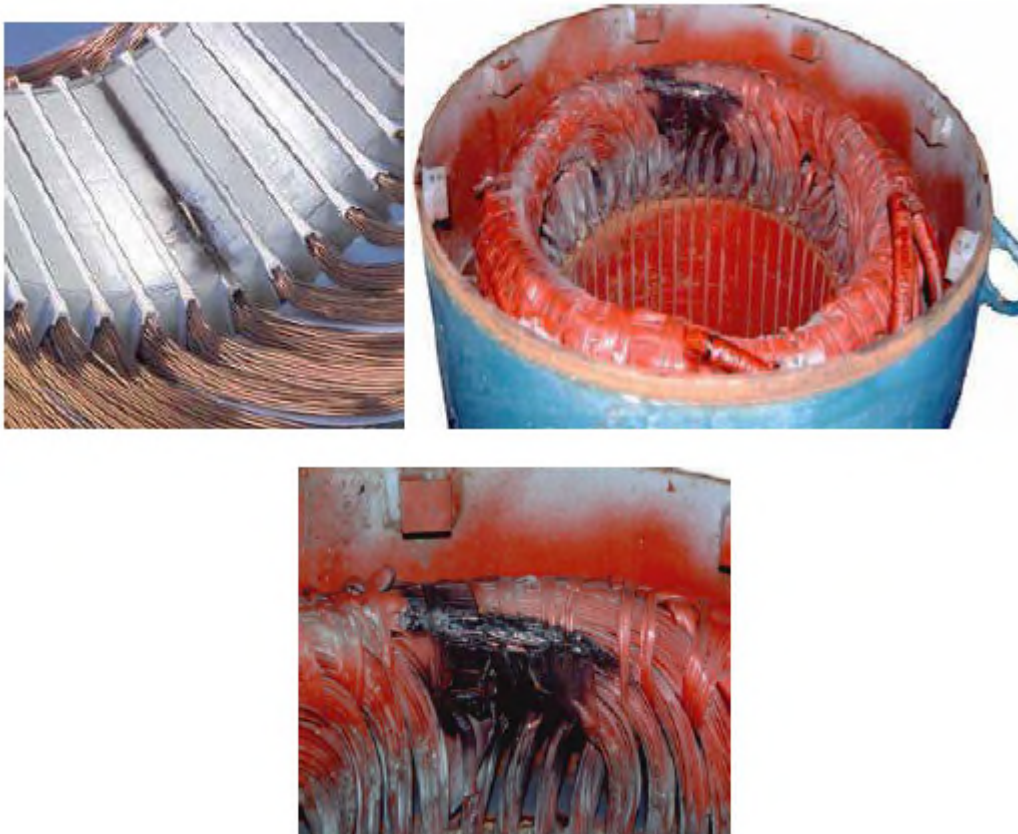


Fig.1.7 : Exemple de dégâts provoqués par les défauts de court-circuit statorique

L'échauffement excessif causé par un défaut entre spires conduit souvent les moteurs à une défaillance après quelques minutes de fonctionnement. Une règle générale stipule que chaque 10°C supplémentaire par rapport à la température nominale, entraîne le bobinage à se détériorer deux fois plus vite. Si le défaut est détecté assez tôt la machine peut être remise en service après un simple rebobinage de l'enroulement statorique. Le remplacement de l'ensemble du moteur nécessite généralement un temps d'arrêt plus important [4],[7],[11].

Cependant, comme le bobinage statorique d'une machine électrique est soumis à des contraintes thermiques (échauffement), mécaniques (vibrations) et électriques (pic de tension/courant). Autres causes de la défaillance des enroulements statorique sont [7][14]:

- la haute température de la culasse statorique et du bobinage,
- la contamination causée par les hydrocarbures, de l'humidité, la saleté...etc.,
- les courts circuits,
- les contraintes de démarrage,
- les décharges électriques,
- les fuites dans les systèmes de refroidissement.

I.4.1.2. Défaut de culasse

La culasse (ou noyau) des machines électriques est construite de tôles fines d'aciers isolés dans le but de minimiser les pertes par courants de Foucault pour une plus grande efficacité opérationnelle. Dans le cas des machines à moyenne et grandes puissances, le noyau est compressé avant l'emplacement des tôles afin de minimiser les vibrations des feuilles de laminage et de maximiser la conductivité thermique.

Généralement les problèmes de noyau sont rares (1% des défauts). Par rapport à des problèmes d'enroulement, ils ne présentent pas une préoccupation majeure pour les petites machines. Pour les machines de grandes puissances la rectification des défauts du noyau est coûteuse [7],[11], car elle exige généralement le remplacement de l'ensemble du noyau. Par conséquent, il y a eu l'intérêt d'identifier les causes principales de ces problèmes, de détecter et prévenir la défaillance de la culasse. Les causes principales de la défaillance de noyau du stator sont [7],[13]:

- Echauffement des extrémités ferromagnétiques résultant du flux axial des têtes des bobines.
- Fusion du noyau causé par les courants de défaut.
- Vibration résultant de la dilatation de l'assemblage des tôles.
- Les défauts de fabrication des tôles : une épaisseur non uniforme des tôles cause une distribution non uniforme de pression.
- Défaillance de l'isolant entre les tôles.
- Les dommages mécaniques à la surface intérieure du stator pendant l'assemblage, l'inspection, le rebobinage, etc.
- Arc électrique du à la défaillance du bobinage.

I.4.2. Défauts rotoriques

Presque toutes les machines électriques ont une similarité de construction du stator et, par conséquent, les défauts sont également les mêmes. Toutefois, il existe une gamme de configurations du rotor selon le type de la machine. Les défauts rotoriques les plus importants sont les suivants :

- Rupture des barres rotoriques dans les machines asynchrones.
- Défauts dans les enroulements rotoriques dans les machines synchrones classiques, les machines à courant continu et les machines asynchrones à rotors bobinés.
- Défauts des aimants dans les machines à aimants permanents.

Ainsi, les défauts dans le rotor peuvent être considérés comme plus complexes et dépendent du type de la machine. Dans ce mémoire, nous nous concentrerons uniquement sur les défauts rotorique dans les MSAP. Ils sont brièvement décrits ci-dessous [7],[11],[13].

I.4.2.1. Défauts des aimants

Les moteurs à aimants permanents contiennent un rotor équipé d'aimants permanents.

Ces derniers sont soit sur la surface du rotor ou intégrés. La présence des aimants dans le rotor produit un flux rotoriques constant. Toutefois, ce flux peut varier sous l'influence de nombreux facteurs tels que la réaction d'induit et la température. Lorsque les enroulements statorique sont alimentés avec une tension, le champ créé s'oppose au champ produit par les aimants.

Dans des conditions normales le point de fonctionnement des aimants est situé dans le deuxième quadrant (Figure I.7). Mais ce point de fonctionnement peut évoluer et traverser le point limite de désaimantation réversible [7],[11],[13].

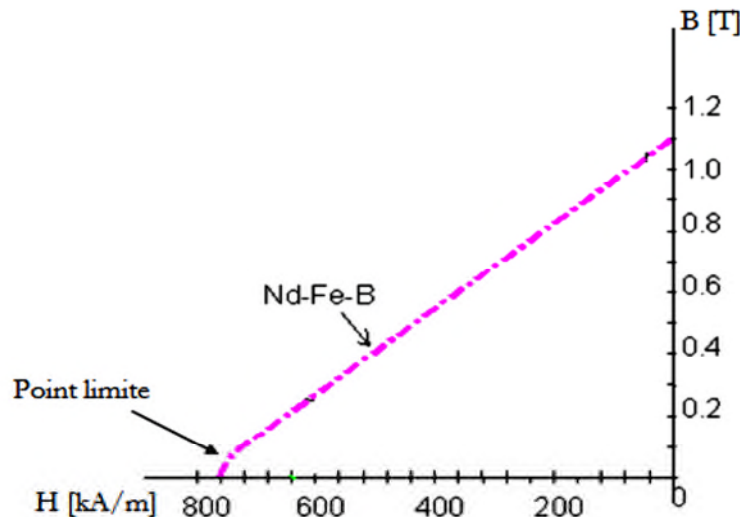


Fig.I.8 : Point limite de désaimantation réversible

Ce phénomène peut se produire lors des applications brutales de charges ou en cas de défaut de court-circuit des enroulements statorique. Une fois produite, la réduction irréversible de l'induction rémanente (B_r) de l'aimant réduit de façon permanente les performances de la machine.

Les températures élevées de fonctionnement réduisent aussi l'induction rémanente. La figure (I.9) montre la variation du B_r avec la température.

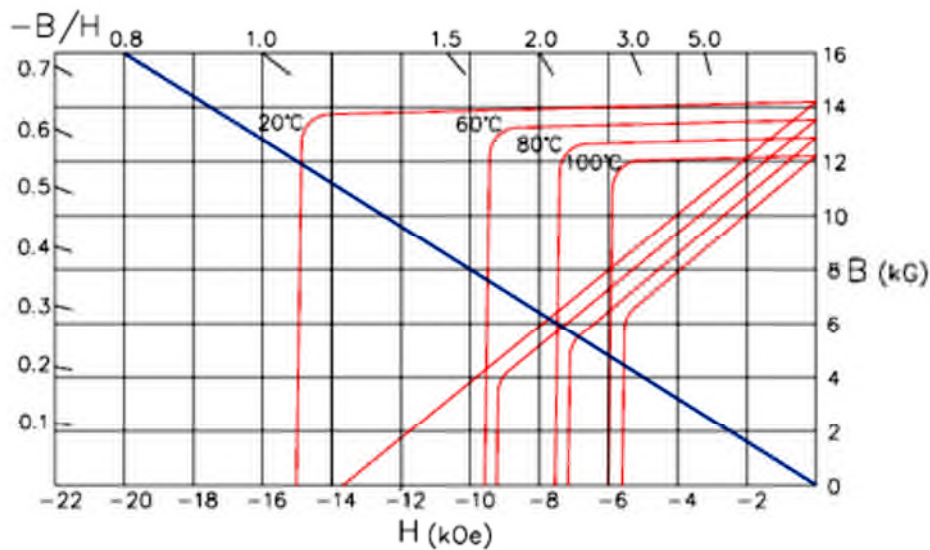


Fig.I.9 : Evolution de l'aimantation rémanente avec la température

En plus de la diminution de la force magnétique de l'aimant en raison de la réaction d'induit ou de la température, il est également connu que certains aimants (comme Nd-Fe-B) peuvent se détériorer par désintégration. Les fissures qui se forment lors de la fabrication peuvent conduire à la désintégration à grande vitesse. La désintégration entraîne la perturbation du flux dans l'entrefer causant ainsi le déséquilibre de l'attraction magnétique entre le rotor et le stator. Ceci engendre des vibrations et des contraintes sur les roulements [7],[15].

I.4.3. Défaut d'excentricité

Dans une machine idéale, le centre du rotor est aligné sur celui du stator, donc l'axe de rotation du rotor est le même que l'axe du stator comme indiqué sur la figure (I.10). L'excentricité dans une machine est définie comme un entrefer non symétrique entre le stator et le rotor. La présence d'un certain niveau d'excentricité est fréquente dans les machines électriques. Certains fabricants et utilisateurs spécifient un niveau maximal autorisé de 5%, alors que dans d'autres cas, un niveau maximal de 10% de longueur d'entrefer est autorisé par l'utilisateur. Toutefois, les fabricants normalement essayent de maintenir le niveau total de l'excentricité encore plus faible afin de réduire les vibrations et le bruit et de réduire au mieux possible les attractions magnétiques déséquilibrées (Unbalanced magnetic pull UMP) [7],[15].

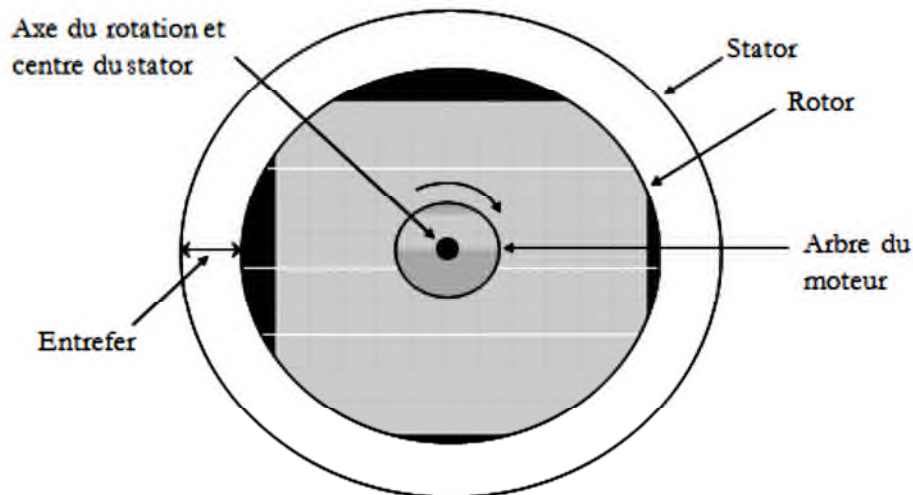


Fig.I.10 : Rotor parfaitement aligné au stator

L'excentricité peut survenir sous forme statique ou dynamique. Dans le cas d'une excentricité statique, la position de la longueur radiale minimale de l'entrefer est fixée dans l'espace. Les causes typiques de l'excentricité statique comprennent l'ovalité du stator ou le positionnement incorrect du rotor ou du stator à l'étape de mise en service. En supposant que le rotor et l'arbre sont suffisamment rigides, le niveau d'excentricité statique ne change pas avec le temps.

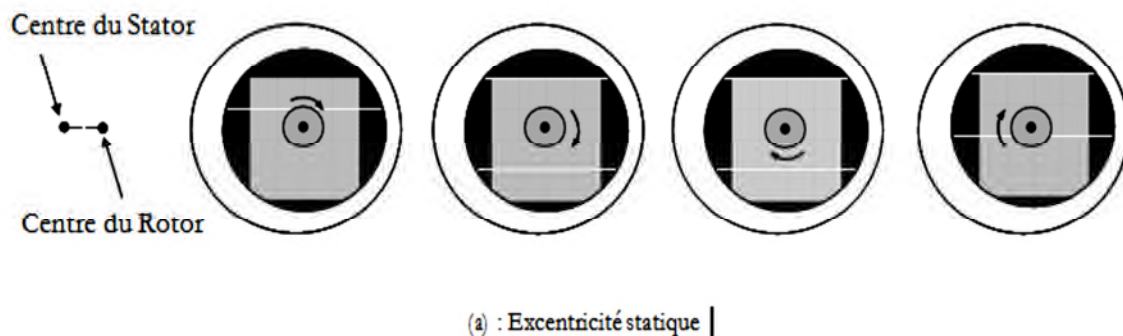


Fig.I.11 : Excentricité statique d'une machine électrique

Une excentricité dynamique se produit quand le centre du rotor n'est pas sur l'axe de rotation. Un entrefer minimum tourne alors avec le rotor. Cela signifie que l'excentricité dynamique est une fonction de l'espace et du temps. Les causes typiques d'une excentricité dynamique sont les arbres pliés, les résonances mécaniques à vitesses critiques, et l'usure des roulements. La figure (I.12) montre la façon dont le rotor va tourner en présence de chaque type d'excentricités de l'entrefer [7],[15].

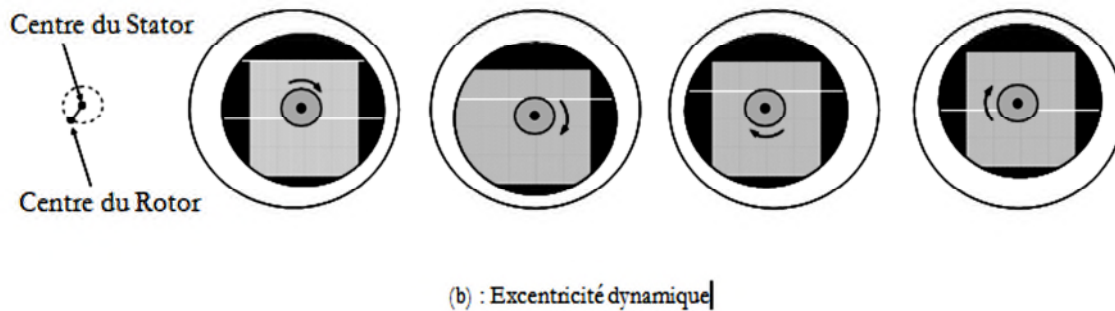


Fig.I.12: Excentricité dynamique d'une machine électrique

Lorsque l'excentricité devient grande, les Forces Radiale du Déséquilibre (FRD), (Unbalanced magnetic pull UMP) peut provoquer un frottement enter stator - rotor, ce qui peut les endommager. Dans le cas d'excentricité statique (figure I.10) il s'agit d'une traction dans un sens. Cela rend les FRD dans une excentricité statique, difficile à détecter à moins d'utiliser un appareil spécial avant la mise en service du moteur. D'autre part l'excentricité dynamique produit un FRD qui tourne à la vitesse de rotation du moteur et agit directement sur le rotor. Ceci rend FRD plus facile à détecter à travers l'analyse des vibrations ou la surveillance des courants statorique [7],[11],[16].

I.4.4. Défauts de roulements

En raison de la forte dépendance des moteurs aux roulements, il est difficile d'imaginer l'état d'avancement des machines tournantes modernes sans tenir compte de la large implication des roulements. Cependant, les défauts de roulement peuvent représenter entre 42% et 50% de l'ensemble des défaillances des moteurs. Le coût des roulements se situe entre 3 et 10% du coût réel du moteur. En outre, les coûts cachés générés dans les temps d'arrêt et la perte de production font que la défaillance de roulement soit plutôt une anomalie coûteuse [17][7].

La majorité des machines électriques utilisent un roulement du type billes. Chacun de ces roulements se compose de deux anneaux appelés l'intérieur et l'extérieur des anneaux. Un jeu de boules ou éléments roulants placés dans des pistes tourne à l'intérieur de ces anneaux. Les défauts des roulements pourraient se manifester comme des défauts d'asymétrie du rotor, qui sont généralement inclus dans la catégorie des défauts d'excentricité. Sinon, les défauts des roulements à billes peuvent être classés comme défauts d'anneau extérieur, défaut d'anneau intérieur et les défauts des billes [7].

