

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

BADJI MOKHTAR –ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR -ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

Faculté des sciences de l'ingéniorat

Département d'Électromécanique

THÈSE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat

Thème

**Diagnostic des défauts dans les machines synchrones
à vitesse variable**

Option : Electromécanique

Présenté par

BECHKAOUI AMAR

Soutenue publiquement le 14/ 06/2016 à 10h devant le jury composé de :

Président	: Pr.HEROUS Lazhar	Université Badji Mokhtar -Annaba
Rapporteur	: Dr. BOURAS Slimane	Université Badji Mokhtar -Annaba
Examineurs	: Pr.HADJADJ Aouel Elias	Université Badji Mokhtar -Annaba
	Pr.NACERI FARID	Université de Batna
	Pr.MOUSSAOUI Abdelkrim	Université de Guelma
	Dr.BELKACEM Sebti	Université de Batna

Remerciements

« Le grand merci pour le bon dieu »

Un Remerciement particulier à Monsieur Bouras Slimane, Maître de Conférences au sein du département d'Electromécanique pour son soutien scientifique et humain ainsi que la confiance qu'il me témoigne tout au long de ce travail de recherche.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur Herous Lazhar, Professeur au sein du département d'Electromécanique pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance.

Mes remerciements vont également à, Monsieur Hadjadj Aouel Elias Professeur, Monsieur Nacéri Farid Professeur, Monsieur Moussaoui Abdelkarim Professeur, Monsieur Belkacem Sebti Maître de Conférences, qui m'ont fait l'honneur d'être des examinateurs de ma thèse.

Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur Ameur Aissa Maître de conférences au sein de l'université de Laghouate pour ses conseils et toute l'aide qu'il a pu m'apporter durant cette thèse.

Je tiens à remercier Monsieur Taïbi Djamel Maître de conférences au sein du département d'Electrotechnique de l'université de Ouargla pour ses nombreux conseils ainsi que son soutien tout au long de cette thèse.

Mes remerciements vont aussi à ma chère femme pour sa patience et ses encouragements et surtout pour m'avoir poussé sans arrêt à terminer cette thèse.

Enfin, je ne saurais terminer ces remerciements sans oublier toute ma famille, sans exception, ainsi que tous mes amis.

DEDICACES

A mes chers parents, pour leurs soutien inconditionnel, leurs encouragements, et bien sur pour m'avoir permis de réaliser mes études dans les meilleures conditions;

*A la mémoire de ma chérie **Ouamrane Tenhinene;***

A ma femme, pour m'avoir soutenu, accompagné et surtout supporté tout au long de ce travail;

A mes frères Faycele, Redouane et Abdelhak;

A mes sœurs Wided et Mounira et tout ma familles ;

A ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études.

...je dédie ce modeste travail.

Bechkaoui Amar

Résumé

Les machines à aimants permanents (MSAP) ont connu ces dernières années un grand essor grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents (plus précisément à l'aide des métaux de terres rares), à l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaires. Cette machine, pouvant fonctionner en générateur ou en moteur, est intégrée dans un environnement complet, incluant le cas échéant une alimentation, une charge mécanique et éventuellement une commande. Ce travail de thèse traite du problème de surveillance en ligne de défaillances électriques dans les entraînements électriques à base de machines synchrones à aimants permanents par une méthode intelligente basée sur la logique floue. Les défauts de court-circuit entre spires au stator sont souvent critiques et doivent être détectés au plus tôt avec un bon taux de confiance afin d'informer un système superviseur de la présence d'une défaillance pour limiter les risques encourus par l'environnement matériel et humain situé autour de la machine en défaut. Dans un premier temps, on étudie la commande à mode glissant (CMG) de la MSAP associée à deux régulateurs intelligents : le régulateur floue type-1(RFT1) et le régulateur floue type-2 (RFT2) avec la prise en compte de défauts statoriques. Les performances des deux régulateurs seront analysées et comparées entre elles pour différentes charges, et la sévérité de défauts. Dans un second temps, on étudie un système intelligent appelé ANFIS dans le but de la surveillance de défauts statorique. Des simulations sont menées à l'aide d'un modèle analytique de la machine permettant de reproduire des situations de défaillances de manière virtuelle et d'éprouver l'efficacité de notre approche d'une part pour la détection de défauts de court-circuits statoriques et d'autre part pour la commande robuste de défauts par notre régulateur intelligent (RFT2).

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, surveillance, court-circuits statoriques, commande à mode glissant, logique floue de type-1, logique floue de type-2, Neuro-Flou.

Abstract

The permanent magnet synchronous machines (PMSM) have in recent years experienced a boom. It is through improving the qualities of permanent magnets (specifically using rare earth), the power electronics development and non linear technical control. This machine, operating as generator or motor, is integrated in a complete environment, included a power supply, mechanical load and control process. This work deals with the on-line monitoring of electrical faults in permanent magnet synchronous machine (PMSM) by intelligent method based on fuzzy logic. The inter-turns short circuits faults in stator are often critical and have to be detected as early as possible with a high confidence rate to inform the supervisor system of the fault presence in order to limit the risk for the material and human environment. First, we study the sliding control mode (SMC) of the MSAP associated with intelligent controllers: type-1 fuzzy logic controller (T1FLC) and type-2 fuzzy logic controller (T2FLC) with the inclusion of inter turn short circuit faults. The performance of the two

regulators will be analyzed and compared with each other by different loads and fault severity. Secondly, we study an intelligent system called ANFIS with the aim of monitoring stator faults. Simulations are performed using an analytical model of the machine for reproducing virtual manner failure situations and to test the effectiveness of our approach on the one hand for the detection of short circuit defects stator and in the other hand by robust control for inter turn short circuit by our smart controller (T2FLC).

Keywords: Permanent magnets synchronous machines, supervision, inter turn short circuit stator, sliding mode control, type-1 fuzzy logic controller and type-2 fuzzy logic controller, ANFIS.

ملخص:

الآلات ذات المغناطيس الدائم شهدت انطلاقة كبيرة في السنوات الأخيرة وهذا بفضل تحسين الصفات من جودة المغناطيس الدائم (على وجه التحديد باستخدام الأتربة النادرة) وتطوير إلكترونيك القوة وتطوير تقنيات التحكم غير الخطي. كما يمكن لهذا الجهاز تشغيله كمولد أو كمحرك. يتناول هذا البحث مع مشكلة مراقبة الأعطال الكهربائية في الآلات ذات المغناطيس الدائم وهذا بطريقة ذكية تقوم على أساس المنطق الضبابي. الدارة القصيرة بين اللفات تعتبر من بين الأخطاء التي تصيب الآلات ذات المغناطيس الدائم و غالبا ما تكون حاسمة لذا يجب أن يتم الكشف عنها في وقت سريع مع مستوى جيد من الثقة من أجل إعلام نظام المشرف للحد من المخاطر التي تتعرض لها البيئة و المشرف البشري.

أولاً، قمنا بدراسة الآلات ذات المغناطيس الدائم مع التحكم الزالق وهذا باستخدام وحدات تحكم ذكية: التحكم الضبابي ذو النوع الأول، التحكم الضبابي ذو النوع الثاني و التحكم الضبابي التكيفي ذو النوع الثاني وهذا مع وجود الدارة القصيرة بين اللفات، وقد تم تحليل أداء الجهات الرقابية الثلاث ومقارنتها مع بعضها البعض مع حمولات مختلفة متغير في سرعة المحرك مع تغيير في شدة العيوب.

ثانياً، قمنا بدراسة عنصر دكي يدعي العصبي الغامض وهذا بغرض الكشف عن الدارة القصيرة بين اللفات ، يتم تنفيذ المحاكاة باستخدام نموذج تحليلي من الجهاز مع حالات الدارة القصيرة بين اللفات وهذا لإثبات الطريقة الذكية المقدمة في هذا البحث للكشف عن هذه العيوب من جهة وإثبات التحكم القوي للجهاز باستعمال التحكم الضبابي التكيفي ذو النوع الثاني ضد التشوهات المنتجة عن حالات الدارة القصيرة بين اللفات من جهة أخرى.

Table Des Matières

Introduction générale.....1

Chapitre I : Etat de l'Art	5
I.1. Introduction	5
I.2. Définition	5
I.2.1. Maintenance	5
I.2.2. Diagnostic	7
I.3. Etude statistique sur les défauts dans les machines électriques	7
I.4. Types des défauts dans les machines électriques	9
I.4.1. Défauts Statoriques	10
I.4. 2. Défauts rotoriques	13
I.4.3. Les défauts des aimants	14
I.4. 4. Excentricité statique et dynamique	15
I.4.5. Défauts du roulement	16
I.6. Les techniques de surveillance d'état	19
I.6.1. Surveillance électromagnétique	19
I.6.2. Surveillance du courant	20
I.6.3. Surveillance de la tension	24
I.6.4. Surveillance mécanique	26
I.6.5. Surveillance thermique	27
I. 7. Les techniques du traitement de signal	28
I. 7.1. Transformée en Série de Fourier	28

I. 7.2. Les techniques de types non stationnaires	28
I.8.Surveillance et Diagnostic des défauts de court-circuits statoriques dans les machines synchrones à aimants	31
I.9.Importance de la surveillance des MSAP	31
Conclusion	32
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DE CHAPITRE-I	33
Chapitre II : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent (MSAP) à l'état sain et dégradé	38
II.1. Introduction	38
II.2. Généralités sur les MSAP	39
II.3. Constitution des MSAP	40
II.3.1. Les aimants permanents	40
II.3.2. Structure du rotor	41
II.3.3. Structure du stator	43
II.4. Modélisation de MSAP	44
II.4.1. Hypothèses considérée pour la modélisation	44
II.4.2. Modèle circuit électrique de la machine saine	45
II.4.3. Modèles circuit électrique d'une MSAP en présence de défaut	48
II.4.4. Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spores	49
II.5. Modélisation de l'alimentation du MSAP à vitesse variable	51
II.5.1 Système d'alimentation	52
II.5.2.Onduleur de tension triphasé	53
II.6.Commande Direct du Couple de la MSAP	57
II.6.1.Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique	57
II.6.2.Choix du vecteur de tension	59
II.6.3.Estimation du flux et du couple électromagnétique	59
II.6.4.Élaboration de la table de commutation avec séquences nulles	60

II.6.5.La table de commutation avec séquences nulles	61
II.6.6.Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles	61
II.7. Résultats de simulation	63
II.7. 1. La MSAP à l'état sain	63
II.7. 2. La MSAP avec défauts de court-circuits	64
II.8. Etude de comportement de la MSAP en présence de défaut	65
Conclusion	67
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DE CHAPITRE-II	68
Chapitre III : Commande intelligente de la MSAP en tenant compte des défauts statoriques	72
III.1Introduction	72
III.2. Conception de la commande par mode glissant	72
III.2.1Choi de la surface de glissement	73
III.2.2.Conditions d'existence de la convergence	74
III.2.3.Détermination de loi de commande	75
III.2.4.Application de la commande par mode glissant à la MSAP	81
III.3. Principe de la logique Floue	83
III.3.1. Logique Floue Type-1	83
III.3. 1.Domaines d'application	84
III.3.2.Avantages et inconvénients de la commande par la Logique Floue	85
III.3.3.Structure général d'un système Flou	85
III.3.4. Eléments de base de la Logique Floue	86
III.4. Généralités sur la logique floue type-2	92
III.4.1. Fuzzification	94
III.4.2. Inférence	95
III.4.3. Défuzzification	96

III.5.Résultats de simulation	98
III. 5.1. Cas d'une machine saine	98
III. 5.2. La machine à l'état dégradé	99
Conclusion	103
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DE CHAPITRE-III	104
Chapitre IV :	
Prédiction de la sévérité du défaut statorique dans les MSAP par Neuro-Floue	106
IV.1. Introduction	106
IV.2. Réseaux de neurones et systèmes Neuro-flous	107
IV.2.1.Réseaux de neurones	107
IV.1.3 Système d'inférence flou basé sur les réseaux de neurones adaptatifs	116
IV.1.4.Prédiction de la sévérité du défaut	119
Conclusion	128
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DE CHAPITRE-IV	129
CONCLUSION GENERALE	131
ANNEXE	133

Nomenclature

(r)	Grandeur rotor ou de repère rotorique (R)
(s)	Grandeur stator ou de repère statorique (S)
d	Axe d du repère tournant (d, q)
q	Axe q du repère tournant (d, q)
α	Axe α du repère statorique (α, β)
β	Axe β du repère statorique (α, β)
n	Grandeur nominale
p	Nombre de paires de pôles
r_s	Résistance statorique
l_s	Inductance de fuite
l_d	Inductance longitudinale
l_q	Inductance transversale
q_e	Flux d'un aimant
U_c	Tension d'entrée de l'onduleur
v_{sd}	Tension statorique instantanée dans l'axe d
v_{sq}	Tension statorique instantanée dans l'axe q
i_{sd}	Courant statorique instantané dans l'axe d
i_{sq}	Courant statorique instantané dans l'axe q
$v_{s\alpha}$	Tension statorique instantanée dans l'axe α
$v_{s\beta}$	Tension statorique instantanée dans l'axe β
$i_{s\alpha}$	Courant statorique instantané dans l'axe α
$i_{s\beta}$	Courant statorique instantané dans l'axe β
ϕ_{sd}	Flux statorique instantané dans l'axe d
ϕ_{sq}	Flux statorique instantané dans l'axe q
$\phi_{s\alpha}$	Flux statorique instantané dans l'axe α
$\phi_{s\beta}$	Flux statorique instantané dans l'axe β
ϕ_e	Flux d'un aimant par pôle
J	Moment d'inertie du moteur
Ω_r	Vitesse angulaire mécanique du rotor
f_r	Coefficient de frottement visqueux

C_e	Couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r	Couple résistant, ou de charge
\hat{x}	Estimation de x
θ_r	Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant (d,q) et le référentiel fixe (α,β) lié au stator
θ_c	Angle de calage (déphasage) entre le vecteur de tension et le courant statorique.
ω_r	Vitesse de rotation électrique ($p\Omega_r$)
x_{ref}	Consigne de x
e	Erreur entre grandeur réel et de référence
Δe	Variation de l'erreur e
Δr_s	Variation de la résistance statorique du MSAP
K_e	constant de force contre magnétomotrice

Liste Des Figures

Figure I.1. Répartition des défauts dans les machines électriques du domaine industriel	8
Figure I.2. Distribution des défauts dans une population de 483 moteurs de l'industrie pétrochimique	9
Figure. I.3. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques	11
Figure I.4. Point limite de désaimantation réversible	14
Figure I.5. Evolution de l'aimantation rémanente avec la température	15
Figure I.6. Rotor parfaitement aligné au stator	16
Figure I.7. Problème de l'excentricité dans une machine	16
Figure I.8. Courant statorique dans le plan de Park. Cas d'un moteur sain	21
Figure I.9. Courant statorique dans le plan de Park. Cas d'un moteur avec défaut	22
Figure. II.1. Evolution de la densité d'énergie (BH) max des aimants permanents	41
Figure. II.2. Différentes structures rotoriques pour une MSAP	42
Figure. II.3. Exemple de bobinages distribués à pas diamétral (a) et à pas raccourci (b)	43
Figure. II.4. Représentation schématique d'une machine synchrone à aimants posés sur la surface du rotor	45
Figure. II.5. Schéma bloc représentant le modèle électrique de la machine synchrone à aimants saine	48
Figure. II.6. Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase de stator (as)	48
Figure. II.7. Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre-spires dans la phase as	49
Figure. II.8. Redresseur et Filtre associé à un onduleur de tension triphasé.	52
Figure. II.9. Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.	53
Figure. II.10. MLI sinus-triangle bipolaire	55
Figure. II.11. Evolution du vecteur de flux statorique.	58
Figure. II.12. Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .	58
Figure. II.13. Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_{f=1...6}$.	59
Figure. II.14 a) Sélection Trajectoire du flux statorique dans le plan (α, β)	60
Figure. II.15. Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.	61
Figure. II.16. Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSAP.	62
Figure. II.17. Evolution de vitesse de rotation de la MSAP	63
Figure. II.18. Evolution de couple électromagnétique de la MSAP	63
Figure. II.19. Evolution du courant de défauts de la MSAP	63
Figure. II.20. Evolutions des courants statorique de la MSAP	63
Figure. II.21. Evolution de la vitesse de rotation pour 40 spires en court-circuit à l'instant $t=0.35s$	64
Figure. II.22. Evolution du couple électromagnétique pour 40 spires en court-circuit à l'instant $t=0.35s$	64
Figure. II.23. Evolutions des courants statoriques pour 40 spires en court-circuit à l'instant $t=0.35s$.	65
Figure. II.24. Evolution du courant du défaut pour 40 spires en court-circuit à l'instant $t=0.35s$	65
Figure. II.25. Evolution du couple électromagnétique pour : a) variation de N_{CC} ; b) variation de R_f	65
Figure. II.26. Evolution de vitesse de rotation pour : a) variation de N_{CC} ; b) variation de R_f	66
Figure. II.26. Evolution du courant du défaut I_f pour : a) variation de N_{CC} ; b) variation de R_f	66
Figure. II.27. Evolutions des courants statorique I_a pour : a) variation de N_{CC} ; b) variation de R_f	66

Figure. III.1. Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface	75
Figure. III.2. Commande équivalente U_{eq}	76
Figure.III.3. Fonction sign	78
Figure. III.4. Fonction sign de la commande avec un seul seuil	79
Figure. III.5. Fonction sign de la commande adoucie	79
Figure .III.6. Commande rendue continue	80
Figure.III.7. Schéma globale de stratégie de la CMG avec trois surfaces	81
Figure.III.8. Système flou	86
Figure. III.9. Différents formes d'une fonction d'appartenance	87
Figure. III.10. Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.	90
Figure. III.11. Les fonctions de membership de RF-1 (i) l'erreur de vitesse $e\omega_r$ et la variation de l'erreur de vitesse $\Delta e\omega_r$ et (iii) le variable de sortie C_e^*	90
Figure (III-12). Structure d'un système flou type-2, avec ses deux sorties :(a) l'ensemble de type réduit (b) la sortie défuzzifiée.	94
Figure (III-13) .Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de variance appartenant à l'intervalle [0.05 ; 0.45] pour $x=4$.	95
Figure (III-14). Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de valeur moyenne appartenant à l'intervalle [0.29 ; 0.69] pour $x=4$.	95
Figure. III.15. les fonctions de membership de RF-2 (i) l'erreur de vitesse $e\omega_r$ et la variation de l'erreur de vitesse $\Delta e\omega_r$ et (iii) le variable de sortie C_e^*	98
Figure.III.16. Evolution de la vitesse de rotation de la MSAP de deux régulateurs intelligents.	98
Figure.III.17. Evolution de couple électromagnétique de la MSAP de deux régulateurs intelligents.	99
Figure.III.18. Evolution de flux statorique de la MSAP de deux régulateurs intelligents.	99
Figure.III.19. Analyse spectrale de la phase (a) de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents :a)RFT1,b) RFT2	99
Figure.III.20. Evolution de la vitesse de rotation de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents nombres de court-circuits à l'instant $t=0.15s$:a) 5 sp ;b) 25sp	100
Figure.III.21. Evolution de couple électromagnétique de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents nombres de court-circuits à l'instant $t=0.15s$:a) $N_{cc} =5$ sp ;b) $N_{cc} = 25sp$	100
Figure.III.22. Evolution de flux statorique de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents nombres de court-circuits à l'instant $t=0.15s$: a) $N_{cc} =05$ sp ;b) $N_{cc} =25sp$.	101
Figure.III.23. Evolution de la vitesse de rotation de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents degrés de sévérités à l'instant $t=0.15s$: a) $R_f=0.1$ Ohm ;b) $R_f=0.7$ Ohm.	101
Figure.III.24. Evolution de couple électromagnétique de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents degrés de sévérités à l'instant $t=0.15s$: a) $R_f=0.1$ Ohm ;b) $R_f=0.7$ Ohm.	101
Figure.III.25. Evolution de flux statorique de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents degrés de sévérités à l'instant $t=0.15s$: a) $R_f=0.1$ Ohm ;b) $R_f=0.7$ Ohm .	102
Figure IV.1 Modèle de base d'un neurone formel	107
Figure IV.2 Perceptron à une couche cachée	108
Figure IV.3 Réseaux de neurones récurrents	109
Figure IV.4 Organigramme de conception d'un réseau de neurones	115
Figure IV.10. Architecture équivalente d'ANFIS	117
Figure IV.11. la fonction d'appartenance des entrées	119
Figure IV.12. la fonction d'appartenance de sortie (l'état du moteur).	121
Figure. IV.13. a) couple électromagnétique ; b) les courants statoriques avec différents sévérité de défauts	121
Figure. IV.14. a) la vitesse de rotation ; b) le courant du défaut	122
Figure. IV.15. L'état du Moteur par différents sévérité du défaut	122
Figure. IV.16. a) le couple électromagnétique ; b) les courants statoriques	123
Figure. IV.17. a) la vitesse de rotation ;b) le courant du défaut	123
Figure. IV.18. L'état du Moteur par différents sévérité du défaut	123

Figure. IV.19. L'état du Moteur par différents variations de résistance du défaut	124
Figure. IV.20. Résultats de simulation par ANFIS : a) les entrées et la sortie de l'ANFIS, b) L'interface de l'ANFIS	126
Figure. IV.21. Résultats de simulation par ANFIS à l'état sain et dégradé : c) La surface de l'ANFIS ;d) Apprentissage de ANFIS ;e) L'erreur de l'ANFIS, f) $R_f=0\text{ohm}$; g) $R_f=0.1\text{ohm}$; h) $R_f=0.3\text{ohm}$	127
Figure. IV.22. La prédiction par L'ANFIS pour : i) $R_f=0.6\text{ohm}$; j) $R_f=1\text{ohm}$	128

LISTE DES TABLEAUX

Tab. II.1. Table de vérité d'un onduleur triphasé commandé par MLI vectorielle	56
Tab. II.2. Table de la <i>DTC</i> classique selon <i>Takahashi</i> définissant les séquences d'un onduleur	61
Tab. II.3. Table de commutation sans séquences nulles	62
Tab. III.1 Matrice d'inférence des règles floues.	91
Tab .IV.1. Table des règles de la logique Floue	120
Tab .IV.2. La relation entre l'état de la machine et la sortie floue.	120

Introduction générale

Le rôle premier de la surveillance industrielle est d'augmenter la disponibilité des installations industrielles afin de réduire les coûts directs et indirects de la maintenance des équipements de production. Les coûts directs de cette maintenance sont ceux relatifs aux diverses pièces de rechange, la main d'œuvre, etc. Par contre, les coûts indirects sont essentiellement dus au manque à gagner engendré par un arrêt de production. On comprend alors que l'enjeu d'une bonne politique de surveillance est très important pour les entreprises soucieuses d'avoir une meilleure maîtrise des coûts de maintenance.

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 MSAP 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 inter-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.

La commande des machines à courant alternatif est aujourd'hui une réalité industrielle. Depuis les années 1980, de nombreux laboratoires de recherche se sont penchés sur ce thème. Le problème des variateurs de vitesse est très important dans toutes les applications nécessitant la transformation d'une énergie électrique en énergie mécanique.

Dès le début du siècle; ce problème a été résolu à partir des moteurs à courant continu. En effet, à cette époque le seul moteur électrique capable de transmettre une énergie notable avec une vitesse de rotation variable était le moteur à courant continu. Le moyen le plus simple de modifier sa vitesse de rotation de 0 à la valeur maximale est alors d'agir sur la tension d'induit en gardant constant le flux d'induction.

Cependant cette machine présente des inconvénients dus au système balais-collecteur, ce qui l'empêche d'être utilisée dans les milieux explosifs et corrosifs. En plus le commutateur mécanique introduit des limitations dans les capacités de la machine. En effet,

elle ne peut ni opérer à grande vitesse, ni être alimentée par des tensions élevées. Les avantages des machines à courant alternatif par rapport au moteur à courant continu, sont importants : coût de fabrication moindre, poids plus faible à puissance égale ; absence du collecteur donc entretien réduit.

Problématique et Objectifs de la Thèse

Il est évident que l'activité du diagnostic comporte deux tâches : la détection et la localisation. La détection consiste à détecter la présence d'un défaut tandis que la localisation a pour but de trouver l'élément en défaut. A travers une large étude bibliographique, nous avons remarqué que la plupart des méthodes utilisées pour le diagnostic des défauts dans les machines asynchrones, appartiennent à l'approche signal. Le principe de cette approche suppose que chaque type de défaut est caractérisé par une propre signature spectrale. Par conséquent, le diagnostic (la détection et la localisation) de n'importe quel défaut peut être effectué par la surveillance de sa propre signature dans le spectre fréquentiel des différents signaux issus de la machine. Cependant, les cas réels montrent que la majorité des signatures spectrales sont toujours présentes dans les spectres de ces signaux même à l'état sain à cause de l'asymétrie résiduelle. De plus, il a été démontré que la présence d'un défaut dans une machine s'accompagne toujours par des phénomènes physiques compliqués, tels que l'échauffement, les vibrations et les oscillations dans le couple. Ces phénomènes ainsi que les changements dans le régime de fonctionnement, élargissent les effets de ce défaut sur d'autres composantes spectrales différentes de sa signature. Ceci pose des questions sur la certitude de la notion de signatures des défauts et prouve que la localisation des défauts via leurs signatures est presque impossible.

Pour ces raisons, la philosophie générale de ce travail suppose que le but principal d'un opérateur de la maintenance est de détecter la présence de n'importe quel défaut dès sa naissance pour qu'il planifie un arrêt programmé de la chaîne de production afin de remplacer la machine en défaut. Ensuite, cette machine sera envoyée vers les ateliers où elle subira une inspection précise pour localiser le défaut puis le réparer. Donc, notre idée est basée sur la séparation entre les deux tâches du diagnostic, et la grande importance sera donnée à la tâche de détection des défauts. De plus, et pour améliorer la tâche de détection, nous allons introduire une nouvelle stratégie du diagnostic basée sur l'utilisation de technique de l'intelligence artificiel basé sur Neuro-Flou pour détecter le défaut de court circuit à leurs

naissance quelques soit la variation de charge, de vitesse et la sévérité de défaut (dégradation de l'isolation des spires).

Organisation de thèse

Dans le premier chapitre, nous abordons tout d'abord l'étude préliminaire de la Machine Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) en vue de la surveillance et du diagnostic. Quelques notions générales relatives à la sûreté de fonctionnement seront présentées. Nous évoquerons également la constitution physique de la machine synchrone à aimants permanents pour mieux appréhender les différents défauts dont elle peut être l'objet. Les défauts relatifs au stator des MSAP sont ensuite parcourus ainsi que leurs origines et les risques qu'ils entraînent. Un état de l'art relatif aux techniques de détection des défauts statoriques est ensuite proposé afin de mettre en avant les principales techniques déjà utilisées dans le domaine et les principaux travaux réalisés sur ces thèmes.

Dans le deuxième chapitre, on détaille le modèle défaillant de notre MSAP, en vue d'un challenge de diagnostiquer les défauts statoriques et en particulier les défauts de court-circuit des spires dans une phase statoriques. Ces défauts seront modélisés dans ce chapitre et des résultats de simulation seront présentés dans l'objectif de vérifier et valider notre stratégie de diagnostic.

Dans le troisième chapitre, nous présentons l'effet de court-circuit entre spires statoriques sur la commande de la MSAP. Dans l'objectif de montrer la flexibilité du système, on distingue l'utilisation des régulateurs flous (floue de type-1 et de type-2). Nous évaluons les performances propres au notre régulateur proposé (RFT2) (à l'état sain et défaillant). Nous allons montrer aussi qu'il est possible de préserver la continuité de fonctionnement du système malgré le court-circuit statoriques.

Dans le quatrième chapitre, nous avons proposé la prédiction du défaut de court circuit statorique par l'approche neuro flou. Les systèmes neuro-flous nés de l'association des réseaux de neurones avec la logique floue, de manière à tirer profits des avantages de chacune de ces deux techniques, les principales propriétés des systèmes neuro-flous et leur capacité à traiter dans un même outil des connaissances numérique et symboliques d'un système. Ces derniers permettent donc d'exploiter les capacités d'apprentissage des réseaux de neurones d'un part et, les capacités de raisonnement de la logique floue, d'autre part. Nous clôturons ce

chapitre par une étude comparative entre les trois méthodes de diagnostique (sévérité du défaut) suivi par des résultats numériques.

Enfin, dans la dernière partie concluant ce mémoire, nous dresserons un bilan final de notre travail de thèse et nous donnerons quelques perspectives de recherche prometteuses. Il est à noter aussi, que notre préférence de placer les références à la fin de chaque chapitre a été faite dans le souci de permettre au lecteur de mieux parcourir les événements des différentes parties de la thèse.

Chapitre I

Etat de l'Art

I.1. Introduction

Dans ce chapitre nous évoquons certaines notions de base concernant les activités maintenance et du diagnostic puis, une brève exposition des différents défauts qui peuvent affectés ces actionneurs. Après cela, nous donnerons les méthodes les plus usitées en diagnostic.et nous terminons par présenter l'importance de la surveillance des défauts de court circuit entre spires statorique dans les MSAP.

I.2. Définition

I.2.1. Maintenance

Ensemble de toutes les actions techniques, administratives et de management durant le cycle de vie d'un bien, destinées à le maintenir ou à le rétablir dans un état dans lequel il peut accomplir la fonction requise. Il y a deux grandes classes de la maintenance :

- ✓ Maintenance corrective ;
- ✓ Maintenance préventive : - systématique ;
- conditionnelle.

I.2.1.1.Maintenance corrective : maintenance exécutée après détection d'une panne et destinée à remettre un bien dans un état dans lequel il peut accomplir une fonction requise. Si l'intervention doit être immédiate, la maintenance corrective sera qualifiée d'urgence. Si au

contraire l'intervention peut être reportée on parlera de maintenance corrective différée. Terme anglais : "Corrective maintenance"

I.2.1.2.Maintenance préventive : maintenance exécutée à des intervalles prédéterminés ou selon des critères prescrits et destinée à réduire la probabilité de défaillance ou la dégradation du fonctionnement d'un bien. Terme anglais : "Préventive maintenance".

I.2.1.3.Maintenance curative [MAK 09] : activités de maintenance corrective ayant pour objet de rétablir un bien dans un état spécifié ou de lui permettre d'accomplir une fonction requise. Le résultat des activités réalisées doit présenter un caractère permanent. Ces activités peuvent être : des réparations, des modifications ou des améliorations ayant pour objet de supprimer la ou les défaillances.

✓ **Maintenance préventive systématique**

La maintenance systématique est un type de maintenance planifiée dans le temps (graissage, lubrification, nettoyage, dépoussiérage, calibrage,...). Il s'agit là d'éviter les causes de défaillances et de vieillissement des composantes du système.

Généralement, la maintenance préventive systématique s'adresse aux éléments dont le coût des pannes est élevé, mais ne revenant pas trop cher en changement (les meilleurs exemples sont le changement systématique de l'huile, des filtres, changement de la courroie de synchronisation, des roulements, des paliers de rotation ...).