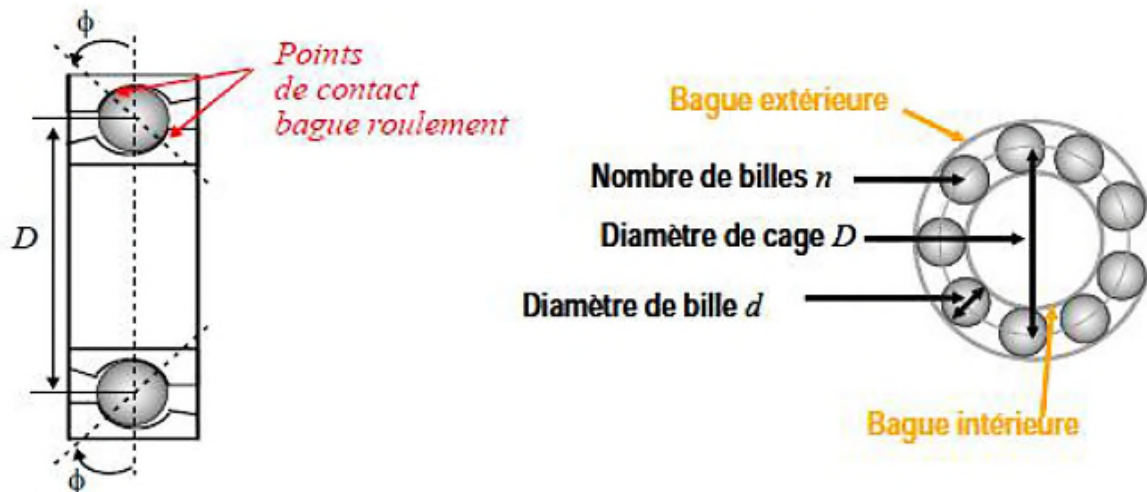


Fig.I.13 : Roulements à billes classiques

Les contraintes agissant sur un roulement peuvent conduire à l'excès de bruit, par rapport au fonctionnement régulier. De ce fait les vibrations mécaniques se développent et l'usure du roulement augmente. Si ces contraintes sont prises en compte dans la phase de conception, une défaillance prématurée pourra être évitée. Par contre, lorsque ces contraintes dépassent la capacité du roulement, sa durée de vie peut être considérablement diminuée et sa défaillance pourrait se produire à tout moment.

Les causes et mécanismes qui engendrent généralement ces défaillances sont :

- Sur charge thermique.
- Contrainte lourde, radiale ou axiale, causée par déviation de l'arbre.
- Chargement excessif (statiques et / ou dynamique).
- Choc excessif et vibration.
- Défauts d'usinage.
- Mauvaise manipulation et / ou montage.
- Problèmes d'environnement.
- Contamination causées par le ponçage des particules minuscules dures ou l'action corrosive de l'eau, de l'acide, etc.

I.5. Panorama des méthodes de diagnostic des machines électriques

Comme la conception et l'analyse des machines tournantes jouent un rôle important en termes de cout de production et d'entretien, le diagnostic des défauts est un aspect qui attire de plus en plus l'attention des concepteurs et des utilisateurs. En effet, la détection, la localisation et l'analyse des défauts sont devenues essentielles au bon fonctionnement des machines électriques. Ces tâches sont tout aussi indispensables pour la sécurité, la fiabilité, l'efficacité et la performance du système. Les machines tournantes modernes étant de plus complexe, les stratégies de surveillance et de diagnostic de ces machines doivent évoluer à faire face à l'augmentation des contraintes physiques imposées sur les composants de ces dernières.

La plupart des anciens travaux dans le domaine du diagnostic des défauts et de surveillance des machines ont été principalement concentrés sur les machines de type asynchrones. Diverses recommandations et solutions concernant des technologies de surveillance ont été proposées dans ce domaine [7],[11],[13]. Avec le progrès technologique ces tâches deviennent complexes et sophistiqués. Des nouvelles structures (comme les machines à aimant permanent, les machines hybrides à aimants, les machines à reluctance variable etc.) ont également émergé. En conséquence, les solutions de surveillance de l'état doivent être adaptées selon les cas.

Le but de cette section est de présenter un panorama des méthodes de diagnostic appliquées aux machines électriques. Ces méthodes sont classées en deux grandes catégories, celles qui utilisent un modèle analytique du système et celles qui se dispensent de ce modèle.

L'approche analytique est plutôt inspirée par les automaticiens, alors que les communautés du génie électrique et du traitement du signal préfèrent s'intéresser à des méthodes plus heuristiques [7],[11],[18].

I.5.1. Méthodes de diagnostic avec modèle analytique

Ces méthodes de détection reposent sur des connaissances a priori du système. Elles supposent la connaissance des modèles et des paramètres représentant le processus physique à étudier. La comparaison des signaux expérimentaux représentant le fonctionnement du système et des signaux générées par les modèles (ou des paramètres estimés) permet la détection ainsi que l'identification de la défaillance susceptible de se produire. Ces techniques peuvent être classées en trois catégories [7],[11],[18].

I.5.1.1. Techniques d'estimation d'état

Les modèles analytiques font intervenir un nombre fini de variables internes, appelés aussi variables d'état. Ces variables sont généralement non mesurables pour des

raisons d'inaccessibilité, elles peuvent être dépourvues de sens physique ou le coût d'installation de capteurs est trop élevé. Comme l'évolution temporelle du système est caractérisée par l'évolution de ces variables, on a souvent recours à des techniques d'estimation (capteurs logiciels) pour suivre l'évolution de leurs valeurs.

Deux manières différentes sont proposées pour la reconstruction de l'état du système en connaissant son modèle mathématique. Les techniques qui découlent de ces deux concepts sont le filtre de Kalman et l'observateur de Luenberger [7],[11],[18].

1.5.1.2. Technique de génération de résidus

Les résidus sont des signaux qui reflètent l'écart entre un modèle et le système à surveiller. Ces résidus dépendent de la technique avec laquelle ils ont été générés. Ces techniques d'extraction des résidus visent à fournir des signaux significatifs et exploitables pour détecter la présence d'une défaillance spécifique. En mode sain, ces résidus doivent s'approcher de zéro et refléter la présence d'un défaut en prenant des valeurs significatives [7],[11],[18].

1.5.1.3. Techniques d'identification

Les techniques d'identification ont pour objectif de déterminer un modèle dynamique du système à surveiller à partir de mesures expérimentales, d'entrée et de sortie. L'idée fondamentale est que les paramètres caractérisant ce modèle identifié vont être sensibles aux défauts affectant la machine, et vont donc permettre par leurs variations de caractériser ces défauts. L'estimation des paramètres du modèle est assurée par un algorithme de minimisation de l'erreur entre la sortie du modèle et celle de la machine [7],[11],[18].

Plusieurs techniques d'identification basées sur la minimisation d'un critère quadratique sont utilisables ; on peut les classer selon :

- techniques à erreur d'équation ;
- techniques à erreur de sortie ;
- filtre de Kalman étendu.

1.5.2. Méthodes de diagnostic sans modèle analytique

Ces méthodes se basent sur l'analyse des signaux d'acquisitions. Elles ont l'avantage de l'indépendance de l'analyse par rapport aux fluctuations internes du système. D'autre part, l'information contenue dans les signaux, n'étant pas filtrée par la modélisation, reste intacte [18][19][7].

En effet, la machine électrique est utilisée pour la conversion électromécanique de l'énergie. Elle reçoit des signaux électriques (courants, tensions, puissances) et restitue des signaux mécanique (couple, vitesse), accompagnés de fuites magnétiques et des pertes de puissance sous forme de chaleur ce qui augmente sa température. Bien sûr tout cela se fait par la présence du champ magnétique dans l'entrefer de la machine. D'autre part l'apparition d'un défaut dans le moteur influe sur son comportement électromécanique, c.à.d. il est à l'origine de nombreux phénomènes tel que le bruit, l'échauffement, les vibrations, etc... Ces symptômes sont la manifestation flagrante d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques. Ceci est, par différents degrés, dépendant du type de défaut et de sa sévérité. Cette réalité a motivé les chercheurs dans ce domaine de proposer des méthodes de diagnostic diverses, basées sur les différentes grandeurs mesurables de la machine, révélatrices de défauts [7],[18],[19].

Ces méthodes sont donc :

- mécanique (mesure : des vibrations, du couple, de la vitesse, de la température,...).
- chimique (analyse des huiles et des gaz).
- magnétique (mesure du flux : de l'entrefer, flux de fuite et flux axial).
- électrique (mesure : des courants, des tensions, des puissances,...).

Dans ce qui va suivre, nous allons présenter les techniques de diagnostic, basées sur la mesure des différents signaux de la machine, les plus utilisées.

I.5.2.1. Analyse des signaux vibratoires

L'analyse des défauts des moteurs électriques par les signaux vibratoires et acoustiques permet quasiment une détection de tous les défauts, notamment ceux mécaniques, pouvant se produire sur le processus [7],[11]. Cette analyse peut être réalisée à partir de capteurs, généralement des accéléromètres, placés sur les paliers dans les directions verticales, axiales et radiales [7],[18].

Cependant, ces analyses vibratoires comportent certains inconvénients :

- Problème d'accessibilité.
- difficultés rencontrée dans les connexions mécaniques des accéléromètres pour effectuer les mesures nécessaires au voisinage direct du défaut.
- De plus, le cout de ces capteurs restes relativement élevé par rapport aux autres capteurs. Ceci laisse cette technique employée uniquement pour les grandes machines.

Pour s'affranchir de ces problèmes, les recherches focalisent leurs efforts pour détecter et localiser les défauts par l'analyse d'autres signaux.

I.5.2.2. Méthode thermique basée sur l'échauffement de la machine

Toute machine électrique dissipe une quantité de chaleur due aux pertes mécaniques dans les roulements, aux pertes électriques dans les conducteurs et aux pertes magnétiques dans le fer. Il en découle des échauffements générateurs de contraintes thermiques et une diminution du rendement. Par ailleurs l'élévation de température apparaît dès la naissance du défaut. La mesure de celle-ci peut donc donner accès à sa prévision. Ce type de diagnostic implique en premier lieu une meilleure compréhension du comportement thermodynamique du stator et du rotor dans les régimes permanent et transitoire [7],[18].

L'approche thermique consiste à mesurer la température de chaque phase de l'enroulement statorique et la comparer avec la valeur limite.

La température peut donc s'avérer, dans quelques cas de défauts, porteuse d'informations. Cependant, sa mesure reste toujours très délicate et difficile à maîtriser. En effet, cette approche nécessite aussi l'installation des capteurs au niveau de la machine, chose qui n'est pas praticable pour les machines de petite taille [7],[11].

I.5.2.3. Analyse des flux

Un déséquilibre magnétique, mécanique, électrique ou bien encore électromagnétique, situé au rotor ou au stator, peut affecter la conversion électromécanique et la répartition de champ dans et en dehors de la machine. Des études ont donc été menées pour extraire de la mesure des flux d'entrefer, axial ou de fuite des signatures caractéristiques de certains défauts [13].

Pour cela, des bobines exploratrices sont placées à l'intérieur de la machine sur les dents statorique, à l'extérieur de la machine, parallèlement et perpendiculairement à l'axe du rotor [7].

I.5.2.4. Analyse du couple électromagnétique

Certains défauts mécaniques peuvent être détectés par la recherche d'harmoniques dans le spectre du couple électromagnétique mesuré, résultat d'une interaction entre le flux et le courant. Ce couple peut être reconstruit, soit à partir de deux des trois courants statorique, soit en utilisant un modèle physique de la machine [7][18].

I.6. La commande vectorielle :

Par le découplage entre la production du couple électromagnétique et la magnétisation en flux la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable, et de ce point la commande vectorielle a été créée [6].

I.6.1 définition :

La commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté, est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statorique triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérée comme étant des vecteurs. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que la seconde règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu.

Le calculateur calcule alors à partir de la consigne de vitesse du moteur, le flux et le couple nécessaire, desquels on déduit les courants requis. Typiquement, un régulateur PI sert à maintenir le courant à la valeur demandée. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) gère ensuite la commutation des transistors du variateur de vitesse électrique en fonction de la consigne de tension qui lui parvient. Un régulateur PI est placé après les consignes de courant afin de stabiliser l'ensemble [6].

I.6.2 principe de fonctionnement :

Par construction, la machine à courant continu produit un champ magnétique statorique toujours perpendiculaire au rotor, la position de ce dernier agissant sur la manière dont le stator est alimenté. La commande vectorielle cherche à reproduire cette configuration dans le cas des machines alternatives, qui sont globalement plus compactes et plus simples à construire.

Les machines à courant continu à excitation séparée ont la vitesse de rotation Ω et le couple C sont découplés. Le but majeur de la commande vectorielle c'est, commander les machines à courant alternatif à une façon qu'ils auront le comportement de la machine à courant continue à excitation séparé.

Cette commande est fortement liée à la transformée de Park c'est ce que on va voir dans le troisième chapitre concernant la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents [6].

I.6.3 Modulation de largeur d'impulsion :

La commande à flux orienté utilise généralement un onduleur à modulation de largeur d'impulsion qui gère donc la commutation des transistors du variateur de vitesse électrique en fonction de la consigne de tension ou de courant qui lui parvient.

En effet, l'onduleur peut fonctionner soit en source de tension soit en source de courant. La première a plusieurs défauts : elle requiert un circuit extérieur pour la protection contre les court-circuits, la montée en tension est très brutale, un court-circuit interne peut se produire en cas de tension transitoire à cause d'une mauvaise injection de courant dans la gâchette de l'IGBT.

Dans une commande à flux orientée, la fréquence de commutation est généralement constante [6].

I.6.4 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :

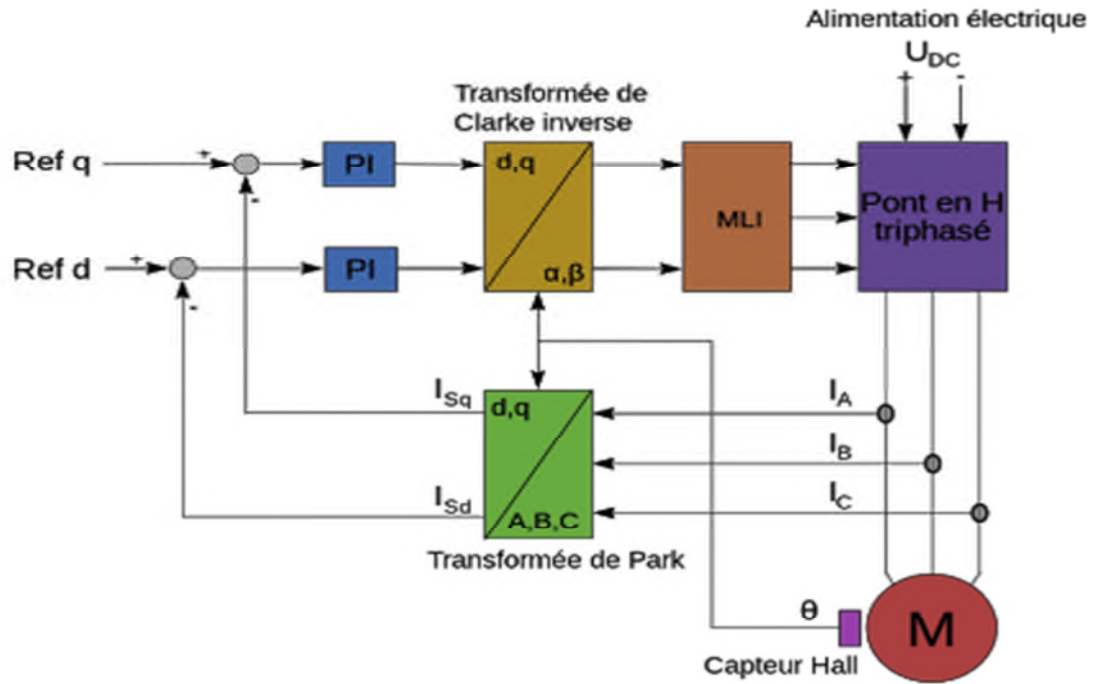
- Avantage [6] :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

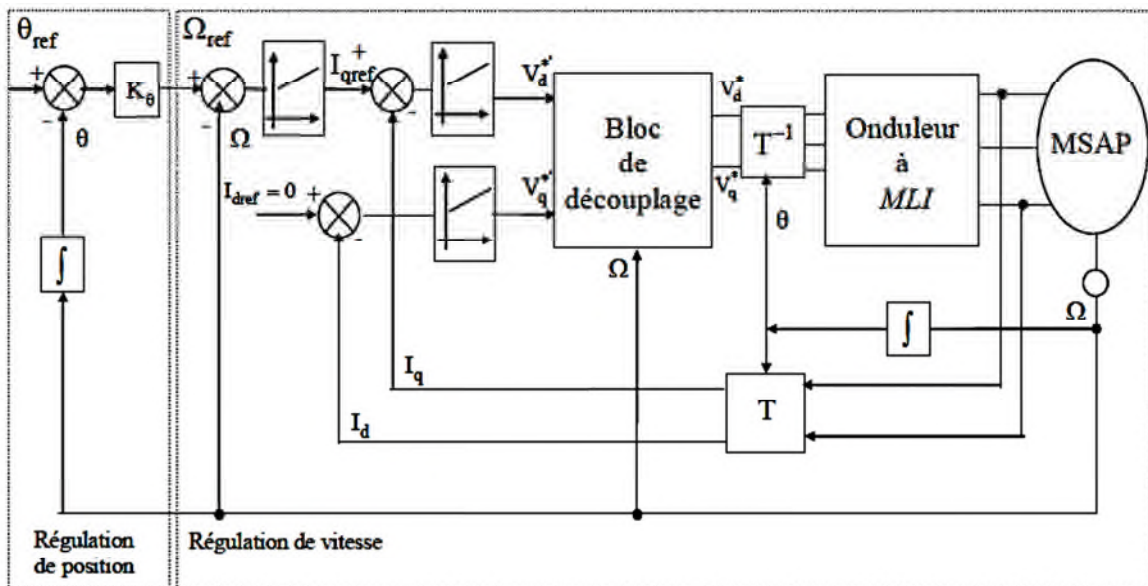
Inconvénients [6] :

- Coûteuse Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.

La figure suivante montre une représentation explicative de la commande vectorielle :



FigI.14. Schéma de la commande vectorielle d'un moteur triphasé



FigI.15. Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

I.7) Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la machine synchrone à aimant permanent d'une façon générale : construction, principe de fonctionnement, type des aimants aussi avantages, inconvénients et différentes structures des machines synchrones à aimants permanents et puis nous avons parlé sur les défauts qui apparaissent sur cette machine avec leurs diagnostics. Et enfin nous avons donné une entrée à la commande vectorielle et c'est ce que on va voir dans un autre chapitre d'une façon bien plus étendue.

CHAPITRE II

*Modélisation de la machine
synchrone à aimants
permanents en présence de
défaut*

II. 1 Introduction:

Actuellement, la littérature témoigne d'un grand intérêt porté à la MSAP. En effet, elle a une large utilisation dans le domaine d'entraînements électriques à vitesse variable. De ce fait, il nous paraît important de lui consacrer toute une partie dans cette mémoire. Nous présenterons l'actionneur étudié qui se limite, dans notre thèse, à la MSAP et son système de commande. En effet, sous le nom de machine synchrone, on regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant, pour obtenir un fonctionnement en moteur, le champ magnétique du rotor est généré par des aimants permanents.

En générale, la machine synchrone est modélisée par des équations non linéaires. Cette non linéarité est due aux inductances et aux coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique, donc du temps. Un changement de variable est souvent utilisé afin de diminuer la complexité de ce modèle dynamique, par la réduction du nombre de variables et l'élimination de la position du rotor dans les coefficients des équations différentielles. Dans ce cas, les conditions du régime permanent peuvent être déterminées beaucoup plus facilement et l'analyse de stabilité se fait plus aisément, ainsi que la synthèse de la commande.

Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre à l'établissement de modèles de la MSAP en présence d'un défaut statorique.

Les modèles proposés sont mis sous forme d'équations d'état pour décrire avec précision le comportement dynamique de la MSAP. En effet, la transcription du modèle dynamique sous forme de schéma bloc est à envisager de manière à pouvoir simuler le modèle à l'aide du logiciel Matlab-Simulink.

II.2. Hypothèses simplificatrices :

Afin d'établir un modèle mathématique de la machine à aimants permanents il faut passer par les hypothèses simplificatrices suivantes [7],[11],[20]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique est supposé non saturé.

- Les harmoniques d'encoche et d'espace ne sont pas prises en compte.
- Le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté, et les courants de Foucault sont négligeables.
- L'hystérésis, l'effet de peau ainsi que l'effet de la température sont négligeables.

II.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents sain :

Le moteur synchrone à aimants permanents étudié comporte au niveau du stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (A,B,C) déphasés ; l'un par rapport à l'autre, de 120 électrique (Figure II.1). Au rotor on trouve des aimants permanents assurant son excitation (flux d'excitation constant). En fonction de la manière dont les aimants sont placés. On peut distinguer deux types de rotors [7],[11],[20]:

- Dans le premier type, les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor.
- Dans le deuxième, par contre, les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position de rotor.

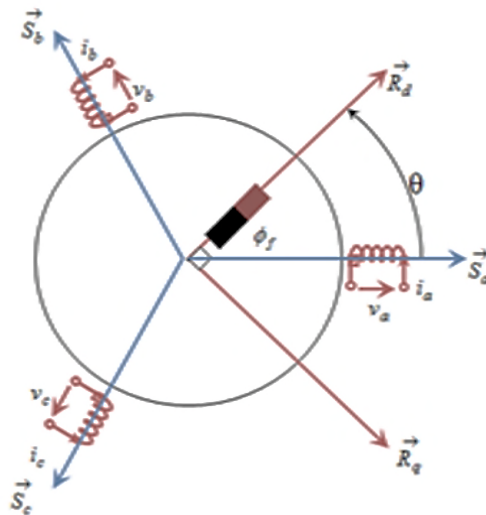


Fig II.1 : Schéma représentatif des enroulements de la MSAP

II.3. 1. Mise en équations de la machine dans le repère (abc) :

II.3. 1.1 Equations électriques :

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents sans amortisseurs s'écrivent :

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

Où :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_a V_b V_c]^T && : \text{Vecteur tensions statoriques} \\ [i_s] &= [i_a i_b i_c]^T && \text{Vecteur courants statoriques,} \\ [\varphi_s] &= [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T && : \text{Vecteur flux statoriques} \\ [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} && : \text{Matrice résistance du stator} \end{aligned}$$

II.3. 1.2. Equations magnétiques :

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [\varphi_f dx] \quad (2.2)$$

Où :

$$\begin{aligned} [\varphi_s] &= [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T && : \text{Vecteur flux statoriques,} \\ [i_s] &= [i_a \quad i_b \quad i_c]^T && : \text{Vecteur courants statoriques,} \\ [\varphi_{fabc}] &= [\varphi_{fa} \varphi_{fb} \varphi_{fc}]^T && : \text{Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement} \\ &&& \text{statorique.} \end{aligned}$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$ alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (2.3)$$

$$[L_{s0}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \text{ et } [L_{s2}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

où :

M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

L_{s0} : Inductance propre d'une phase statorique.

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

II.3. 1.3. Equation mécanique :

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{cm} - C_r - f_c \omega_r \quad (2.4)$$

$$\text{Avec : } \omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.5)$$

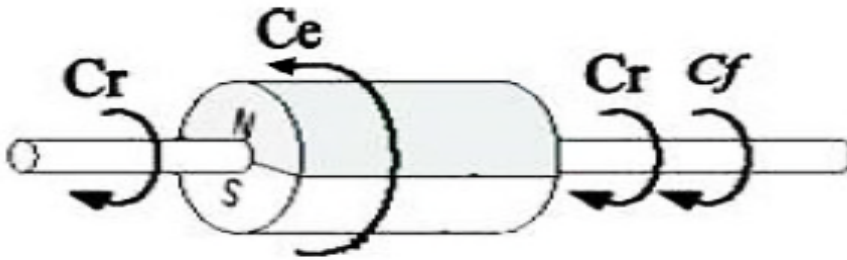


Fig.II.2: Différents couples qui agissent sur le rotor.

II.3. 2. La transformation de Park (d, q) [21] :

Les équations obtenues dans le repère (a, b, c) sont fortement non-linéaires et couplées.

Elles sont fonctions de la position du rotor Θ . Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park.

Cette transformation, appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes **d-q** ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements des phases du système réel (**a, b, c**) en enroulements orthogonaux d'axes (**d, q**) tournant à une vitesse ω par rapport au stator (figureI.2).

Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

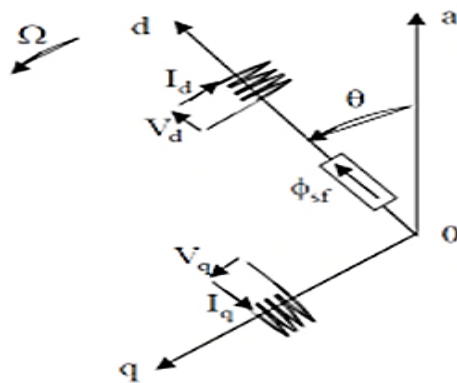


Fig.II.3 : Représentation équivalente dans le repère de Park.

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{d,q,o}] = [P(\theta)][X_{a,b,c}] \quad (2.6)$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor.

Les termes X_d , X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation $[P(\theta)]$ est donnée par :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}; \quad (2.7)$$

Où θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

L'angle θ est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt \quad (2.8)$$

Tel que :

θ : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d).

ω : vitesse de rotation du référentiel choisi.

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation

Dont la matrice inverse a pour forme :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Avec :

$\theta = \theta_s$ pour le stator et $\theta = \theta_r$ pour le rotor.

$[P(\theta)]$ étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statorique $[V_s]$, $[\Phi_s]$ et $[I_s]$ à leurs composants relatives .

II.3. 2.1. Application de la transformation de Park à la MSAP [22][21] :

On choisissant le référentiel de Park (d, q) lié au rotor et en appliquant la transformation (2.6) au système (2.1), on obtient :

$$[V_{dq}] = [P(\theta)] [V_{abc}] = [P(\theta)] [R_s][i_{abc}] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (2.10)$$

Ensuite, en se basant sur (2.9) et (2.1) on obtient :

$$\begin{aligned} [V_{dq}] = [P(\theta)] [R_s][P(\theta)]^{-1} [i_{dq}] + [P(\theta)] [P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] \\ + [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\varphi_{dq}] ; \end{aligned} \quad (2.11)$$

À l'aide de (2.11), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[V_{dq}] = [R_s][i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + p\omega [\varphi_{dq}^*]$$

Ou :

$$\begin{aligned} [V_{dq}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ [\varphi_{dq}] = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix}, [\varphi_{dq}^*] = \begin{bmatrix} -\varphi_q \\ \varphi_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Et la transformation (2.7) appliquée à (2.2) donne :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Les équations électriques dans le repère de Park :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} - \omega \Phi_{ds} \end{cases} \quad (2.14)$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_d I_d + \phi_f \\ \Phi_{qs} = L_q I_q \end{cases} \quad (2.15)$$

En introduisant (2.14) dans (I.15) on aura le modèle électrique du MSAP sous la forme:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_{ds} \end{cases} \quad (2.16)$$

II.3. 2.2. Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique c'est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants du rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer généré par les courants statoriques. Ce couple développé par les machines synchrones à f.é.m. sinusoïdale et sans amortisseur peut être exprime par :

$$C_e = \left(\frac{3}{2} \right) p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (2.17)$$

où :

p : nombre de paires de pôles.

Dans le cas où la machine est à pôles lisses ($L_d = L_q$), cette équation se simplifie en :

$$C_e = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q \quad (2.17)$$

II.4. Modèle du moteur synchrone à aimant permanent défaillant :

Lorsqu'un court-circuit apparaît au niveau d'une phase, il en résulte moins de spires effectives dans le circuit de la phase donc un affaiblissement de la FMM résultante, ainsi que la création d'une nouvelle maille court-circuitée couplée magnétiquement avec les circuits de la machine [20][23][7]. De ce fait, l'élaboration d'un autre circuit équivalent, représentent les phases statorique en présence d'un court-circuit entre spires, s'avère impérative. La figure (II.3) représente le schéma électrique statorique équivalent du nouveau système avec une branche additionnelle relative aux spires court-circuitées, le court-circuit est au niveau de la phase statorique A dont elle est réparti en deux parties, une saine et l'autre court-circuitée [20][23][7].

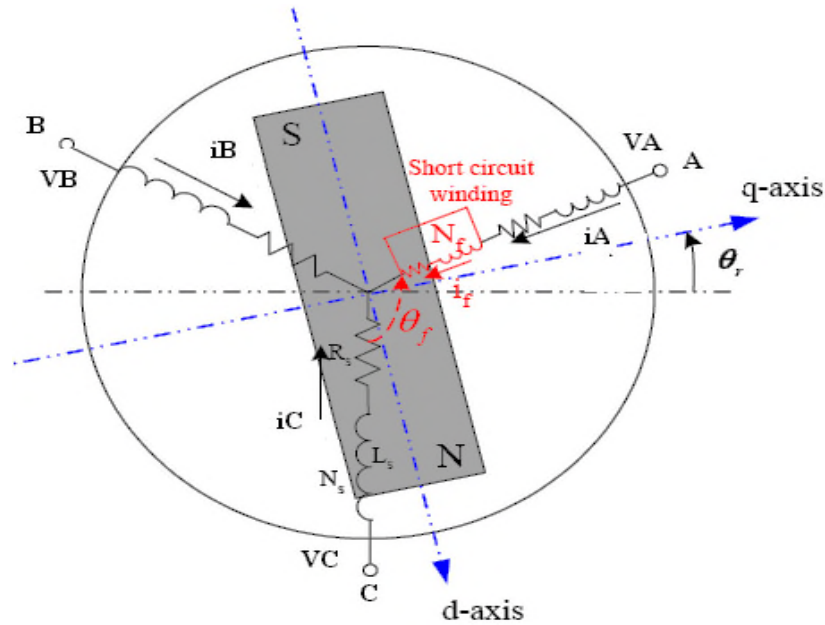


Fig II.4 : Représentation d'un moteur synchrone à aimant permanent avec court-circuit entre spires dans la phase statorique A

La partie court-circuitée forme un circuit supplémentaire, ce qui crée un circuit magnétique fixe, le nouveau champ magnétique résultant va modifier le champ original en ajoutant le quatrième circuit couplé magnétiquement au système. Pour représenter le défaut, deux nouveaux paramètres sont définis : cc et θ_f .

- cc : est défini comme étant le rapport du nombre n_{cc} de spires court-circuitées au nombre N_s des spires statoriques total.

$$cc = \frac{n_{cc}}{N_s} \quad (2.19)$$

- θ_f : est un paramètre de localisation de défauts. C'est l'angle entre la partie de la phase en défaut et la partie de la phase saine. Elle ne peut prendre que trois valeurs différentes $0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}$, correspondant à un enroulement du stator défaillant pour les phases A, B ou C.

Les équations des tensions statoriques s'écrivent alors comme suit :

$$[V_s]_{cc} = [R_s]_{cc}[I_s]_{cc} + \frac{d}{dt}[\lambda_s]_{cc} \quad (2.20)$$

où :

$$[V_s]_{cc} = \begin{bmatrix} v_{sA1} \\ v_{sB} \\ v_{sc} \\ v_{sA2} \end{bmatrix}, \quad [I_s]_{cc} = \begin{bmatrix} i_{sA1} \equiv i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sc} \\ i_{sA2} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\lambda_s]_{cc} = \begin{bmatrix} \lambda_{sA1} \\ \lambda_{sB} \\ \lambda_{sC} \\ \lambda_{sA2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

i_{cc} : Le courant de court-circuit.

i_{sA2} : Le courant qui passe dans la partie court-circuitée et qui égal à :

$$i_{sA2} = i_{sA1} - i_{cc} \quad (2.22)$$

Nous désignons par n_{cc} le nombre de spires court-circuitées de la phase "A", alors nous avons une portion saine de $N_s - n_{cc}$ spires et en supposant que les phases "B " et "C" sont saines.

Dans ce cas, la nouvelle matrice des résistances $[R_s]$ statoriques devient :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} (1 - cc) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & cc \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

La nouvelle matrice de l'inductance $[L_{ss}]$ est maintenant composée des inductances propres et mutuelles entre la partie court-circuitée et les parties saines des enroulements statoriques

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} (1 - cc)^2(L_{fs} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}(1-cc)}{2} & -\frac{L_{ms}(1-cc)}{2} & L_{ms}cc(1 - cc) \\ -\frac{L_{ms}(1-cc)}{2} & (L_{fs} + L_{ms}) & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{ccL_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}(1-cc)}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & (L_{fs} + L_{ms}) & -\frac{ccL_{ms}}{2} \\ L_{ms}cc(1 - cc) & -\frac{ccL_{ms}}{2} & -\frac{ccL_{ms}}{2} & cc^2(L_{fs} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Cependant, le flux de l'aimant traversant la phase en défaut peut également être divisé en deux parties qui sont proportionnelles à la gravité du défaut [7].

Voilà donc décrit le modèle mathématiques d'un moteur à aimants permanents sain et avec court-circuit de spires d'une phase statorique. Il faut noter que, l'ordre du système

d'équations du moteur défaille à résoudre est augmenté d'une équation par rapport à celui du moteur sain [7].

Les deux systèmes d'équations présentés (cas sain et défaillant) sont résolus sous environnement Matlab, par la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4, afin de ressortir les grandeurs électriques du moteur à aimants permanents (courants statoriques et puissance active et réactive) à travers la simulation. Ces grandeurs sont exploitées dans le domaine fréquentielle, afin de pouvoir analyser leurs signatures. Ces signatures sont les indicateurs de la présence du défaut au niveau du moteur [7].

II.5. Système d'alimentation de la MSAP :

II.5.1. Onduleur de tension [24] :

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative.

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (PulseWidth Modulation, en anglo-saxon).

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

Selon la source (tension, courant).

Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.).

Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.).

II.5.2. Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension alimente la MSAP peut être idéalement représenté selon la figure I.4, où T_i et T'_i ($i=a, b, c$) sont des transistors, S_i et S'_i sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

- si $S_i = 1$, l'interrupteur T_i est passant et T'_i est ouvert,
- et si $S_i = 0$, l'interrupteur T_i est ouvert et T'_i est passant.

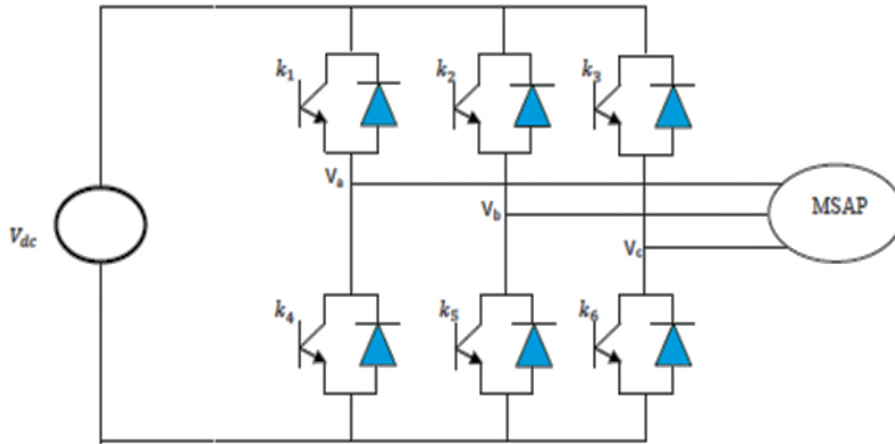


Fig.II.5 : Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension.

On considère l'alimentation de l'onduleur est comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.é.m. égale à $\frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération,

Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure (I.6). La machine synchrone est connectée en étoile, U_0 est la tension continue alimentant l'onduleur de tension.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI). Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions, hachées à fréquence fixe, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal triangulaire appelé porteuse, ces tensions sont modulées en largeur d'impulsion afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué.

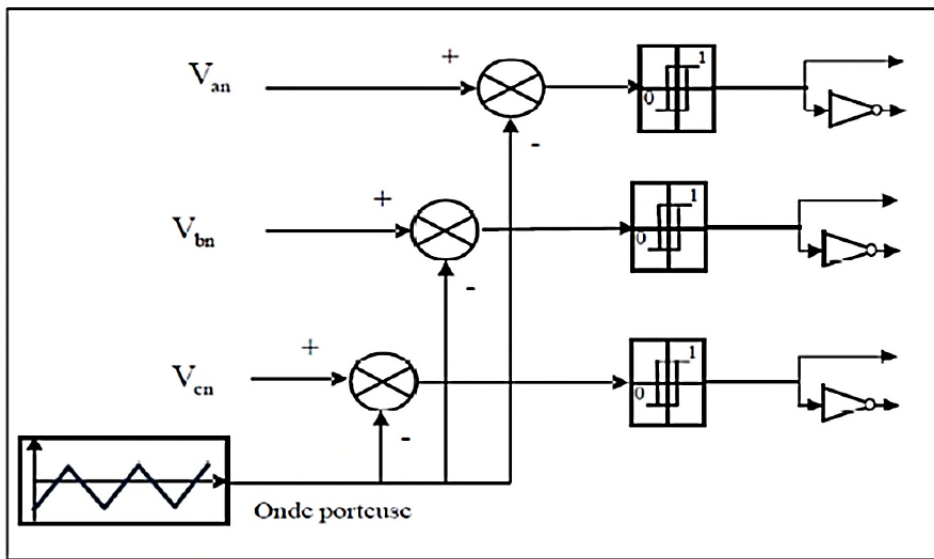


Fig.II.7: Schéma de principe de la technique triangulé-sinusoidale

II.6. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les modèles de la MSAP pour l'étude de comportement la machine en état sain et en présence de court-circuit entre spires.