✓ **Maintenance préventive conditionnelle**

C'est un type de maintenance déclenché suite à un symptôme observable (température, vibration, jeu excessif, ...) permettant de prédire une défaillance prochaine. Il s'agit là d'intervenir juste avant que la panne ne survienne. La maintenance préventive conditionnelle est réalisée dès lors qu'une mesure dépasse une valeur précise (seuil) d'une grandeur physique (température, pression...).

La maintenance préventive conditionnelle s'adresse aux pièces des machines coûtant chers en remplacement et pouvant être surveillées par des méthodes non – destructives (vibration, huile, température, courant, etc.). Autrement dit, on ne change l'élément que lorsque celui-ci présente des signes de vieillissement ou d'usure affectant les performances du fonctionnement. La maintenance préventive conditionnelle nécessite une équipe de maintenance de niveau technologique plus élevé formée en méthodes du diagnostic.

Les outils ou bien les signaux qui peuvent être utilisés par la maintenance préventive conditionnelle sont :

- mesure de température, thermographie infrarouge (lignage, roulements, paliers)
- mesures de pression (paliers) ;
- mesure de débit (paliers) ;
- analyse d'huile (roulements, paliers, engrenages) ;
- mesure de vibration (déséquilibre, roulements, paliers, engrenages, jeux, etc.) ;
- mesure du courant statorique, du couple, de la vitesse ou de la puissance.

I.2.2.Diagnostic[MAK 09]: action consistant à identifier la (ou les) cause(s) probable(s) de la (ou les) défaillance(s) ou de l'évolution d'un ou de plusieurs paramètres significatifs de dégradations à l'aide d'un raisonnement logique fondée sur un ensemble d'informations. Le diagnostic permet de confirmer, de compléter ou de modifier les hypothèses faites sur l'origine et la cause des défaillances, et de préciser les opérations de maintenance corrective nécessaires.

I.3. Etude statistique sur les défauts dans les machines électriques [JAW 08]

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 spécification ou conception, un mauvais montage (y compris les mauvais alignements), 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 la défaillance du composant et provoquera sa sortie prématurée du fonctionnement [THOR 99].

Plusieurs enquêtes ont été menées sur la fiabilité des machines électriques. Dans ces enquêtes, un grand nombre d'opérateurs des machines ont remis en question les types et la fréquence des défauts dans leurs usines. Les plus importantes de ces enquêtes, ont été menées par la General Electric Company. Leurs résultats publiés dans le journal de EPRI (Electric Power Research Institute) en 1982 et couvrant environ 5000 moteurs, dont 97% d'entre ont été des machines asynchrones à cage. La figure (1.1) présente la répartition des défauts dans les moteurs testés. Il convient de noter que cette figure fournit des données des machines travaillant dans des nombreuses applications différentes et dans diverses branches de

l'industrie. Il est connu que la survenance de l'un des types de défaut dépendra en grande partie de l'application spécifique de la machine. Par exemple, il a été constaté que, dans les machines asynchrones à cage, l'incidence de la défaillance de la cage rotorique peut être aussi élevée que le défaut de l'enroulement statorique dans les applications où la machine est constamment arrêtée et redémarrée sous une charge lourde. Les machines à percer dans l'industrie d'exploitation de pétrole et des mines sont des cas typiques de ces applications.

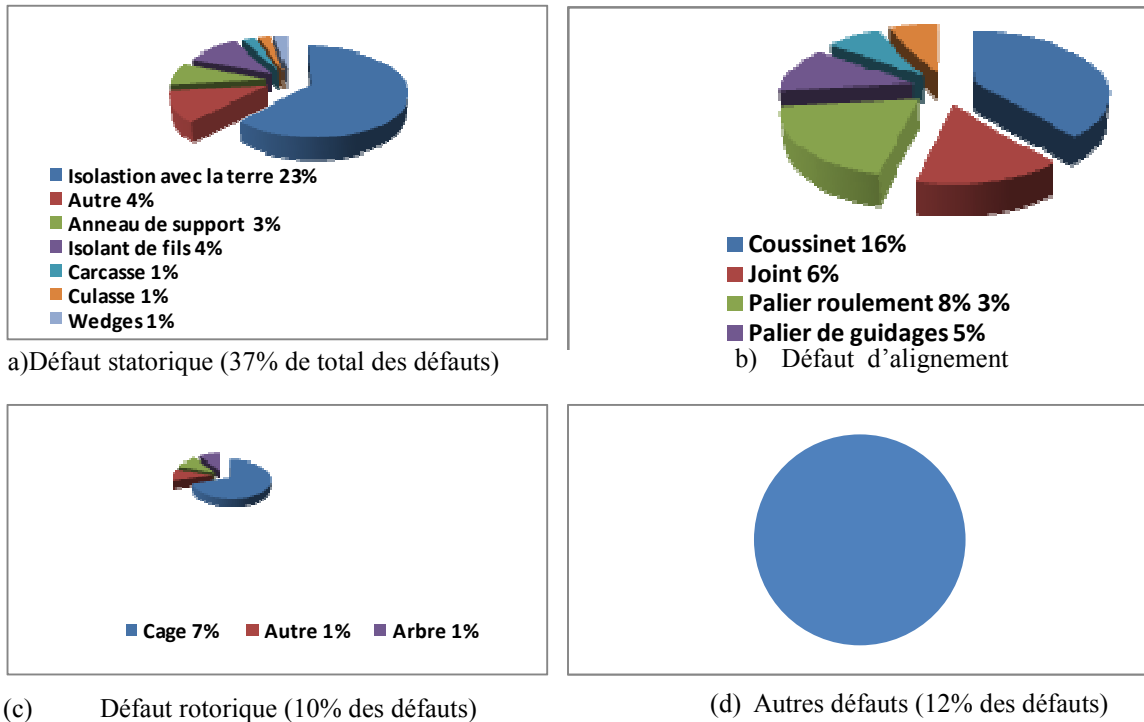


Figure I.1. Répartition des défauts dans les machines électriques du domaine industriel

En se basant sur les travaux de [THOR 99], la figure (I.2) met en évidence les natures de défauts que présentent les moteurs défectueux parmi 483 moteurs asynchrones à haute tension travaillant dans l'industrie, pétrochimique. Ces moteurs fonctionnent très souvent dans des conditions extrêmes et dans des activités offshores. Ils sont souvent démarrés directement en ligne, ce qui conduit à de grands courants de démarrage et fortes pulsations du couple. Ces conditions sont néfastes pour le moteur, et conduisent à affaiblir ces différents composants avec le temps. Si l'on compare les résultats de cette enquête avec ceux présentés par EPRI (figure I.1), il devient clair que la survenance d'un défaut dépend considérablement de l'application spécifique de la machine et de son environnement.

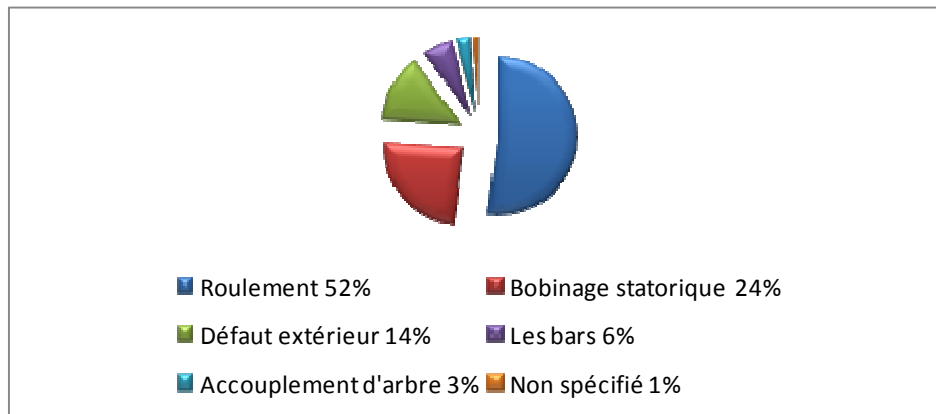


Figure I.2. Distribution des défauts dans une population de 483 moteurs de l'industrie pétrochimique

Comme les machines électriques sont soumises à des conditions environnementales différentes (tels que l'humidité dans la plupart des activités offshore), il est important d'avoir une idée sur la dépendance des taux de défaillance due à l'environnement. À cet égard, Thorsen et al [THOR 99] montrent que le taux de défaillance pour les moteurs situés en plein air dans des conditions extrêmement difficiles (pour des installations situées en terre et en mer) est environ de 2,5 fois plus élevé que le taux de défaillance pour les moteurs situés à l'intérieur.

I.4. Types des défauts dans les machines électriques [JAW 08]

En fonction de sa gravité et son actualité, un défaut peut être classé en deux catégories. Un défaut dur (défaut brutal), où l'incident de la perte complète des signaux ou des changements brutaux du principe de fonctionnement provient soudainement. Dans les simulations, les défauts durs sont généralement modélisés par un changement brusque des entrées ou les paramètres du système. Un défaut doux, (défaut naissant), se réfère généralement à des changements progressifs des paramètres du système par rapport à leurs valeurs normales. Les défauts naissants indiquent les éventuels dysfonctionnements et sont caractérisés par une variation lente des propriétés du système avec le temps. Ils sont généralement plus difficiles à détecter que les défauts durs [LIU06].

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 :

I.4.1. Défauts Statoriques

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 statoriques peuvent se situer au niveau des enroulements ou de la culasse.

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 statoriques. 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 [KLI 96].

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 [STA 01a].

Un autre type de défaut associé à l'enroulement statorique est appelé mono phasing (single phasing). Dans ce cas, une ligne d'alimentation d'un circuit est ouverte ou connectée à deux phases (en supposant une connexion "étoile" de la machine), ce qui est équivalent à un circuit monophasé [DAI 05].

I.4.1.1.1. Les défauts de type courts-circuits dans les enroulements

Comme déjà mentionné, l'isolation du bobinage statorique est exposée à une combinaison de contraintes multi physiques : thermique, électrique et mécaniques. À 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 [KLI 96]. 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 [WIE 03].

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 [TAL 03a].

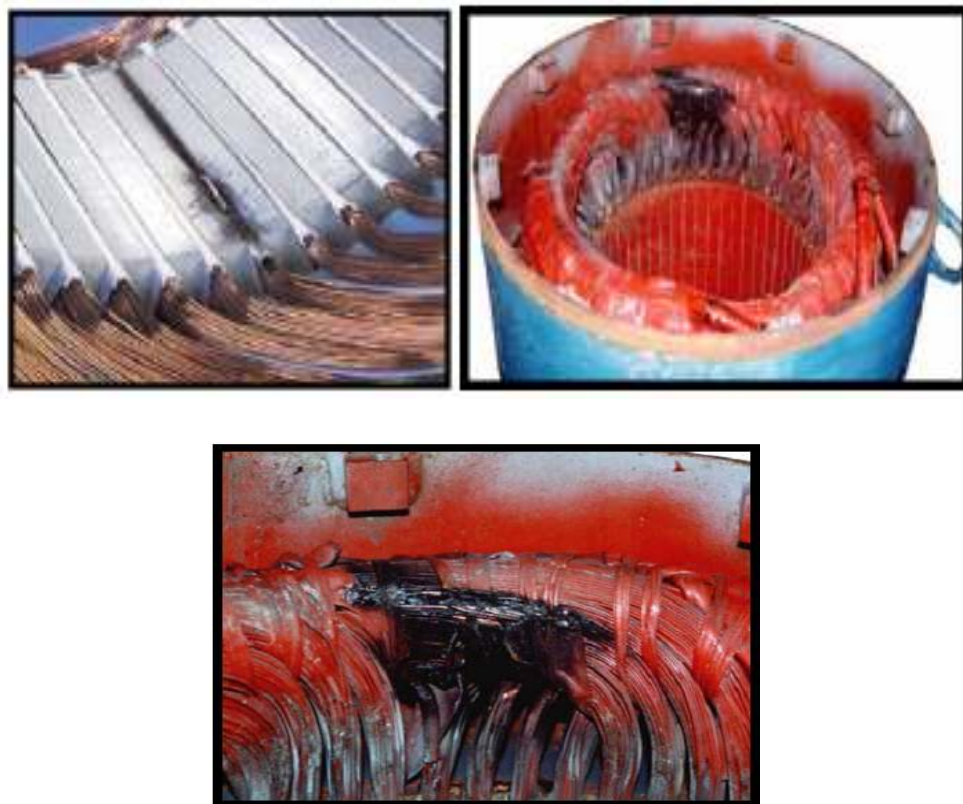


Figure. I.3. Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques

➤ Autres causes de la défaillance des enroulements statoriques

Le bobinage statorique d'une machine électrique est soumis à des contraintes thermiques (échauffement), mécaniques (vibrations) et électriques (pic de tension/courant). Selon Nandi [NAN 05], les causes les plus fréquentes des défaillances du bobinage statorique sont :

- 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.4.1.1.2. Défaut de la 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 comprimé 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, figure I.1). 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 [TAL 03a], 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.

Tavner et al dans [TAV 05] déclarent que de tels défauts sont relativement rares, même pour les grandes machines. En outre, ils affirment que la plupart des détails de ces défaillances ne sont pas mis en évidence en raison de l'importance commerciale. Il est à noter que les résultats des enquêtes sont traités de manière confidentielle. Cela peut être une des raisons pour lesquels il n'existe pas non suffisamment de littérature sur ces défauts à ce jour.

➤ Les causes principales des défaillances de la culasse

Les causes principales de la défaillance de noyau du stator sont [KLI 04]:

- 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 dû à la défaillance du bobinage.

Les défauts entre les tôles sont très difficiles à surveiller en ligne parce qu'ils provoquent localement la redistribution du flux et de l'échauffement. Le noyau d'une grande machine est généralement inspecté pendant ou après la fabrication, au cours d'un entretien régulier et après réparation. La détection des défauts précédemment évoqués se fait uniquement à travers l'inspection visuelle [LEE 05].

➤ **Les symptômes des défauts de la culasse**

Si les tôles sont court-circuitées pour une des raisons ci-dessus, un courant de Foucault plus grand que celui des conditions nominales est induit. La circulation de ce courant de défaut cause la perte de puissance dans le noyau et un échauffement local, ce qui entraîne éventuellement les tôles à fondre ou à brûler. En conséquence, l'enroulement statorique et l'isolation du bobinage peut également être endommagés. Dans ces conditions un fort courant peut passer vers la terre, ce qui entraîne une défaillance potentielle de la machine.

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 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 dans les aimants dans les machines à aimants permanents.
- Excentricités du rotor dans toutes les machines électriques.

I.4.3. Les 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 rotorique constant. Toutefois, ce flux peut varier sous l'influence de nombreux facteurs tels que la réaction d'induit et la température. Lorsque les enroulements statoriques 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.4). Mais ce point de fonctionnement peut évoluer et traverser le point limite de désaimantation réversible.

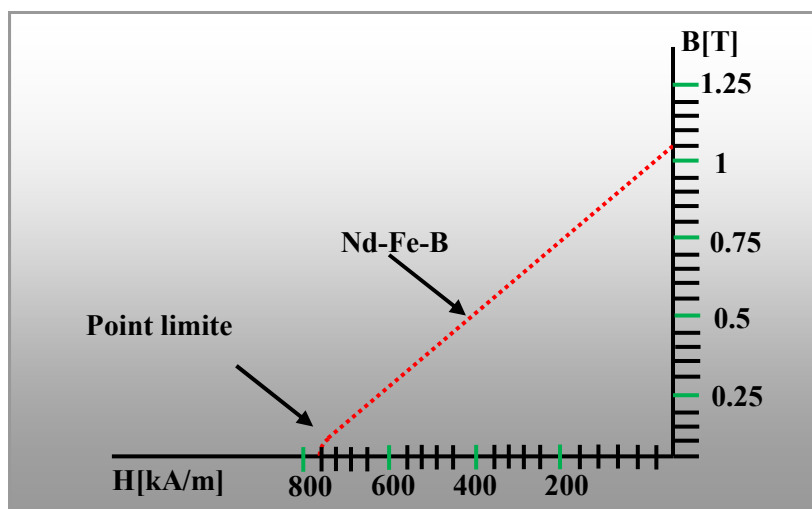


Figure I.4. Point limite de désaimantation réversible

Ce phénomène peut se produire lors des applications brutales de charges ou en cas de défaut de court-circuit des enroulements statoriques. 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.5) montre la variation du B_r avec la température.

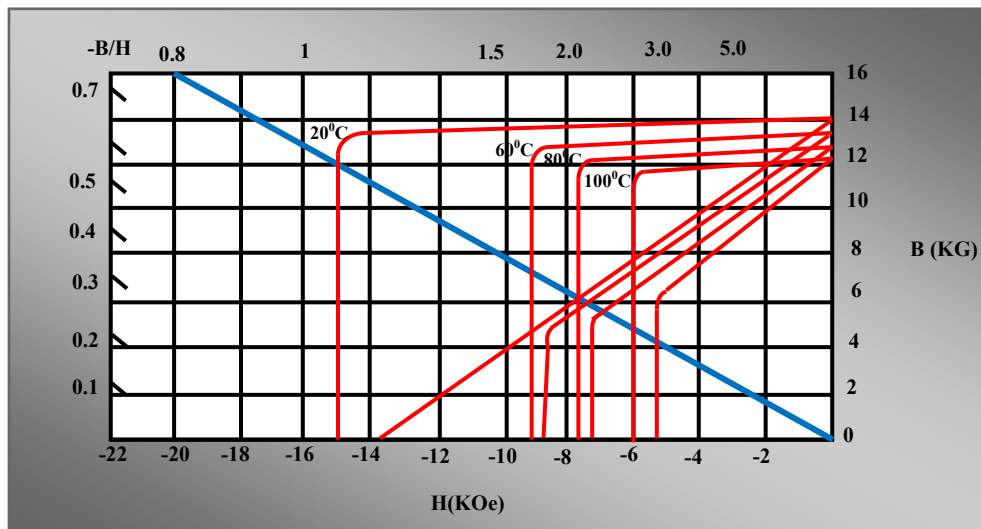


Figure I.5. Evolution de l'aimantation rémanente avec la température

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 [RAJ 06].

I.4. 4. Excentricité statique et dynamique

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 (1.6). Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor [OLI 06]. Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage).

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'ovaleité 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.

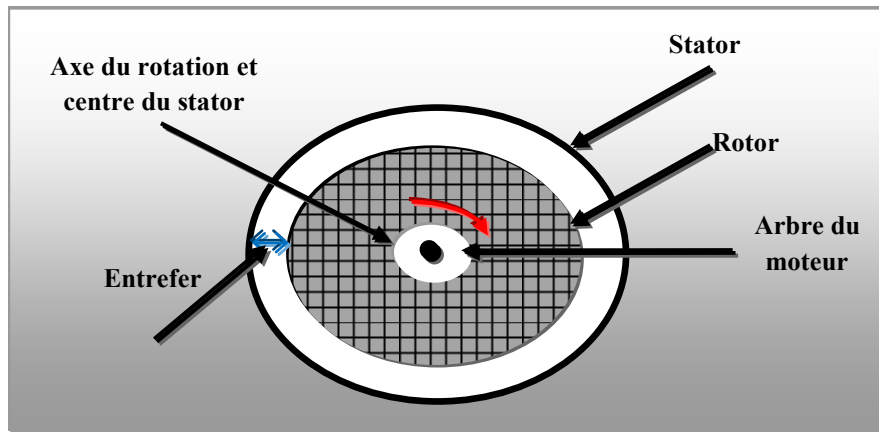


Figure I.6. Rotor parfaitement aligné au stator

Une excentricité dynamique se produit quand le centre du rotor n'est pas sur l'axe de rotation [JAW 08]. 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.7) montre la façon dont le rotor va tourner en présence de chaque type d'excentricités de l'entrefer [RAJ 06].

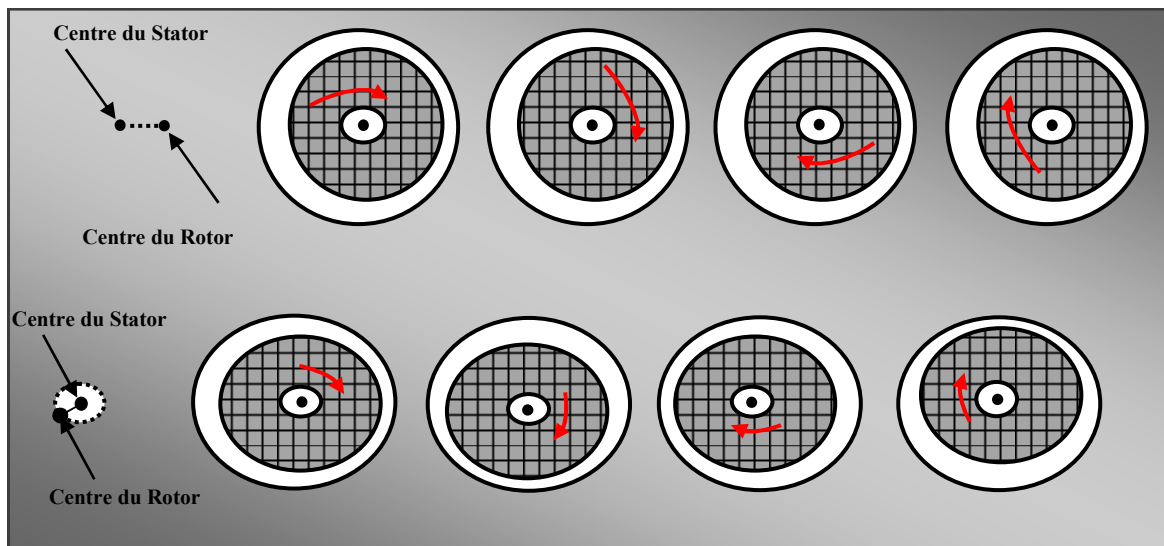


Figure I.7. Problème de l'excentricité dans une machine

Lorsque l'excentricité devient grande, les Forces Radiale du Déséquilibre (FRD), (Unbalanced magnetic pull UMP) peut provoquer un frottement entre stator - rotor, ce qui peut les endommager. Dans le cas d'excentricité statique (figure I.7a) 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 statoriques [DOR 97].

I.4.5. Défauts du roulement

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor [OLI 06]. Kliman et al [KLI 97] indiquent que 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 [BAR 00].

La majorité des machines électriques utilisent des roulements à billes. Chacun de ces roulements se compose de deux bagues appelées respectivement bague intérieure et bague extérieure. Un jeu de billes ou éléments roulants placés dans une cage qui tourne à l'intérieur de ces bagues. 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 de la bague extérieure, défaut de la bague intérieure, le défaut de la cage et les défauts des billes. C'est ce type de défaut qui est le plus fréquent sur les machines électriques et en particulier celles de fortes puissances. Les causes possibles sont [OLI 06] :

- l'usure due au vieillissement
- la température de fonctionnement élevée
- le manque de lubrification
- l'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement)
- le défaut de montage
- les courants d'arbres (Shaft Current)

Les conséquences directes de cette défaillance sur les roulements sont :

- des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures
- l'ondulation de leur surface de roulement
- l'attaque des billes
- la corrosion due à l'eau
- défaut de graissage, problème dû à la température
- décollement, effritement de surface provoqué par une surcharge

Sur le système, ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinale de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux (grippage) peut amener au blocage du moteur.

I.5. Les méthodes de modélisation et d'analyse des défauts [JAW 08]

La modélisation des défauts dans les machines électriques est une des tâches essentielles dans le développement du système de détection ou d'une stratégie de tolérance aux fautes. De toute évidence, un modèle le plus précis possible sera le mieux adapté pour ces processus.

Les machines électriques peuvent être modélisées en utilisant des approches analytiques ou les méthodes numériques telles que les éléments finis. Généralement, l'analyse par éléments finis (EF) fournit des informations plus précises sur le champ électromagnétique à l'intérieur de la machine. Cette méthode se base directement sur la géométrie et les propriétés physiques de la machine. Elle est donc plus informative et plus précise, en particulier dans les zones de fonctionnement non linéaire, telle que le phénomène de la saturation. Cela a conduit des nombreux chercheurs à utiliser la méthode EF pour la conception des machines électriques et l'étude des défauts. Dai et al [DAI 05] analysent certains défauts du bobinage statorique pour les machines sans balais à aimants permanents par des simulations avec la MEF.

En dépit de la précision, les simulations par éléments finis demandent beaucoup de temps de développement et de résolution. Généralement, elles conviennent lorsque des informations approfondies sur les machines étudiées sont nécessaires.

Hormis la méthode EF, plusieurs méthodes d'analyse analytique existent dans la littérature pour modéliser les défauts. Tallam et al [TAL 02] ont développé un modèle transitoire pour les défauts des enroulements statoriques dans les machines asynchrones.

Bien que les résultats des modèles analytiques ne soient pas aussi précises que ceux de la méthode EF, ils sont acceptables dans certaines situations compte tenu de leur temps de simulation rapide. Pour surmonter les problèmes liés à la précision du modèle analytique, Mohammed et al [MOH 06b] a mis au point un couplage de la méthode EF avec un modèle analytique pour l'analyse des défauts de court-circuit dans les machines à aimants permanents.

I.6. Les techniques de surveillance d'état [Jaw 08]

L'histoire du diagnostic des défauts, de surveillance d'état et la protection est aussi vieille que les appareils électriques. En règle générale, la surveillance et le diagnostic exigent la détection et l'analyse des signaux contenant des informations spécifiques (symptômes) qui caractérisent la dégradation de la machine. Thorsen et al [THOR 99] classent principalement ces paramètres comme mécaniques (vibrations, acoustique, fluctuations de vitesse), électromécaniques (courants, couple, flux de fuites électromagnétiques, ondes, décharges partielles), thermique et chimique (la surveillance des particules d'huile isolante l'analyse des gaz).

Dans les paragraphes suivants une brève description des principes de certaines de ces techniques est présentée:

I.6.1. Surveillance électromagnétique

I.6.1.1. Surveillance du couple

Presque tous les défauts des machines se traduisent par un couple d'entrefer avec des harmoniques ayant des fréquences spécifiques. Malheureusement, le couple d'entrefer n'est pas une quantité directement mesurable. Aux bornes de l'entrée de la machine, la puissance instantanée comprend la charge et la décharge d'énergie dans les enroulements. Par conséquent, la puissance instantanée ne peut pas représenter le couple instantané. A la sortie du rotor d'une machine tournante, l'arbre et la charge mécanique, constituent un système à ressort de torsion qui a sa fréquence propre. Les atténuations des composants du couple d'entrefer transmis par le système à ressort de torsion sont différentes pour les divers ordres des composants

harmoniques du couple. En règle générale, la forme d'onde du couple d'entrefer est différente du couple mesuré à l'arbre. Hsu, [HSU 95] a proposé une méthode spéciale pour détecter les barres du rotor fissurées et le déséquilibre des grandeurs statoriques en utilisant le couple d'entrefer.

I.6.1.2. Surveillance du flux magnétique

La surveillance du flux d'entrefer des machines électriques peut également donner des informations exactes et fiables sur l'état de la machine. Tout changement d'entrefer, du bobinage, de tension et du courant, est reflété dans les spectres harmoniques du flux d'entrefer. Dorrell et al [DORR 97] ont analysé les relations entre les flux d'entrefer, les courants statoriques, le signal des vibrations et l'excentricité de l'entrefer par des équations analytiques.

La mesure du flux d'entrefer peut être faite par des bobines placées soit à l'extérieur soit à l'intérieur. Les bobines externes sont utilisées lorsque la machine est déjà en service. L'utilisation des bobines intérieures est très difficile à mettre en place. Néanmoins, cette méthode est plus précise que celle se basant sur l'analyse du courant statorique. Ceci est confirmé lors de la détection des défauts tels que les barres cassées des amortisseurs ou les spires court circuitées dans les enroulements rotoriques de générateur de puissance [RAM 01b]. Pour les machines ayant une petite longueur d'entrefer, l'installation de ce type de bobines peut exiger des modifications importantes, difficiles à mettre en place et coûteuses.

I.6.2. Surveillance du courant

La mesure des vibrations a été utilisée dans la base de la plupart sur des programmes de surveillance d'état en ligne. En revanche des nouvelles techniques comprenant l'analyse du courant des moteurs commencent à attirer l'attention des chercheurs. Le problème principal concernant les méthodes de surveillance basées sur la mesure de la vitesse de rotation, les vibrations et le flux, est essentiellement l'encombrement. Elles nécessitent des transducteurs qui doivent être montés à l'intérieur ou autour de la machine, avec une interruption évidente de l'exploitation. En plus, la préoccupation du coût, le montage des capteurs supplémentaires est également un problème pratique en termes de conception du moteur et de l'approbation par le fabricant, l'exploitant, ou la législation sur la sécurité.

Des systèmes de surveillance de l'état qui reposent sur l'analyse du courant du moteur sont les plus intéressants. En effet, les capteurs de courant sont habituellement installés par

défaut dans le centre du contrôle et de la protection du moteur. En conséquence, une variété des méthodes est appliquée aux plates-formes de microprocesseur permettant de diagnostiquer avec précision, les défaillances imminentes des machines électriques. Les applications s'appuyant sur la surveillance à partir de l'analyse des courants utilisant généralement l'une des quatre approches ci dessous :

I.6.2.1. L'approche du vecteur de Park

Elle a été appliquée principalement dans le diagnostic des défauts d'enroulement statorique pour la machine asynchrone triphasée. Comme indiqué dans [CAR 99], cette technique de diagnostic est capable de détecter et de localiser ces défauts. L'idée de cette méthode se base, dans les conditions idéales, sur le fait que le courant du moteur constitue un vecteur de Park, composé des éléments suivants:

$$i_d = \left(\frac{\sqrt{6}}{2} \right) i_+ \sin(\omega t) \quad (I.1)$$

$$i_q = \left(\frac{\sqrt{6}}{2} \right) i_+ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (I.2)$$

Où

i_+ : est la valeur maximale du courant réel (A)

ω : est la fréquence angulaire (rad/s)

t : est la variable de temps (s)

La représentation correspondante est un cercle centré à l'origine des coordonnées (figure 1.8). Dans ces conditions, le module du vecteur de Park est une constante.

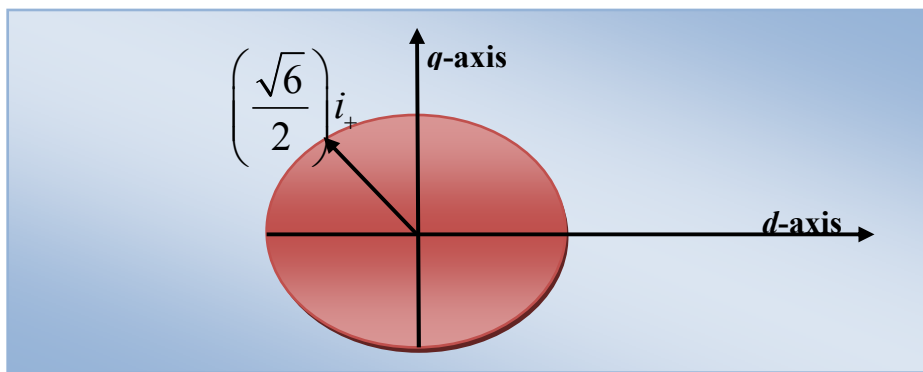


Figure I.8. Courant statorique dans le plan de Park. Cas d'un moteur sain

Dans des conditions anormales, les équations (1) et(2) ne sont plus valables, parce que les courants du moteur contiendront d'autres éléments en plus de la composante de la séquence positive, ce qui conduit à une représentation différente de la référence. De ce fait, le module du courant du vecteur de Park contiendra une partie dominante continue et une alternative, dont l'existence est directement liée à l'asymétrie soit dans le moteur ou sur la tension d'alimentation du système, voir figure (I.9).

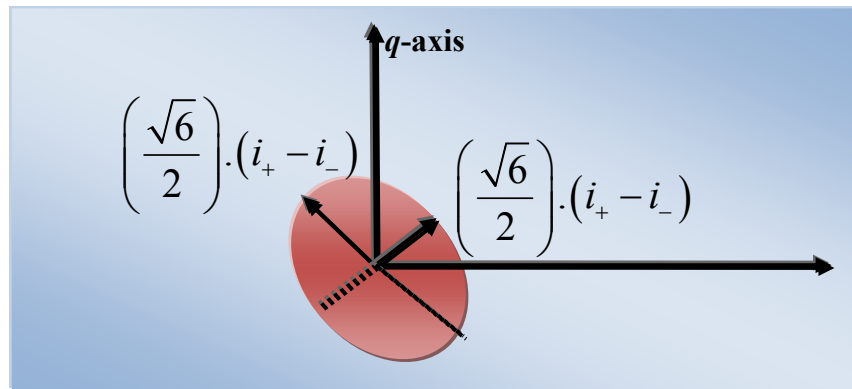


Figure I.9. Courant statorique dans le plan de Park. Cas d'un moteur avec défaut

Toutefois, l'approche du vecteur de Park ne tient pas compte de la non idéalité des machines électriques et des déséquilibres des tensions d'alimentation. Il est également difficile d'isoler les différents défauts en utilisant cette méthode à elle seule, en sachant que plusieurs défaillances peuvent causer un écart similaire du courant.

Cruz et al [CRU 01] introduisent une nouvelle technique, appelée l'extension du vecteur de Park (Extended Park Vector Approach : EPVA), qui est le résultat d'une analyse spectrale du courant d'alimentation du moteur. Cette nouvelle implantation de l'approche du vecteur de Park combine la simplicité de l'ancienne technique et le détail aperçu fourni par l'analyse spectrale. En outre, en prenant en compte le courant dans les trois phases, l'EPVA fournit un spectre plus significatif que celui obtenu par l'analyse spectrale conventionnelle du moteur.

I.6.2.2. Surveillance de courant de séquence inverse

Un défaut statorique dans une machine triphasée alternative symétrique entraîne un déséquilibre des phases de la machine. Ce déséquilibre induit les composants fondamentaux de séquence inverse dans la tension de phase et les courants statoriques [KLI 96]. Ainsi, les courants de séquence négative peuvent également être surveillés pour détecter les défauts d'enroulement du stator. A l'image du vecteur de Park, cette méthode est vulnérable aux déséquilibres des tensions.

I.6.2.3. Harmonique du deuxième ordre dans le courant de l'axe 'd'

Cette méthode est basée sur la détection des composants harmoniques du deuxième ordre dans le courant de l'axe 'd' dans des conditions de défaillance. Cette idée a été appliquée sur les moteurs asynchrones. La théorie liée à cette méthode stipule que, lorsqu'un moteur asynchrone fonctionne dans une zone de flux constant (ou couple constant), le courant de l'axe d dans le repère de référence tournant en synchronisme (i^*_{ds}) est constant, alors que le courant de l'axe q dans le même repère de référence (i^*_{qs}) est déterminé par la sortie du contrôleur de vitesse. Cela implique que (i^*_{ds}) reste constant dans les zones du flux constants, même en régime d'un défaut statorique, tandis que (i^*_{qs}) sera affecté par l'harmonique du deuxième ordre présent dans la vitesse de rotation suite à un défaut.

Comme déjà cité, un défaut de bobinage induit les composants fondamentales de séquence inverse dans les courants statoriques. Par conséquent, les courants induits de séquence inverse sera distribué dans les courants de l'axe 'd' et 'q' (i_{ds} , i_{qs}). Dans le repère de référence tournant en synchronisme, le courant de séquence inverse est observé comme un élément tournant à la fréquence de synchronisme mais dans une direction opposée à la rotation du repère de référence. En revanche, le courant de séquence positive est observé comme un élément stationnaire. Alors, le courant fondamental de séquence inverse serait observé comme un harmonique du deuxième ordre dans le domaine temporel. Quant au courant fondamental de la séquence positive, il serait perçu comme une composante continue. Par conséquent, (i^*_{ds}) et (i_{ds}) devraient avoir différentes valeurs d'harmoniques du seconde ordre, dans le cas d'un défaut. La différence serait un bon indicateur de défaillance. De plus, cette différence est indépendante des actions du contrôleur et donc, la méthode peut être appliquée aux machines en boucle fermée. Le seul inconvénient est le fait que la machine doit fonctionner dans la zone du flux constant, ce qui n'est pas le cas pour tous les types des machines.

I.6.2.4. L'analyse spectrale du courant (Motor current signature analysis)

La technique la plus utilisée, dans la surveillance de l'état du moteur est l'analyse spectrale des courants (ASDC), souvent nommée ('Motor current signature analysis' : MCSA). Riley et al [RIL 99] montrent qu'il existe une relation entre les vibrations mécaniques d'une machine et l'amplitude des harmoniques du courant statorique. Pour des vibrations mécaniques plus importantes, les amplitudes des harmoniques du courant, augmentent également. Ceci est dû au fait que les vibrations mécaniques modulent l'entrefer à cette fréquence. Ces composants de fréquence apparaissent dans les inductances, et enfin dans

les courants statoriques. Pour cette raison, l'ASDC peut être utilisée pour détecter les défauts du rotor. L'induction dans l'entrefer est définie comme le produit de la force magnétomotrice du bobinage (FMM) et la perméance de l'entrefer. Les variations de l'une de ces variables provoqueront des anomalies dans la distribution du flux. Les changements dans la force magnétomotrice dépendent essentiellement de la distribution du bobinage. D'autre part, la perméance de l'entrefer dépend de nombreux paramètres tels que les encoches, les pôles saillants et les excentricités de l'entrefer. Le but de la technique ASDC est donc de détecter des changements dans les perméances de la machine par l'examen des signaux de courant [RAJ 06].

I.6.3. Surveillance de la tension

Comme les courants, les signaux de tension peuvent également être utilisés pour la surveillance de l'état d'une machine électrique. Les méthodes basées sur la surveillance de tension sont particulièrement utiles dans les machines alimentées par l'onduleur. Leur seul inconvénient est l'obligation des capteurs de tension dont la machine n'est pas normalement équipée.

I.6.3.1. La tension de séquence inverse

Comme mentionné auparavant un défaut d'enroulement entraîne le déséquilibre des phases, ce qui induit les composants fondamentaux de la séquence inverse dans les tensions (ligne à neutre) et les courants de ligne. L'interaction entre la tension fondamentale de séquence positive et le courant fondamental de la séquence négative ou vice versa introduit des harmoniques du second ordre dans la puissance instantanée, le couple développé et la vitesse de rotation [HSU 95].

Dans le cas des alimentations par l'onduleur en boucle fermée, la boucle tente de régler les courants de ligne afin de suivre leurs références en ajustant les tensions de sortie. Si les références des courants sont parfaitement équilibrées, et les performances des contrôleurs sont aussi parfaites, aucun courant fondamental de la séquence inverse ne sera observé même dans le cas du défaut statorique. En outre, une composante de la séquence négative apparaît dans la tension de sortie de l'onduleur.

En pratique un contrôleur de vitesse a une performance limitée. Par ailleurs, l'information de la vitesse (position), qui possède un harmonique de second ordre à cause d'un défaut, est utilisée comme l'une des entrées du contrôleur de la vitesse. Si le contrôleur de la vitesse ne peut supprimer l'harmonique du deuxième ordre à la sortie (couple de référence), la

symétrie des références du courant sera déformée. En outre, l'information de la vitesse (position) est utilisée pour la conversion des variables en repère stationnaire abc en repère tournant dq et vice versa. Pour ces raisons, un courant de la séquence inverse peut encore être observé lorsqu'une machine en boucle fermée a un défaut statorique. Toutefois, l'amplitude du courant de la séquence inverse causée par un défaut peut être affectée par les performances des contrôleurs de la vitesse et des courants. Si la bande passante du contrôleur de vitesse est bien inférieure à la fréquence de l'harmonique du deuxième ordre de la vitesse, la sortie du contrôleur (couple de référence) sera presque continue, et la composante fondamentale négative de la tension de la machine sera alors, dominante dans les courants de la ligne. D'autre part, si le couple de référence (référence de courant) contient l'harmonique du deuxième ordre, la composante fondamentale de la séquence inverse va apparaître dans les tensions de sortie et les courants de ligne de l'onduleur [TAL 03b].

1.6.3.2. La tension de séquence zéro (homopolaire)

Dans le cas d'un défaut, une variation d'impédance de phase induit une tension fondamentale de séquence zéro dans les machines couplées en étoile. Les méthodes de détection des défauts basées sur ce phénomène sont proposées dans [CAS 98], [BRI 05], [GAR 04b]. Les idées de base de ces méthodes proposées sont identiques, mais la différence réside seulement dans le nombre de capteurs utilisés.

Si l'on considère seulement les composantes fondamentales de l'excitation électrique, la somme des tensions statoriques de ligne à neutre est donnée par:

$$V_{sum} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = Z_a I_a + Z_b I_b + Z_c I_c \quad (I.3)$$

Où :

V , I et Z : représentent respectivement les vecteurs de la tension statorique de phase à neutre, le courant et l'impédance. Les indices a , b et c représentent les trois phases et n indique le neutre flottante des enroulements statoriques. Lorsque la machine est équilibrée, les trois impédances de phase sont :

$$Z_a = Z_b = Z_c \quad (I.4)$$

Et pour un enroulement de stator couplé en étoile, la somme des courants de phase doit être:

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (I.5)$$

Donc pour une machine équilibrée, nous devons avoir:

$$V_{sum} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.6)$$

Et

$$V_{sum}(t) = V_{an}(t) + V_{bn}(t) + V_{cn}(t) = 0 \quad (I.7)$$

$v(t)$ représente la tension instantanée. Ainsi, tout écart dans l'équation (1.7), se traduit par :

$$V_{sum}(t) \neq 0 \quad (I.8)$$

Révèle le déséquilibre de phase causé par le défaut des spires.

L'utilisation de la tension de la séquence zéro comme un indicateur de défaut contribue à améliorer la fiabilité de la détection des défaillances pour les machines tournantes en boucle fermée. Cependant, les méthodes basées sur cette détection ont plusieurs limites pratiques. D'abord, ces méthodes ne peuvent pas être utilisées pour les machines couplées en triangle. Puis, les machines doivent avoir un accès au neutre flottant, car la tension homopolaire ne peut pas être mesurée à partir de la ligne électrique.

I.6.4. Surveillance mécanique

I.6.4.1. Surveillance des vibrations

Une surveillance des vibrations est basée sur le concept disant que les vibrations mécaniques à différentes fréquences sont liées à des sources identifiables dans la machine et peuvent donc être utilisées pour procurer l'état de la machine. Les défauts de roulement, d'excentricité, des aimants et de déséquilibre des rotors sont les défaillances qui se prêtent aux méthodes de diagnostics basées sur les vibrations. Presque tous les défauts rotoriques et de roulement causent des vibrations mécaniques à des fréquences spécifiques [NAN 05]. Les paramètres de mesure peuvent être le déplacement, la vitesse et l'accélération. Les vibrations sont mesurées directement, radialement ou axialement. Les capteurs sont souvent placés sur les roulements pour la détection des défauts mécaniques [WAN 00a]. Toutefois, en plaçant des sondes sur le stator, il est également possible de détecter les irrégularités de l'entrefer, les défauts de l'enroulement statorique et les défauts rotoriques [TRU 02]. De même, Riley et al. [RIL 99] démontre qu'il existe une relation monotone entre les valeurs efficaces des sommes, des vibrations et des courants, pour une fréquence donnée. En effet, les vibrations

mécaniques modulent l'entrefer à cette fréquence. Ces composants de fréquence apparaissent dans les inductances et ensuite dans les courants du stator.

L'inconvénient majeur de la surveillance basée sur les vibrations est le coût du capteur des vibrations. Cela limite l'utilisation de cette surveillance dans plusieurs applications notamment, dans les petites machines où le coût est un facteur important.

I.6.4.2. Surveillance de bruit ou 'acoustique'

La surveillance des émissions acoustiques avec les ultrasons et les fréquences audibles est particulièrement favorable pour la détection des défauts de roulement. Le contact entre les éléments roulants sans et avec fissures génère des ondes acoustiques qui se propagent dans la machine avec la vitesse du son. Ces ondes ont peu d'énergie, mais elles peuvent être détectées par les capteurs de type piézoélectriques en particulier dans les cas des hautes fréquences. Rienstra et al [RIE 08] présentent une étude sur les principes fondamentaux de la surveillance acoustique et l'utilisation industrielle de cette technique pour la détection des défaillances du roulement. La surveillance acoustique est reconnue comme fiable dans l'identification des défauts électriques, telle que le détachement des bobines statorique [GAY 95]. Dans ce cas, la procédure d'identification a été réalisée automatiquement par un réseau des neurones.

I.6.5. Surveillance thermique

Les utilisateurs des machines électriques prêtent une attention particulière à la surveillance de la température. La règle de base stipule que tous les 10°C supplémentaires par rapport à la température nominale, entraîne une détérioration de l'enroulement deux fois plus vite que la normale. Cela a donné naissance à une préoccupation très sérieuse du bon fonctionnement de la machine. En effet, plusieurs éléments des machines électriques peuvent être touchés de manière irréversible suite à des températures trop élevées. Les aimants permanents d'une machine sont un bon exemple à cet égard car, leurs caractéristiques magnétiques dépendent de la température : une température trop haute peut conduire à leur désaimantation irréversible. Negrea [NEG 01] présente une étude portant sur la distribution de la température dans une machine synchrone à aimants permanents utilisée pour la propulsion des navires. Plus précisément, il étudie le comportement transitoire thermique du moteur lors des courts-circuits survenus au niveau des extrémités du moteur. Diverses considérations sur la protection thermique du bobinage statorique et des aimants permanents sont présentées. Il

est à noter que, dans le cas d'un défaut entre spires par exemple, la température augmente dans la région du défaut. La détection de cette élévation de la température comme un début du défaut peut-être trop lente, ce qui peut conduire à des défauts plus sévères tels que le court-circuit entre deux phases ou une phase et la terre.

Un autre exemple de la surveillance thermique à l'aide de l'estimation des paramètres des petites machines synchrones à aimants permanents, est donné dans [MIL 96b]. Les auteurs développent un modèle thermique de la machine électrique en fonction des grandeurs électriques, notamment le courant et la tension. Ce modèle est alors utilisé pour estimer la température du moteur pour identifier les défauts. Dans le cas d'un défaut dans le roulement, température dans cette région de la machine augmente à cause de l'augmentation du frottement. Ce processus lent peut être détecté par la surveillance thermique.

I. 7. Les techniques du traitement de signal [JAW 08]

Les techniques de traitement du signal appliquées à la détection des défaillances dépendent des conditions de fonctionnement de la machine. Ces conditions peuvent être très différentes selon que la vitesse est constante ou variable.

I. 7.1. Transformée en Série de Fourier

La méthode la plus utilisée est la transformée de Fourier qui effectue l'analyse spectrale d'un signal donné. Chaque défaut, statorique ou rotorique a ses fréquences caractéristiques propres. Ainsi une simple application de la transformée de Fourier peut localiser ces fréquences. En raison de sa simplicité, cette méthode est très utilisée car elle est peu coûteuse et fiable [ROU 07]. Sa seule limitation réside dans le fait qu'elle ne peut être appliquée qu'aux machines qui fonctionnent dans des conditions stationnaires (vitesse constante).

I. 7.2. Les techniques de types non stationnaires

Un fonctionnement à vitesse variable (non stationnaire) modifie la fréquence fondamentale à chaque instant. Cela rend les méthodes classiques d'analyse harmonique inefficaces pour la détection des défaillances. Pour l'analyse d'un signal variable dans le temps, plusieurs techniques du traitement basé sur le temps et la fréquence ont été proposées. Dans ce qui suit, deux des techniques les plus couramment utilisées pour le diagnostic des défauts dans les machines électriques, sont exposées.

I. 7.2.1. Transformé de Fourier à Court Terme : TFCT (Short Time Window Transform)

Cette méthode permet d'analyser les signaux variables dans le temps de façon aperiodique. Mathématiquement, elle présente une distribution linéaire du temps et de la fréquence. Les distributions du temps 'ou de la fréquence' sont normalement utilisées pour diagnostiquer les défauts dans les systèmes mécaniques. Ces distributions peuvent extraire avec précision les fréquences désirées d'un signal non stationnaire [SAT 98]. La TFCT d'un signal continu dans le temps $x(t)$ est défini comme suit :

$$TFCT(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t-\tau) e^{-j2\pi f t} dt \quad (I.9)$$

Où : $w(t)$ est la fonction fenêtre (Windows) dont la position a été traduite dans le temps par ' τ '. La forme discrète de l'équation (I.7) est :

$$TFCT(k, m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) w(n-m) e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (I.10)$$

Où $w(n)$ est la fenêtre glissante.

Si la variation d'un signal en cours d'analyse est relativement lente, il peut être supposé que le signal est stationnaire dans l'ensemble du calcul de la TFCT. Le nombre de calculs TFCT nécessaires dépend de la longueur du signal échantillonné et de la taille de la fenêtre utilisée pour segmenter le signal. Malgré sa simplicité de mise en œuvre et sa performance raisonnable, cette méthode reste limitée par le fait que la longueur de la fenêtre temporelle influence la fréquence de résolution. L'augmentation de la largeur de la fenêtre conduit à l'amélioration de la fréquence de résolution. Cela signifie que l'information provenant des signaux non stationnaires appartenant à cette largeur risque de se perdre. Ce rapport intrinsèque entre le temps et la fréquence de la résolution devient plus critique lorsque la TFCT traite les signaux dont la fréquence est en évolution constante. Ainsi, un compromis entre le temps et la fréquence de la résolution doit être fait pour la mise en œuvre de cette technique.

I. 7.2.2. Transformé d'ondelette : TO (Wavelet Transform)

Elle a été développée pour résoudre l'arbitrage entre le temps et la fréquence des résolutions de la TFCT. La TO est essentiellement une méthode d'échelle du temps. Dans l'analyse

d'ondelette, un signal est analysé pour différentes échelles ou résolutions: une fenêtre est utilisée pour regarder la stationnarité approximative du signal et une fenêtre est utilisée pour accéder au transitoires. Cette vue du signal en multi résolution ou multi échelle est la particularité de l'analyse avec l'ondelette. La Transformée d'ondelette d'un signal $x(t)$, dépend de deux variables: paramètre de fréquence ' a_f ', et le paramètre de temps ' τ '. Elle est donnée par :

$$TO(a_f, \tau) = \frac{1}{\sqrt{a_f}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) g\left(\frac{t-\tau}{a_f}\right) dt \quad (I.11)$$

Le choix d'ondelette est important pour une bonne extraction des caractéristiques des défauts. Une vraie ondelette ne possède pas l'information de phase distincte et, par conséquent, elle est uniquement adaptée pour détecter les transitoires. Elle n'est donc pas d'une grande utilité dans le diagnostic des moteurs où l'information des défauts est répartie dans l'ensemble du signal.

Une ondelette complexe permet de séparer l'amplitude et la composante de phase d'un signal. Elle est normalement utilisée pour mesurer les fréquences instantanées. Elle offre un meilleur choix pour la détection des défaillances des moteurs [AWA 06].

I. 7.2.3. Les techniques d'intelligence artificielle (IA)

Ces dernières années, un certain nombre de techniques de l'intelligence artificielle (IA) ont évolué par rapport aux méthodes traditionnelles. Ces techniques peuvent être appliquées sans une analyse détaillée du défaut ni du modèle du système. Quand une technique IA est utilisée, la détection et l'évaluation des défauts peuvent être accomplies sans un expert. Plusieurs entrées sont utilisées: les courants et les tensions statoriques, les champs magnétiques, les vibrations,

Mais dans la plupart des cas, les tensions et les courants sont suffisants.

Parmi les différents types des techniques basées sur IA, certains d'entre elles utilisent des systèmes experts, réseaux de neurones artificiels, logique floue, logique floue et réseaux de neurones, algorithmes génétiques, etc. Un système expert a des capacités à gérer la connaissance fondée sur des règles qui modélisent un système physique. Les réseaux des neurones sont généralement des approximations non linéaires des fonctions [Q. LIU 00]. Cette approximation de fonctions est obtenue par l'utilisation d'un réseau constitué des neurones

artificiels. Ces derniers sont reliés par des poids appropriés. Toutefois, l'architecture exacte d'un réseau de neurones n'est pas connue à l'avance, il est généralement obtenu après tâtonnement.

La logique floue et les systèmes experts sont fondés sur des règles, mais ils peuvent aussi être considérés comme des approximations non linéaires de fonctions. Contrairement aux réseaux de neurones, ils décrivent clairement comment effectuer l'approximation d'une fonction [AWA 05].

Enfin, les algorithmes génétiques ne sont pas généralement des approximations de fonctions, mais ce sont des techniques d'optimisation stochastique. Toutefois, ils peuvent être utilisés conjointement avec les réseaux des neurones ou la logique floue et réseaux de neurones. On emploie cette combinaison par exemple, pour obtenir le poids optimal dans un réseau de neurones 'pure' ou pour obtenir les fonctions de membre en logique floue, etc.

I.8. Surveillance et Diagnostic des défauts de court-circuits statoriques dans les machines synchrones à aimants permanents [MAK 09]

Comme nous l'avons évoqué précédemment, nous avons choisi de nous intéresser plus particulièrement aux machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Ces machines connaissent en effet depuis quelques décennies une forte progression dans les systèmes industriels modernes. On les trouve dans de nombreuses applications telles que l'automobile, le ferroviaire, l'aéronautique, le spatial, le médical, les automatismes industrielles,... Les progrès réalisées sur les matériaux magnétiques, sur les systèmes numériques de commande et sur les composants de l'électronique de puissance ont permis de rendre ces machines très compétitives par rapport aux actionneurs asynchrones. Les MSAP possèdent de meilleurs caractéristiques couple-vitesse, des performances dynamiques élevées, de bons rendements, des gammes de vitesse de fonctionnement importantes, de bonnes durées de vies, ... De plus, elles possèdent des couples massiques très élevés, les rendant bien adaptés aux applications où l'encombrement et la masse sont d'importants critères, comme dans les applications embarquées.

I.9 Importance de la surveillance des MSAP [MAK 09]

Du fait de leurs qualités, les MSAP sont de plus en plus utilisées dans des applications critiques de hautes performances. Dans ce contexte, la détermination de leur état de santé prend une grande importance. Parmi les défaillances possibles, nous nous focaliserons sur les défauts de court-circuit inter spires. Comme nous l'avons déjà évoqué, ces

défauts sont souvent précurseurs de défaillances plus graves comme les court-circuits avec la terre. De plus, ces défauts présentent la particularité d'être auto-entretenus par les aimants du rotor qui impliquent la présence permanente d'une source d'excitation. Ainsi, si un défaut apparaît au cours du fonctionnement, isoler la machine de son dispositif d'alimentation ne suffit pas à garantir sa mise en sécurité. Ces défauts ne peuvent donc pas être maîtrisés tant que la machine développe des forces électromotrices, c'est à dire tant qu'elle est en rotation. Cela peut conduire à des situations critiques pour l'actionneur lui-même (risques de destruction du bobinage par exemple), mais également pour les autres éléments du système auquel il appartient.

Conclusion

Ce chapitre a servi à présenter des éléments génériques relatifs à la sûreté de fonctionnement dans les systèmes du Génie Electrique. Les machines électriques sont parmi les composants les plus répandus dans ces systèmes. Compte tenu des différents types de défaillances dont elles peuvent être victimes, les dispositifs de surveillance de leur état de santé présentent un intérêt tout particulier pour les fabricants et les exploitants. A cette fin, les deux grandes familles de détection prédictive et de diagnostic des défauts ont été évoquées. Les défauts de court-circuit statorique ont spécifiquement été étudiés. Leurs origines et leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine ont été abordées. Dans ce travail, notre choix a porté sur les défauts de court-circuit entre spires pouvant intervenir au stator des machines synchrones à aimants permanents. Dans ce qui suivra, nous décrirons la constitution de ce type d'actionneurs et les modèles de comportement dynamique de la machine synchrone destinée soit à la recherche des signatures des défauts, soit à l'analyse de fonctionnement en présence de défaut(en mode dégradé).

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE -I-

- [ARK 05] M. Arkan, D. K. Perovic, P. J. Unsworth, “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.
- [AWA 05] M. A. Awadallah, M. M. Morcos, S. Gopalakrishnan, T. W. Nehl, “A Neuro-Fuzzy Approach to Automatic Diagnosis and Location of Stator Inter-Turn Faults in CSI-Fed PM Brushless DC Motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 2, pp. 253 – 259, Jun 2005.
- [AWA 06] M. A. Awadallah, M. M. Morcos, S. Gopalakrishnan, T. W. Nehl, “Detection of Stator Short Circuits in VSI-Fed Brushless DC Motors Using Wavelet Transform”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 21, Issue 1, pp. 1-8, Mar. 2006.
- [BAR 00] S. Barker, “Avoiding premature bearing failure with inverter fed induction motors”, *Power Engineering Journal*, Vol. 14, Issue 4, pp. 182-189, Aug. 2000.
- [BEN 99b] M. E. H. Benbouzid, “Bibliography on induction motors faults detection and diagnosis”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, Issue 4, pp.1065-1074, Dec. 1999.
- [BEN99a] M. E. H. Benbouzid, M. Vieira, C. Theys, “Induction motors faults detection and localisation using stator current advanced signal processing techniques”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, Issue 1, pp. 14-22, Jan. 1999.
- [BRI 05] F. Briz, M.W. Degner, P. Garcia, A.B. Dicz, “Induction machine diagnostics using zero sequence component”, 14th IAS Annual Meeting, Industry Applications Conference, Vol. 1, pp. 34 – 41, Oct. 2005.
- [CAR 99] A. J. M. Cardoso, S. M. A. Cruz, and D. S. B. Fonseca, “Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park’s Vector Approach”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, pp. 595–598, Sept. 1999.
- [CAS 98] M. A. Cash, T. G. Habetler, and G. B. Kliman, “Insulation failure prediction in AC machines using line-neutral voltages”, *IEEE Transactions Industry Applications*, Vol. 34, no. 6, pp. 1234-1239, Nov. - Dec., 1998.

[CRU 01] S. M. A. Cruz, A. J. M Cardoso, “Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the ExtendedPark’s Vector Approach”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 5, pp. 1227 – 1233, Sept./Oct. 2001.

[DAI 05] M. Dai, A. Keyhani, T. Sebastian, “Fault Analysis of a PM Brushless DC Motor Using Finite Element Method”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, Issue 1, pp. 1-6, Mar 2005.

[DOR 97] D.G. Dorrell, 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.

[GAR 04b] P. Garcia, F. Briz, M.W. Degner, A.B. Diez, “Diagnostics of induction machines using the zero sequence voltage”, 39th IAS Annual Meeting, IEEE Conference Record on Industry Applications, Vol. 2, pp. 735 – 742, Oct. 2004.

[GAY95] A. Gaylard, A. Meyer, C. Landy, “Acoustic evaluation of faults in electrical machines”, 7th International Conference on Electrical Machines and Drives, pp. 147 - 150. Sep 1995.

[HSU 95] J.S. Hsu, “Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 5, pp. 1016-1021, Sept./Oct. 1995.

[JAW 08] J.A. Farooq “Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents”, thèse de doctorat de l’université de technologie de belfort- montbeliard,France.

[JOK 00] G. M. Joksimovic’, J. Penman, “The Detection of Inter-Turn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, pp. 1078 – 1084, Oct. 2000.

[KLI 04] G. B. Kliman, S. B. Lee, M.R. Shah, R.M. Lusted, N.K. Nair, “A new method for synchronous generator core quality evaluation”, IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 19, Issue 3, pp. 576 – 582, Sept. 2004.

[KLI 96] G. B. Kliman, W. J. Premerlani, R. A. Koegl, and D. Hoeweler, "A new approach to on-line fault detection in AC motors", in Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Conference, San Diego, CA, pp. 687–693, 1996.

[KLI 97] G. B. Kliman, W.J. Premerlani, B. Yazici, R.A. Koegl, J. Mazereeuw, "Sensorless, online motor diagnostics", IEEE Computer Applications in Power, Vol. 10, Issue 2, pp. 39 – 43, April 1997.

[LEE 05] S.B. Lee, G.B. Kliman, M.R. Shah, N.K. Nair, R.M. Lusted, "An iron core probe based interlaminar core fault detection technique for generator stator cores", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, Issue 2, pp. 344-351, Jun. 2005.

[LIU 06] L. Liu, "Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors", PhD dissertation, College of Engineering, The Florida State University, USA, 2006.

[MAK 09] M. Khov "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents: Détection des courts-circuits par suivi paramétrique", thèse de doctorat de l'université de Toulouse, France.

[MIL 96b] P. Milanfar, J.H. Lang, "Monitoring the thermal condition of permanent-magnet synchronous motors", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 32, Issue 4, pp. 1421 – 1429, Oct. 1996.

[MOH 06b] O. A. Mohammed, S. Liu, Z. Liu, "Physical Modeling of PM Synchronous Machine with Short Circuit Winding Faults Based on Circuit-Field Coupled FE Analysis", International Conference on Electric Machines, CD book, Paper no 684, Oct. 2006.

[NAN 05] 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.

[NEG 01] M. Negrea, M. Rosu, "Thermal analysis of a large permanent magnet synchronous motor for different permanent magnet rotor configurations", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC, pp.777 – 781, 2001.

[OLI 06] O. Onde "Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur-machine asynchrone", thèse de doctorat de l'école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon.

[Q. LIU 00] X. Q. Liu, H. Y. Zhang, J. Liu, J. Yang, "Fault Detection and Diagnosis of Permanent-Magnet DC Motor Based on Parameter Estimation and Neural Network", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, pp. 1021 – 1030, Oct. 2000.

[RAJ 06] S. Rajagopalan, "Detection of rotor and load faults in brushless dc motors operating under stationary and non-stationary conditions", PhD dissertation, School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, USA, 2006.

[RAM 01b] J. Ramirez-Nino, A. Pascacio, "Detecting interturn short circuits in rotor windings", IEEE Computer Applications in Power, Vol. 14, Issue 4, pp. 39 – 42, Oct. 2001.

[RIE 08] A. Rienstra, J. Hall, "Applying acoustic vibration monitoring to predictive maintenance", Available on web at:

<http://www.maintenanceworld.com/Articles/rienstraA/ultrasonic.pdf>.

[RIL 99] C. M. Riley, B. K. Lin, T. G. Habetler, and Gerald B. Kliman, "Stator current harmonics and their causal vibrations: a preliminary investigation of sensorless vibration monitoring applications", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 1, pp. 94-99, Jan./Feb. 1999.