Nous avons fait l'application de la transformation de Park à la MSAP et le système d'alimentation de MSAP.

Le modèle de défaut basé sur l'équation électrique a donc été introduit pour permettre la simulation de scenarii de court-circuit entre spire. Nous allons utiliser ces modèles pour l'implantation de la commande vectorielle en présence de défaut qui est l'objectif du chapitre suivant.

CHAPITRE III

*La commande FOC d'un
moteur synchrone à
aimant permanent en
présence de défauts
statorique*

III.1) Introduction:

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [6].

Cette méthode de commande par champ orienté a été proposée en 1971 par Blascke afin d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courants continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établie un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation [25],[6].

Après l'étude de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) sans et avec défauts, nous présenterons dans ce chapitre la commande vectorielle de la MSAP en état sain et en état défaillant. La machine est alimentée par un onduleur de tension. La stratégie de commande de l'onduleur est contrôlée par la technique MLI, La simulation est réalisée grâce au logiciel Matlab/Simulink.

III.2) Principe de fonctionnement :

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [1],[26].

L'équation, donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables: i_d, i_q .

$$c_{em} = \frac{3}{2}p \left((l_d - l_q)i_d i_q + i_q \varphi_f \right) \quad (3.1)$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante di nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [27][1].

L'expression du couple devient :

$$c_{em} = \frac{3}{2} p i_q \varphi_f \quad (3.2)$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à i_q , donc:

$$c_{em} = k_t i_q \quad (3.3)$$

avec :

$$k_t = \frac{3}{2} p \varphi_f$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

III.3) Découplage :

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants i_d, i_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $l_q \omega_q$ et $l_d \omega_d$ [1].

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (3.4)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [28][1]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

III.3.1) Découplage par compensation :

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d, e_q représente dans la Figure 3.1 telle que: [28][1].

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (3.5)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (3.6)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (3.7)$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que V_{q1} , à partir de l'équation (3.6) les courant i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (3.8)$$

p : opérateur de Laplace.

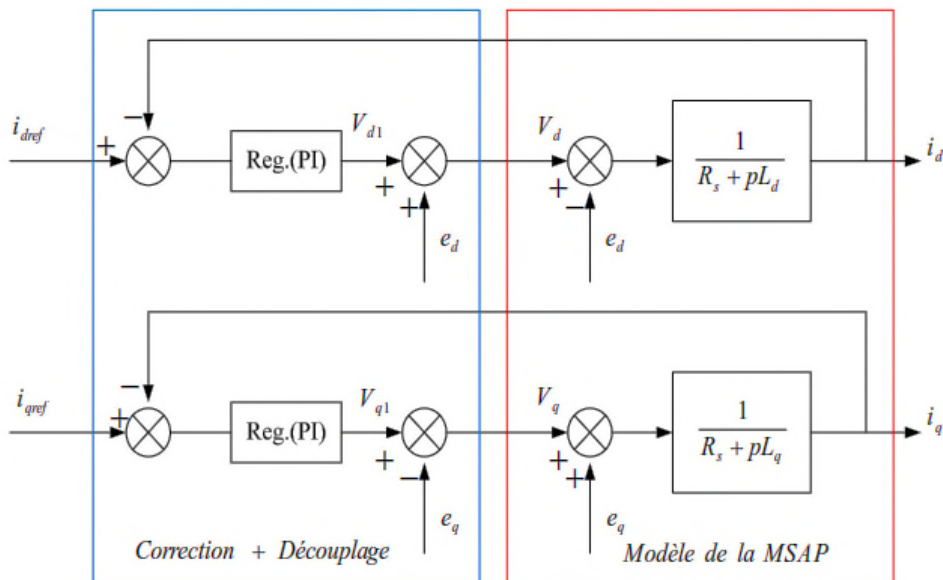


Fig.3.1: Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la Figure 3.2.

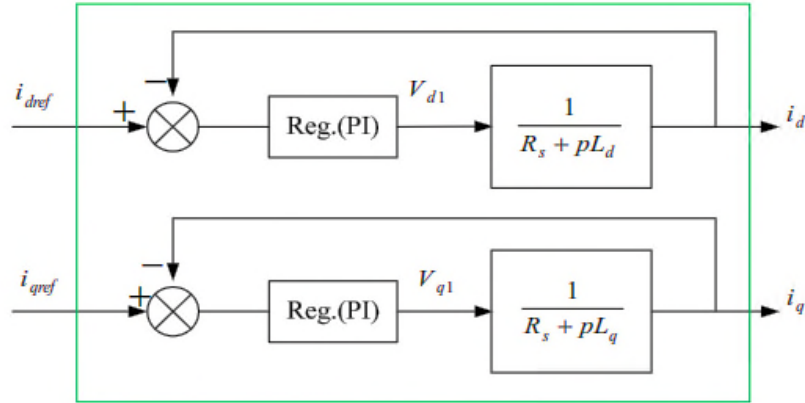


Fig.3.2: Commande découplée.

III.4) Description du système global :

La machine étant découplée selon deux axes (d, q), la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence i_{qref} qui est comparé à la valeur du courant i_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dref} , V_{qref} et par passage du repère (d, q) au repère (α, β) qui nous donne les deux tensions de référence V_{aref} , V_{bref} de la commande MLI Vectorielle (SVM) de l'onduleur de tension [1].

La Figure 3.3 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

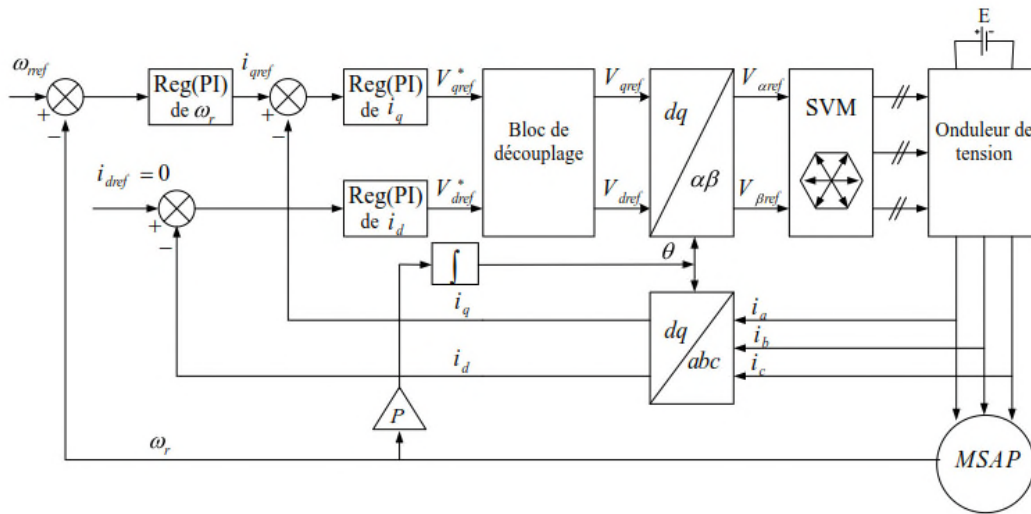


Fig.3.3: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

III.5) Calcul des régulateurs :

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes [3],[1].

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [28],[1].

Le régulateur PI est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (3.4).

La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (3.9)$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (3.10)$$

où : k_p : Gain proportionnel , k_i : Gain intégral.

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

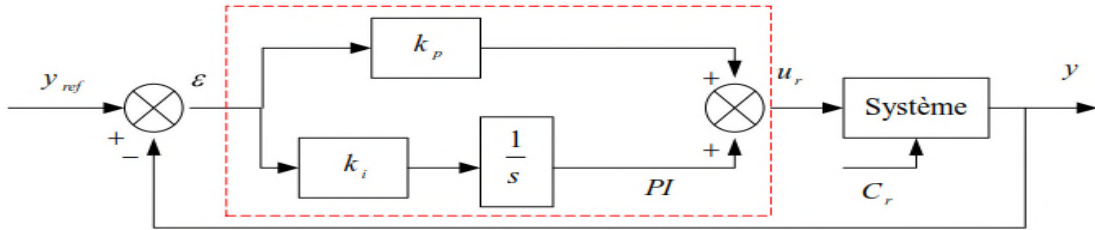


Fig.3.4: Régulateur PI.

La fonction de transfert sera :

$$u_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \varepsilon \quad (3.11)$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \quad (3.12)$$

avec :

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (3.13)$$

III.5.1) Régulation du courant i_q :

Selon l'équation (3.8) et (3.12), on aboutit au schéma de la Figure (2.5).

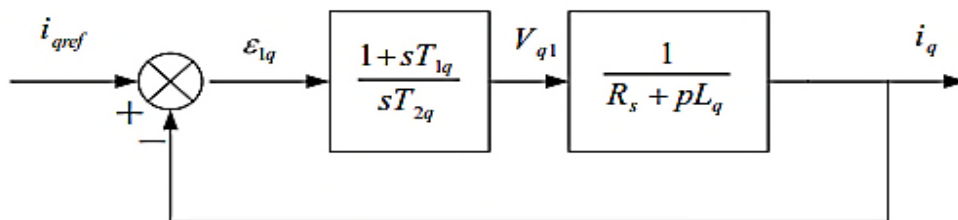


Fig.3.5: Boucle de régulation du courant i_q

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (3.5) est :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{lq}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} = \frac{1 + sT_{lq}}{sT_{2q}R_s \left(1 + s \frac{L_q}{R_s}\right)} \quad (3.14)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + sT_{lq} = 1 + s \frac{L_q}{R_s} \quad (3.15)$$

$$\text{Constante de temps électrique de l'axe } q : T_{lq} = \frac{L_q}{R_s} \quad (3.16)$$

Après compensation l'équation (3.14), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (3.17)$$

La fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (3.18)$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2q}} \quad (3.19)$$

L'équation (3.19) peut être imposée de la forme $\left[\frac{1}{1 + s\tau_q} \right]$ Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_sT_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (3.20)$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{Critère de } \pm 5\%) \quad (3.21)$$

$$\text{Donc : } T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (3.22)$$

Tr : Temps de réponse imposé.

En remplace l'équation (3.20) dans (3.13), On obtient :

$$k_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (3.23)$$

Si on remplace l'équation (3.21) dans (3.23), on obtient finalement :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ k_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{array} \right\} \quad (3.24)$$

III.5.2) Régulation du courant i_d :

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivante :

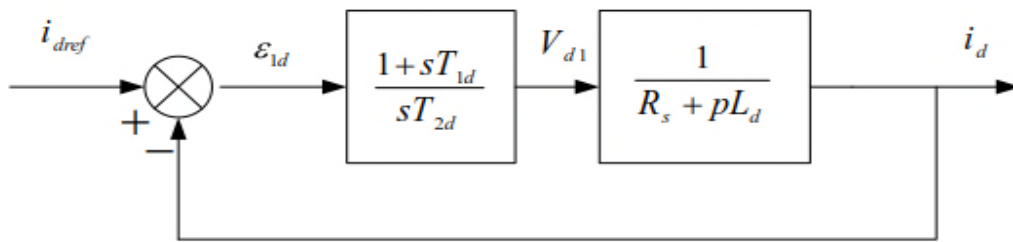


Fig.3.6: Boucle de régulation du courant i_d .

Pour la régulation du courant i_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant i_q . La FTBO est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}(1 + sL_d)} = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s \left(1 + s \frac{L_d}{R_s}\right)} \quad (3.25)$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (3.26)$$

On remplace l'équation (3.26) dans (3.25).

La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_s T_{2d}} = \frac{1}{1 + s\tau_d} \quad (3.27)$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = R_s T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (3.28)$$

En imposant le temps de réponse en boucle fermée $T_r = 3\tau_d$, il vient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (3.29)$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe de la machine.

III.5.3) Régulation de vitesse :

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant i_q donc du couple aussi.
- Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

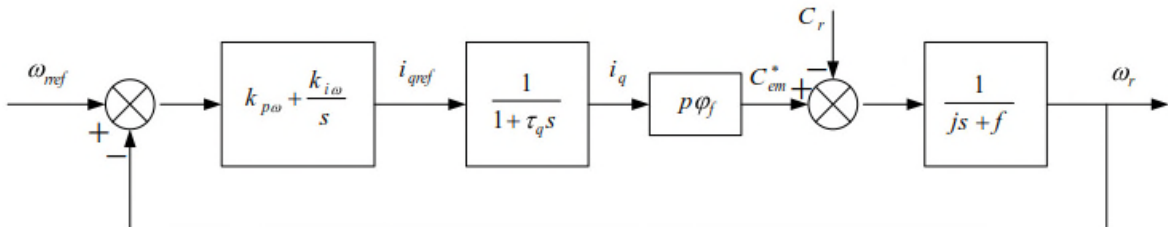


Fig.3.7: Boucle de régulation de vitesse.

Le schéma de la Figure (3.7) peut être simplifié par la Figure (3.8) :

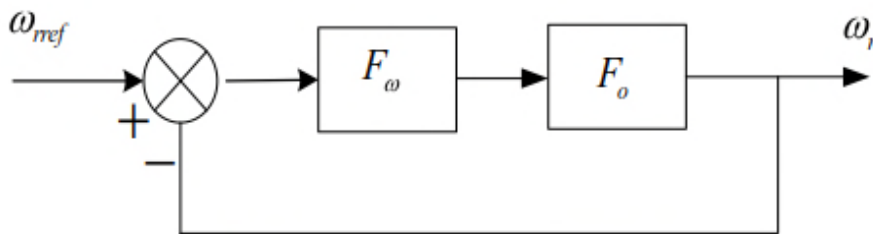


Fig.3.8: Boucle de régulation de vitesse.

❖ $F_{\omega}(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_{\omega}(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1 + sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (3.30)$$

$$\text{Où : } \begin{cases} k_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ k_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (3.31)$$

❖ $F_0(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r = 0$, est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{p\varphi_f}{f(1+s\tau_q)(1+s\tau_m)} \quad (3.32)$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$: Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_{\omega}F_0}{1+F_{\omega}F_0} \quad (3.33)$$

après les calculs on trouve:

$$FTBF(s) = \frac{p\varphi_f(k_{p\omega}s + k_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\varphi_f k_{p\omega} + f)s + p\varphi_f k_{i\omega}} \quad (3.34)$$

Si on néglige $(J\tau_q)$ et $(f\tau_q)$ devant (J) , le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$p(s) = Js^2 + (f + p\varphi_f k_{p\omega})s + p\varphi_f k_{i\omega} \quad (3.35)$$

La FTBF possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit:

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0} \right) p + 1 = 0 \quad (3.36)$$

où :

ω_0 : Pulsation propre du système

ζ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (3.35) et (3.36) on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\zeta\omega_0 - f}{p\varphi_f} \\ k_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{p\varphi_f} \end{cases} \quad (3.37)$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

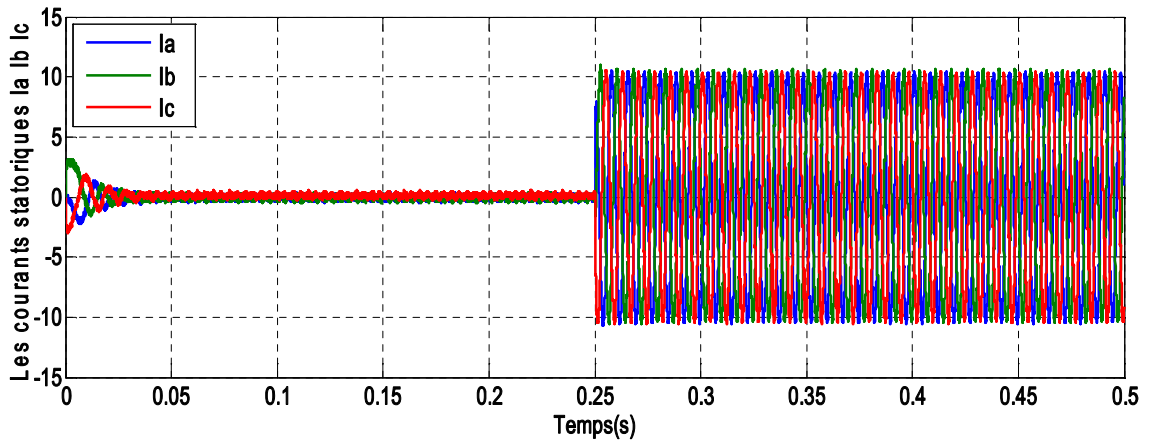
III.6) Simulations et résultats :

Dans cette partie nous allons faire la simulation de la commande vectorielle sur la MSAP en mode sain et en présence de défaut de court-circuit entre spire avec de différentes valeurs de pourcentage de défaut et résistance de fuite.

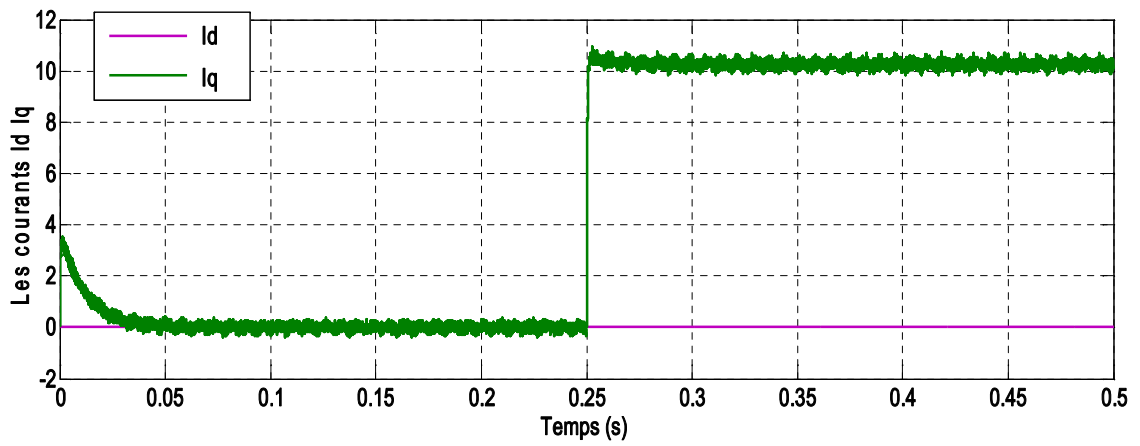
III.6.1 Commande vectorielle en mode sain :

La simulation présentée est réalisée sur une MSAP alimentée par un onduleur commandé selon le principe de la MLI avec un temps de simulation égale à 0.5s. Dans cette simulation, nous avons utilisé la méthode de calcul numérique de «Runge-Kutta» d'ordre 3.