[ROU 07] W. Roux, R. G. Harley, T. G. Habetler, "Detecting Rotor Faults in Low Power Permanent Magnet Synchronous Machines", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 1, pp. 322 – 328, Jan. 2007.

[SAT 98] L. Satish, "Short-time Fourier and wavelet transforms for fault detection in power transformers during impulse tests", IEE Proceedings on Science, Measurement and Technology, Vol. 145, Issue 2, pp. 77 – 84, Mar. 1998.

[STA 01a] A. Stavrou, H.G. Sedding, J. Penman, "Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, Issue 1, pp. 32-37, Mar. 2001.

[TAL 02] R. M. Tallam, T. G. Habetler, R. G. Harley, "Transient Model for Induction Machines With Stator Winding Turn Faults", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 3, pp. 632 – 637, May – Jun 2002.

[TAL 03a] R.M. Tallam, S.B. Lee, G. Stone, G.B. Kliman, J. Yoo, T.G. Habetler, R.G. Harley, "A survey of methods for detection of stator related faults in induction machines", 4th IEEE

International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED, pp. 35 – 46, 2003.

[TAL 03b] R. M. Tallam, T. G. Habetler, and R. G. Harley, “Stator winding turn-fault detection for closed-loop induction motor drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 3, pp. 720-724, May –Jun. 2003.

[TAV 05] P.J. Tavner, A.F. Anderson, “Core faults in large generators”, IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 152, Issue 6, pp.1427 – 1439, Nov. 2005.

[THOR 99] O.V. Thorsen, M. Dalva, “Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, Issue 4, pp.810 – 818, July-Aug. 1999.

[TRU 02] F.C. Trutt, J. Sottile, J.L. Kohler, “Condition monitoring of induction motor stator windings using electrically excited vibrations”, Conference Record of 37th IAS Annual Meeting on Industry Applications, Vol. 4, pp. 2301–2305, Oct. 2002.

[WAN 00a] C. Wang, R. X Gao, “Sensor placement strategy for in-situ bearing defect detection”, In Proc. of 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC, Baltimore, USA, Vol. 3, pp. 1463-1467, May 2000.

[WIE 03] E. Wiedenbrug, G. Frey, J. Wilson, “Impulse testing as a predictive maintenance tool”, 4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED, pp. 13 – 19, 2003.

Chapitre II

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à l'état sain et dégradé

II.1. Introduction

Les machines synchrones à aimant permanent (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans de nombreux domaines grâce à leur efficacité énergétique, leur simplicité de mise en œuvre et leur performance dynamique. La sûreté de fonctionnement de ce type d'actionneurs devient cependant un problème critique pour certaines applications industrielles car, à cause de la présence d'une excitation permanente des aimants au rotor, un défaut de court-circuit au stator de la machine est entretenu tant que la machine est en rotation. La détection de ce type de défaillance doit donc être réalisée au plus tôt avec un bon taux de confiance pour permettre une sécurisation rapide afin d'éviter la propagation de défaut aux autres composants du système [BAC 06, CAR 99, CRU01].

Notre intérêt dans ce chapitre a porté sur l'établissement de modèles de la MSAP en présence d'un défaut de court circuit entre-spires dont le degré de sévérité dépend de l'état de l'isolation entre spires. L'objectif majeur est, si possible, de disposer d'un modèle de type circuit dont les paramètres peuvent être facilement déterminés en fonction du nombre de spires en défaut et de la gravité du défaut. Cependant, l'obtention d'un modèle simple est, dans la plupart des cas, synonyme d'hypothèses simplificatrices qui ne sont pas forcément justifiées. Ces hypothèses ne sont en fait justifiables que pour certains types de MSAP qui diffèrent en termes de type de bobinage, de degré de saillance rotorique, de nombre de paires de pôles... De toute façon, il faut évaluer ces modèles soit à l'aide d'un autre modèle dont la précision est validée soit à l'aide d'un nombre suffisant d'expérimentations.

II.2. Généralités sur les MSAP [AUB 14]

Ces dernières décennies ont connu l'intégration des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) en constante progression dans de nombreuses applications industrielles. En effet, au courant des années 1980, l'avènement de nouveaux matériaux magnétiques de plus en plus performants (de type Samarium-Cobalt ou Néodyme-fer-Bore) pour la conception des aimants permanents, a rendu les MSAP très compétitives par rapport à d'autres types de machines (machines à courant continu, machines synchrones à rotor bobiné ou machines asynchrones). En outre, les progrès technologiques parallèlement réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, ont élargi le spectre des performances en termes de dynamique et de puissance contrôlable. Ceci a permis à la MSAP d'occuper une place importante dans l'animation des procédés technologiques exigeant la vitesse variable. Ainsi, ces innovations ont permis à la MSAP d'acquérir de nombreux avantages qui sont énumérés ci-dessous [FAR 08], [SAB 08], [VAS 09], [YAN 12]:

- **Couple volumique et puissance massique importants** permettant l'utilisation de machines au design plus compact : caractéristiques très recherchées pour des applications embarquées.
- **Rendement plus élevé** grâce à l'utilisation d'aimants permanents en remplacement des enroulements rotoriques. Ainsi, le rotor n'a pas besoin d'être alimenté ce qui diminue les pertes (absence de pertes joules).
- **Fiabilité de la machine** en raison de l'absence de bagues et de balais.
- **Simplicité de conception et d'entretien** due également à l'absence de bagues et de balais.
- **Performance dynamique élevée** grâce à une densité de flux importante dans l'entrefer.
- **Simplicité de contrôle** en fonctionnement générateur avec notamment l'absence de régulation de vitesse et de tension.

Afin de tirer profit des avantages de la MSAP, de nombreux secteurs d'activités exploitent ce type de machine pour diverses applications dont nous citons les plus récentes dans ce qui suit:

- Industrie de pétrochimie: les MSAP sont destinées à des fonctionnements à forte puissance (plusieurs MW) et à grande vitesse (> 10.000 tr/min). [AHM 07], [SAB 08] et [WEE 10] proposent notamment des designs de MSAP pour ces applications.

- Industrie des énergies renouvelables: plus précisément dans le secteur de l'énergie éolienne. Les MSAP sont destinées à des fonctionnements à haute puissance (plusieurs MW) et à basse vitesse (autour de 1.000 tr/min) comme dans [VAN 96], [WEE 10], [YAN 12].
- Industrie automobile : pour la conception de véhicules hybrides ou totalement électriques. Les MSAP sont destinées à des fonctionnements à basse puissance (limitée à quelques dizaines de kW) comme dans [TOU 06] et [WEE 10].
- Industrie aéronautique: pour le développement de l'avion plus électrique qui constitue l'un des principaux axes de recherche dans ce domaine. Les puissances mises en jeu peuvent atteindre 175kW comme dans [WEE 10].
- Industrie ferroviaire : les MSAP sont destinées à des fonctionnements à moyenne puissance pour la traction, comme dans [ABD 05] où un générateur à aimants permanents a été dimensionné pour une puissance nominale de 250kW.
- L'entraînement des cages des laminoirs à chaud (LAC) en sidérurgie (Complexe sidérurgique d'El Hadjar)

II.3. Constitution des MSAP [AUB 14]

Comme toutes les autres machines électriques, les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont composées d'un rotor et d'un stator. Alors que le stator des MSAP est toujours constitué de bobinages électriques, la particularité de ce type de machine concerne l'utilisation d'aimants permanents liés au rotor de la machine afin de créer un champ magnétique tournant.

II.3.1. Les aimants permanents

Comme il a été mentionné plus haut, l'apparition de nouveaux types d'aimants permanents appelés « terres rares » vers les années 80, a propulsé l'utilisation des MSAP et leur substitution aux autres types de machines électriques dans les chaînes de production. Ces nouveaux aimants, sont composés soit de Samarium-Cobalt (SmCo), soit de Néodyme-Fer-Bore (NdFeB). Ils possèdent une densité d'énergie beaucoup plus importante que les autres types d'aimants (ferrite ou AlNiCo) et par conséquent plus performants (Figure 1-1). Bien que, possédant une densité d'énergie plus élevée que les aimants de type SmCo, les aimants de type NdFeB présentent le désavantage d'avoir une faible tenue en température (160°C pour le NdFeB contre 350°C pour le SmCo) [LAT 06].

Ainsi, la nature des aimants utilisés dépendra fortement de l'application auquel il est destiné. Pour une machine à faible puissance et à faible coût, le choix est orienté plutôt sur des aimants de type « ferrite ». Par contre, pour une machine de forte puissance (les applications à haute température), ce sont plutôt les aimants de type NdFeB ou SmCo qui sont sélectionnés .

II.3.2. Structure du rotor

Il existe plusieurs types de MSAP qui dépendent du placement des aimants permanents sur le rotor de la machine. En effet, la disposition des aimants a une influence directe sur la saillance de la machine (rapport entre les inductances de l'axe direct L_{sd} et de l'axe en quadrature L_{sq}).

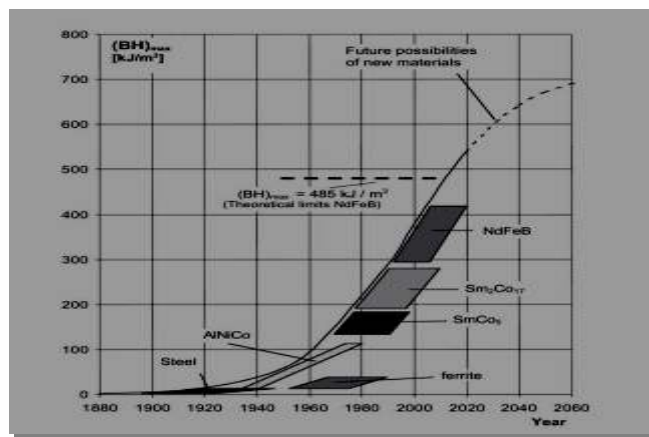


Figure. II.1. Evolution de la densité d'énergie (BH) max des aimants permanents [VAC 12]

II.3.2.1 Les principales structures des rotors utilisées dans les MSAP [FOD 09]

II.2.2.1 .1. Aimants montés en surface (machine à pôles lisses)

Dans ce type de machine (Figure II-2a), les aimants sont collés directement à la surface du rotor. La perméabilité des aimants étant proche de celle de l'air, l'entrefer de la machine peut être considéré comme constant. Ainsi, la machine est à pôles lisses (absence de saillance $L_{sd} = L_{sq}$). Cette structure est souvent utilisée pour sa simplicité de fabrication et de commande mais aussi en raison de son rapport poids-puissance avantageux, ce qui rend cette solution très adaptée aux applications embarquées. Cependant, les aimants placés en surface sont susceptibles de se décoller à haute vitesse car ils sont soumis directement aux forces centrifuges. Une solution pour remédier à ce problème est de consolider le collage des aimants avec un tube de matériau amagnétique.

II.3.2.1 .2.Aimants insérés (machine à pôles saillants)

Cette structure (Figure II-2b) est analogue à celle des aimants montés en surface. Cependant, les ouvertures entre les aimants sont remplies de fer pour créer une saillance ($L_{sq} > L_{sd}$). Cette machine à pôles saillants présente également un bon rapport poids-puissance et le collage des aimants ne nécessite plus d'être consolidé.

II.3.2.1 .3.Aimants enterrés (machine à pôles saillants)

Dans ce type de machine (Figure II-2c), les aimants permanents sont directement enterrés dans le rotor. Cette structure présente un rapport de saillance plus élevée que celle à aimants insérés ($L_{sq} \gg L_{sd}$). Le risque de décollement des aimants est nul cependant, le rapport poids puissance est réduit. Ainsi, cette topologie est adaptée pour des fonctionnements à haute vitesse où l'encombrement n'est pas une contrainte.

II.3.2.1 .4.Aimants à concentration de flux (machine à pôles saillants)

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

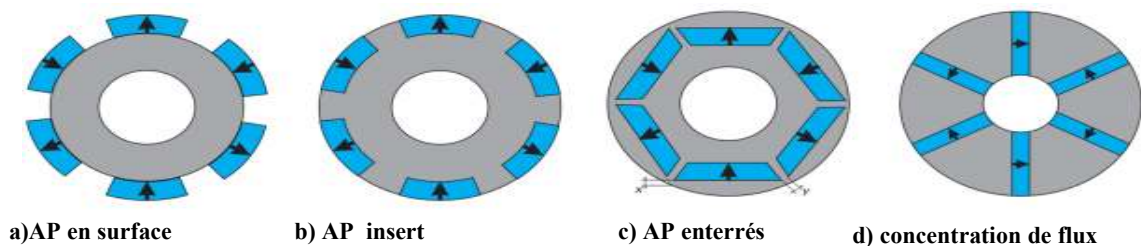


Figure. II.2. Différentes structures rotoriques pour une MSAP [FOD 09]

Il existe beaucoup d'autres types de MSAP, notamment des machines à saillance inversée avec $L_{sd} > L_{sq}$ utilisées pour des applications particulières [CHE 04]. Dans la suite de ce mémoire, les MSAP utilisées seront toujours des machines à pôles lisses avec des aimants montés en surface car elles présentent les meilleures caractéristiques pour des applications embarquées à faible encombrement.

II.3.3. Structure du stator

Le stator d'une MSAP est constitué de plusieurs bobines réparties dans les encoches statoriques. Il existe une multitude de topologies utilisées pour le bobinage du stator dans les machines électriques. La plupart sont présentées dans [SAI 01]. Pour les MSAP, deux catégories de bobinage sont couramment utilisées : le bobinage distribué et le bobinage concentrique [FOD 09].

Le bobinage concentrique est adapté pour des applications de grande puissance avec un nombre de phases et de pôles élevés. Le bobinage distribué est plutôt utilisé pour des applications où le nombre de pôles est réduit. Nous nous intéresserons donc principalement aux bobinages distribués qui peuvent être réalisés soit à pas diamétral, soit à pas raccourci.

Le bobinage à pas diamétral (Figure 1-3a) est une structure de bobinages assez simple à réaliser et qui présente les caractéristiques suivantes [SAI 01] :

- Chaque encoche présente des conducteurs n'appartenant qu'à une seule phase.
- Toutes les encoches utilisées sont consécutives par pôle.

Cependant, cette topologie de bobinage génère des composantes d'harmoniques impairs importantes sur les forces magnétomotrices. Afin de résoudre ce problème, un bobinage à pas raccourci est souvent privilégié. Les bobinages à pas $2/3$ (pour éliminer l'harmonique 3) ou à pas $5/6$ (pour diminuer sensiblement les harmoniques 5 et 7) sont couramment utilisés en pratique.

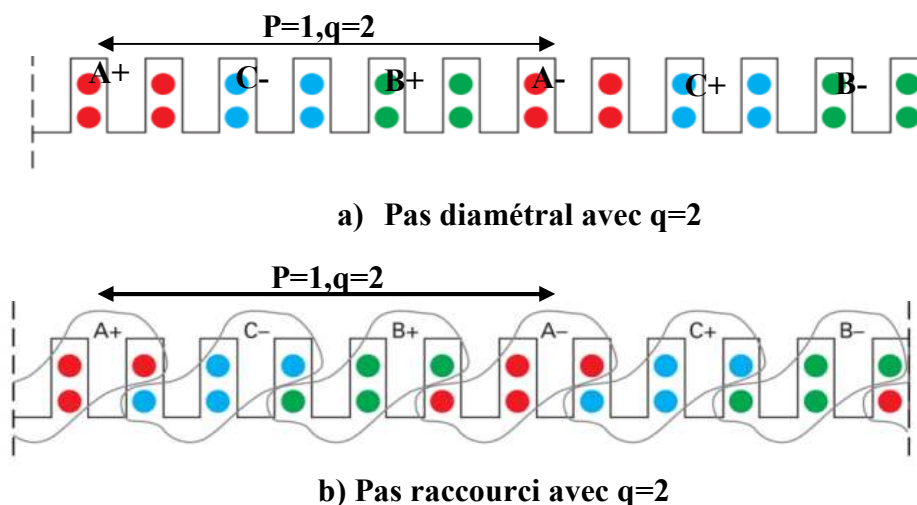


Figure. II.3. Exemple de bobinages distribués à pas diamétral (a) et à pas raccourci (b) [FOD 09]

II.4. Modélisation de MSAP [VAS 09]

Dans cette partie nous présenterons un modèle de type circuit électrique pour MSAP avec défaut entre-spires qui est beaucoup plus simple à utiliser. Ce circuit fait intervenir des résistances, inductances et mutuelles dont les valeurs peuvent être déterminées de différentes manières. Dans les modèles circuits, la première étape consiste à représenter le dispositif par autant de circuits qu'il en existe physiquement. Ce modèle n'est simple d'utilisation que sous certaines hypothèses que l'on doit justifier.

D'abord, nous présentons les hypothèses de modélisation d'une MSAP, nécessaires à l'établissement d'un modèle simple de type circuit électrique. Ensuite, après un rappel du modèle de type circuit d'une MSAP saine à rotor lisse, nous présentons le modèle de la même machine en présence d'un défaut entre spires d'une phase en augmentant l'ordre du modèle de la machine saine.

II.4.1. Hypothèses considérée pour la modélisation

Etant donné que l'objectif est de disposer de modèles de type circuit associés aux méthodes d'identification des paramètres simples et suffisamment précise, nous devons admettre un certain nombre d'hypothèses qui ne sont pas valables pour tous les types de MSAP. Cependant, ces hypothèses sont justifiées pour un nombre important de MSAP, utilisées notamment pour les applications dans les systèmes embraqués. Les hypothèses admises et les restrictions éventuelles qu'elles entraînent sont décrites ci-après :

- Nous considérons uniquement les MSAP à stator lisse. En effet, cette hypothèse est admise dans la plupart des machines synchrones qui négligent les irrégularités introduites par les encoches statoriques logeant les conducteurs.
- Le rotor est également supposé lisse
- Les pertes fer au stator et rotor sont négligées
- L'effet amortissement au rotor est négligé
- Le bobinage statorique des MSAP saines triphasées à rotor lisse est supposé équilibré. De ce fait, les éléments diagonaux de leur matrice d'inductance (inductances propres des bobines des phases) sont égaux ainsi que leurs éléments non diagonaux (inductances mutuelles entre les bobines des phases).

II.4.2. Modèle circuit électrique de la machine saine [VAS 09]

Dès lors que l'induction dans l'entrefer est produite grâce à la présence des aimants, la machine peut être conçue avec un grand entrefer sans pertes de performances si les aimants sont bien dimensionnés. Cependant, le coût de fabrication de la machine est plus élevé à cause de la quantité importante d'aimants utilisés. En plus, le risque de démagnétisation d'aimant et alors la température de fonctionnement limitée peuvent être restrictifs dans certaines applications. Compte tenu du fait que les machines considérées sont supposées non saturées, le flux des aimants à travers des bobines statoriques ne peut varier qu'en fonction de la position rotorique et ne dépend pas d'un quelconque courant d'excitation contrairement au cas des machines excitées. Dans notre cas, le réglage du flux d'excitation (par aimants) à travers les bobines statoriques est impossible ; ce qui peut être gênant en cas de défauts.

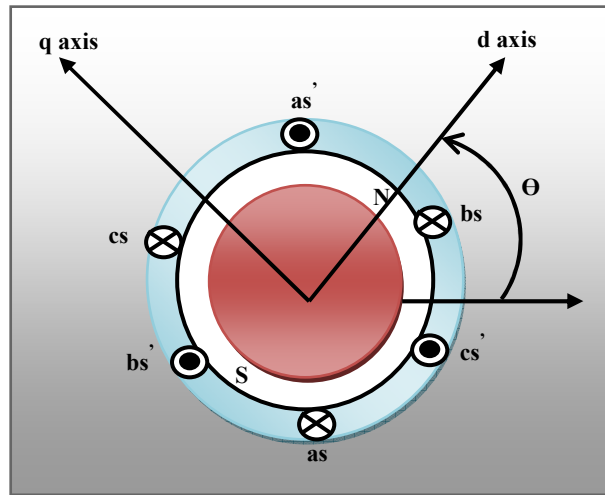


Figure. II.4 .Représentation schématique d'une machine synchrone à aimants posés sur la surface du rotor (θ est un angle électrique).

L'équation de tension dans le référentiel du stator (abc) peut être mise sous la forme :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + [E_s] \tag{II.1}$$

Ou :

$$[V_s] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T \text{ est le vecteur des tensions de phases.}$$

$$[I_s] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T \text{ est le vecteur des courants de phases.}$$

$[E_s] = [e_{as} \quad e_{bs} \quad e_{cs}]^T$ est le vecteur des fém de phases.

$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$ est la matrice de résistance : $R_s=R_a=R_b=R_c$.

$[L_s] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix}$ est la matrice d'inductance qui est circulante symétrique.

En général, les trios phases du stator sont connectées en étoile de sorte que :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \tag{II.2}$$

Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seule l'inductance cyclique de la machine ($L_s=L-M$) limite les courants de phases, ce qui permet d'écrire :

$$[V_s] = R_s [I_s] + L_s \frac{d}{dt} [I_s] + [E_s] \tag{II.3}$$

L'application de la transformation de Concordia (Clark) à l'équation électrique générale de la machine synchrone (II-1 ou II-4) ; la composante homopolaire du courant étant nulle, les équations devient:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \tag{II.4}$$

Où :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{32}^t \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{II.5}$$

La grandeur généralisée x représente ici le courant, la tension ou la fém. La composante homopolaire du courant étant nulle, le couple électromagnétique de MSAP à rotor lisse peut être exprimé comme suit :

$$T_e = \frac{e_a + e_b + e_c}{\Omega} = \frac{e_a i_\alpha + e_\beta i_\beta}{\Omega} \quad (\text{II.6})$$

La dynamique de la vitesse de la machine et de sa charge, est décrite par la relation fondamentale de la dynamique appliquée aux solides en mouvement de rotation :

$$T_e - T_l = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.7})$$

Où J est le moment d'inertie des parties tournantes, T_l est le couple de charge et Ω la vitesse de rotation. Pour une machine à p paires de pôles, cette vitesse est liée à l'angle électrique θ , désignant la position du rotor, par la relation :

$$\frac{d}{dt} \theta = p\Omega \quad (\text{II.8})$$

Pour une simulation en régime transitoire, nous mettons l'ensemble des équations régissant la machine sous forme d'état. L'équation électrique devient alors :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \left(-R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \right) \quad (\text{II.9})$$

Que nous exprimons de la manière suivante :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Où : } x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \text{ est le vecteur des variables d'état} \quad (\text{II.11})$$

$$u = \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \text{ est le vecteur d'entrée} \quad (\text{II.12})$$

Les matrices A et B ont pour expressions:

$$A = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, B = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La figure II-5 présente ainsi une représentation du modèle électrique (vitesse lentement variable) de la MSAP saine (diagramme fonctionnel).

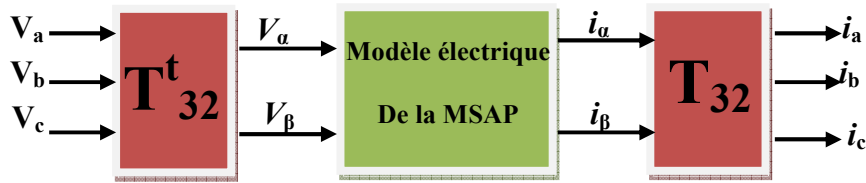


Figure. II.5. Schéma bloc représentant le modèle électrique de la machine synchrone à aimants saine.

II.4.3. Modèle d'une MSAP en présence de défaut [VAS 09]

Dans ce paragraphe, nous désignons par court-circuit entre-spires tout défaut d'isolation pouvant intervenir entre deux spires d'une même phase du stator. Le défaut n'est pas forcément franc et une résistance équivalente permet de modéliser ce qui reste de la résistance de l'isolant entre les spires court-circuitées. La valeur de la résistance indique la sévérité du défaut d'isolation. Un schéma simplifié de la situation est donné sur la figure II-6 montrant la résistance r_f du défaut. Le bobinage dans lequel survient le défaut est donc divisé en deux parties que l'on appellera (as2) pour la partie court-circuitée et (as1) pour la partie saine. En pratique la résistance r_f varie depuis une valeur infinie lorsque la machine est saine à zéro lorsque la machine est en présence d'un défaut franc de court-circuit entre-spires.

Nous avons défini le coefficient μ qui décrit le nombre relatif de spires court-circuitées. Nous avons donc :

$$N_f = N_{as2} = \mu(N_{as1} + N_{as2}) = \mu N_s \tag{II.14}$$

Où N_s est le nombre de spires par phase et N_f est le nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut (sous-bobine as2).

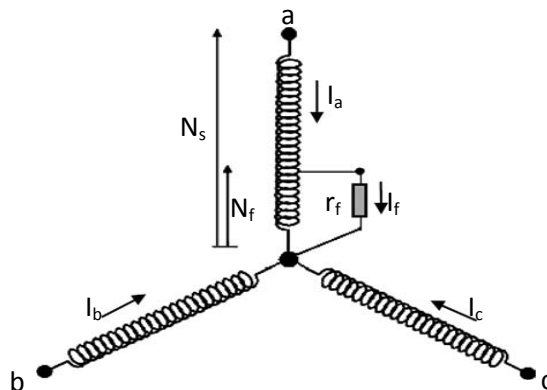


Figure. II.6. Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase de stator (as).

II.4.4. Modèle de la MSAP en présence d'un défaut de court circuit entre-spires

Par rapport à la nomenclature présentée ci haut, les équations électriques dans les deux parties qui composent la phase as (sous-bobines as1 et as2 sur la figure II-7) sont données par :

$$\begin{aligned}
 V_{as1} &= R_{a1}i_{as} + L_{a1} \frac{d}{dt} i_{as} + M_{a1a2} \frac{d}{dt} (i_{as} - i_f) + M_{a1b} \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a1c} \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a1} \\
 V_{as2} &= R_{a2} (i_{as} - i_f) + L_{a2} \frac{d}{dt} (i_{as} - i_f) + M_{a1a2} \frac{d}{dt} i_{as} + M_{a2b} \frac{d}{dt} i_{bs} + M_{a2c} \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{a2}
 \end{aligned}
 \tag{II.15}$$

Où R_{a2} et L_{a2} représentent la résistance et l'inductance de la sous-bobine en défaut (as2). Les paramètres M_{a1a2} , M_{a2b} et M_{a2c} représentent respectivement les inductances mutuelles entre la sous bobine a_{s2} et les bobines a_{s1} , b_s et c_s .

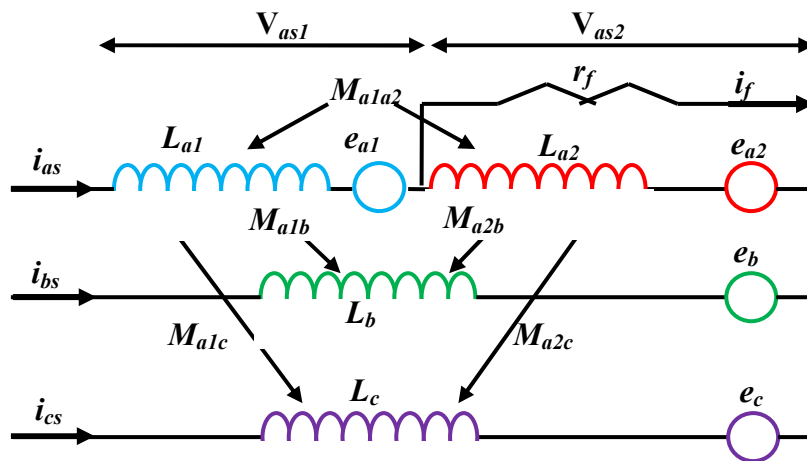


Figure. II.7. Schéma équivalent de la machine à aimants avec un défaut entre-spires dans la phase as [VAS 09]

Les résistances de la sous-bobine saine as1 et de la sous-bobine court-circuitée as2 sont notées par R_{a1} et R_{a2} respectivement ; elles sont proportionnelles au nombre de spires des parties concernées. Par conséquent, nous pouvons les exprimer en fonction de la résistance de phase R_a et le coefficient μ .

Nous avons donc :

$$\begin{aligned}
 R_{a1} &= (1 - \mu) R_a \\
 R_{a2} &= \mu R_a
 \end{aligned}
 \tag{II.16}$$

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

$$\begin{aligned} V_{as} &= V_{as1} + V_{as2}, V_{as2} = r_f i_f \\ i_{as1} &= i_{as}, i_{as2} = i_{as} - i_f \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

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

$$\begin{aligned} V_{as} &= (R_{a1} + R_{a2}) i_{as} + (L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2}) \frac{d}{dt} i_{as} + (M_{a1b} + M_{a2b}) \frac{d}{dt} i_{bs} + \\ &(M_{a1c} + M_{a2c}) \frac{d}{dt} i_{cs} + (e_{a1} + e_{a2}) - R_{a2} i_f - (L_{a2} + M_{a1a2}) \frac{d}{dt} i_f \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

$$V_{bs} = R_s i_{bs} + L \frac{d}{dt} i_{bs} + e_{bs} + (M_{a1b} + M_{a2b}) \frac{d}{dt} i_{as} + M \frac{d}{dt} i_{cs} - M_{a2b} \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{II.19})$$

$$V_{cs} = R_s i_{cs} + L \frac{d}{dt} i_{cs} + e_{cs} + (M_{a1c} + M_{a2c}) \frac{d}{dt} i_{as} + M \frac{d}{dt} i_{bs} - M_{a2c} \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{II.20})$$

Les relations suivantes sont normalement admises :

$$\begin{aligned} R_s &= R_a = R_{a1} + R_{a2} \\ L &= L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2} \\ M &= M_{a1b} + M_{a2b} \\ M &= M_{a1c} + M_{a2c} \\ e_a &= e_{a1} + e_{a2} = e_{a1} + e_f \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

En remplaçant les relations ci-dessus (II-24) dans les équations électriques II-21, II-22 et II-23, nous obtenons l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} L_{a2} + M_{a1a2} \\ M_{a2b} \\ M_{a2c} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{II.22})$$

D'après l'équation que l'on vient d'établir, nous voyons que l'équation qui régit la machine en présence d'un défaut entre-spires contient les mêmes termes que l'équation électrique d'une machine saine (II-4 ou II-6) auxquels s'ajoutent des termes supplémentaires correspondant à la maille créée par le défaut. La résolution de l'équation (II-25) nécessite la connaissance du courant if ou alors d'ajouter une équation supplémentaire décrivant la maille du court-circuit. Nous avons alors :

$$0 = -R_{a2} i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2}) \frac{d}{dt} i_{as} - M_{a2b} \frac{d}{dt} i_{bs} - M_{a2c} \frac{d}{dt} i_{cs} - e_{a2} + (R_{a2} + r_f) i_f + L_{a2} \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{II.23})$$

Suite à un défaut de court-circuit entre-spires, l'ordre du système croit. En effet, une maille supplémentaire apparaît. Alors, il est intéressant de présenter une matrice d'inductance de dimension 4 pour modéliser la MSAP en défaut. Nous rassemblons donc les équations (II-25) et (II-26) pour obtenir l'équation globale de dimension 4 régissant le comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit, que l'on met sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2c} \\ -L_{a2} - M_{a1a2} & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$\text{Où : } e_f = e_{as2} \quad (\text{II.25})$$

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

Si le couple de détente est négligeable, l'expression de couple électromagnétique de la MSAP en défaut électrique entre-spires est donnée par :

$$T_e = \frac{e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs} - e_f i_f}{\Omega} \quad (\text{II.26})$$

II.5. Modélisation de l'alimentation du MSAP à vitesse variable

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs synchrones qui ne peuvent avoir couple hors synchronisme. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système : La machine synchrone associée à un

convertisseur statique. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation du MSAP [CAR 00], [LAB 95], [BAS 01].