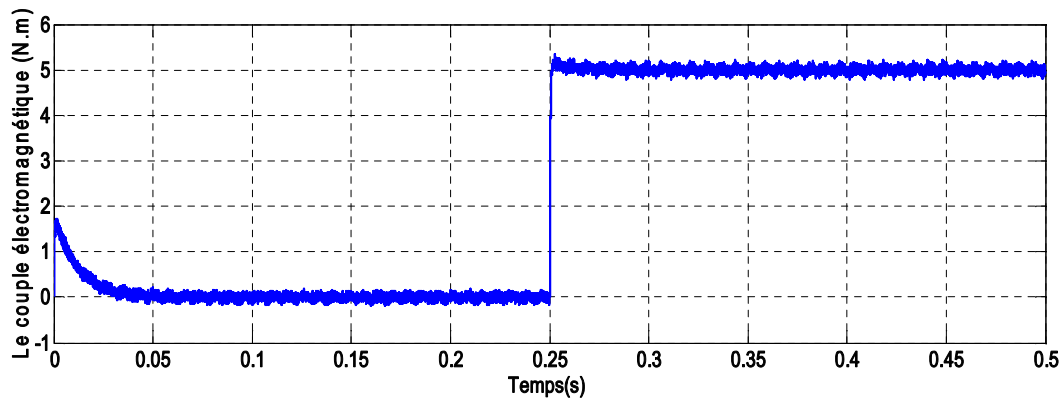
Les résultats de simulation montrés dans les figures suivantes sont obtenus avec un échelon de Vitesse égale à 103.8 rad/sec.



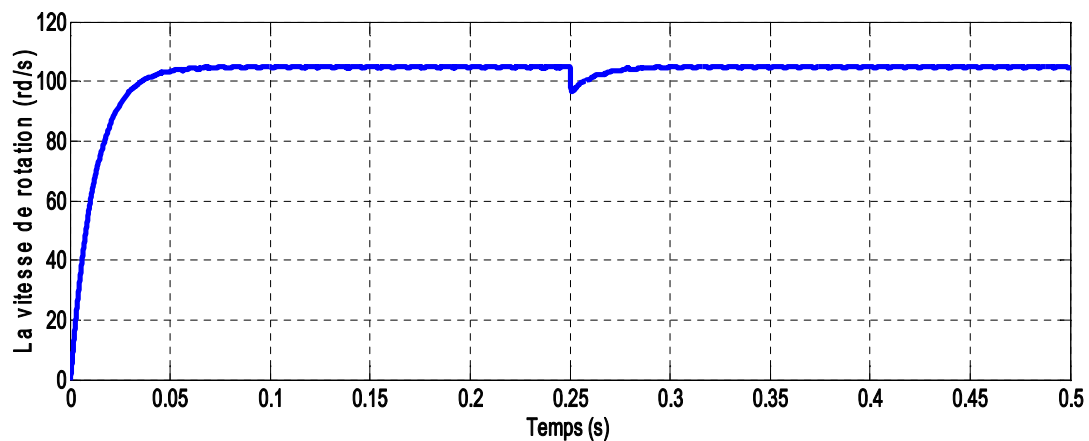
Courants statoriques I_a , I_b et I_c en mode sain



b) Courants statoriques I_d , I_q



c) Couple électromécanique (N.m)



d) Vitesse de rotation (rd/s)

Fig.3.9: Résultats de simulation de la commande par orientation du flux avec MLI

III.6.1.1 Interprétations des résultats :

Pour simuler le comportement des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP, on démarre la machine à vide puis on insère un couple de charge, $C_r = (5 \text{ N.m})$ à l'instant $t=0.25\text{s}$.

La figure 3.9 (a) montre que les courants de phases statoriques I_a , I_b et I_c augmentent légèrement, puis ils diminuent pour atteindre une faible valeur en régime permanent à vide, en suivant l'évolution de la charge dans l'instant d'application de la charge on voit qu'il augmente mais il se stabilise.

Dans la figure 3.9 (b), on constate que le courant I_q augmente pendant la phase de démarrage puis diminue pour atteindre une valeur constante. En régime permanent et après l'application du couple de charge, le courant I_q est proportionnel au couple électromagnétique. Par ailleurs, le courant I_d est maintenu égal à zéro et il suit la consigne pendant tout le cycle de fonctionnement. D'après cette figure, on remarque que les courants I_d et I_q sont bien réglés, par conséquent la commande est robuste vis - à - vis des variations brusques de la charge. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux des aimants traduit par l'évolution des courants direct et en quadrature. De plus, Les mesures suivent les consignes, ce qui permet de valider les performances du régulateur de courant.

On observe, à partir 3.9 (c), de faibles oscillations du couple et de la vitesse à cause de l'utilisation de l'onduleur MLI et de régulateur PI.

La figure 3.9 (d), montre l'évolution de la vitesse rotorique après l'application d'un profil de couple de charge. Nous pouvons remarquer que la vitesse diminue puis revient à sa valeur initiale.

III.6.2 Commande vectorielle en mode défaillant :

Dans cette partie nous avons simulé la MSAP en présence de défauts de court-circuit entres spires. Toujours avec l'implantation d'un couple de charge $C_r=5$ N.m à l'instant $t=0.25$ s.

Nous avons 160 spires dans cette machine les valeurs de court-circuit choisie sont : $\mu=N_s/N_{cc}$, 5% = 8 spires, 10% = 16 spires et 25% = 40 spires.

Pour les valeurs de R_f nous avons pris $R_f = 0.1, 1$ et 7Ω .

Afin d'étudier la gravité du défaut on a travaillé comme suivant une fois on varie le N_{cc} en prenant une valeur de R_f fixe égale à 1Ω et une fois on varie la R_f on prenant une valeur fixe de N_{cc} égale à 40 spires.

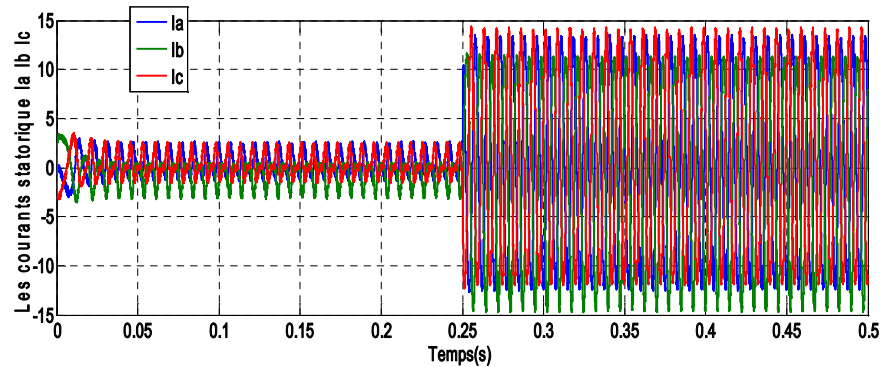
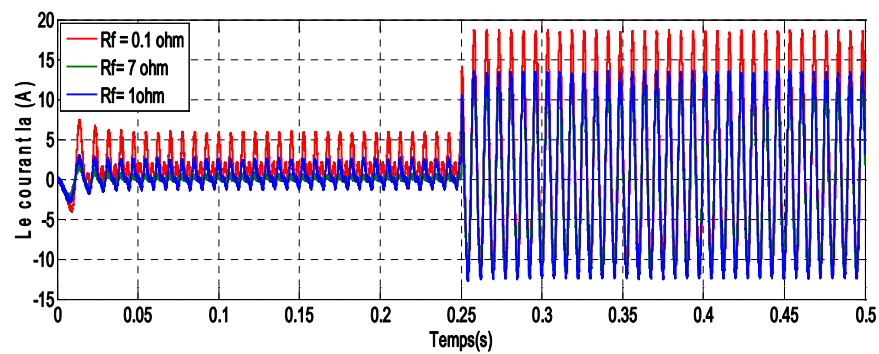


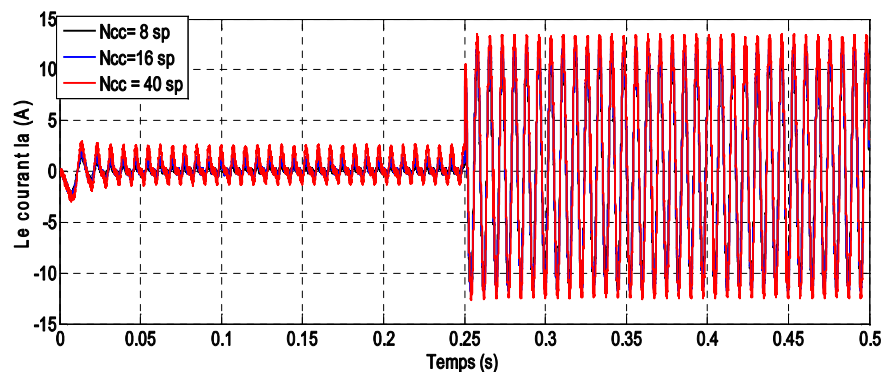
Fig.3.10. Courants statorique I_a , I_b et I_c en présence de défaut ($r_f= 1\Omega$, $N_{cc} = 40$ spires)

Constante de temps électrique de l'axe q : $T_{lq} = \frac{L_q}{R_s}$

La figure suivante Fig.3.10 représente l'évolution des courants statorique avec une valeur de court-circuit égale à $N_{cc}= 40$ (25%) et une $R_f= 1$ ohm.

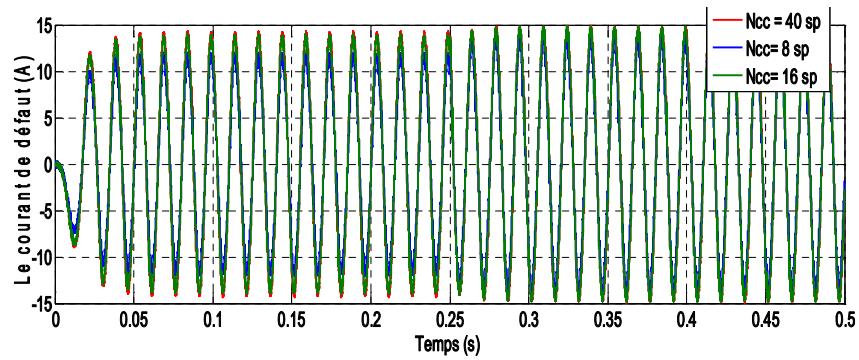


a) Evolution du courant I_a pour variation de R_f

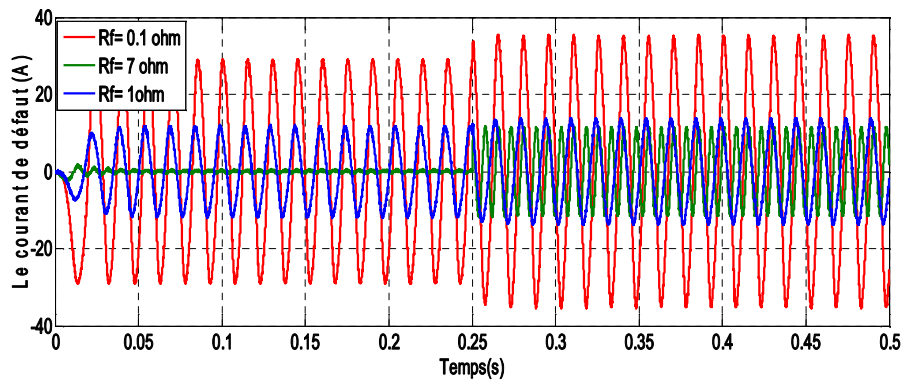


b) Evolution du courant I_a pour variation de N_{cc}

Fig.3.11. Résultats de simulation de courant « I_a » en présence de défaut

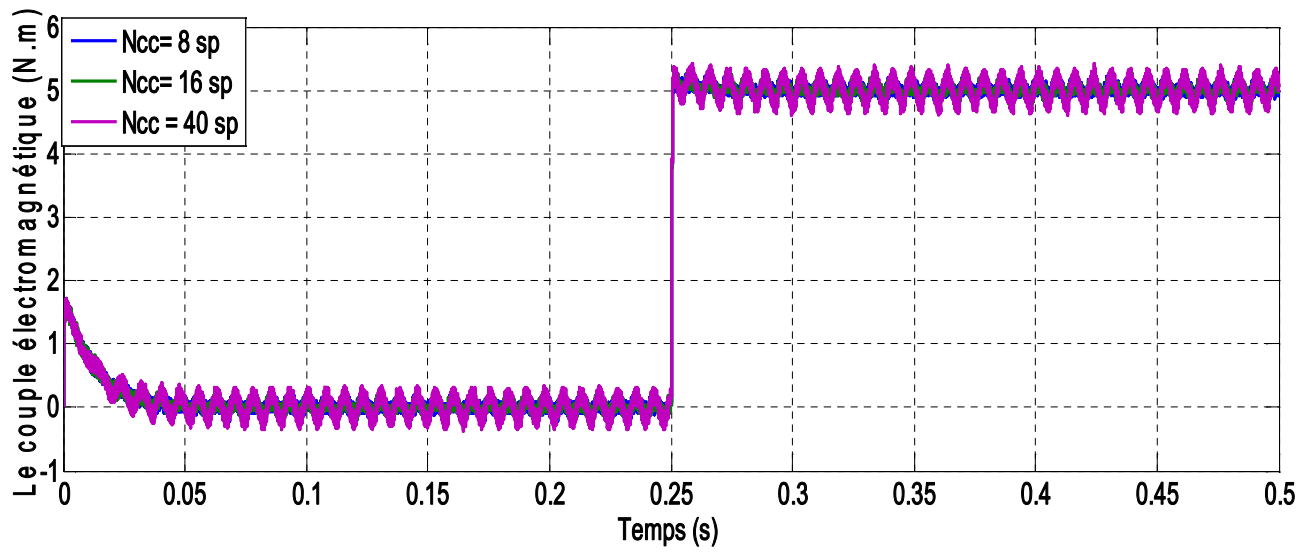


a) Evolution du courant de défaut pour variation de Ncc

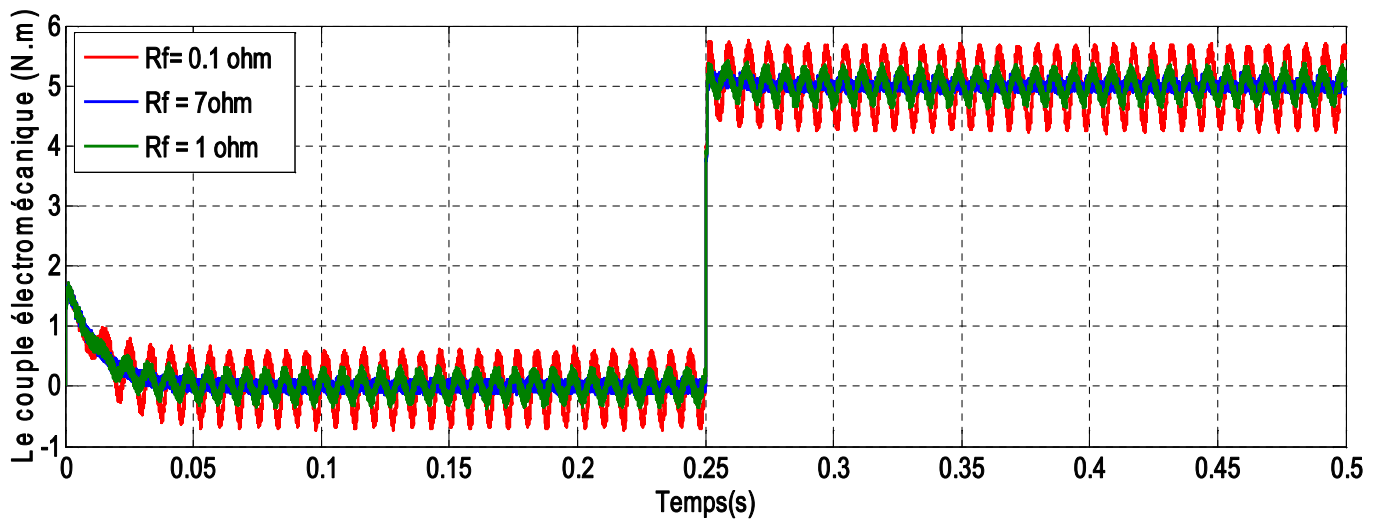


b) Evolution du courant de défaut pour variation de Rf

Fig.3.12 Résultats de simulation du courant de défaut

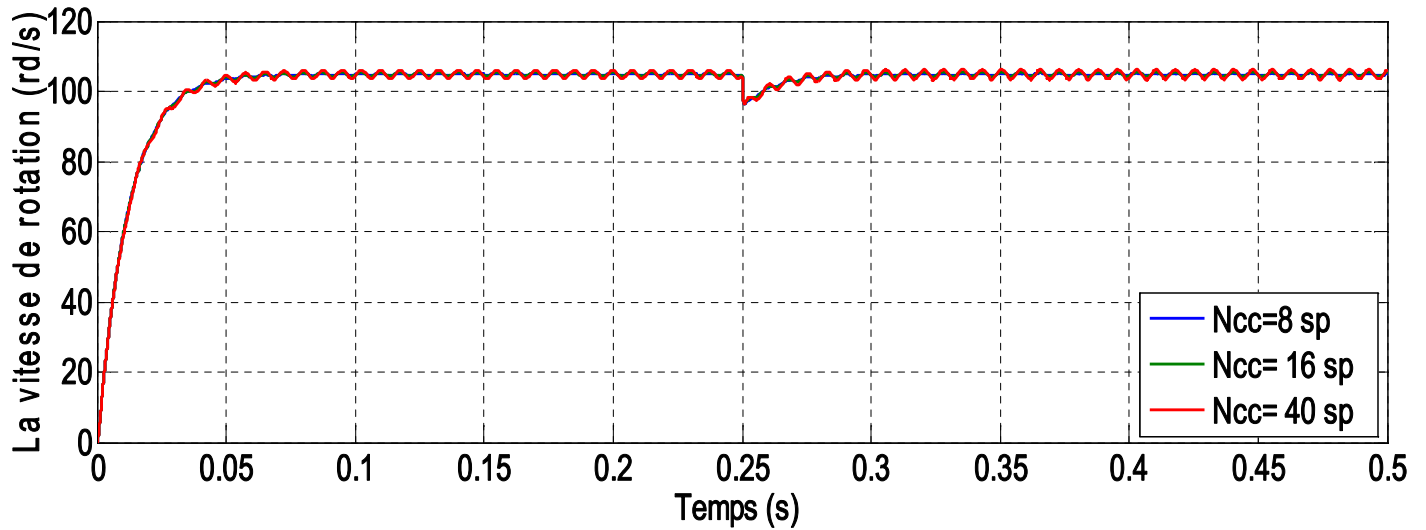


a) Évolution du couple $C_{ém}$ pour variation de N_{cc}

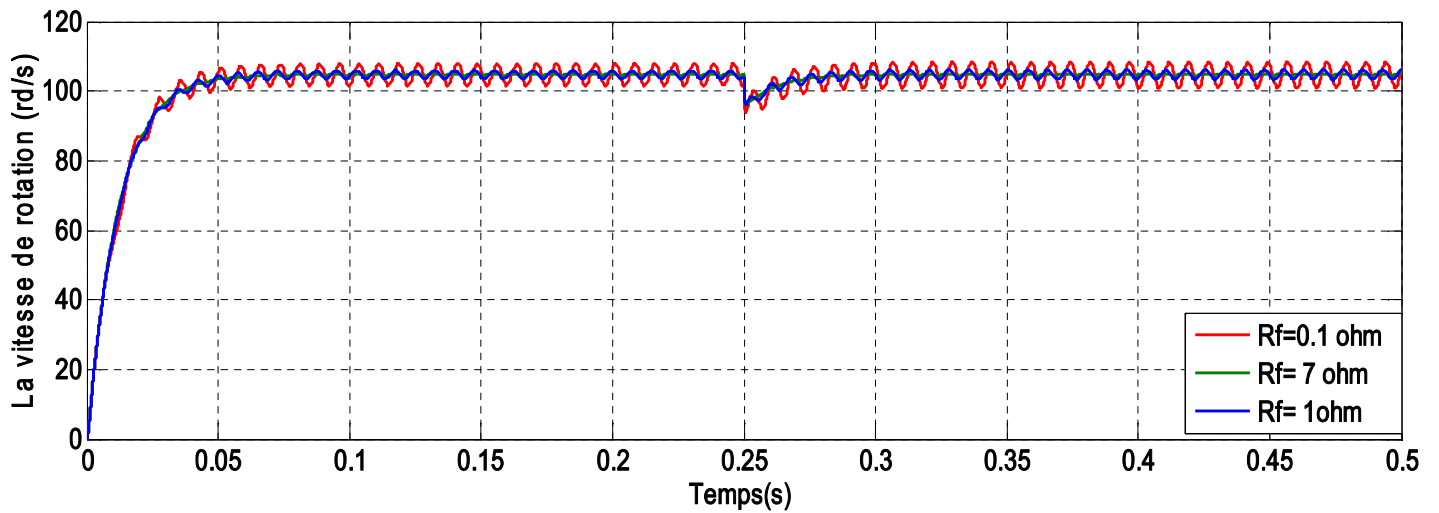


b) Evolution du couple $C_{ém}$ pour variation de R_f

Fig.3.13 Résultats de simulation de couple électromagnétique $C_{ém}$ en présence de défaut



a) Evolution du vitesse de rotation ω_r pour variation de N_{cc}



b) Evolution du vitesse de rotation pour variation de R_f

Fig.3.14 Resultats du simulation du vitesse de rotation ω_r , en presence de défaut

III.6.2.1 Interprétations des résultats :

La figure (3.10) représente l'évolution des courants statoriques I_a , I_b et I_c avec $R_f = 1 \text{ ohm}$ et $N_{cc} = 40$ spires on voit que l'amplitude des courants augmente d'une façon légère, mais lors de l'implantation du charge elles augmentent d'une façon plus grandes. Les courants atteignent presque le 15 A alors qu'ils n'ont pas dépassé le 5 A sans charge. On voit aussi que nous avons des oscillations est le déphasage n'est plus de 120° qui veut dire que notre signal n'est plus sinusoïdale.

Pour les figures de : (3.11) jusqu'au (3.14) nous avons :

Les figures a : évolution pour une variation de N_{cc} (8, 16 et 40 spires avec $R_f=1$).

Les figures b : évolutions pour une variation de R_f (0.1, 1 et 7 ohm).

Les figures (3.11) représentent l'évolution de courant statorique I_a de la phase « a » pour une variation de N_{cc} figure (3.11.a) et une variation de R_f figure (3.11.b) pour la figure (a) on voit que il ya une différence dans l'amplitude des courants pour les 3 valeurs de N_{cc} . par contre dans la figure (b) on voit que il ya une très grande différence on voit que l'amplitude de courant est la plus grandes dans la valeur de $R_f=0.1 \text{ ohm}$ que dans les autres valeurs ($R_f= 1, 7 \text{ ohm}$) « I_a » dans les 2 valeurs est légèrement différent.

Les figures (3.12) représentent l'évolution du courant de défaut pour une variation de N_{cc} figure (3.12.a) et une variation de R_f figure (3.12.b) pour la figure (a) on voit que il ya une légère différence entre les courants de défaut pour les 3 valeurs de N_{cc} . par contre dans la figure (b) on voit que il ya une très grande différence on voit que l'amplitude de courant est bien plus grandes dans la valeur de $R_f=0.1 \text{ ohm}$ le courant égale à presque 38 A alors que pour les deux autres valeurs ($R_f= 1, 7 \text{ ohm}$) le courant est légèrement différent.

Les figures (3.13) représentent l'évolution du couple électromagnétique pour une variation de N_{cc} figure (3.13.a) et une variation de R_f figure (3.13.b) pour la figure (a) on voit que le couple a subit des légères variations et ils sont presque les même pour les 3 valeurs de N_{cc} . par contre dans la figure (b) on voit que l'amplitude des oscillations à agrandie sur tout dans la valeur de $R_f=0.1 \text{ ohm}$.

Les figures (3.14) représentent l'évolution de la vitesse de rotation pour une variation de N_{cc} figure (3.13.a) et une variation de R_f figure (3.13.b) pour la figure (a) on voit que la vitesse comporte des oscillations mais légères pour les 3 valeurs de N_{cc} . Par contre dans la figure (b) on voit que l'amplitude des oscillations a augmentée spécialement pour la valeur de $R_f=0.1$ ohm.

D'après les discussions des résultats obtenues on va dire que les perturbations et la gravité de défaut dépend de la valeur de la résistance du défaut R_f .

III.7 Conclusion :

A travers ce chapitre, on a présenté le principe et la stratégie de la commande vectorielle à MLI. Ensuite, on a présenté le dimensionnement des régulateurs PI classiques des courants et de la vitesse. Nous avons aussi mentionné la technique de défluxage qui est utilisée dans la régulation de la vitesse dans le cas où elle est supérieure à la vitesse nominale.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons présenté des résultats de simulation de différents cas de fonctionnement tels que les défauts de court circuit et défauts d'inter spires en présence d'une boucle de réglage de la vitesse qui ont montré que le régulateur (PI) classique a une bonne influence et une bonne robustesse sur le réglage de vitesse vis-à-vis les défauts statoriques du moteur étudié.

CHAPITRE IV

*La commande FOC par la
logique floue d'un moteur
synchrone à aimant
permanant en présence de
défauts statorique*

IV.1. INTRODUCTION :

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques.

La logique floue a été introduite en 1965 par Lotfi Zadeh comme une description mathématique bien que, le principe de cette idée a été connu plus tôt chez les philosophes et les logiciens. Cette approche fait partie des méthodologies intelligentes, elle est inspirée de la capacité de l'homme à prendre des décisions et agir de façon convenable malgré le flou (l'incertitude) des connaissances disponibles [29][30]. Elle a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances telles que la base des règles et les fonctions d'appartenance, qui sont construites par l'introduction des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain.

Dans ce chapitre on donne un aperçu général sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent.

IV.2. STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME FLOU :

La commande par la logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique [30].

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes :

- La quantification floue des entrées, appelée aussi la Fuzzification. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques

- L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé l'Inférence floue
- La Défuzzification qui est l'opération inverse de la fuzzification. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques.

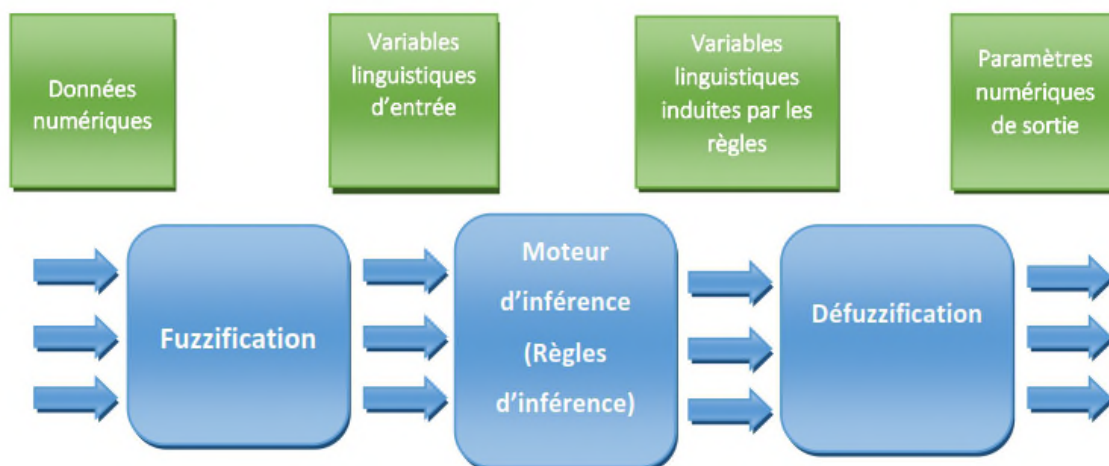


Fig.IV.1 Système flou.

IV.3. Les Fonctions D'appartenance :

Les formes les plus couramment utilisées pour les fonctions d'appartenance sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes [31][30]:

- Fonction d'appartenance trapézoïdale
- Fonction d'appartenance triangulaire
- Fonction d'appartenance gaussienne

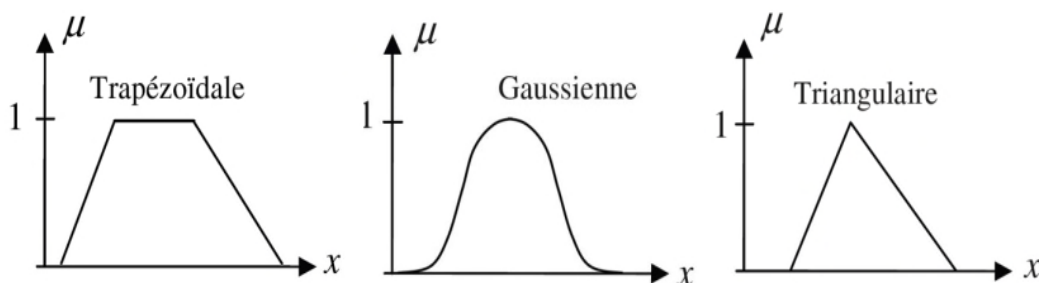


Fig.IV.2 Différentes formes des fonctions d'appartenance.

IV.4. Règles Floues :

Une règle linguistique se met sous la forme SI...ALORS.... Et s'exprime de la manière suivante [31][30] :

- SI (un ensemble de conditions est satisfait).
- ALORS (un ensemble d'actions doit être exécuté).

Une règle est composée de deux parties :

- Partie antécédente appelée prémisse ou condition qui est exprimée par SI.... Donne la description du système.

-Partie conséquente (conclusion) qui est exprimée par ALORS...

Un exemple de règle floue est :

SI vitesse est lente ALORS arrêt est court

La variable vitesse peut avoir une plage de valeurs entre 0 et 220 km/h. On peut inclure des sous-ensembles flous (très lent, lent, moyenne, rapide, très rapide) pour modifier cette règle. Chaque sous-ensemble flou représente une valeur linguistique pour la variable.

IV.5. Fuzzification :

La fuzzification est l'opération de rendre une entrée classique en valeur linguistique.

Des valeurs d'entrée sont traduites en concepts linguistiques représentés comme des ensembles flous. Les fonctions d'appartenance sont appliquées aux mesures et des degrés de vérité sont établis pour chaque proposition [32][30].

IV.6. Défuzzification :

La défuzzification est le processus de convertir une valeur floue en valeur nette. Quelques méthodes existent, comme l'appartenance maximale, les méthodes de défuzzification les plus utilisées en commande floue sont le centre de gravité, le centre des aires et La moyenne des maximas [30].

- **Centre de gravité** : méthode de défuzzification moyenne pondérée. Calcule la moyenne pondérée des ensembles flous. La conclusion peut être exprimée par la formule

$$U = \frac{\sum_{i=1}^R \mu_A(x) \cdot \mu_i}{\sum_{i=1}^R \mu_A(x)} \quad (4.1)$$

où R est le nombre total de règles.

• **La moyenne des maximas** : Il génère un croquant contrôlé l'action en faisant la moyenne des valeurs de soutien lorsque leurs valeurs d'adhésion atteignent le maximum.

$$U = \sum_{i=1}^l \frac{m_i}{l} \quad (4.2)$$

Où l est le nombre des valeurs m quantifiées.

IV.7. Régulateur à logique floue :

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono entrée / mono sortie. Ce schéma est représenté par la Fig.IV.3 comme suit [31][30]:

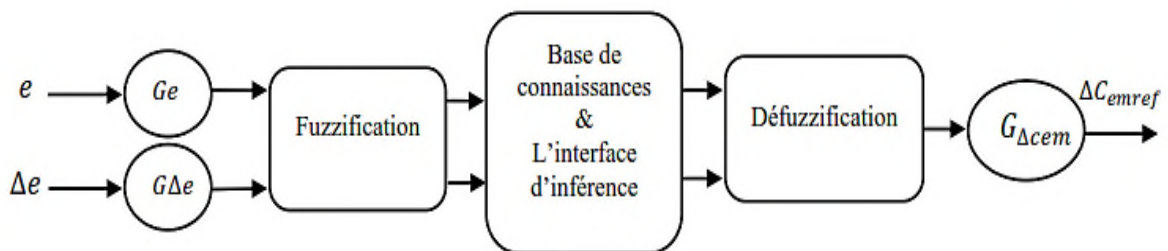


Fig.IV.3: Schéma bloc du RFT-1.

D'après ce schéma, le Régulateur floue :

- Des gains d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et la variation de commande.
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- D'un bloc des règles du contrôleur flou (inférences).
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique.

IV.7.1. Loi de commande :

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation telle que $C_{emref} = (e, \Delta e)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande ΔC_{emref} , permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans la plupart des cas, cette variation de commande est obtenue par une simple lecture dans une table de décision définie hors ligne [30].

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$C_{emref}(k+1) = C_{emref}(k) + G_{\Delta cem} \cdot \Delta C_{emref} \quad (4.3)$$

IV.7.2. Fuzzification :

L'erreur et sa variation sont définies comme suit :

$$e(k) = G_e \cdot (\Omega_{ref}(k) - \Omega(k)) \quad (4.4)$$

$$\Delta e(k) = G_{\Delta e} \cdot (e(k) - e(k-1)) \quad (4.5)$$

où :

G_e , $G_{\Delta e}$, et $G_{\Delta cem}$: représentent les gains d'adaptation, généralement on les choisit faible pour assurer la stabilité du système. Ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Les grandeurs e et Δe sont normalisés dans un univers de discours $[-2, 2]$, ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques.

On a introduit cinq fonctions d'appartenance de forme triangulaires pour chaque variable d'entrées (Fig.IV.4). Cependant, il n'existe aucune méthode systématique qui permet de déterminer ces paramètres, on doit donc procéder par la méthode essai-erreur (tâtonnement).

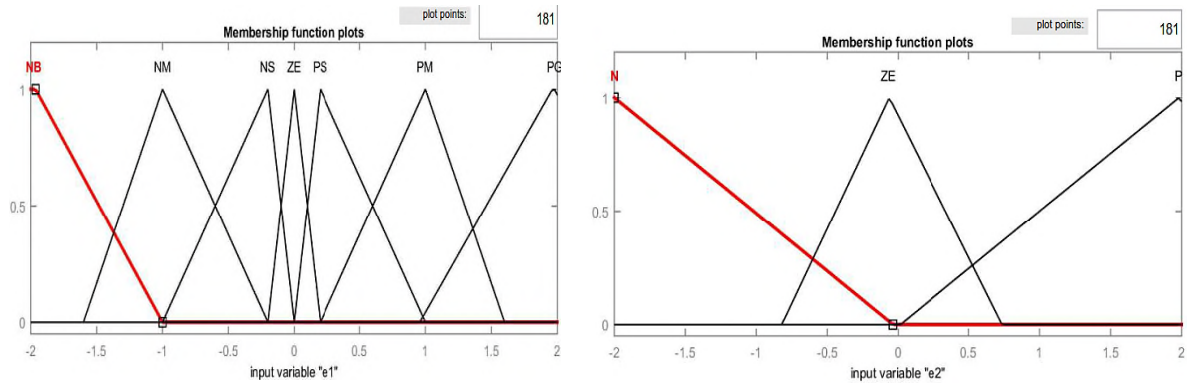


Fig.IV.4: Fonctions d'appartenances des variables d'entrées 'e' et 'Δe'.

Il est nécessaire de fuzzifier la variable de sortie car on a besoin des sous-ensembles flous au niveau des inférences et de la défuzzification. On emploie cinq fonctions d'appartenances de forme triangulaire. La variable de sortie est normalisée dans un univers de discours [-2, 2] (Fig.IV.5).