II.5.1. Système d'alimentation

L'alimentation du MSAP est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou d'un condensateur. Alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MSAP.

II.5.1.1 Modélisations du redresseur et du filtre associés à l'onduleur

La tension d'alimentation $U_c(t)$ de l'onduleur associé au MSAP est générée par une cascade composée d'un redresseur et d'un filtre passe-bas schématisée par la figure suivante :

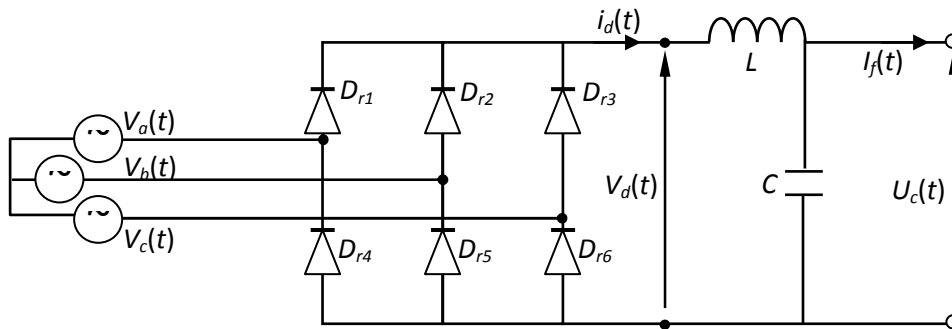


Figure. II.8. Redresseur et Filtre associé à un onduleur de tension triphasé.

II.5.1.2. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Ce type de redresseurs comporte trois diodes à cathodes communes assurant l'aller du courant $i_d(t)$: D_{r1} , D_{r2} et D_{r3} , et trois diodes à anodes communes assurant le retour du courant $i_d(t)$: D_{r4} , D_{r5} et D_{r6} . Si l'effet de l'empiètement est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par [CAR 95], [LAB 95], [BAS 01] :

$$V_d(t) = \max(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) - \min(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) \tag{II.27}$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

II.5.1.3. Modélisation du filtre de la tension redressée

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC), caractérisé par les équations différentielles suivantes [GUY 00] :

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L}[V_d(t) - U_c(t)] \\ \frac{dU_c(t)}{dt} = \frac{1}{C}[i_d(t) - i_f(t)] \end{cases}$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique de $V_d(t)$, cette condition nous permet de déterminer L et C .

II.5.2. Onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristor GTO, est le cœur de l'organe de commande du MSAP. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_1 et K_4 , K_2 et K_5 , K_3 et K_6 doivent être contrôlés de manière complémentaire [CAR 00],[BAS 01]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MSAP est illustré par la figure (II.9) :

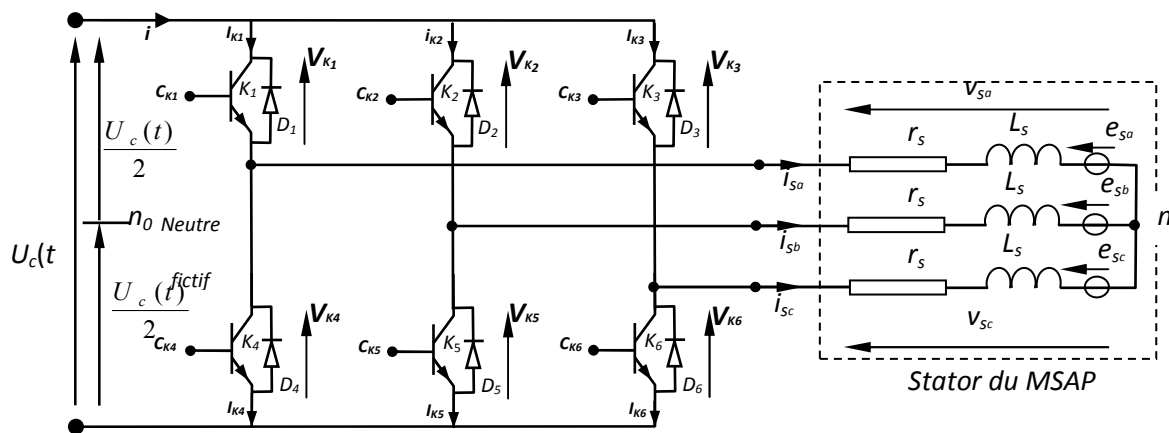


Figure. II.9. Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [LAB 95],[BAS 01] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable;
- La charge triphasée, est équilibrée et, est couplée en étoile avec un neutre isolé.

Les tensions simples s'écrivent en fonction des tensions composées u_{sab} , u_{sbc} et u_{sca} sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{sa} = \frac{1}{3}(u_{sab} - u_{sca}) \\ v_{sb} = \frac{1}{3}(u_{sbc} - u_{sab}) \\ v_{sc} = \frac{1}{3}(u_{sca} - u_{sbc}) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Les diodes $D_{i=1,2, \dots, 6}$, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la *Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI)*.

II.5.2.1. Onduleur de Tension à MLI

Plusieurs types de *MLI* se présentent pratiquement, dont on peut citer [GUY 00],[LAC 00] :

- Les modulations *sinus-triangle* effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations *pré-calculées* pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations *post-calculées* appelées encore *MLI* régulières symétriques ou *MLI* vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la troisième technique qui est dédiée entre autres à la DTC à laquelle on s'intéresse.

II.5.2.1.1. Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle

La *MLI* permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage,
- faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence f [GUY 00], [LAC 95]. Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de

l'onduleur triphasé $K_{i=1,2,3}$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa [LAC 95],[SEG 77]:

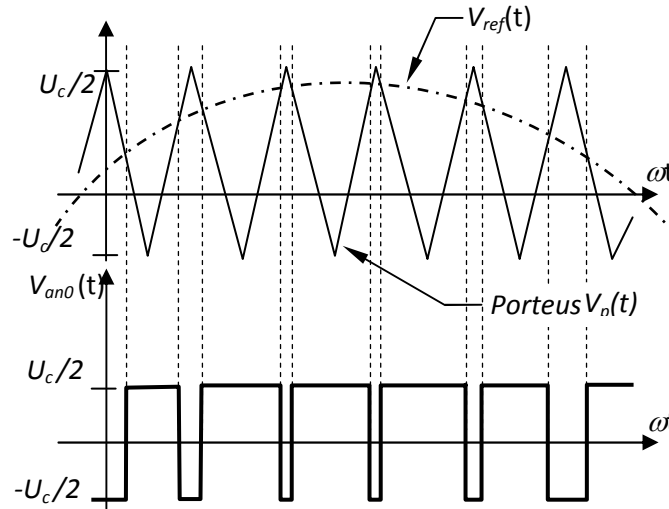


Figure. II.10.MLI sinus-triangle bipolaire

II.5.2.1 .2.MLI Vectorielle

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif [GUY 00],[LAC 00]. Les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique de MLI est basée sur les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière),
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,
- Tous les interrupteurs d'un même demi bras ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Soit C_{K_1} , C_{K_2} et C_{K_3} les signaux logiques de commande des interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 respectivement, ($C_{K_1} = 1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert, $C_{K_1} = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé).

On pose :

$$C_K = [C_{K_1} \ C_{K_2} \ C_{K_3}]^T; \quad v_{sabc} = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T \quad (II.29)$$

Ou v_{sabc} est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par [ARI 00],[RAH 00] :

$$v_{sabc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{K_1} \\ C_{K_2} \\ C_{K_3} \end{bmatrix} = U_c [T_s][C_K] \quad (II.30)$$

Il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur dont six sont des séquences actives alimentant la charge. Celles-ci définissent six vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur : $V_{i=1,2,..6}$. Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls V_0 et V_7 . La table de vérité de la MLI vectorielle peut être résumée dans le tableau suivant [GUY 00], [TAK 89],[RAH 00] :

Vecteur	C_{K_1}	C_{K_2}	C_{K_3}	v_{sa}	v_{sb}	v_{sc}
V_0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2 U_c/3$
V_3	0	1	0	$-U_c/3$	$2 U_c/3$	$-U_c/3$
V_4	0	1	1	$-2 U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$
V_1	1	0	0	$2 U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$
V_6	1	0	1	$U_c/3$	$-2 U_c/3$	$U_c/3$
V_2	1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2 U_c/3$
V_7	1	1	1	0	0	0

Tab. II.1. Table de vérité d'un onduleur triphasé commandé par MLI vectorielle

Les six vecteurs non nuls de tension forment les axes d'un hexagone régulier et les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine. L'objectif de cette MLI est d'approximer la tension de commande par une combinaison de ces huit vecteurs de tension que peut délivrer l'onduleur (V_0 à V_7). Le vecteur de sortie peut être à tout instant, approximé par une combinaison linéaire de deux de ces six vecteurs non nuls.

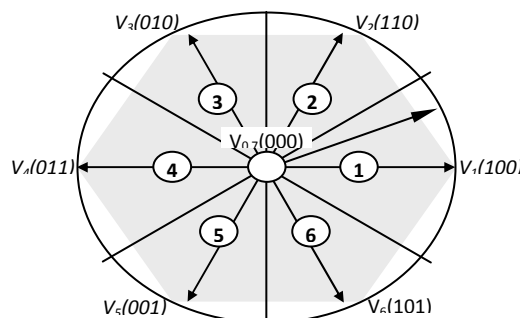


Figure. II.11. Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé dans le plan (α, β) .

II.6. Commande Direct du Couple de la MSAP

II.6.1. Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique

Le contrôle dynamique du couple peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de la machine, dans le modèle référentiel (α, β) , on peut écrire [AME 05], [ARI 00], [MOK 04]:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II.31})$$

On obtient :

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II.32})$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme $R_s \bar{i}_s$ est négligeable devant la tension \bar{V}_s dans un intervalle de temps T_e , donc l'équation (II.32) peut s'écrire :

$$\bar{\phi}_s \approx \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.33})$$

À l'instant $(t+\Delta t)$, $\bar{\phi}_s(t+\Delta t)$ se déduit du vecteur flux à l'instant t par la sommation vectorielle suivante, à l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur (Figure II.11) :

$$\bar{\phi}_s(t+\Delta t) \approx \bar{\phi}_s(t) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.34})$$

Où encore :

$$\Delta \bar{\phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.35})$$

Avec :

- $\bar{\phi}_s(t)$ c'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\bar{\phi}_s(t+\Delta t)$ c'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta \bar{\phi}_s$ c'est la variation du vecteur de flux statorique $(\bar{\phi}_s(k+1) - \bar{\phi}_s(k))$;
- T_e c'est la période d'échantillonnage.

L'équation (II.32) implique que l'extrémité du vecteur $\bar{\phi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliqué \bar{V}_s . Comme il est montré dans la figure (II.12).

En choisissant une séquence correcte de vecteur \bar{V}_s sur des intervalles de temps successive T_e , on peut suivre à l'extrémité du vecteur $\bar{\phi}_s$ la trajectoire désirée. Les variations du couple

électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux.

Le couple c'est le produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique :

$$C_e = k(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r) = k|\bar{\phi}_s||\bar{\phi}_r|\sin(\delta) \tag{II.36}$$

Tel que $k = \frac{3p}{2l_q}$ (cas des machines synchrones à aimants permanents à pôles lisses).

Avec :

- $\bar{\phi}_s$ c'est le vecteur de flux statorique ;
- $\bar{\phi}_r$ c'est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- δ c'est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

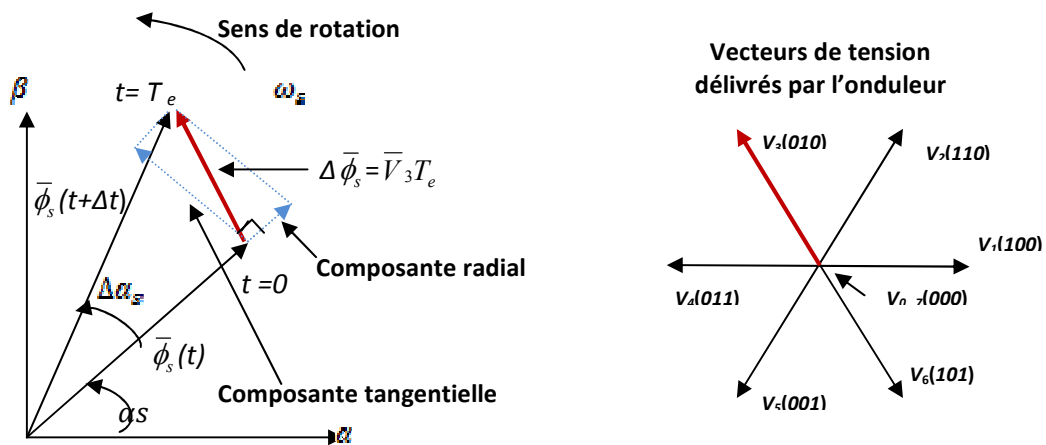


Figure. II.11. Evolution du vecteur de flux statorique.

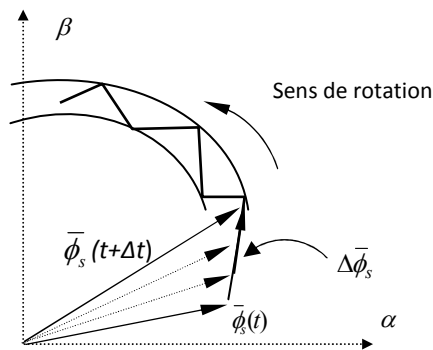


Figure. II.12. Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa [AME 05], [ARI 00], [MOK 04].

II.6.2.Choix du vecteur de tension

Le choix du vecteur de tension statorique \vec{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\vec{\phi}_s$, du sens de rotation de $\vec{\phi}_s$ et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

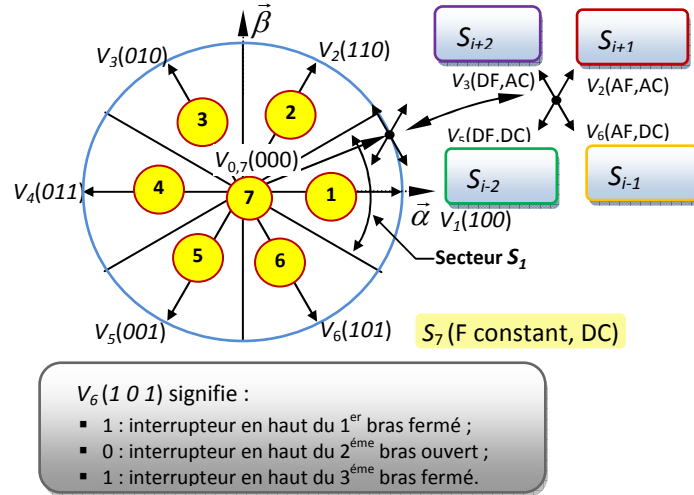


Figure. II.13. Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_{i=1...6}$.

AF : Augmenter le Flux
AC : Augmenter le Couple

DF : Diminuer le Flux
DC : Diminuer le Couple

Le vecteur de tension statorique \vec{V}_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\vec{\phi}_s$. Un estimateur de module de $\vec{\phi}_s$ et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires, pour une commande DTC.

II.6.3.Estimation du flux et du couple électromagnétique

On considère le système d'axes (α, β) lié au stator du MSAP. Les équations des tensions statoriques sont exprimées par [CAR 00], [ARI 00], [MOK 04]:

$$\begin{cases} v_{\alpha s} = r_s i_{\alpha s} + \dot{\phi}_{\alpha s} \\ v_{\beta s} = r_s i_{\beta s} + \dot{\phi}_{\beta s} \end{cases} \quad (II.37)$$

Le calcul des flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{\alpha s} = \int_0^t (v_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}) dt \\ \hat{\phi}_{\beta s} = \int_0^t (v_{\beta s} - r_s i_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (II.38)$$

La version discrétisée de cet estimateur, exprimée sur une période d'échantillonnage T_e , peut être formulée de la façon suivante :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{\alpha s}(k+1) = \hat{\phi}_{\alpha s}(k) + [v_{\alpha s}(k) - r_s i_{\alpha s}(k)] T_e \\ \hat{\phi}_{\beta s}(k+1) = \hat{\phi}_{\beta s}(k) + [v_{\beta s}(k) - r_s i_{\beta s}(k)] T_e \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{\alpha s}^2 + \hat{\phi}_{\beta s}^2} \\ \angle \hat{\phi}_s = \arctg \frac{\hat{\phi}_{\beta s}}{\hat{\phi}_{\alpha s}} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p (\hat{\phi}_{\alpha s} i_{\beta s} - \hat{\phi}_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (\text{II.41})$$

II.6.4.Élaboration de la table de commutation avec séquences nulles

II.6.4.1.Régulation du flux statorique

Pour le contrôle du flux, on associe au régulateur à hystérésis du flux statorique a une variable “ K_ϕ ” à deux états (0 ou 1), qui définit l’action désirée sur le comportement du flux (figure II.14) [AME 12].

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕ_s^* et le flux estimé $\hat{\phi}_s$ dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir (figure II.13.b)), celui-ci génère à sa sortie la valeur $K_\phi = +1$ pour augmenter le flux et $K_\phi = 0$ pour le réduire. Cela permet de plus d’obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs \bar{V}_{i+1} ou \bar{V}_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique ϕ_s

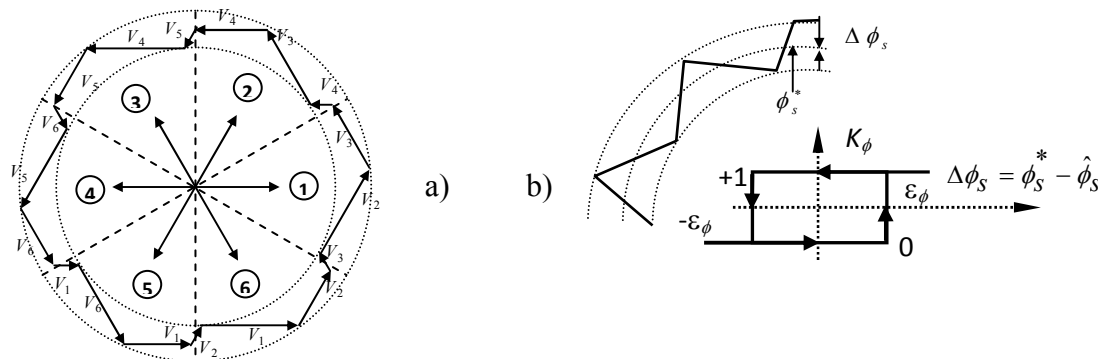


Figure. II.14 a) Sélection Trajectoire du flux statorique dans le plan (α, β)

b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.

II.6.4.2. Régulation du couple électromagnétique

Connaissant la valeur du couple électromagnétique \hat{C}_e obtenue par estimation, on va calculer l'écart qui existe entre le couple de la machine et sa référence, celui-ci génère la valeur $K_{Ce}= 1$ pour augmenter le couple, $K_{Ce}= -1$ pour le réduire, un vecteur actif sera toujours appliqué lorsque l'erreur de couple devient en d'hors de sa bande d'hystérésis. Le vecteur nul sera seulement utilisé pour faire évoluer le couple à l'intérieur de la bande d'hystérésis ($K_{Ce}= 0$ pour maintenir le couple constant). Tels que K_{Ce} représente l'état de sortie du comparateur et ε_{Ce} la limite de la bande d'hystérésis (voir figure II.15) [MOK 04] :

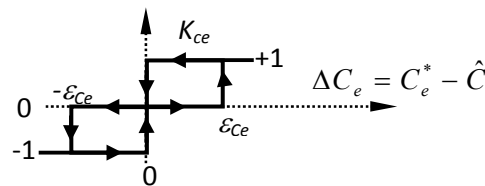


Figure. II.15. Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.

II.6.5. La table de commutation avec séquences nulles

La table de vérité est élaborée en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi_s$ et ΔC_e , et selon la position du vecteur de flux statorique ($S_i=1,\dots,6$). En se basant sur la logique de réglage du flux et du couple présenté précédemment, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle proposée par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique de la MSAP [CAR 00].

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tab. II.2. Table de la DTC classique selon Takahashi définissant les séquences d'un onduleur

II.6.6. Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles

Dans ce cas, on n'exploite que les séquences actives (voir Tab.II.3). Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur [CAR 00], [AME 12], [ARI 00].

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tab. II.3. Table de commutation sans séquences nulles

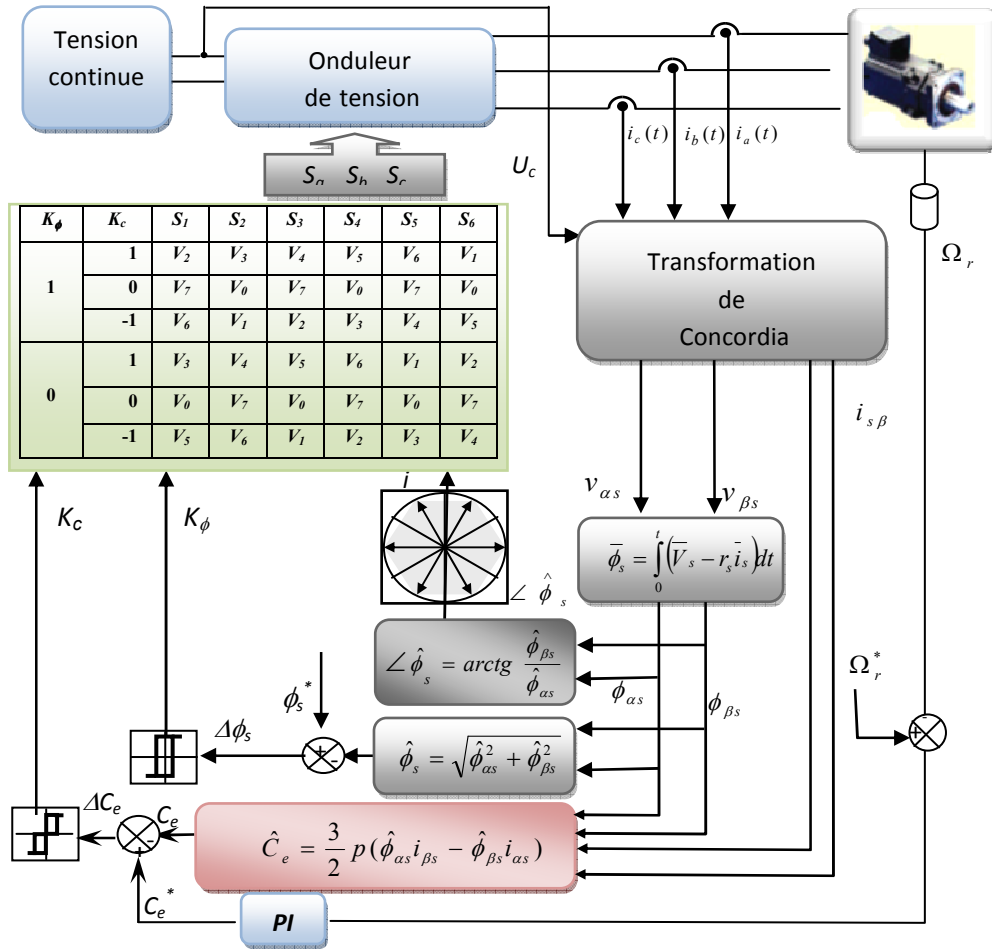


Figure. II.16 Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSAP.

II.7. Résultats de simulation

II.7. 1. La MSAP à l'état sain

Dans la simulation suivante, la machine était initialement saine et chargée avec un couple résistant : $C_r=4N.m$ et $R_f=200\ ohm$.

La figure (II.17) montre la vitesse de rotation de la MSAP à l'état sain, on remarque que la vitesse de moteur suit leur vitesse de rotation avec une grande précision, La figure(II.18) montre évolution de couple électromagnétique de la MSAP. Pour les figures (II.19 et II.20) on remarque que les courants statoriques sont équilibrés et le courant du défaut égale à 0 ce qui implique que notre machine est à l'état sain.

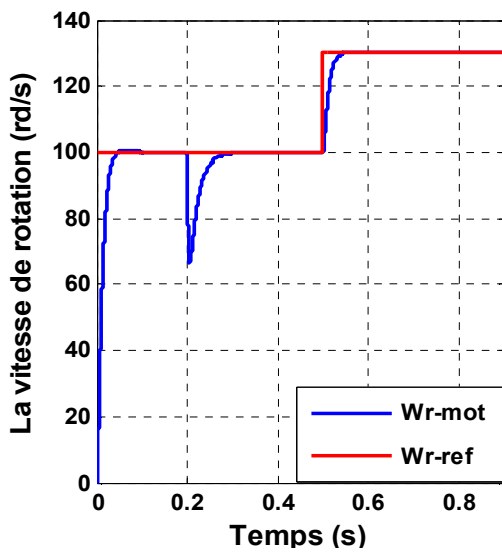


Figure. II.17. Evolution de vitesse de rotation de la MSAP

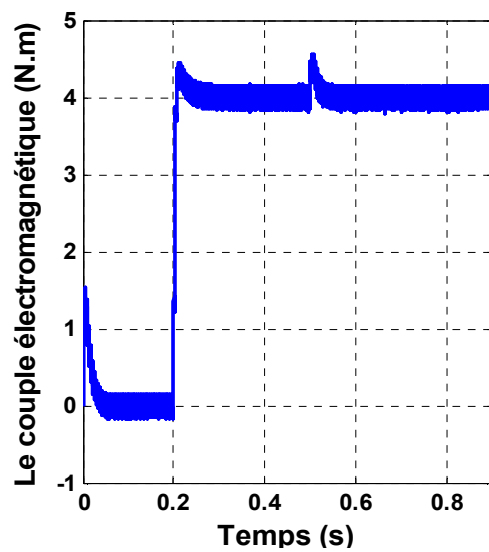


Figure. II.18. Evolution de couple électromagnétique de la MSAP

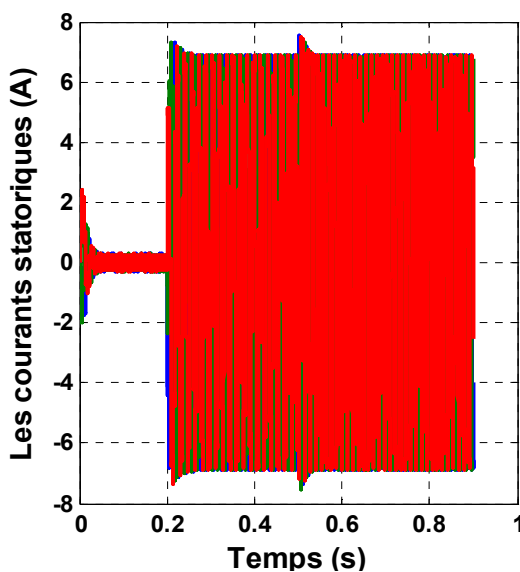


Figure. II.19. Evolution du courant du défaut de la MSAP

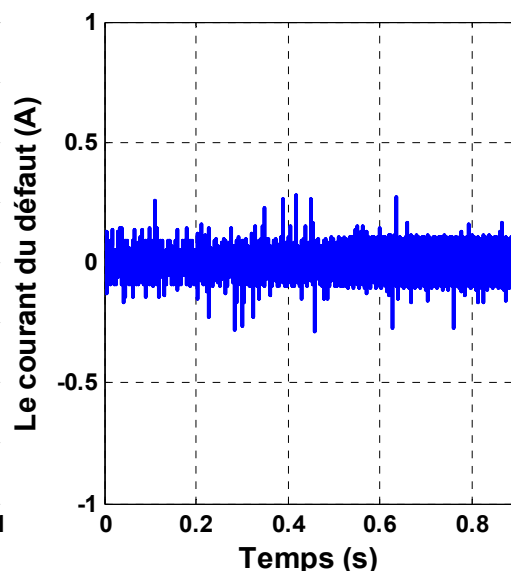


Figure. II.20. Evolutions des courants statorique de la MSAP

II.7. 2. La MSAP en présence d'un défaut de court-circuit

Nous avons simulé ensuite le cas où la phase « a » est le siège d'un court-circuit mettant en jeu 40 de ses spires pour $R_f=0$ ohm. Pour les figures (II-21) et (II-22) de la vitesse et du couple respectivement, on remarque que des ondulations de la présence du défaut de court-circuit ce qui engendre une dégradation de santé des enroulements statoriques.

Les formes d'ondes obtenues sont présentées sur la figure (II-23) et elles concernent les courants dans les trois phases (Ia, Ib, Ic) et le courant dans la maille du défaut (II-24). Nous constatons que les courants de phases ne sont plus équilibrés et que les perturbations des courants dépendent de la valeur de la résistance du défaut R_f . On remarque également que l'amplitude du courant dans la phase en défaut (phase a) est plus élevée que celles des courants des autres phases (Phases b,c).

Nous effectuerons à la fin de ce chapitre une analyse plus fine de ces courants en fonction du nombre de spires en défaut et de la sévérité du défaut (différentes valeurs de R_f).

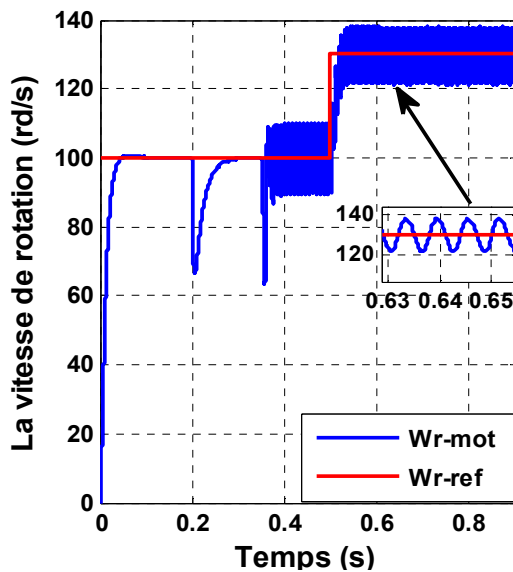


Figure. II.21. Evolution de la vitesse de rotation pour 40 spires en court-circuit à l'instant $t=0.35$ s

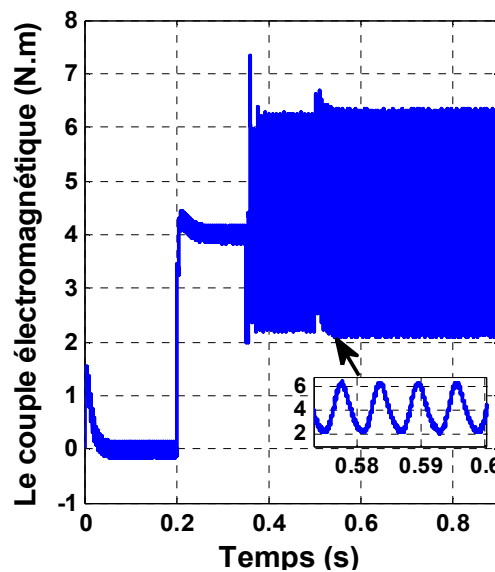


Figure. II.22. Evolution du couple électromagnétique pour 40 spires en court-circuit à l'instant $t=0.35$ s

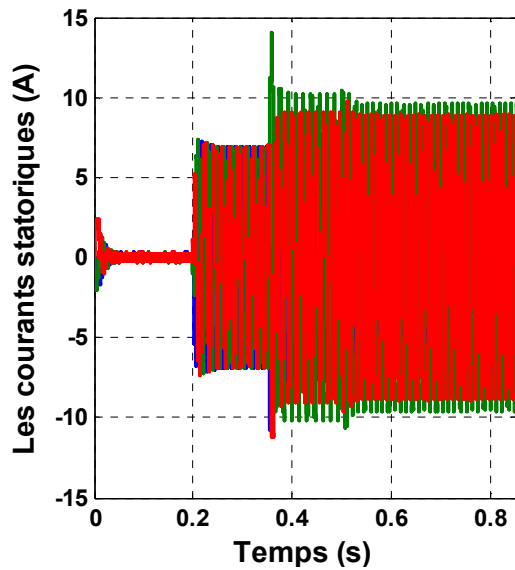


Figure. II.23. Evolutions des courants statoriques pour 40 spires en court-circuit à l'instant $t=0.35s$.