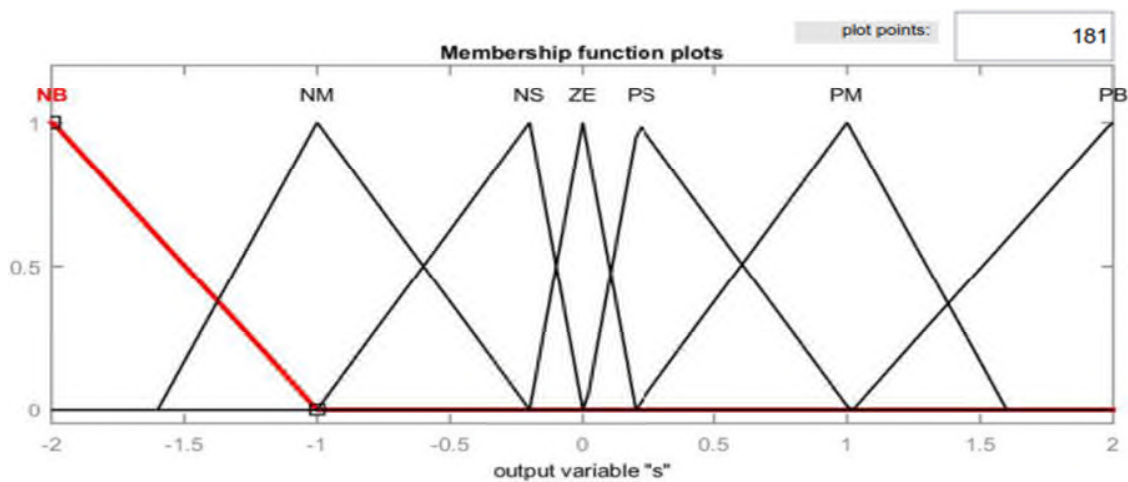


Fig.IV.5: Fonctions d'appartenances de la variable de sortie ' c_{emref} '

IV.7.3. Inférences :

La stratégie de commande dépend essentiellement des inférences adoptées, la condition pour chaque règle est :

Si (e est GN) et (Δe est GN) alors Δc_{emref} est GN

Si (e est GN) et (Δe est N) alors c_{emref} est GN

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (tableau IV.1).

Tableau IV.1 : matrice d'inférence du RFT-1

Δe \ e	GN	N	Z	P	GP
GN	GN	GN	N	N	Z
N	GN	N	N	Z	GP
Z	GN	N	Z	P	GP
P	GN	Z	P	P	GP
GP	Z	P	P	GP	GP

Les fonctions d'appartenances sont notées comme suit :

GN : grand Négatif GP : grand Positif N : Négatif P : Positif Z : Zéro

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min), où l'opérateur « ET » est réalisé par la fonction Min, l'opérateur « ALORS » de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles, l'opérateur ET par la fonction Min.

IV.7.4. Défuzzification :

L'étape de la défuzzification est la dernière étape pour la conception d'un régulateur flou. Elle consiste à transformer une valeur floue (fonction d'appartenance résultante) en une valeur physique (déterministe), en utilisant une des méthodes citées dans l'équation (4.1). Dans notre travail, notre choix c'est porté sur la méthode la plus utilisée. Il s'agit de la défuzzification par centre de gravité.

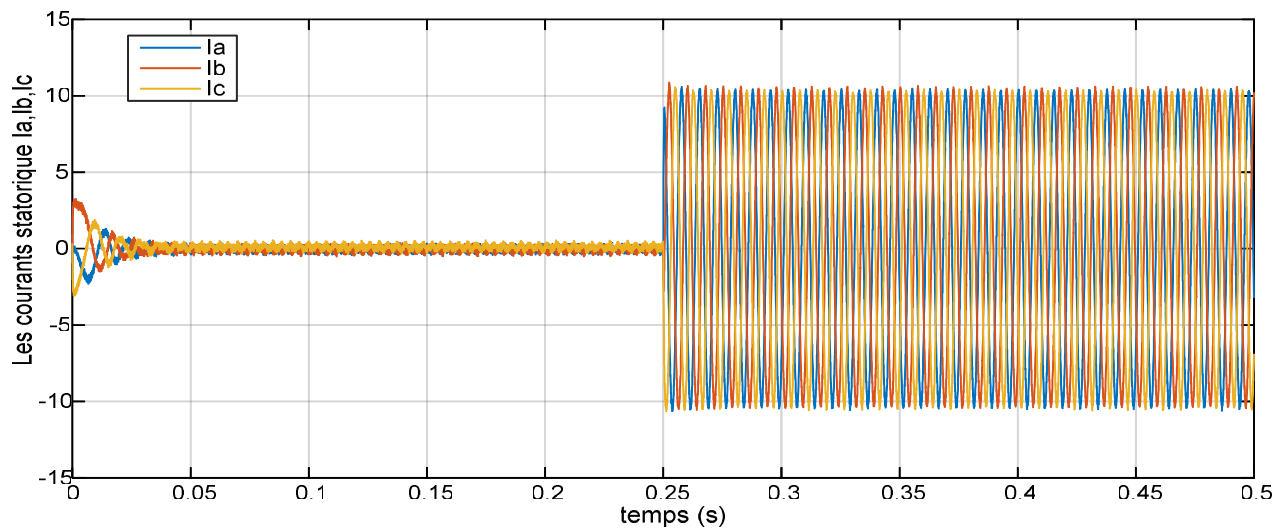
IV.8. Résultats de simulation :

Dans cette partie nous allons faire la simulation de la commande vectorielle avec régulateur flou sur la MSAP en mode sain et en présence de défaut de court-circuit entre spire avec de différentes valeurs de pourcentage de défaut et résistance de fuite.

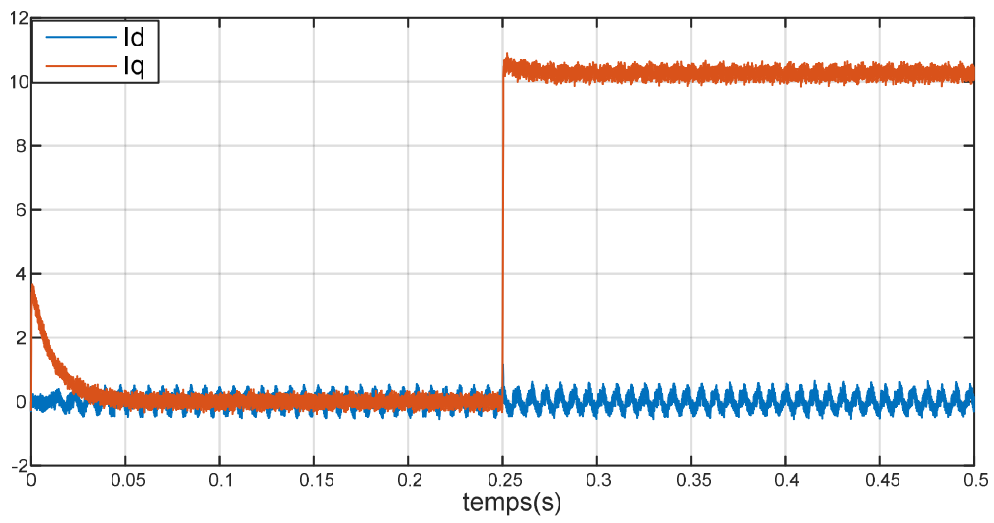
IV.8.1 Commande vectorielle avec régulateur floue en mode sain :

La simulation présentée est réalisée sur une MSAP alimentée par un onduleur commandé selon le principe de la MLI avec un temps de simulation égale à 0.5s. Dans cette simulation, nous avons utilisé la méthode de calcul numérique de «Runge-Kutta» d'ordre 4.

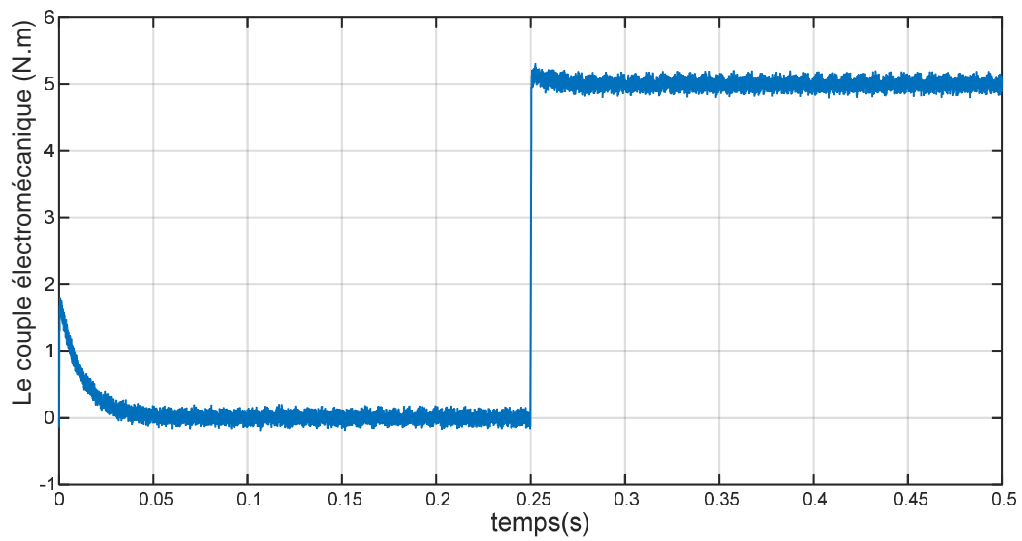
Les résultats de simulation montrés dans les figures suivantes sont obtenus avec un échelon de Vitesse égale à 104.8 rad/sec.



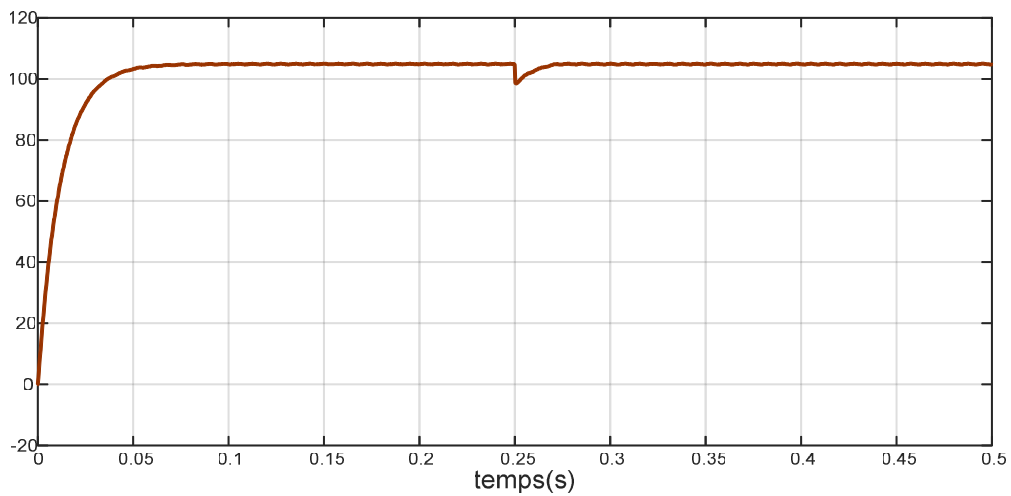
a) Les Courants statoriques I_a , I_b et I_c en mode sain



b) Les Courants statoriques I_d , I_q



c) Couple électromécanique (N.m)



d) Vitesse de rotation (rd/s)

Figure IV.6: Résultats de simulation de la commande par orientation du flux avec régulateur floue

IV.8.1.1. Interprétations des résultats :

Pour simuler le comportement des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP, on démarre la machine à vide puis on insère un couple de charge, $C_r = (5 \text{ N.m})$ à l'instant $t=0.25\text{s}$.

La simulation montre le comportement de la MSAP pour une consigne de vitesse de 104.8 rad/sec on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court, on remarque aussi le couple électromagnétique atteint certaine valeur et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Les réponses du courant statorique montrent le découplage créé par la commande vectorielle de la machine ($I_d=0$) donc le couple électromagnétique dépend seulement de la composante I_q .

Après l'application de la charge à $t = 0.25\text{s}$ on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entrain une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie. Le couple augmente puis il se stabilise à (5 N/m) . Les courant statorique perturbent par l'effet de la charge puis ils se stabilisent.

IV.8.2 Commande vectorielle avec régulateur floue en mode défaillant:

A vide :

Nous avons 160 spires dans cette machine la valeur de court-circuit choisîtes est 50%,
 $N_f=80$ spires.

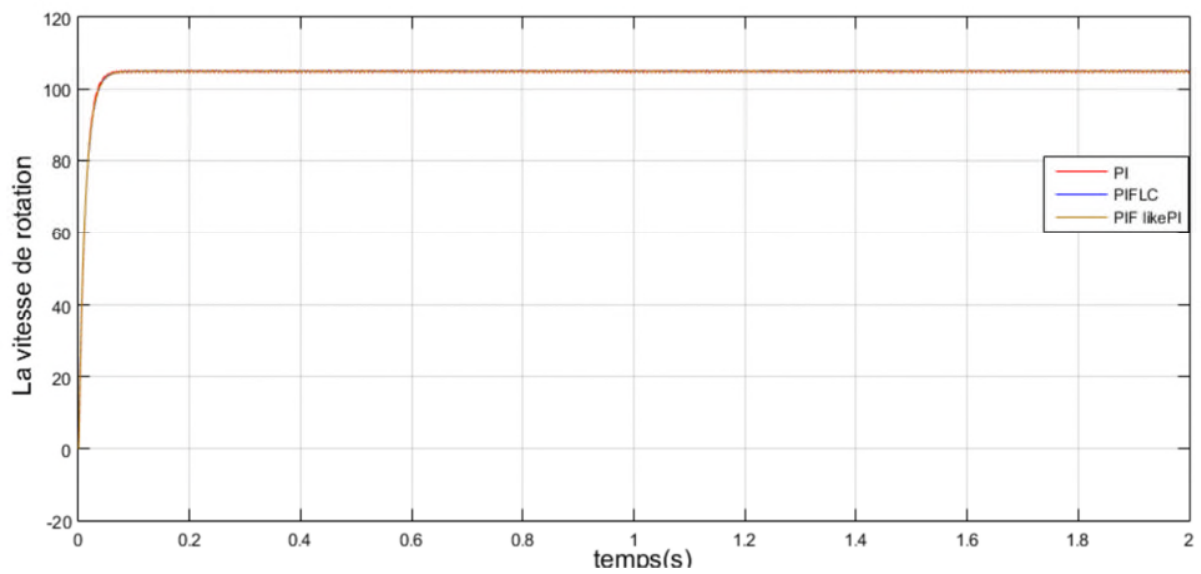
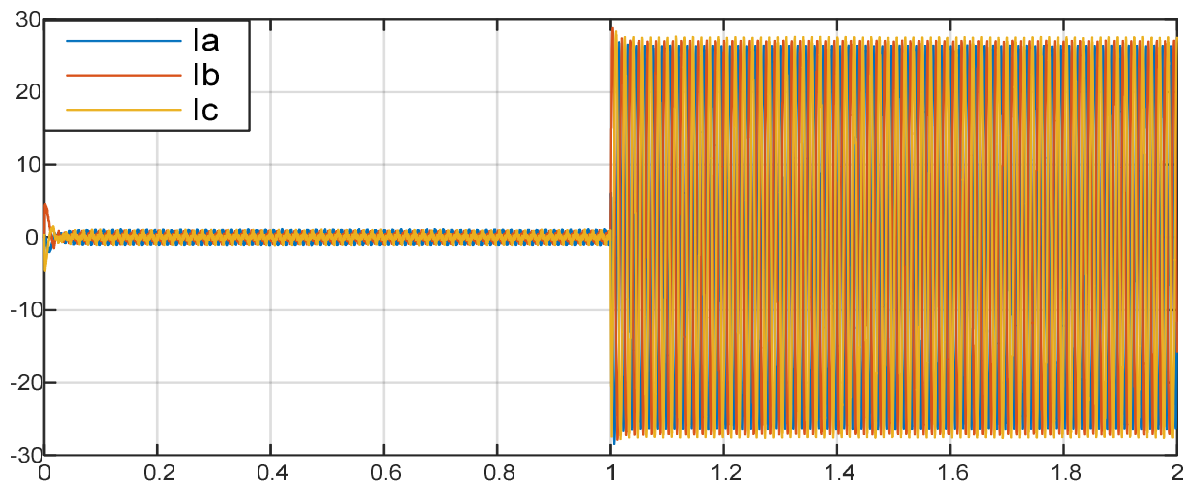


Fig.IV.7. La vitesse de rotation « W_r » en presence de défaut avec régulateur PI et avec régulateur PIFLC et avec régulateur PIF likePI

En charge :

Dans cette partie nous avons simulé la MSAP en présence de défauts de court-circuit entres spires. Avec l'implantation d'un couple de charge $C_r=9$ N.m à l'instant $t=1$ s.