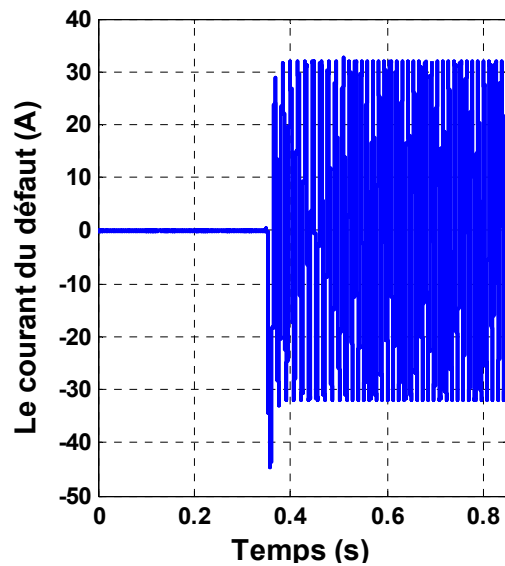


Figure. II.24. Evolution du courant du défaut pour 40 spires en court-circuit à l'instant $t=0.35s$

II.8. Etude du comportement de la MSAP dégradé

Pour étudier la gravité de défaut, on a fait varier la résistance de défaut comme suit : $R_f=0.1$ ohm, $R_f=0.6$ ohm puis $R_f=5$ ohm, tout en gardant $N_{cc}=40$ spires. Dans un premier temps, nous traçons l'amplitude du courant de défaut, la vitesse, le couple électromagnétique, et le courant statorique I_a en fonction de la résistance de défaut en supposant que la machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée équilibrée et la machine a été entraînée avec deux vitesses différentes : 100rd/s et puis 130rd/s .

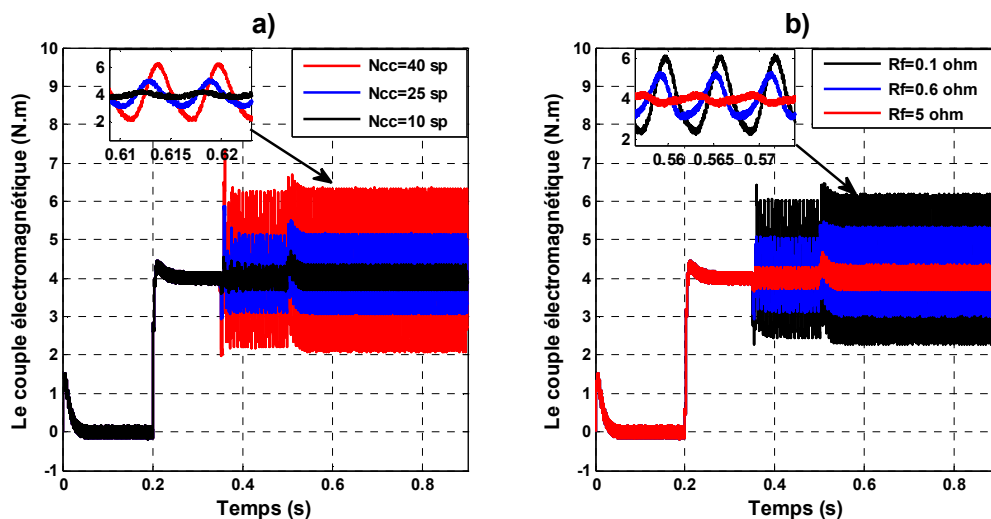


Figure. II.25. Evolution du couple électromagnétique pour : a) variation de N_{CC} ; b) variation de R_f

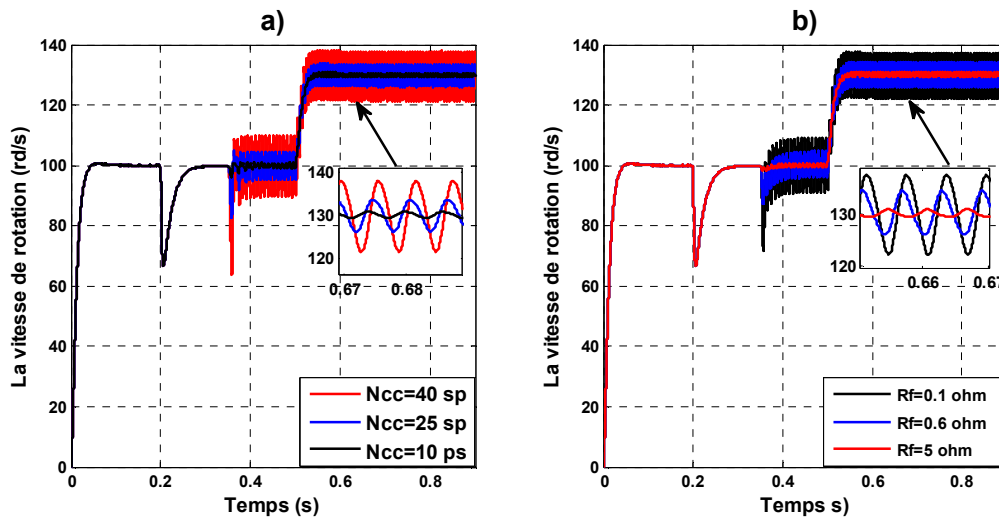


Figure. II.26. Evolution de vitesse de rotation pour : a) variation de N_{CC} ; b) variation de R_f

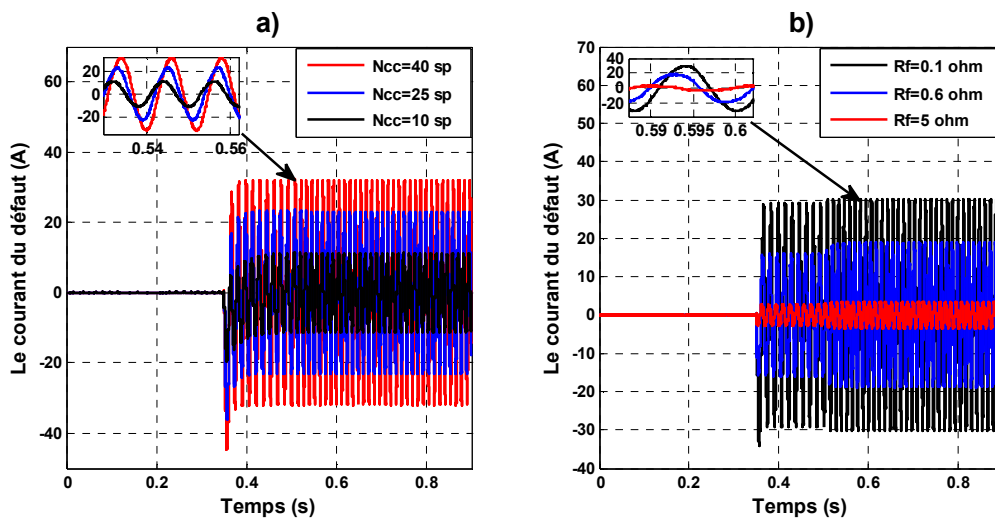


Figure. II.27. Evolution du courant du défaut I_f pour : a) variation de N_{CC} ; b) variation de R_f

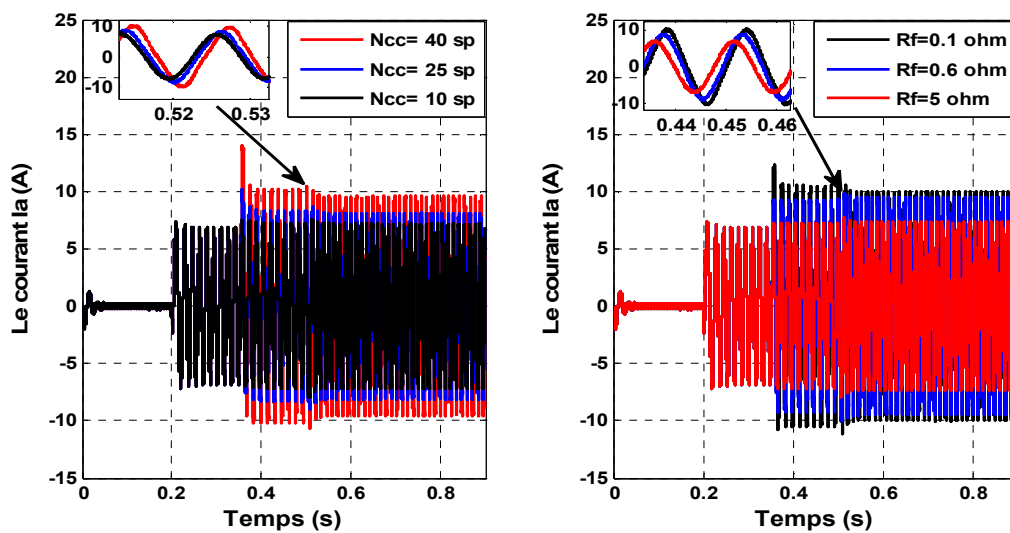


Figure. II.28. Evolutions des courants statorique I_a pour : a) variation de N_{CC} ; b) variation de R_f

Conclusion

Ce chapitre a permis tout d'abord la présentation de la machine synchrone à aimants permanents, ses différents avantages et ses domaines d'application, puis l'établissement de sa description mathématique ou modélisation, aussi bien, à l'état sain que dégradé, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. C'est en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices que le modèle du MSAP dans le repère de *Clark* a été établi. Dans le but de linéariser le système et de faciliter l'étude, les équations de ce modèle sont décomposées en deux sections : les équations pour la machine non dégradée (saine) et les termes qui apparaissent lorsqu'elle est dégradée (défaillante). Cette décomposition facilite la compréhension des effets induits dans les paramètres normaux de la machine en présence de défauts. Puis, c'est la modélisation de la partie d'alimentation électrique qui a été abordée. Le principe du fonctionnement et de la commande de l'onduleur des tensions triphasés a été présenté en annonçant les principes des MLI les plus en vue.

Les résultats de simulation montrent qu'un défaut de court circuit entre spires produit des ondulations de fréquence double dans le couple et la vitesse. Les résultats obtenus par le modèle sont en bonne corrélation. Ainsi, on peut conclure que le modèle peut trouver son application dans les algorithmes de détection et de diagnostic des défauts statoriques.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE -II-

- [ABD 05] A.A. Abdallah, Modélisation des machines synchrones à aimants permanents pour la simulation de défauts statoriques : Application à la traction ferroviaire, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [AHM 07] R.A. Ahmad, Pan Zhiguo, D.M. Saban, "On-Board Electrical Network Topology Using High Speed Permanent Magnet Generators", Electric Ship Technologies Symposium, 2007. ESTS '07. IEEE, vol., no., pp.356,362, 21-23 May 2007.doi:10.1109/ESTS.2007.372110.
- [AME 05] A. Aissa «Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Mode Glissants» Thèse de Magister, Université de Batna 2005.
- [AME 12] I. Ameer, Etude comparative par Simulink des commandes FOC et DTC sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents dotées d'un filtre de KALMAN, Master Automatique, , Juin 2012.
- [ARI 00] P. A. Arias, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [ARI 00] P. A. Arias, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [ARK 05] M. Arkan, D. K. Perovic, P. J. Unsworth, "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.
- [AUB 14] A.Brice, "Détection des courts-circuits inter-spires dans les Générateurs Synchrones à Aimants Permanents : Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu", these de doctorat de l'université de Toulouse délivré par l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France.
- [BAC 06] S. Bachir, S. Tnani, J. C. Trigeassou, G. Champenois, "Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, Issue 3, pp. 963 – 972, Jun. 2006.
- [BAS 01] P. S. Bastiani, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur -machine alternative : Application à la traction électrique", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001.
- [CAR 00] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.

- [CAR 00] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone I", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [CAR 99] A. J. M. Cardoso, S. M. A. Cruz, and D. S. B. Fonseca, "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's Vector Approach", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, pp. 595–598, Sept. 1999.
- [CHE 04] L. Chédot, Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur, thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2004.
- [CRU 01] S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the Extended Park's Vector Approach", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 5, pp. 1227 – 1233, Sept./Oct. 2001.
- [DAI 05] M. Dai, A. Keyhani, T. Sebastian, "Fault Analysis of a PM Brushless DC Motor Using Finite Element Method", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, Issue 1, pp. 1-6, Mar 2005.
- [FAR 08] J.A. Farooq, Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents, thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.
- [FOD 09] D. Fodorean, A. Miraoui, "Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)", D3554 Techniques de l'ingénieur, Novembre 2009.
- [GUY 00] G. Guy, et C. Guy, "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande", Edition Eyrolles, 2000.
- [JOK 00] G. M. Joksimovic', J. Penman, "The Detection of Inter-Turn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, pp. 1078 – 1084, Oct. 2000.
- [LAB 95] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Volume 4 : La conversion continu-Alternatif", Lavoisier, 1995.
- [LAK 95] G. Lacroux, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements", Lavoisier, 1995.
- [LAT 06] R. Lateb, 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, 2006.

- [MOK 04] B. Mokhtari, "Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux", Thèse de Magister; université de Batna, 2004.
- [RAH 00] M. F. Rahman, L. Zhong, and M E. Haque, "Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol. 20, No. 1, pp. 1-7, Australia, 2000.
- [SAB 08] D.M. Saban, C. Bailey, D. Gonzalez-Lopez, L. Luca, "Experimental evaluation of a high-speed permanent-magnet machine", Petroleum and Chemical Industry Technical Conference, 2008. PCIC 2008. 55th IEEE , vol., no., pp.1,9, 22-24 Sept. 2008. doi:10.1109/PCICON.2008.4663975.
- [SAI 01] J. Saint-Michel, "Bobinage des machines tournantes à courant alternatif", D3420 Techniques de l'ingénieur, Février 2001.
- [SEG 77] G. Segulier, et F. Notelet, "Electrotechnique Industrielle", Technique et Documentation Lavoisier 1977.
- [TAK 89] I. Takahashi, and Y.Ohmori, "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor", In Proceedings of IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.25, pp. 257-264, March/April 1989.
- [TAL 02] R. M. Tallam, T. G. Habetler, R. G. Harley, "Transient Model for Induction Machines With Stator Winding Turn Faults", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 3, pp. 632 – 637, May –Jun 2002.
- [TOU 06] B. Tounsi, S. Astier, "Comparative study of power electronics converters associated to variable speed permanent magnet alternator", Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on , vol., no., pp.1332,1337, 23-26 May 2006.doi:10.1109/SPEEDAM.2006.1649974
- [VAS 09] V. Babak, "CONTRIBUTION A L'ETUDE DES MACHINES ELECTRIQUES EN PRESENCE DE DEFAUTS ENTRE-SPIRES, Modélisation – Réduction du courant de défaut", these de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France
- [WEE 10] K.R. Weeber, M.R. Shah, K. Sivasubramaniam, A. El-Refaie, Qu Ronghai, C. Stephens, S. Galioto, "Advanced permanent magnet machines for a wide range of industrial applications", Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE , vol., no., pp.1,6, 25-29 July 2010. doi:10.1109/PES.2010.5590104.

[YAN 12] Xu Yang, D. Patterson, J. Hudgins, "Permanent magnet generator design and control for large wind turbines", Power Electronics and Machines in Wind Applications (PEMWA), 2012 IEEE , vol., no., pp.1,5, 16-18 July 2012. doi:10.1109/PEMWA.2012.6316367.

Chapitre III

Commande intelligente de la MSAP en tenant compte des défauts statoriques

III.1. Introduction

La technique de commande à structure variable (CSV) par mode glissant en anglais Sliding Mode Control, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbations due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, tout en ayant une très bonne réponse dynamique [REZ 09]. Cette commande a été proposée en premier lieu en Union Soviétique par S.V. Emelyanov et elle a fait l'objet de nombreux travaux de recherche par son équipe (Utkin, Taran, Kostyleva, etc.) et ce, à partir des travaux menés par le mathématicien A.F. Philippov sur les équations différentielles à second membre discontinu [ALI 05].

Afin d'améliorer les caractéristiques de notre moteur et par conséquent, lui augmenter sa durée de vie, un nouveau régulateur, appelée (RFT2), a été proposé. Régulateur. Le RFT2 sera testé en utilisant un MSAP de 5kW fonctionnant sous différentes charges et lors de l'inversion du sens de rotation, aussi bien pour l'état sain, que pour l'état dégradé suite au court circuit de différents nombres de spires. Une étude comparative entre les deux régulateurs RFT1 et RFT2 est effectuée. Cette comparaison confirme la supériorité de notre régulateur du point de vue de la commande et de la robustesse aux défauts statoriques.

III.2. Conception de la commande par mode glissant

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, à savoir, la haute précision, la stabilité, la simplicité, le temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter les systèmes à modèle imprécis, dû soit à un problème d'identification soit à un problème de modélisation [BOM 07]. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence.

Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties. Une première continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle [BOM 07].

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales : [SAI 06], [KEC 07]

- Choix de la surface
- L'établissement des conditions d'existence
- Détermination de la loi de commande

III.2.1.Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [KHA 06] :

$$[\dot{X}] = [A].[X] + [B].[u] \quad (\text{III.1})$$

Ou $[X] \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, $[u] \in \mathfrak{R}^m$ vecteur de commande, avec $n > m$

J.J Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeurs désirée:

$$S(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t) \quad (\text{III.2})$$

$$e(t) = X_{\text{réf}}(t) - X(t) \quad (\text{III.3})$$

λ : est une constante positive.

n : est un degré relative, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

$S(x)=0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)$ pour un choix correct du gain λ et, c 'est l'objectif de la commande.

III.2.2.Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [KHA 06].

III.2.2.1.Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est sous la forme :

$$S(x).\dot{S}(x) < 0 \tag{III.4}$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivé $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauches et à droite de la surface de commutation. Puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de la surface de commutation. La condition (III.4) est équivalente à exiger que la dérivée de $\dot{S}(x)$ doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation [BOM 07].

III.2.2.2.Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x)>0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Donc déterminer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de Lyapunov définie positive, et bien choisie, soit négative. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le problème consiste, alors, à trouver une fonction de Lyapunov et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de système [BOM 07].

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{et} \quad V(x) > 0 \tag{III.5}$$

En déduisant la fonction de Lyapunov et sa dérivée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= \frac{1}{2} \dot{S}^2(x) \\ \dot{V}(x) &= S(x) \dot{S}(x) \end{aligned} \tag{III.6}$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroît, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative, ceci est vérifié si :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \tag{III.7}$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés figure (III.1). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

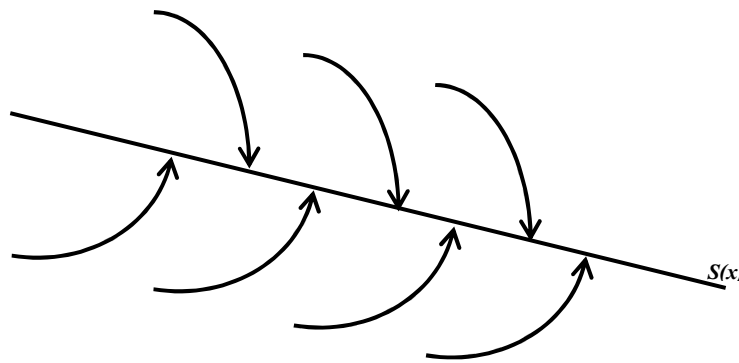


Figure. III.1.Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface [BOM 07].

III.2.3.Détermination de la loi de commande

III.2.3.1.La commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1).

Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit [BEN 05] :

$$U(t) = U_{eq} + U_n \tag{III.8}$$

L'utilisation des équations (III.1) et (III.8) permet obtenir la commande équivalente U_{eq} :

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + B(x, t) U_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t) U_n] \quad (III.9)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la surface $S(x)$ est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue U_n sont aussi nulles.

D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right), \quad U_n = 0 \quad (III.10)$$

En portant U_{eq} dans l'équation (III.1), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) - B(x, t) \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \quad (III.11)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement.

La commande équivalente U_{eq} peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre U^+ (U_{max}) et U^- (U_{min}) figure (III.2) [BOM 07], [KEC 07].

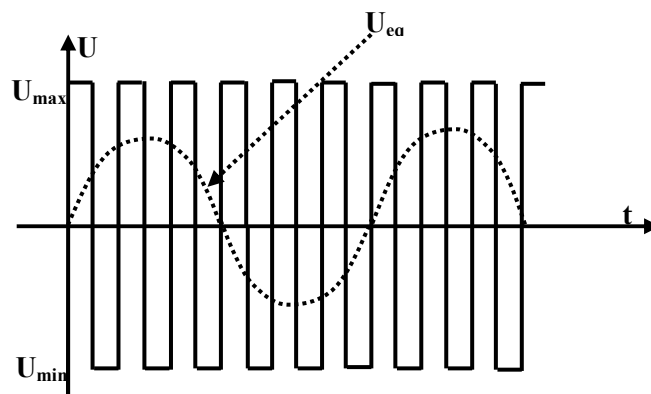


Figure. III.2.Commande équivalente U_{eq} [BOM 07].

Tant que le régime glissant est assuré [condition (III.7) vérifiée], le système décrit par l'équation (III.1) est robuste ; il est indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur lui.

III.2.3.2. La commande discontinue de base

L'addition du terme U_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$. Celle-ci est attractive si seulement si $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe [BEN 05].

Durant le mode de convergence, on remplace le terme U_{eq} par sa valeur donné par (III.10) dans l'équation (III.9). Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t) U_n] \tag{III.12}$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t) U_n] < 0 \tag{III.13}$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$U_n = k \cdot \text{sign}(S(x)) = k \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|} \tag{III.14}$$

En remplaçant l'expression (III.14) dans (III.13) on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) k \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \tag{III.15}$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons.

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

- **Commande signe**

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_n) peuvent être réalisés. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$ avec la fonction ‘sign’ par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$.

$$\begin{aligned} \text{sign}(S(x)) &= +1 \text{ pour } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) &= -1 \text{ pour } S(x) < 0 \end{aligned} \tag{III.16}$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure(III.3).

U_n s’exprime donc comme :

$$U_n = k \text{sign}(S(x)) \tag{III.17}$$

Où K est un gain positif.

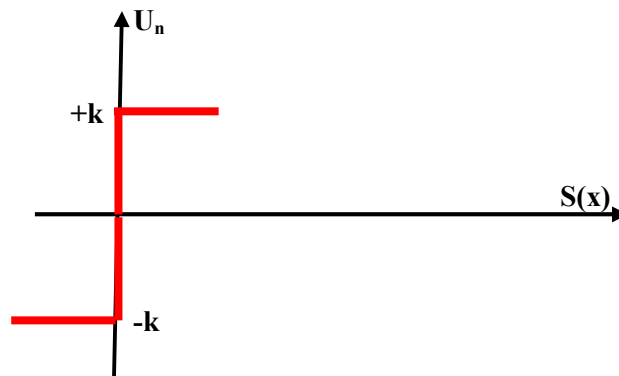


Figure.III.3.Fonction sign [BEN 05].

- **Commande avec un seul seuil**

Cette commande est caractérisée par un seuil figure (III.4) et la commande discontinue est donnée par l’expression :

$$\begin{cases} U_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ U_n = k \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \tag{III.18}$$

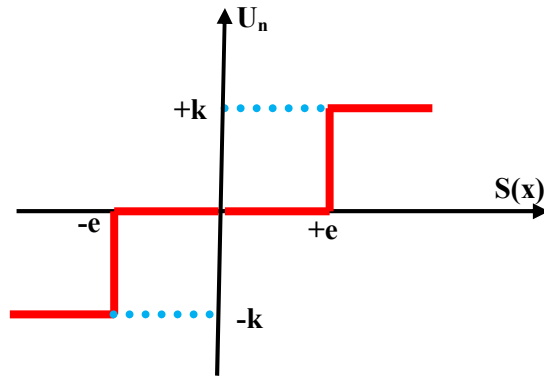


Figure. III.4. Fonction sign de la commande avec un seul seuil [BEN 05].

• **Commande adoucie**

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 alors U_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande (e_1, e_2), alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{k}{e_2 - e_1}$) figure III.5.

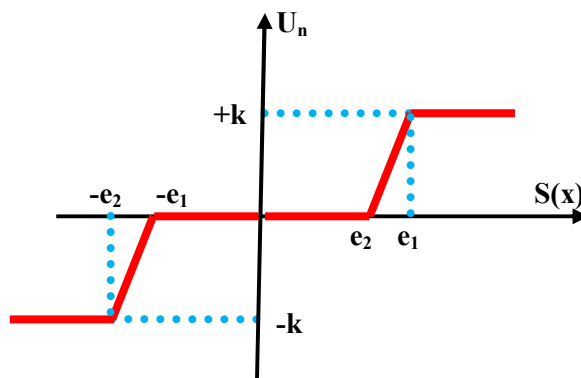


Figure. III.5. Fonction sign de la commande adoucie [BEN 05].

• **Commande continue avec composante intégrale [SAI 06]**

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande U_n et en remplaçant la fonction sign par la fonction continue suivante figure III.6 :

$$U_n = k \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \tag{III.19}$$

Où λ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque $\lambda \rightarrow 0$ on tend vers la commande $K \cdot \text{sign}(S(x))$.

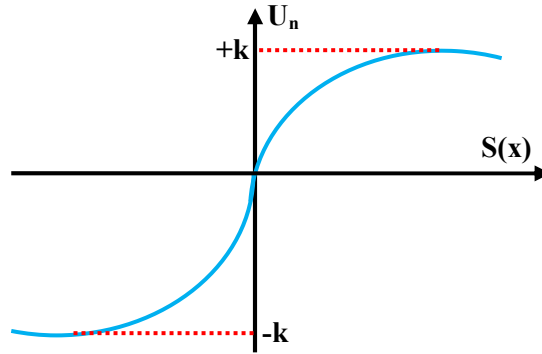


Figure .III.6. Commande rendue continue [SAI 06].

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale.

La loi d'attractivité sera donc :

$$U_n = k \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} + \eta \tag{III.20}$$

Tel que :

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma|$$

Avec :

$$\begin{cases} \gamma = \gamma_0 \int S(x) \cdot dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \gamma = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

Et

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int S(x) \cdot dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \eta = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

Où $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0, e$ sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences.

Pour cette raison, elle sera retenue comme loi d'attraction.

III.2.4. Application de la commande par mode glissant à la MSAP [LI 09], [CHA 10], [AIS 08]

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant figure(III.7), nous allons analyser dans ce qui suit le comportement du système commandé par mode glissant. On reprend le modèle du moteur synchrone à aimants permanents exprimé sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + p\Omega \frac{L_q}{L_d} I_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \dot{I}_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - p\Omega \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{1}{L_q} \varphi_f p\Omega + \frac{1}{L_q} u_q \\ \dot{\Omega} = \frac{p}{J} [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \varphi_f] - \frac{1}{J} C_r - \frac{F}{J} \Omega \end{cases} \quad (III.21)$$

Synthèse de la commande par mode glissant :

On prend les surfaces suivantes :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.22)$$

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (III.23)$$

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (III.24)$$

III.2.4.1. Pour le régulateur de vitesse

L'erreur de la vitesse est défini par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.25)$$

Pour $n = 1$, l'équation de contrôle de la vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (III.2) comme suit:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{F}{J} \Omega - \frac{p\varphi_f}{J} I_q + \frac{1}{J} C_r \quad (III.26)$$

Le contrôle du courant I_q est définie par :

$$I_{qref} = I_q^{eq} + I_q^n \quad (III.27)$$

Dans laquelle :

$$I_q^{eq} = \frac{J}{p\varphi_f} \left(\dot{\Omega}_{ref} + \frac{F}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r \right) \quad (III.28)$$

$$I_q^n = K_{\Omega} \operatorname{sgn}(s(\Omega)) \quad (\text{III.29})$$

K_{Ω} : Constant positive

III.2.4.2. Pour la commande de la composante directe du courant statorique

L'erreur de courant I_d est définie par :

$$e_d = I_{dref} - I_d \quad (\text{III.30})$$

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{dref} - \dot{I}_d \quad (\text{III.31})$$

D'après la dérivée de la surface du courant I_d , on peut générer la tension sur l'axe d,

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} I_d - p\Omega \frac{L_q}{L_d} I_q - \frac{1}{L_d} u_d \quad (\text{III.32})$$

La tension de commande u_{dref} est définie par

$$u_{dref} = u_d^{eq} + u_d^n \quad (\text{III.33})$$

$$u_d^{eq} = \left(\dot{I}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} I_d - p\Omega \frac{L_q}{L_d} I_q \right) L_d \quad (\text{III.34})$$

$$u_d^n = K_d \operatorname{sgn}(s(I_d)) \quad (\text{III.35})$$

K_d : Constant positive

III.2.4.3. Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique

L'erreur de courant I_q est définie par :

$$e_q = I_{qref} - I_q \quad (\text{III.36})$$

$$\dot{S}(I_q) = \dot{I}_{qref} - \dot{I}_q \quad (\text{III.37})$$

D'après la dérivée de la surface du courant I_q , on peut exprimer la tension du contrôle sur l'axe

q La tension de commande u_{qref} est définie par :

$$u_{qref} = u_q^{eq} + u_q^n \quad (\text{III.38})$$

$$u_q^{eq} = \left(\dot{I}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} I_q + p\Omega \frac{L_d}{L_q} I_d + p\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} \right) L_q \quad (III.39)$$

$$u_q^n = K_q \operatorname{sgn}(s(I_q)) \quad (III.40)$$

K_q : Constant positive.

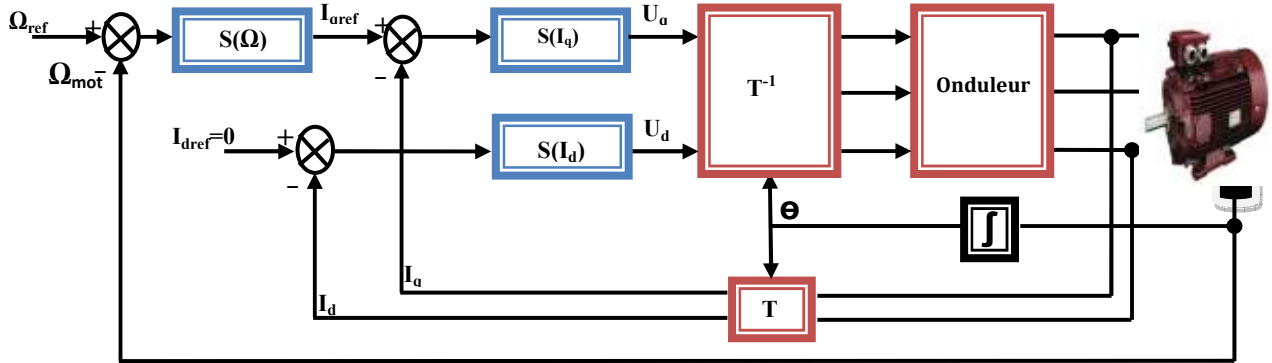


Figure.III.7. Schéma globale de stratégie de la CMG avec trois surfaces [AIS 08].

III.3. Principe de la logique Floue

III.3.1. Logique Floue Type-1

Historiquement, La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché [CHO11]. Elle a été présentée par le philosophe Max Black dès 1937, le concept de la logique floue fut réellement introduit en 1965 par Lotfi Zadeh, un professeur d'électronique à l'université de Berkeley (USA). Sa théorie "Fuzzy Set Theory" n'eut pas un succès immédiat. Elle fut développée surtout en Europe et au Japon. L'idée de base a pris naissance lorsqu'on a constaté la difficulté de programmer un automate en vue de la réalisation d'une tâche, cependant jugée simple à réaliser par un être humain. Le mode de raisonnement humain et le moyen de formaliser la connaissance humaine dans un langage accessible à une machine constituent, donc, les deux principaux sujets de réflexion qui ont mené à l'apparition de la logique floue. Freinée par la réticence à appréhender un nouveau concept et par des difficultés de réalisation pratique, la logique floue ne débouche réellement qu'en 1990 avec l'apparition de produits et de systèmes utilisant cette technique [AME05],[NAB10]. Et en 1995 grâce à Jang, l'application de la logique floue s'élargit aux systèmes à réseaux de neurones et à l'intelligence artificielle [BAR03]. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et est utilisée dans de nombreux produits destinés au "grand public" notamment au Japon. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de

microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement. La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions. De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande en logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques facilement interprétables [BAR03].

Le concept de la logique floue vient de la constatation que la variable booléenne, qui ne peut prendre que deux valeurs (vrai ou faux) est mal adaptée à la représentation de la plupart des phénomènes courants. En effet, cette logique classique considère qu'une proposition est soit vraie soit fausse. Cela permet de répondre à de nombreuses situations, mais dans certains cas une transition «abrupte» est gênante. En revanche la logique floue distingue une infinité de valeurs de vérité (entre 0 et 1) [BüH94].

III.3. 1. Domaines d'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires, et médicales. Parmi ses principaux domaines de recherche et d'application on peut citer [AME05] :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...)
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.)
- Systèmes autonomes mobiles
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...)
- Systèmes de conditionnement d'ambiance
- Automatisation de la production du fer et de l'acier, purification de l'eau, chaînes de montage et robots de fabrication
- Commande des instruments (capteurs, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractère
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement et développement, horaires de train), diagnostic, reconnaissance

- Commande des unités arithmétique, micro-ordinateurs, et réalisation des opérateurs. Traitement d'information telles que les données, recherche de l'information, modélisation de systèmes,... etc.
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet

III.3.2. Avantages et inconvénients de la commande par la Logique Floue

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont [ELB09] :

- La non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser)
- La réduction du temps de développement et de maintenance
- La simplicité de définition et de conception

Par contre les inconvénients sont [NAB10], [ELB09] :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification)
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile)
- La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

III.3.3. Structure générale d'un system 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 [BüH94].

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes figure(III.8) :

- 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.

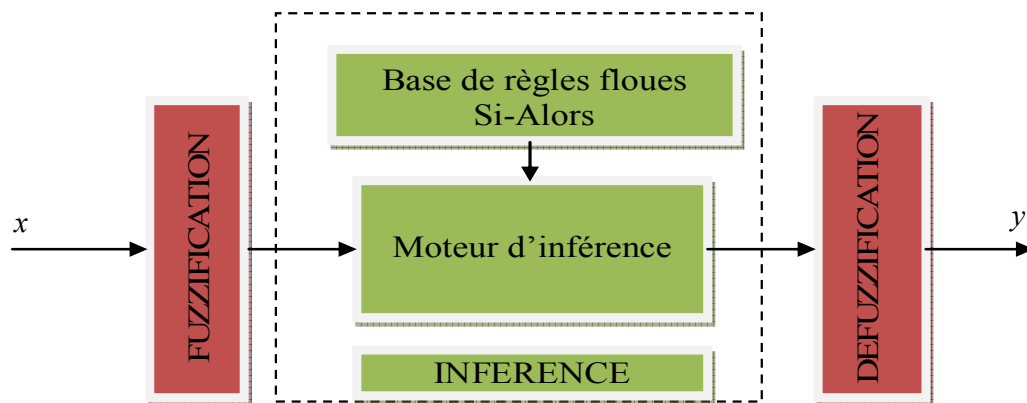


Figure.III.8. Système flou [Büh94].

Où :

$x(t)$: est le signal de commande.

$y(t)$: est la sortie du système à commander.

III.3.4. Elements de base de la Logique Floue

III.3.4.1. Variables floues et fonctions d'appartenance

Lotfi ZADEH a considéré la théorie des ensembles flous comme une extension à la théorie classique. En effet, un ensemble flou est défini par une fonction d'appartenance dont les valeurs varient entre 0 et 1, et qui représente le degré d'appartenance d'un élément à ensemble appelé univers de discours. Ces fonctions peuvent avoir plusieurs formes figure(III.9): trapézoïdale, triangulaire ou gaussienne ; seule l'expérience peut nous indiquer la forme adéquate [BAR 03]. L'entrée x varie dans un domaine appelé univers de discours X , divisé en un nombre fini d'ensembles flous de telle sorte que dans chaque zone il y a une situation dominante. Afin de faciliter le traitement numérique et l'utilisation de ces ensembles, on les décrit par des fonctions

convexes dite d'appartenance [HUS 09]. Elles admettent comme argument la position de x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction.

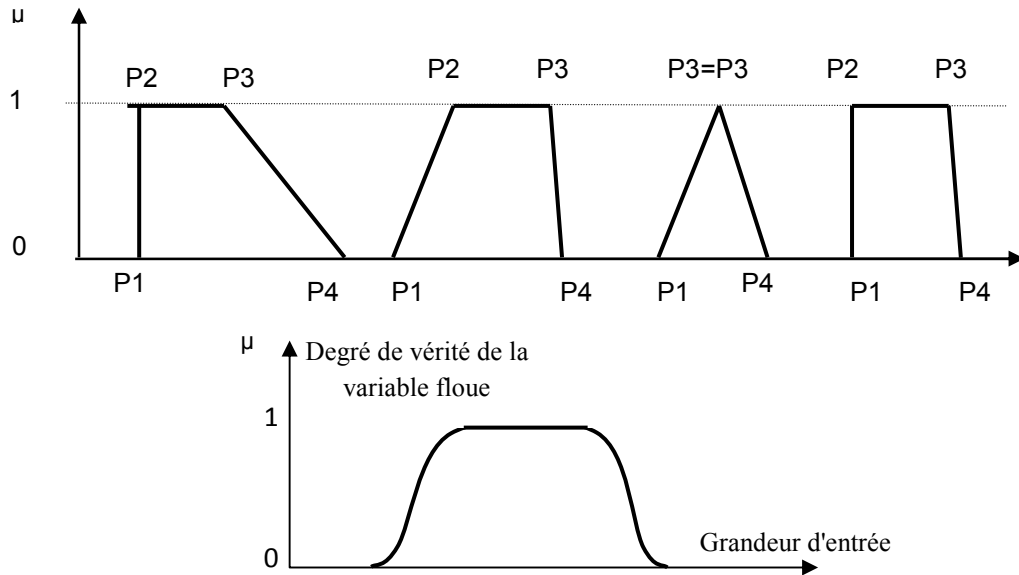


Figure. III.9. Différents formes d'une fonction d'appartenance [BAR 03].

III.3.4.2. Fuzzification

La fuzzification proprement dite consiste à définir des fonctions d'appartenance pour les différentes variables linguistiques. Le but est la conversion d'une grandeur physique en une variable linguistique. Il s'agit d'une projection de la variable physique sur les ensembles flous caractérisant cette variable [ELB 09]. Cette opération permet d'avoir une mesure précise sur le degré d'appartenance de la variable d'entrée à chaque ensemble flou. Afin de garantir la couverture uniforme de l'univers de discours et d'éviter les indécisions ou les confusions entre les règles, on doit vérifier les propriétés suivantes :

1. Complémentarité : Des ensembles flous E_1, \dots, E_N sont dits complémentaires, si pour tout élément x de l'univers de discours, il existe au moins un ensemble flou $E_{i, 1 \leq i \leq N}$, tel que le degré d'appartenance de x à E_i est non nul.
2. Consistance : des ensembles flous E_1, \dots, E_N sont dits consistants si un élément x vérifie $\mu_{E_i}(x) = 1$ alors, $\mu_{E_j}(x) < 1$ pour tout $j \neq i$.

III.3.4.3. Inférence

Les connaissances de l'opérateur humain sur un processus donné sont transformées en un ensemble de règles floues de la forme suivante :

Si prémisses Alors conclusion (III.41)

Où la prémisses est un ensemble de conditions liées entre elles par des opérateurs flous.

La partie conclusion peut être une description d'évolution dans le cas d'identification ou une action dans le cas de commande. Les opérateurs flous utilisés dans la partie prémisses sont les conjonctions : "**ET**" et "**OU**".

L'interprétation de ces conjonctions dépend directement du type du moteur d'inférence adopté. La relation entre la prémisses et la conclusion "Alors" peut être traduite par le produit ou le minimum.

$$\forall SI \ x_1 \text{ est } E_1^j \ \text{ET} \ x_2 \text{ est } E_2^j \ \text{ET} \dots \ \text{ET} \ x_n \text{ est } E_n^j \ \text{ALORS} \ U_j = C^j \quad (III.42)$$

Où x_i ($i = 1, \dots, n$) sont les entrées du système flou, E_i^j est l'ensemble flou correspondant à l'entrée x_i , C^j est un singleton et U_j est la sortie de la $j^{\text{ème}}$ règle. L'opérateur "**ET**" est interprété par le produit algébrique et "**Alors**" par le produit.

La sortie du système flou fait intervenir, généralement, plusieurs règles floues. La liaison entre ces règles se fait par l'opérateur "**OU**", ainsi la conclusion finale u sera :

$$\forall u : \text{Est} : u_1 \ \text{OU} \ u_2 \ \text{OU} \dots \ \text{OU} \ u_m. \quad (III.43)$$

L'agrégation des règles définie par "**OU**" est obtenue par la somme algébrique.

III.3.4.4. Defuzzification

La transformation d'une information floue en une information déterminée est la défuzzification (concrétisation). Pendant cette étape se fait la déduction de la grandeur de sortie numérique à partir de l'inférence floue. Il s'agit de calculer à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous des variables d'entrées et des ensembles flous de la variable de sortie, une valeur numérique de la variable de sortie en utilisant un ensemble de règles. Parmi les stratégies de défuzzification, on cite [BüH94], [BAR 03]:

1. la méthode du centre de gravité (qu'on a appliquée dans ce travail) ;
2. la méthode du maximum ;
3. la méthode de la moyenne des maximums.

III.3.4.5. Défuzzification par la méthode du centre de gravité

Elle est plus performante. Elle consiste à tracer, sur un même diagramme, les différentes zones trapézoïdales correspondant à chacune des règles, et à calculer le centre de gravité de la zone consolidée. La méthode de défuzzification la plus mentionnées dans la littérature est celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu(x)$. Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse x_r .

L'abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale [MOK 04], [BAR 03], [BüH94], [ELB 09] :

$$x_r = \frac{\int_{x_0}^{x_1} x\mu(x)dx}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x)dx} \quad (\text{III.44})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface. Ces deux cas intégrales sont sur l'univers de discours de la variable de sortie ($(\sum x_1, x_2)$ dans ce cas).

L'expression de la méthode du centre de gravité associée à la méthode d'inférence somme produit est donnée par [AME 06]:

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{ci} S_i} \quad (\text{III.45})$$

III.3.4.6. Conception d'un estimateur Flou pour la regulation de vitesse de la MSAP par la commande à mode glissant

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par *Mamdani*. Notre travail consiste à remplacer un régulateur *PI* classique par un régulateur flou pour rendre la commande à mode glissant plus fiable et robuste. Donc, on a retenu pour le régulateur *PIF* [CHO 11], [NAB 10], [ELB 09],[BECH 15], [BECH 16]:

- Une structure proportionnelle-intégrale, où le régulateur flou reçoit dans ces deux entrées l'erreur de la vitesse de la MSAP par rapport à la référence e et sa variation Δe .

- Une sortie représentant la variation du couple électromagnétique comme le montre la figure III.10 :

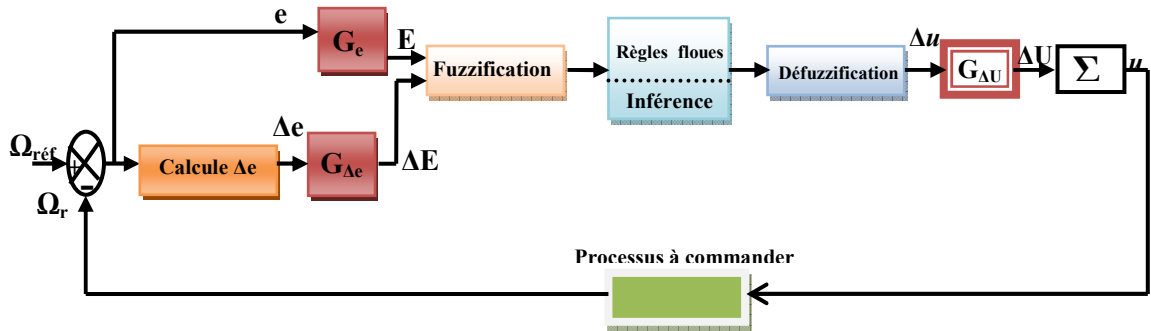


Figure. III.10. Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

Les deux entrées du contrôleur sont l'erreur de vitesse et sa variation :

- L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega_r \quad (III.46)$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k) \quad (III.47)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée Δu .

Les trois grandeurs, $e, \Delta e$ et Δu sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} E = G_e e \\ \Delta E = G_{\Delta e} \Delta e \\ \Delta u = G_{\Delta u} \Delta u \end{cases} \quad (III.48)$$

Où $G_e, G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ sont des gains de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande. Le choix adéquat de ces gains permet de garantir la stabilité et d'améliorer la commande.

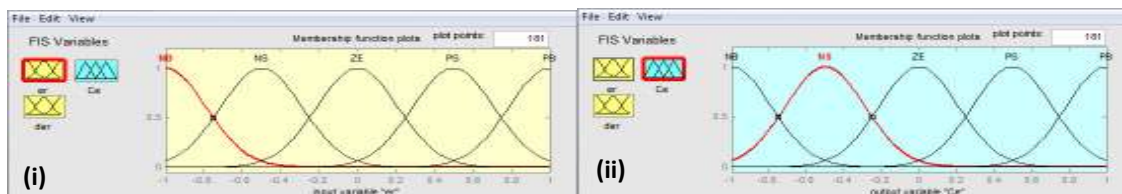


Figure. III.11. Les fonctions de membership de RF-1 (i) l'erreur de vitesse e/ω_r , et (ii) la variation de l'erreur de vitesse $\Delta e/\omega_r$, et (iii) le variable de sortie C_e^*

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [GAD 09]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la

sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de quarante sept règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante [KOU 08], [AME 10]:

Δe e	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NM	NM	NG	NP	NP	ZE
NM	NM	NM	NM	NM	NP	ZE	PP
NP	NM	NP	NP	NP	ZE	PP	PP
ZE	NP	NP	NP	ZE	PP	PP	PM
PP	NP	NP	ZE	PP	PP	PP	PM
PM	NP	ZE	PP	PM	PM	PM	PG
PG	ZE	PP	PM	PM	PM	PM	PG

Tab. III.1.Matrice d'inférence des règles floues.

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes [ELB 09]:

"Si E est EZ et ΔE est PG alors ΔU est PG"

"Si E est EZ et ΔE est PG alors ΔU est EZ"

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (E est PG), alors il faut un appel de couple grand (ΔU est PG) pour ramener la vitesse à sa référence. Et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (E est EZ et ΔE est EZ) alors garder le même couple (ΔU est EZ).

On a adopté la méthode d'inférence "**Somme-produit**". Dans cette méthode l'opérateur ("ET") est représenté par la fonction Produit, l'opérateur ("OU") par la fonction Somme ou Moyenne et pour la conclusion, l'opérateur ("Alors") est représenté par la fonction Produit.

Alors la sortie floue résultante du régulateur c'est la contribution des 49 règles floues de la matrice d'inférence, elle est donnée par :

$$\mu_{rés}(x) = \frac{1}{49} \sum_{i=1}^{49} \mu_{ri} \mu_{xi}(x) \quad (III.49)$$

Tels que :

μ_{ri} :c'est le degré de vérification de la condition de la $i^{ème}$ règle (produit du degré d'appartenance de E et ΔE aux deux ensembles flous de la $i^{ème}$ règle) ;

$\mu_{xi}(x)$:C'est l'ensemble flou de la commande ΔU correspondant à la conclusion de la $i^{ème}$ règle et x est une valeur de la commande ΔU variant dans l'univers de discours.

On a adopté la méthode du centre dans notre travail.

L'abscisse du correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$x_G = \Delta U = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_{rés}(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_{rés}(x) dx} \quad (III.50)$$

La forme discrète la méthode centre de gravité suivante dans le cas de la méthode d'inférence Somme-Produit est donnée par [AME 10], [ELB 09]:

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^{49} \mu_{ri} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{49} \mu_{ri} S_i} \quad (III.51)$$

Où S_i est la surface de l'ensemble flou de la commande ΔU correspondant à la $i^{ème}$ règle et x_G est l'abscisse de son centre de gravité.

III.4. Généralités sur la logique Floue Type-2 [HUS 08]

Comme il est connu dans la littérature, les systèmes flous sont constitués par des règles. La connaissance utilisée pour construire ces règles est d'une nature incertaine. Cette incertitude mène alors à obtenir des règles dont les prémisses ou les conséquences soient incertaines, ce qui donne des fonctions d'appartenance incertaines. Les systèmes flous type-1 dont les fonctions d'appartenance sont des ensembles flous type-1, sont incapables de prendre en compte de telles incertitudes de règles. Nous introduisons dans ce qui suit une nouvelle classe de systèmes flous appelée système flou type-2 dans laquelle les valeurs d'appartenance des prémisses ou des conséquences sont elles-mêmes des ensembles flous type-1. Les ensembles flous type-2 sont très efficaces dans les circonstances où il nous est difficile de déterminer exactement les fonctions

d'appartenance pour les ensembles flous ; par conséquent, ils sont très efficaces pour l'incorporation des incertitudes.

La théorie des probabilités est utilisée pour modéliser l'incertitude aléatoire, dans laquelle la fonction de distribution de probabilité (fdp) incarne la totalité des informations concernant les incertitudes aléatoires. Dans la plupart des applications pratiques, il est impossible de connaître ou de déterminer la fdp. Ainsi, on est obligé d'admettre le fait qu'une fdp serait complètement caractérisée par l'ensemble de ses moments.

On considère que la sortie d'un système flou type-1 correspond à la valeur moyenne d'une densité de probabilité fdp. Donc, nous devons considérer que la défuzzification pour un système flou de type-1 est équivalente au calcul de la moyenne d'une fdp. La variance nous fournit une mesure de dispersion autour de la valeur moyenne, et elle est généralement utilisée pour considérer plus d'informations concernant les incertitudes statistiques. Par conséquent, les systèmes flous ont aussi besoin d'une certaine mesure de dispersion pour leur permettre de tenir compte des incertitudes de règles. La logique floue de type-2 permet d'introduire ces mesures de dispersion.

Dans ce qui suit, nous allons introduire la logique floue type-2, et présenter tous les points clefs de cette technique. Le concept des ensembles flous type-2 a été introduit par Zadeh [Zad, 75], [Joh 07] comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire appelé ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est à dire, la valeur d'appartenance (degré d'appartenance) de chaque élément de l'ensemble est un ensemble flou dans $[0, 1]$. De tels ensembles peuvent être utilisés dans les situations où nous avons de l'incertitude sur les valeurs d'appartenance elles mêmes. L'incertitude peut être soit dans la forme de la fonction d'appartenance ou dans l'un de ses paramètres.

Considérons la transition des ensembles ordinaires vers les ensembles flous. Lorsque nous ne pouvons pas déterminer le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1, on utilise les ensembles flous type-1. Du même, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans $[0, 1]$, on utilise alors les ensembles flous type-2. Donc, idéalement, nous aurons besoin d'utiliser des ensembles flous type- ∞ pour compléter la représentation de l'incertitude. Bien sur, nous ne pouvons pas réaliser cela pratiquement, parce que nous devons utiliser des ensembles flous de type fini. De ce fait, les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude, alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du

deuxième ordre. La structure d'un système flou type-2 est représentée dans la figure (III-12) [Hag 07]. Nous allons supposer dans cette section que les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences sont de type-2.

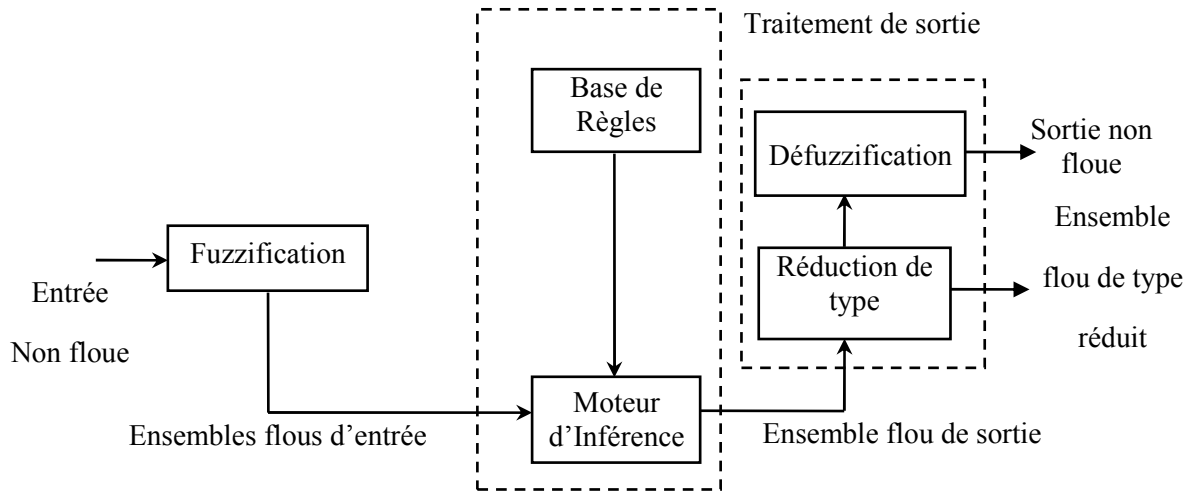


Figure (III-12). Structure d'un système flou type-2, avec ses deux sorties :(a) l'ensemble de type réduit (b) la sortie défuzzifiée.

III.4.1. Fuzzification

Contrairement à la fonction d'appartenance type-1, La fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Cette représentation va nous permettre de tenir compte de ce qui a été négligé par le type-1.

Pour illustrer cet aspect, nous allons considérer une fonction gaussienne avec:

1. une incertitude au niveau de la variance (figure (III-13)).
2. une incertitude au niveau du centre (figure (III-14)).

Dans notre thèse, seule la fuzzification de type singleton sera utilisée, en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire. Malgré cela, la fuzzification produit des degrés d'appartenance nombreux.

Afin de faciliter le calcul, nous ne prenons que deux degrés ; le plus grand et le plus petit. Mathématiquement, pour une entrée x nous aurons $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ tel que, $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ sont respectivement la valeur minimale et maximale de l'intervalle d'activation correspondant à l'entrée x . Si nous avons $x = 4$ comme entrée, donc nous aurons $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.05$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.45$ (selon la figure (1-3)) ou $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.29$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.69$ (selon la figure (III-14)).

Les figures (III-13) et (III-14) montrent aussi la construction d'un ensemble flou type-2 à partir d'un ensemble flou type-1.

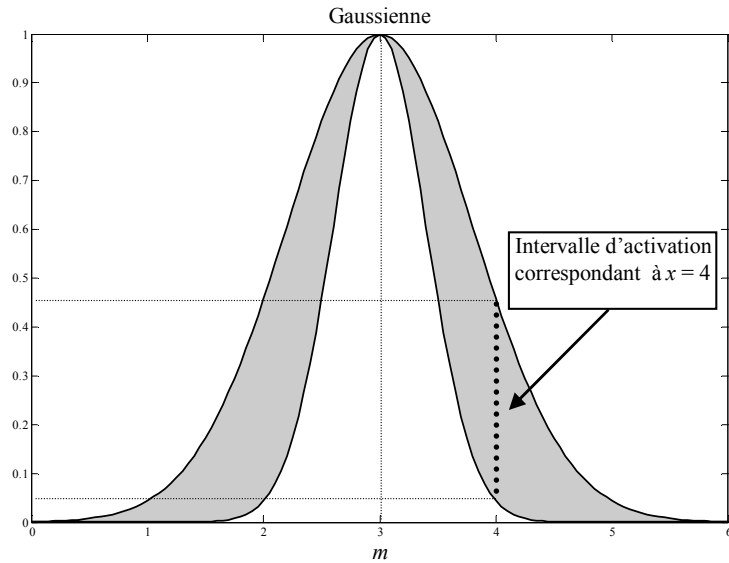


Figure (III-13). Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de variance appartenant à l'intervalle [0.05 ; 0.45] pour $x=4$.

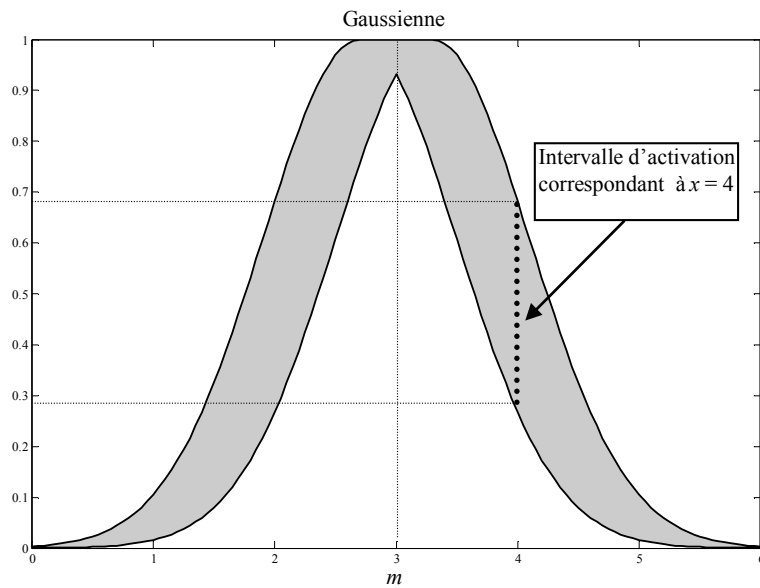


Figure (III-14). Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de valeur moyenne appartenant à l'intervalle [0.29 ; 0.69] pour $x=4$.

III.4.2. Inférence

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même. La seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2 ; alors, la $j^{\text{ème}}$ règle d'un système flou type-2 aura la forme [Men 02]:

$$\text{SI } x_1 \text{ est } \tilde{E}_1^j \text{ ET } x_2 \text{ est } \tilde{E}_2^j \text{ ET... ET } x_n \text{ est } \tilde{E}_n^j \text{ ALORS } u_j = \tilde{c}^j \quad (\text{III-52})$$

où x_i ($i=1, \dots, n$) sont les entrées du système flou, \tilde{E}_i^j est l'ensemble flou de type-2 correspondant à l'entrée x_i , \tilde{c}^j est un singleton de type-2 et u_j est la sortie de la $j^{\text{ème}}$ règle. L'opérateur "ET" est interprété par le produit algébrique et "Alors" par le produit.

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système le soit aussi.

Le degré d'activation correspondant à la $j^{\text{ème}}$ règle est alors :

$$E^j(x^\circ) = [\underline{e}^j(x^\circ), \bar{e}^j(x^\circ)] \equiv [\underline{e}^j, \bar{e}^j] \quad (\text{III-53})$$

où $\underline{e}^j(x^\circ)$ et $\bar{e}^j(x^\circ)$ peuvent être écrits sous la forme :

$$\underline{e}^j(x^\circ) = \underline{\mu}_{\tilde{A}_1^j}(x_1^\circ) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{A}_n^j}(x_n^\circ) = \prod_{i=1}^n \underline{\mu}_{\tilde{A}_i^j}(x_i^\circ) \quad (\text{III-54})$$

$\underline{\mu}_{\tilde{A}_i^j}(x_i^\circ)$ est la valeur minimale de l'intervalle d'activation correspondant à $x = x_i^\circ$.

$$\bar{e}^j(x^\circ) = \bar{\mu}_{\tilde{A}_1^j}(x_1^\circ) * \dots * \bar{\mu}_{\tilde{A}_n^j}(x_n^\circ) = \prod_{i=1}^n \bar{\mu}_{\tilde{A}_i^j}(x_i^\circ) \quad (\text{III-55})$$

$\bar{\mu}_{\tilde{A}_i^j}(x_i^\circ)$ est la valeur maximale de l'intervalle d'activation correspondant à $x = x_i^\circ$.

tel que * représente l'opérateur de multiplication.

III.4.3. Défuzzification

Pour obtenir la sortie non floue, nous allons transformer l'ensemble flou type-2 en ensemble flou type-1 utilisant la méthode des centres d'ensembles [Men 07]. Karnik et Mendel ont proposé l'équation (III-56) pour faire cette réduction :

$$Y(C^1, \dots, C^M, E^1, \dots, E^M) = \int_{C^1} \dots \int_{C^M} \int_{E^1} \dots \int_{E^M} 1 / \frac{\sum_{j=1}^M \tilde{c}^j e^j}{\sum_{j=1}^M e^j} = [c_L, c_R] \quad (\text{III-56})$$

où Y est l'ensemble de type réduit caractérisé par ses deux points : à gauche y_l et à droite y_r .

\tilde{c}^j est un élément de l'intervalle type-2 $C^j = [c_L^j, c_R^j]$.

e^j est un élément de l'intervalle d'activation $E^j = [\underline{e}^j, \bar{e}^j]$.

Le type réduit par (III-56) sera déterminé par le point le plus à droite et celui le plus à gauche, y_l et y_r , respectivement.