Nous avons 160 spires dans cette machine la valeur de court-circuit choisîtes est 50%,
 $N_f = 80$ spires



FigIV.8. Courants statorique I_a , I_b et I_c en présence de défaut ($N_{cc}=80$ spires)

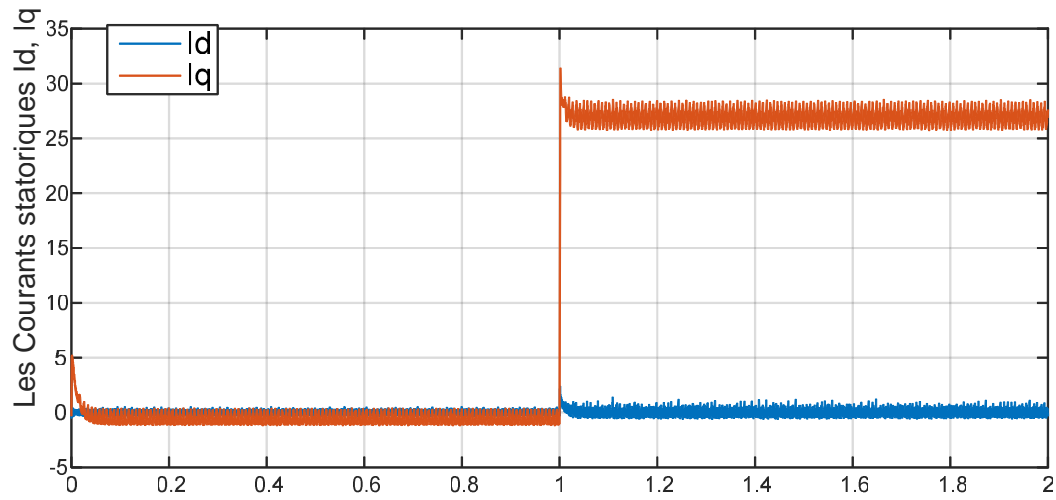


Fig.IV.9. Les Courants statoriques I_d , I_q en présence de défaut ($N_{cc}=80$ spires)

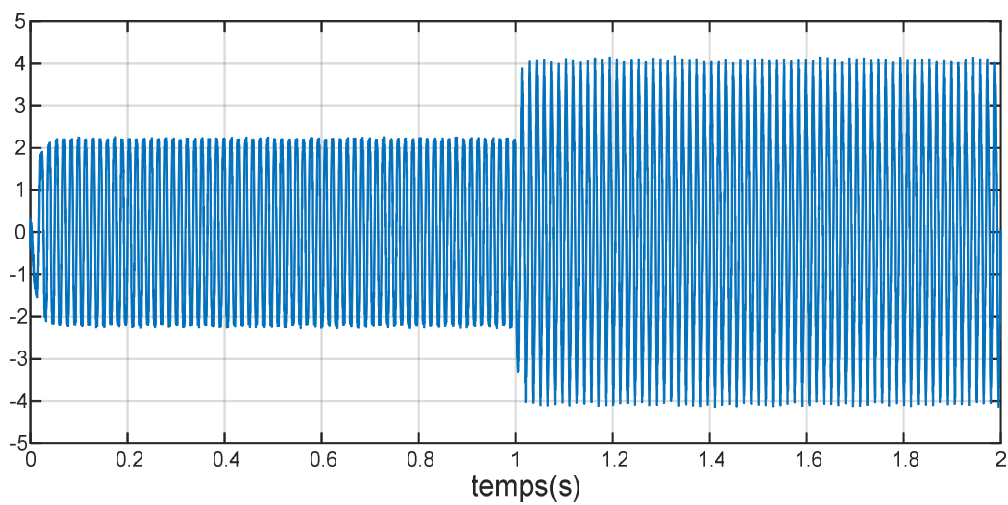


Fig.IV.10 Résultats de simulation du courant de défaut

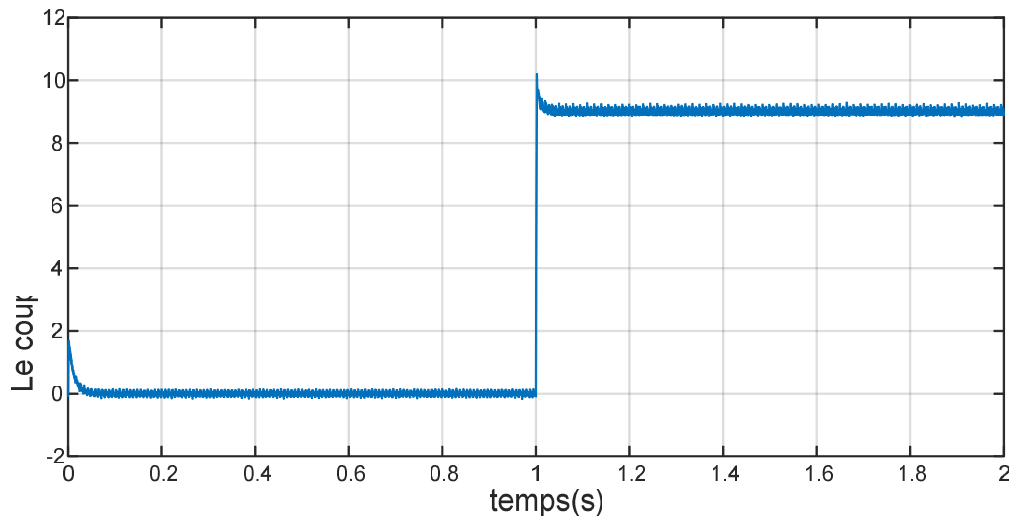


Fig.IV.11 Résultats de simulation de couple électromagnétique « Ce » en présence de défaut

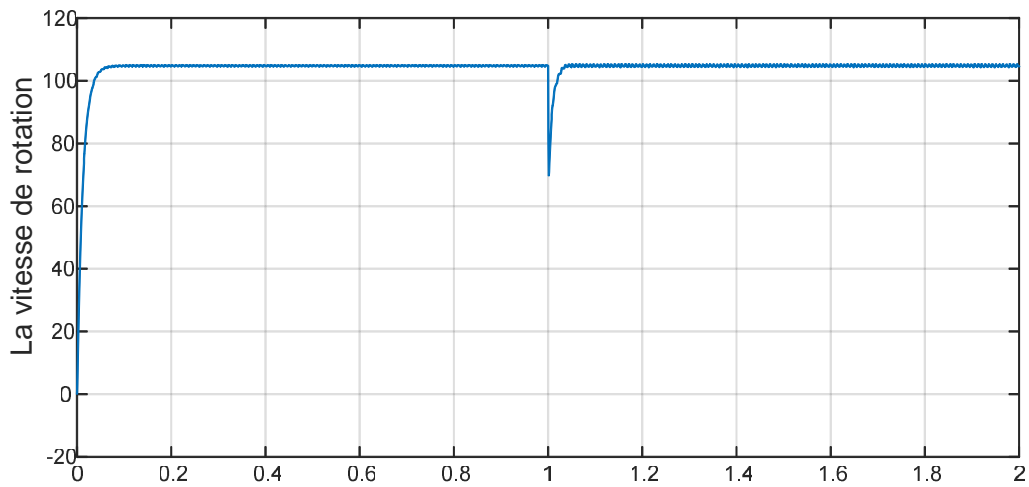
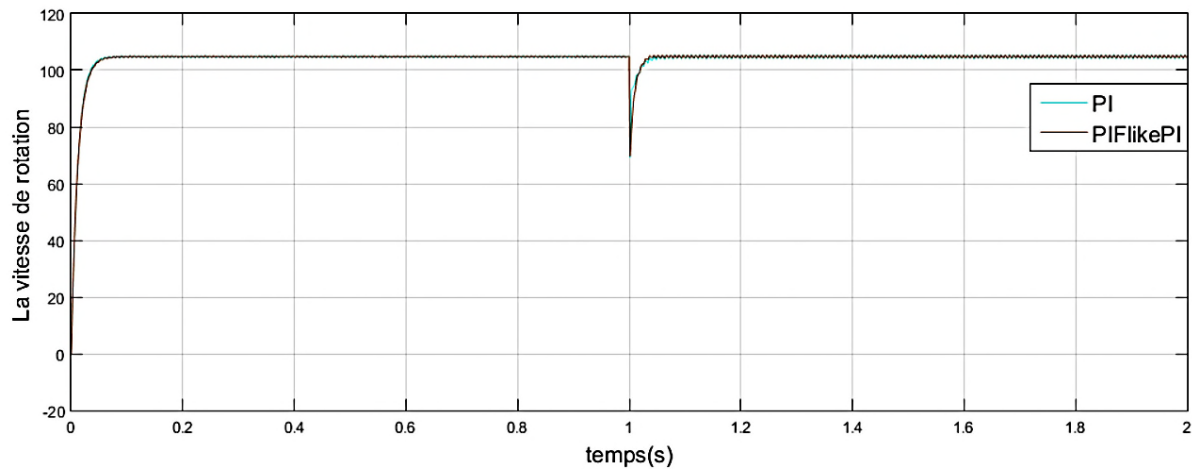


Fig.IV.12. Resultats du simulation du vitesse de rotation « ω_r » en presence de défaut



FigIV.13.Comparaison entre résultats de la simulation du vitesse de rotation « Wr » en presence de défaut avec régulateur floue et avec régulateur pi

IV.8.2.1. Discussion:

D'après les résultats de simulation obtenus, le PI classique ne peut pas suivre les perturbations exogènes et endogènes d'un côté et d'un autre le PI floue peut améliorer la réponse dynamique et statiques de système car la commande vectorielle est très sensible aux variations paramétriques et non paramétriques surtout les perturbations stochastiques.

Une très bonne réponse dynamique de la vitesse et un bon rejet de la perturbation par rapport au régulateur PI-classique. Néanmoins, on peut noter la perte du découplage entre le flux et le Couple introduit par l'orientation du flux dans les deux cas du réglage, donc il serait intéressant d'introduire une adaptation paramétrique pour conserver ce découplage. On pourra noter que même avec ce degré de calibrage des régulateurs (classique et flou) un peu poussé selon les différents régimes surtout la saturation, le régulateur PI-flou avec ses qualités d'adaptabilité en ligne et temps réel nécessite ou moins une énergie garantie en matière d'assurer le suivi et la commande pour assure la diminution de l'ondulation de couple à une régulation souple de la vitesse cette valeur sera traduit aux variation de la vitesse transmit à travers le PI classique .

VI.9. Conclusion :

A travers ce chapitre, nous avons présenté l'importance de la conception d'un régulateur floue pour piloter la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimant permanent.

Afin de pouvoir juger sur un même pied d'égalité les deux commandes, nous avons choisi le même régulateur PI avec la conservation des coefficients calculés, et pour mettre en évidence les avantages apportés par cette nouvelle commande, d'où un test de robustesse a été fait.

Nous avons pu améliorer l'approche classique de commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique et ça sans avoir touché au régulateur.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le moteur synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique d'un grand intérêt Industriel, à cause de sa compacité, sa faible inertie, son rendement, sa robustesse et sa puissance massique élevée. L'ensemble de notre travail porte sur l'application de la commande vectorielle à une MSAP alimenté en tension en mode défaillant dite commande vectorielle tolérante aux défauts. C'est une commande, qui réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

En effet, nous avons présenté au premier chapitre, une étude générale sur cette machine coté aimants permanents, type de rotor, les avantages et les domaines d'applications, nous avons aussi parler sur les défauts de court-circuit entre spires représentant le défaut le plus apparents dans cette machine, nous avons donné quelques méthodes de diagnostic et une entré à la commande vectorielle.

Dans le deuxième chapitre, nous avons traité la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de Park pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine.

Le modèle de défaut basé sur l'équation électrique a donc été introduit pour permettre la simulation du court-circuit entre spires. Nous avons utilisé ces modèles pour l'implantation de la commande vectorielle en présence de défaut.

Le troisième chapitre contient deux parties, une partie est consacrée à l'étude de la commande vectorielle; principe de fonctionnement, stratégie de commande calcule des régulateurs, la commande du courant. La deuxième partie présente la simulation et les résultats de la commande vectorielle appliquée sur la MSAP en mode sain et en défaut. Nous avons étudié l'évolution des différentes grandeurs de la machine (courant, vitesse et couple).

- Les résultats pour le fonctionnement en mode sain étaient bien satisfaisants, ils montrent que la commande a été bien appliquée sur la machine.

- Dans le mode défaillant, nous avons simulé le défaut une fois par une résistance du défaut R_f fixe et un nombre de spires court-circuités N_{cc} variable puis on a inversé les rôles.

Les résultats de simulation de différents cas de fonctionnement avec défauts de court circuit entre spires en présence d'une boucle de réglage de la vitesse ont montré que le régulateur (PI) classique a une bonne influence et une bonne robustesse sur le réglage de vitesse vis-à-vis les défauts statoriques du moteur étudié.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté une application de la logique floue à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents. L'étude a porté sur la simulation de la commande vectorielle par logique floue appliquée sur la MSAP en mode sain et en défaut.

Afin de pouvoir juger équitablement les deux commandes, nous avons choisi le même régulateur PI avec la conservation des coefficients calculés, et mettre en évidence les avantages apportés par la commande floue, d'où un test de robustesse a été fait.

Nous avons pu améliorer l'approche classique de commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique et ça sans avoir touché au régulateur.

D'après les résultats de simulation obtenus, le PI classique ne peut pas suivre les perturbations exogènes et endogènes d'un côté et d'un autre le PI floue peut améliorer la réponse dynamique et statiques de système car la commande vectorielle est très sensible aux variations paramétriques et non paramétriques surtout les perturbations stochastiques.

Une très bonne réponse dynamique de la vitesse avec une réduction appréciable des perturbations par rapport au régulateur PI classique. Néanmoins, on peut noter la perte du découplage entre le flux et le couple introduit par l'orientation du flux dans les deux cas du réglage, donc il serait intéressant d'introduire une adaptation paramétrique pour conserver ce découplage. On pourra noter que même avec ce degré de calibrage des régulateurs (classique et flou) un peu poussé selon les différents régimes surtout la saturation, le régulateur PI-flou avec ses qualités d'adaptabilité en ligne et temps réel nécessite ou moins une énergie garantie en matière d'assurance du suivi et la commande pour assurer la diminution de l'ondulation de couple à une régulation souple de la vitesse cette valeur sera traduite aux variations de la vitesse transmise à travers le PI classique

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] **N.BOUNASLA**, «Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents», Mémoire de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1, 2014.
- [2] **M.I. Hemmami**, «Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant», Thèse de Magister, Université de Biskra, 2012.
- [3] **N.S. Amirouche**, «Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents», Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [4] **BABAK Vaseghi** «Contribution A L'étude Des Machines Electriques En Présence De Défaut Entre-Spires Modélisation – Réduction Du Courant De Défaut », Thèse Doctorat, Université Nancy 2009.
- [5] **AMOR khlaief** « Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) » thèse de doctorat école Centrale Marseille 2012.
- [6] **A. RENANE et M, A. BACHIRI**, «Commande vectorielle appliquée à une machine synchrone à aimants permanents MSAP en mode défaillant», Mémoire de Master, université Amar Telidji De Laghouat, juin 2019.
- [7] **K. KHIATI et S. BOUKOURIA**, «Diagnostic du défaut de court-circuit de spires statorique d'une machine synchrone à aimants Permanents par emploi de la puissance active et réactive instantanées», Mémoire de Master, Université Dr. Tahar Moulay de Saïda, 04/07/2017.
- [8] **KERRACHE Abdelaziz, KORICHI Ahmed** «Commande DTC-SVM Prédictive D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique », Diplôme Master Académique, Université Kasdi Merbah Ouargla 2013.
- [9] **Lateb, R.** "Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps application à la propulsion marine par POD". Thèse de doctorat, institut national polytechnique de lorraine, France 2006.
- [10] **B. AUBERT** « Détection des courts-circuits inter-spires dans les Générateurs synchrones à Aimants Permanents : Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu » Thèse de Doctorat à l'Institut National Polytechnique de Toulouse. Mars 2014.
- [11] **J. A. FAROOQ** « Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanent » Thèse de Doctorat. Ecole Doctorale de Sciences pour l'ingénieur et Microtechnique, BELFORT MONTBELIARD. Décembre 2008.

- [12] **Z. Lagoune** “Commande par hystérésis d’une machine synchrone à aimants permanents en utilisant maxwell-simplorer”, Thèse de Master, Université de Setif-1, 2011.
- [13] **M. KHOV** « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents Détection des courts-circuits par suivi paramétrique » Thèse de Doctorat. Institut national Polytechnique de Toulouse. Décembre 2009.
- [14] **S. NANDI, H.A. TOLIYAT, Li. XIAODONG** « Condition monitoring and fault diagnosis of Electrical motors-a review », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, Issue 4, pp. 719-729, Dec. 2005.
- [15] **S. RAJAGOPALAN** « Detection of rotor and load fault in brushless de motors operating under stationary and non-stationary conditions », PhD. School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology. USA. 2006.
- [16] : **D.G. DORREL, W.T. THOMSON, S. ROACH** « Analysis of airgap, flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors », IEEE Transactions. On Industry Applications, Vol. 33, Issue 1, pp. 24-34, Jan-Feb.1997.
- [17] **S. BARKER** « Avoiding premature bearing failure with inverter fed induction motors », power Engineering Journal, Vol. 14, Issue 4, pp. 182-189, Aug. 2000.
- [18] **O. ONDEL** " Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur– machine asynchrone ", Thèse de doctorat, Lyon, Octobre 2006.
- [19] **M. DRIF** " Diagnostic des défauts dans les entraînements électriques par l’analyse de la signature du moteur", Thèse de doctorat, USTOran, Décembre 2007.
- [20] : **W. LAALA** «Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants permanents Sans Capteurs de Position et de Vitesse». Thèse de Magister, Université de Biskra 2001.
- [21] **F. Merabet, B. Itaoua,** " Commande de la machine synchrone à aimant permanent par les techniques IRFOC et DTC ".Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf M’sila (Algérie),2018.
- [22] **I.Khelif,** " La Commande Direct du Couple D’une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP)". Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla (Algérie),2018.
- [23] **M.Arkan,D.K.Pervic,P.J.Unoworth,**« Modelling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnosis», Journal of Electric Power Systems Research, Vol.75, Issue 1,pp.57-66.July 2005.
- [24] **M.Bardadi Bendaha** , " Identification des paramètres d’une machine synchrone à aimant permanent en vue d’une intégration dans des simulateurs en temps réel". Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d’Oran (Algérie),2015.

- [25] **A. TITAOUINE, F. BENCHABANE, K. YAHIA, PR : A. MOUSSI**, Commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ces paramètres en Utilisant le filtre de Kalman étendu, Courrier du Savoir – N°07, pp.37-43, Décembre 2006.
- [26] **K. Nabti**, "Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [27] **H.Amrous**, " Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [28] **F.Benchabane**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [29] **L. A. Zadeh**, "Fuzzy Sets Information and Control." pp. 29-44, 1965.
- [30] **BERRABAH A. B et HAMZA Oussama** « Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master, Université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA 2017/2018.
- [31] **A. Benbouali**, " Commande par logique floue adaptative d'une machine asynchrone avec estimateur de la constant de temps rotorique " , Mémoire de Magister, Université Hassiba Benbouali De Chlef, 28.05.2008.
- [32] **C. Ahmed** "Commande par logique floue d'une machine synchrone a aimant permanent " , Mémoire de Magister, Université Hassiba ben Bouali- Chlef, 24 juin 2004.

Annexe

Annexe

Paramètres de la machine étudiée : [6]

<i>Paramètre</i>	<i>Symbole</i>	<i>Valeur</i>
<i>Nombre de pair de pôles</i>	<i>P</i>	4
<i>Nombre d'encoche statorique</i>		24
<i>Nombres de spires statorique</i>	<i>N_s</i>	160
<i>Nombre de conducteur / encoche</i>		40
<i>Type d'enroulement</i>		<i>Distribué</i>
<i>Connexion d'enroulement</i>		<i>Etoile</i>
<i>Entrefer magnétique</i>		1,5 mm
<i>Type d'aimant</i>		<i>NdFeB</i>
<i>Résistance de phase</i>	<i>R</i>	0,45 Ω
<i>Inductance de phase</i>	<i>L</i>	2,8 mH
<i>Tension de phase</i>	<i>V</i>	50 V
<i>Fréquence d'alimentation</i>	<i>F</i>	66,67 Hz
<i>Vitesse synchrone</i>		209.33 rad/s
<i>Force électromotrice</i>	<i>Fem</i>	34 V
<i>Courant de phase</i>	<i>I</i>	22 A
<i>Couple nominal</i>	<i>C_n</i>	10.5 N.m
<i>Puissance nominale</i>	<i>P</i>	2.19 kW
<i>Moment</i>	<i>J</i>	0.0032 Kg.m ²
<i>Coefficient de frottement</i>	<i>f_r</i>	10 ⁻⁴ Nm/rad/s
<i>Flux (max) d'excitation des aimants permanents</i>	<i>Φ_f</i>	0.124(Wb)