En appliquant le centre de gravité au type réduit, la sortie non floue sera donnée par:

$$Y = \frac{y_l + y_r}{2} \quad (III-57)$$

y_l peut être écrit comme un vecteur de fonctions à base floue (FBF) :

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^M c_l^j e_l^j}{\sum_{j=1}^M e_l^j} = \sum_{j=1}^M c_l^j \xi_l^j = \underline{c}_l^T \underline{\xi}_l(x) \quad (III-58)$$

où

e_l^j est le degré d'activation (soit \underline{e}^j ou \bar{e}^j),

$\underline{\xi}_l(x) = [\xi_l^1, \dots, \xi_l^M]$, et

$\underline{c}_l^T = [c_l^1, \dots, c_l^M]$ est la conclusion de système floue type-2.

$$\xi_l^j = \frac{e_l^j}{\sum_{j=1}^M e_l^j} \quad (III-59)$$

De la même façon,

$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^M c_r^j e_r^j}{\sum_{j=1}^M e_r^j} = \sum_{j=1}^M c_r^j \xi_r^j = \underline{c}_r^T \underline{\xi}_r(x) \quad (III-60)$$

$$\xi_r^j = \frac{e_r^j}{\sum_{j=1}^M e_r^j} \quad (III-61)$$

Finalement, (III-57) peut être réécrite:

$$Y = \frac{c_l^T \underline{\xi}_l + c_r^T \underline{\xi}_r}{2} \tag{III-62}$$

Dans notre étude nous avons utilisé les fonctions de membrechip montré dans la figure (III.15).

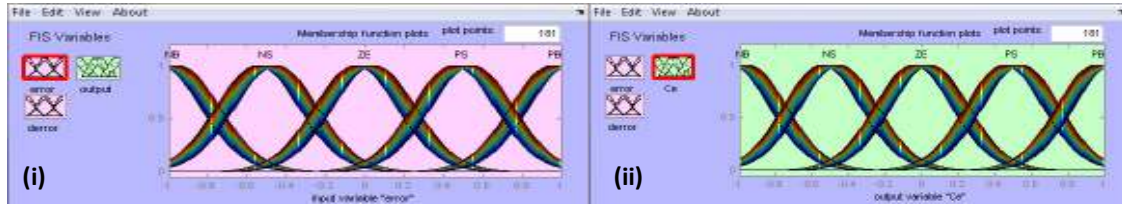


Figure. III.15. les fonctions de membership de RF-2 (i) l’erreur de vitesse $e\omega$, et la variation de l’erreur de vitesse $\Delta e\omega_r$, et (iii) le variable de sortie C_e^*

III.5.Résultats de simulation

Les paramètres de MSAP utilisé pour la simulation se trouvent dans l’annexe –A-

III. 5.1. Cas d'une machine saine

Dans ce cas, on pose la résistance de défauts $R_f=200$, et on applique plusieurs couples de charge ($C_r=1n.m$ à $t=0.1$; $C_r=3n.m$ à $t=0.2$; $C_r=5n.m$ à $t=0.3$) ensuite on inverse le sens de rotation de la MSAP à l’instant $t=0.5s$ de $+100rd/sec$ à $-100rd$ résultats de simulation . Les résultats montrent que le flux statorique, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation suivent convenablement leurs consignes pour les deux régulateurs intelligents. De plus, on remarque qu’avec l’utilisation de RFT2, le temps de réponse et la rejection par le couple de charge est très petit rapport au RFT1 ; les figures (III.16, III.17, III.18) illustrent ces résultats.

La figure III.19 montre l’analyse spectrale du courant statorique pour les deux régulateurs intelligents, on remarque que le THD diminue lorsqu’on utilise RFT2 par rapport au régulateur RFT1.

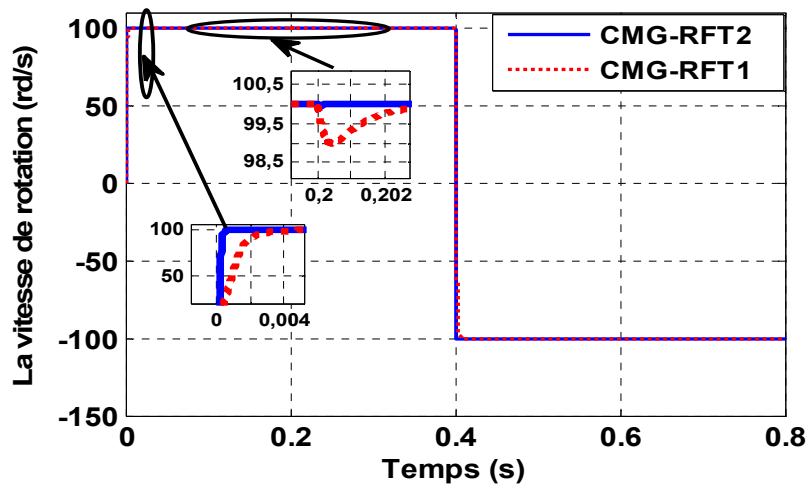


Figure.III.16. Evolution de la vitesse de rotation de la MSAP de deux régulateurs intelligents.

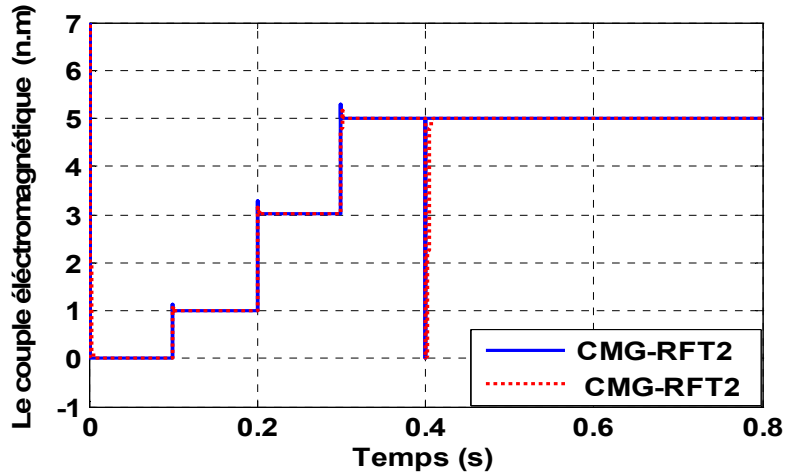


Figure.III.17. Evolution de couple électromagnétique de la MSAP de deux régulateurs intelligents.

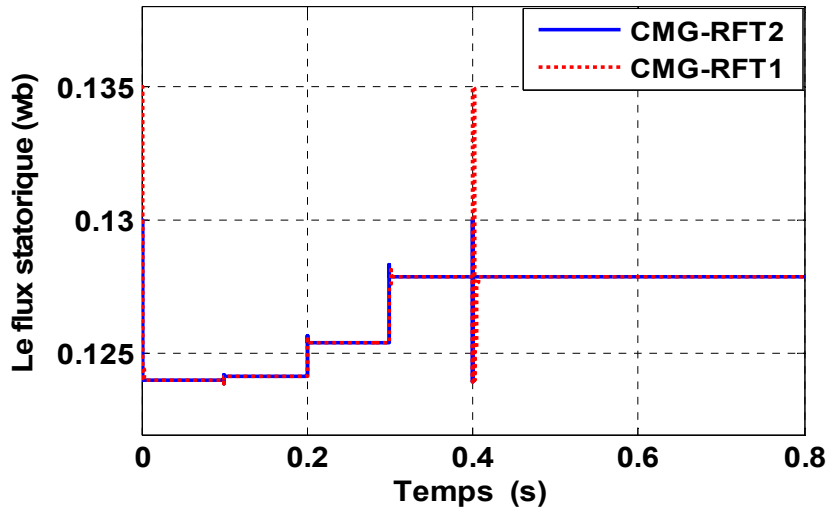


Figure.III.18. Evolution de flux statorique de la MSAP de deux régulateurs intelligents.

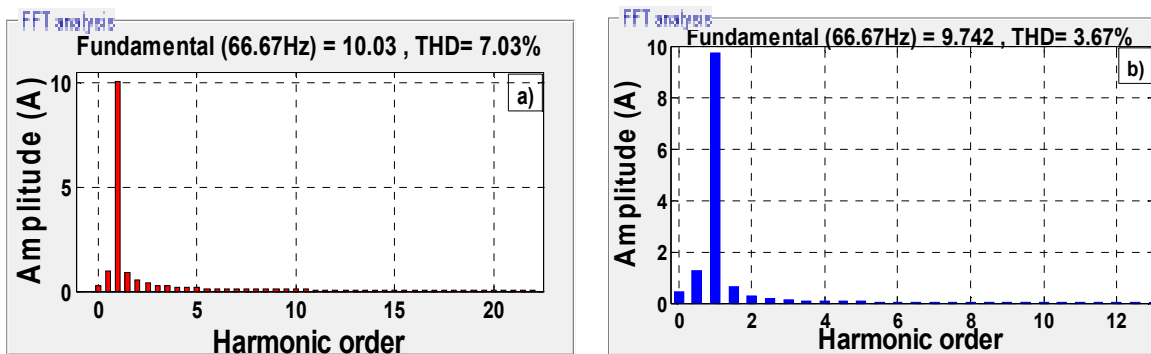


Figure.III.19. Analyse spectrale de la phase (a) de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents :a)RFT1 ; b) RFT2

III. 5.2. La machine à l'état dégradé

III. 4.2.1. On garde $R_f=0.1$ Ohm et on variera le nombre de spires en court-circuits : $N_{cc}=5$ spires ; $N_{cc}=25$ spires.

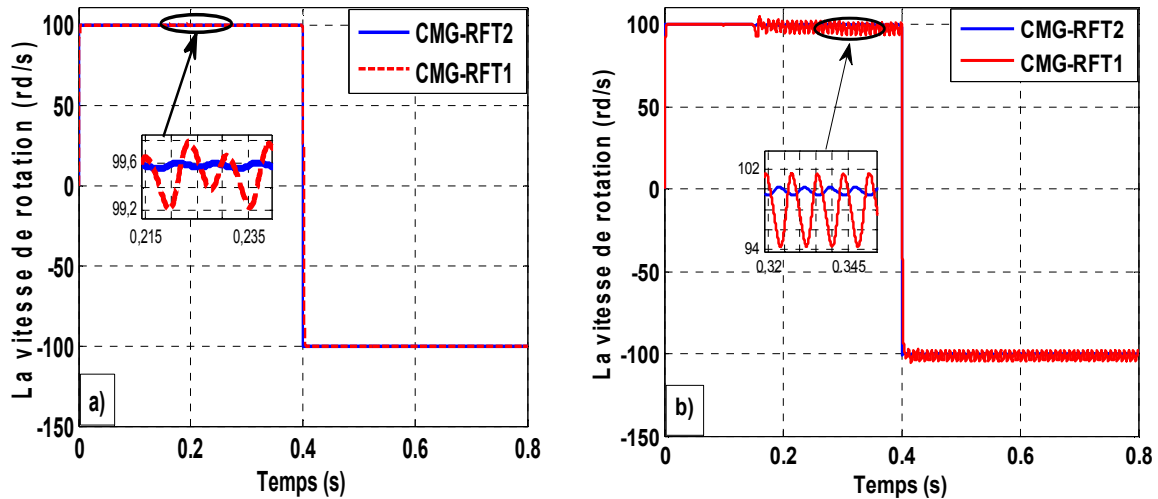


Figure.III.20. Evolution de la vitesse de rotation de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents nombres de court-circuits à l'instant $t=0.15s$:a) 5 sp ;b) 25sp

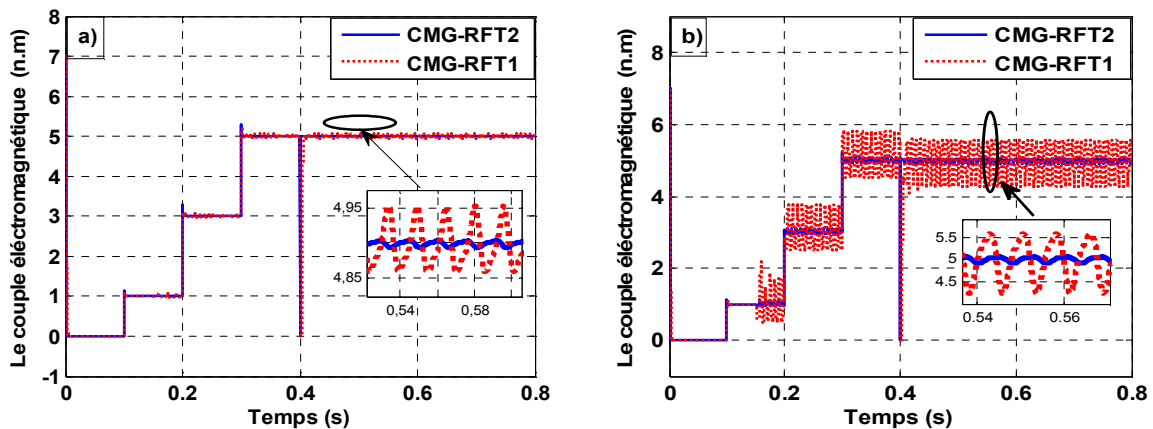


Figure.III.21.Evolution de couple électromagnétique de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents nombres de court-circuits à l'instant $t=0.15s$:a) $N_{cc} =5$ sp ;b) $N_{cc} = 25sp$

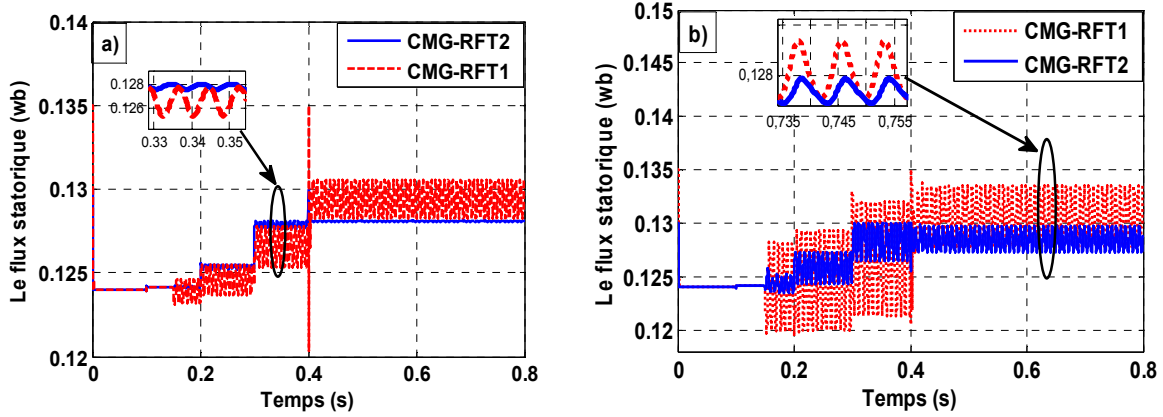


Figure.III.22. Evolution de flux statorique de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents nombres de court-circuits à l’instant $t=0.15s$: a) $N_{cc}=05$ sp ;b) $N_{cc}=25$ sp.

III. 4.2.2. On garde $N_{cc}=25$ spires et on varier la résistance de défauts : $R_f=0.1$ Ohm ; $R_f=0.7$ Ohm.

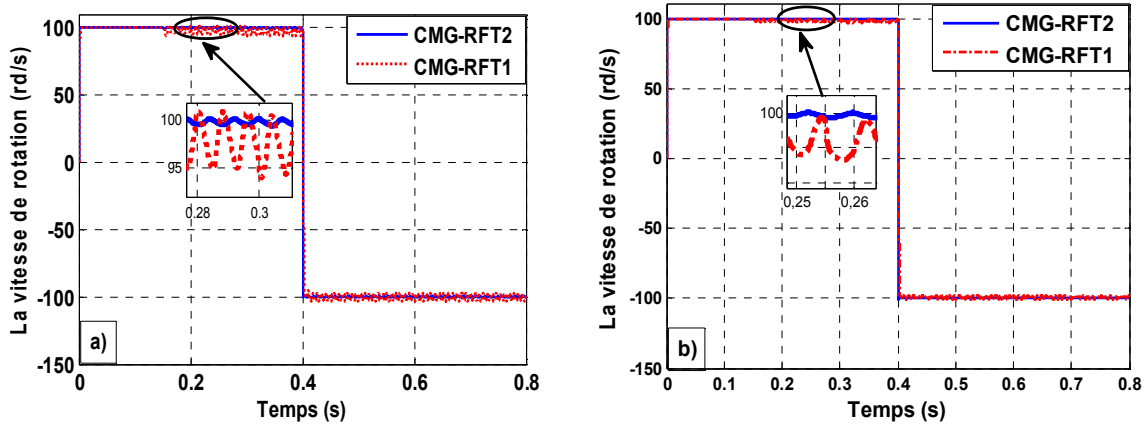


Figure.III.23. Evolution de la vitesse de rotation de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents degrés de sévérités à l’instant $t=0.15s$: a) $R_f=0.1$ Ohm ;b) $R_f=0.7$ Ohm.

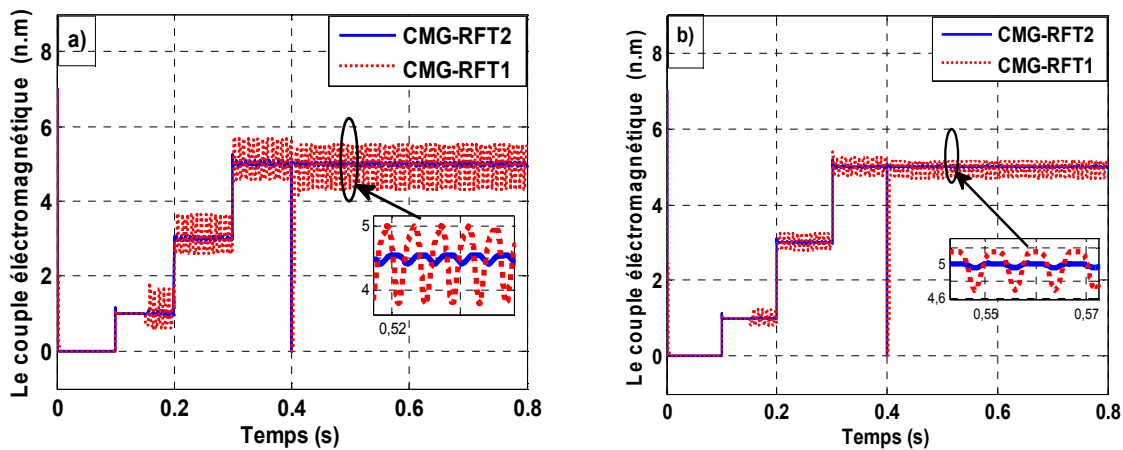


Figure.III.24. Evolution de couple électromagnétique de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents degrés de sévérités à l’instant $t=0.15s$: a) $R_f=0.1$ Ohm ;b) $R_f=0.7$ Ohm.

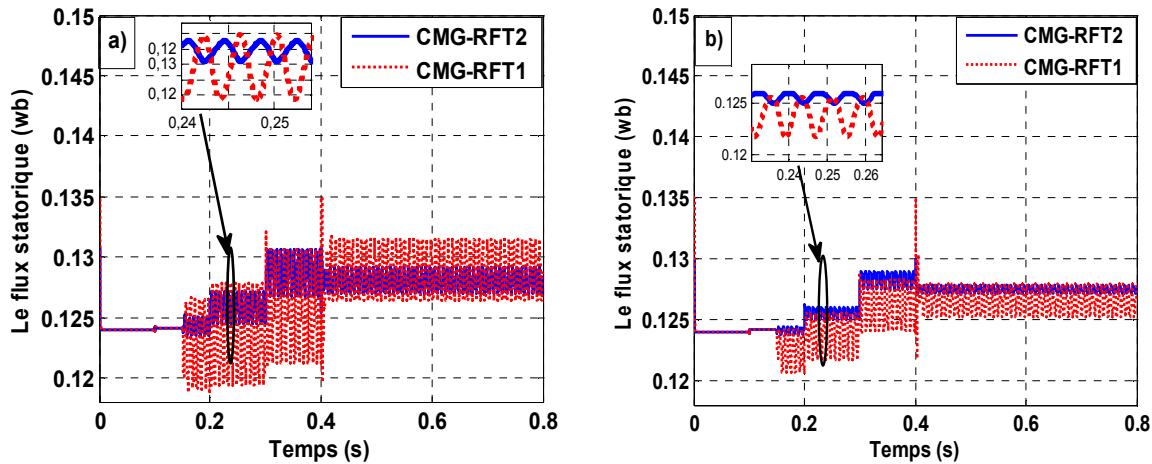


Figure.III.25. Evolution de flux statorique de la MSAP pour les deux régulateurs intelligents avec différents degrés de sévérités à l’instant $t=0.15s$: a) $R_f=0.1$ Ohm ; b) $R_f=0.7$ Ohm .

✓ Discussions

Pour la première phase, nous avons testé la robustesse de deux régulateurs intelligents avec différents nombres spires en court-circuit tout en maintenant la résistance de défaut fixe est égal 0.1 ohm (figures III.20, III.21 et III.22). Pour la deuxième phase, afin d’observer la robustesse de trois régulateurs intelligents par rapport aux degrés de sévérité de R_f , on fixe le nombre de spires de court circuit à 25 tout en variant la résistance de défauts R_f (figures III.23, III.24 et III.25).

Les figures (III.20, III.23) illustrent le profil de la vitesse pour les deux contrôleurs ; on constate que la vitesse reste presque constante et insensible aux variations du nombre de spires en court circuit et de la sévérité de défauts R_f . Ceci est une preuve que les performances du contrôleur RFT2 est plus robustes par rapport au régulateur RFT1.

Pour les figures du couple et du flux statorique (III.21, III.22, III.24, III.25), il faut noter qu’avec l’utilisation du régulateur RFT2 le taux d’ondulation est moindre relativement à celui obtenu avec le RFT1. Le régulateur RFT2 contribue ainsi à diminuer les ondulations qui sont à l’origine de la dégradation rapide des enroulements statoriques. Par conséquent, il favorise la croissance de la durée de vie du bobinage du stator.

Conclusion

Dans ce chapitre une étude comparative a été développée entre deux régulateurs intelligents associés à la commande à mode glissant dédiée au diagnostic des défauts statoriques. Notre objectif consiste à sélectionner le régulateur le plus robuste aux défauts (moins d'ondulation, moins THD) et en même temps le meilleur s'agissant de la commande (temps de réponse). Les résultats obtenus par simulation numérique montrent bien la supériorité de notre régulateur intelligent proposé (RFT2) associé à la commande à mode glissant comparativement au régulateur RFT1.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE -III-

- [AIS 08] A.G.Aissaoui, M. Abid, A. Tahour, A.C. Megherbi, "Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors", 2nd international Conference on Electrical Systems Design & Technologies, Hammamet Tunisia, Nov. 8-10, 2008.
- [ALI 05] M. Ali-Bey," Commande en Effort des Robots Manipulateurs ", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2005.
- [AME 06] A. Ameer, B. Mokhtari, L. Mokrani et B. Azoui, "Compensateur Flou de la Variation de Résistance statorique d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents Commandé par DTC", in Proc, ICEEA2006, pp.260-265, 22-23 Mai 2006, Sidi Bel-Abbès, Algérie.
- [AME 10] F. Ameer, "Commande Floue Optimisée d'une Génératrice Asynchrone Double Etoile utilisée dans un Système Eolien à Vitesse Variable", Mémoire de Master, Université de Laghouat ,2012.
- [AME05] A. Aissa «Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Mode Glissants» Thèse de Magister, Université de Batna 2005.
- [AOU 11] A. Aoufi," Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.
- [BAR03] J.-C de Barros, "Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone" , Thèse de doctorat, Université Aix-Marseille III, France, 2003.
- [BEN 05] 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 magistère, Université de Biskra, 2005.
- [BOU 07] A. Boumediene," Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [Büh94] H. Bühler, "*Réglage par Logique Floue*", Collection électricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [CHA 10] S. H. Chang, P. Y. Chen, Y. H Ting, and S. W. Hung, "Robust current control-based sliding mode control with simple uncertainties estimation in permanent magnet synchronous motor drive system" IET Electric Power Application, 2010, Vol. 4, Iss. 6, pp. 441–450
- [CHO11] N.CHOUG, « Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel » *Thèse de magister* Magister de l'Université de Batna 2011.
- [ELB09] Y. Elbia " Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté ", Mémoire de Magister, Batna, 2009.
- [GAD 09] S. M. gadoue, "artificial intelligence applied to speed sensorless induction motor drives" doctorat thesis from newcastle university united kingdom 2009
- [HAG 07] H. Hagra, "Type-2 FLCs: A New Generation of Fuzzy Controllers", IEEE Computational Intelligence Magazine, vol. 2, no. 1, pp. 30-43, 2007.

- [HUS 08] A.Hussain" Contribution à la commande adaptative robuste par mode glissants "thèse de doctorat de l'Université de Reims Champagne Ardenne,France, 2008.
- [HUS 09] A. HUSSAIN, " Contribution à la Commande Adaptative Robuste par Modes Glissants", Thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, 2009.
- [JAN07] J. Jantzen, "Foundations of Fuzzy Control", John Wiley & Sons Ltd, 2007.
- [KEC 07] A. Kechich, B. Mazari, I. K. Bousserhane," Application of Nonlinear Sliding-Mode Control to Permanent Magnet Synchronous Machine", International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Vol.2, No.1 (2007), pp. 125–138.
- [KHA 06] A.E. Khaldi," Diagnostic et commande d'une machine synchrone a aimants permanents", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [KOU 08] K. Kouzi ,"Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif ", Thèse de Doctorat en science, Université de Batna, 2008.
- [LI 09] Y. Li, and J. Son and J. Lee, "MSM Speed Controller Using switching algorithm of PD and Sliding Mode Control", ICROS-SICE International Joint Conference 2009 August 18-21, 2009, Fukuoka International Congress Center, Japan.
- [MEN 02] J.M. Mendel et R.I.B. John, "Type-2 fuzzy sets made simple", IEEE Trans. Fuzzy Systems, vol. 10, no. 2, pp. 117-127, 2002.
- [MOK04] B. Mokhtari, "Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux", Thèse de Magister; université de Batna, 2004.
- [NAB10] K . NABTI " Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone ", Thèse de Doctorat en science, Université de constantine, Batna, 2010
- [NEZ 99] L. Nezli, D. Boudana, M.S. Boucherit," Réglage par Mode de Glissement en Cascade d'une Machine Synchrone Auto-pilotée Alimentée en Courant", Conférence nationale SMAPDIMA'99 Annaba.
- [REZ 09] S, E. Rezgui," Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel, Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques, SVPWM, Mode Glissant, MRAS",Thèse de magistère, Université de Constantine, 2009.
- [SAI 06] A. Saibi," Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d'une Machine Synchrone à Double Etoile", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El Harrach, 2006.

Chapitre IV

Prédiction de la sévérité du défaut statorique dans les MSAP par Neuro-Floue

IV.1.Introduction

Le présent chapitre est organisé en deux parties. La première partie fait l'objet d'une synthèse bibliographique sur la théorie des réseaux de neurones artificiels. Après une brève présentation de quelques notions générales sur les réseaux de neurones artificiels (ANN), nous présentons l'une des grandes familles de structures neuronales les plus utilisées. Nous abordons également le problème d'apprentissage des paramètres de cette structure, nous nous intéressons particulièrement à l'algorithme de rétro-propagation. Dans la deuxième partie, nous aborderons la technique d'hybridation entre la logique floue présentée dans le chapitre trois et les réseaux de neurones (FL et ANN), appelée aussi système d'inférence floue à base de réseaux de neurones adaptatifs (ANFIS). Enfin, la quatrième partie sera consacrée à l'utilisation des deux approches : la logique floue et ANFIS de type Takagi Sugeno (TK) pour la prédiction de la sévérité du défaut statorique.

IV.2. Réseaux de neurones et systèmes Neuro-flous

IV.2.1. Réseaux de neurones

Un neurone formel est un automate très simple imitant grossièrement la structure et le fonctionnement d'un neurone biologique. La première version de ce dernier est celle de McCulloch et W. Pitts et date de 1943 [MCH 43].



S'inspirant de leurs travaux sur les neurones biologiques, ils ont proposé le neurone formel qui se voit comme un opérateur effectuant une somme pondérée de ses entrées suivie d'une fonction d'activation (ou de transfert) comme indiqué par la figure IV.1.

U_i représente la somme pondérée des entrées du neurone, elle est donnée par :

$$U_i = \sum_j w_{ij} x_j + b_i \quad (\text{IV.1})$$

où: x_j représente l'entrée j connectée au neurone i . b_i le seuil interne du neurone.

w_{ij} désigne le poids de la connexion reliant l'entrée j au neurone.

$O_i = g(U_i)$ est la sortie du neurone et g sa fonction d'activation.

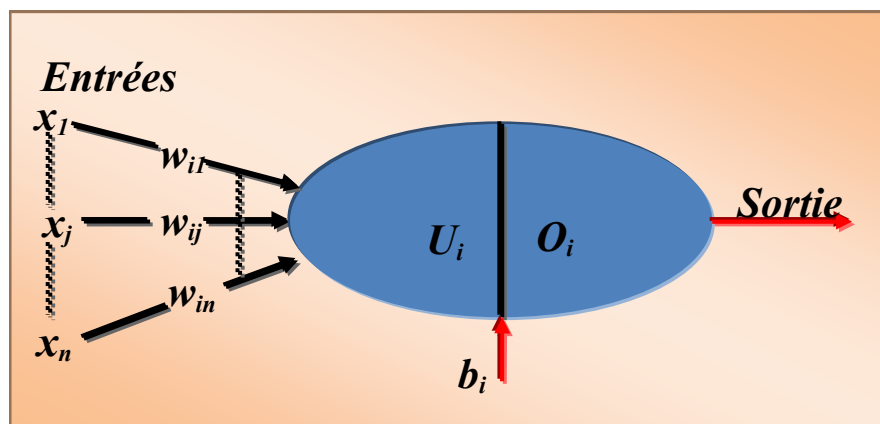


Figure IV.1 Modèle de base d'un neurone formel

La fonction d'activation de chaque neurone détermine ses propres caractéristiques. Par conséquent, le type du neurone est caractérisé par sa fonction d'activation. Conformément au neurone biologique, les fonctions d'activation sont généralement croissantes et continues. Les fonctions les plus utilisées sont la fonction linéaire et la fonction sigmoïde.

Leur choix revêt une importance capitale et dépend souvent du type de l'application et du domaine de variation des variables d'entrée/sortie.

Un réseau de neurones est un système informatique qui a des caractéristiques semblables aux réseaux de neurones biologiques. Il est constitué de plusieurs unités (neurones) organisées sous

forme de niveaux différents appelés couches du réseau. Les neurones appartenant à la même couche possèdent les mêmes caractéristiques et utilisent le même type de fonction d'activation. Entre deux couches voisines les connexions se font par l'intermédiaire de poids qui jouent le rôle des synapses. L'information est portée par la valeur de ses poids, tandis que la structure du réseau de neurones ne sert qu'à traiter l'information et l'acheminer vers la sortie. La structure ou la topologie d'un réseau de neurones est la manière dont les neurones sont connectés. Les structures résultantes peuvent être très variées mais elles sont souvent réparties en deux grandes familles à savoir : les réseaux de neurones non bouclés et les réseaux de neurones bouclés [CHE 02].

IV.1.1.1. Réseaux non bouclés

Dans ce type de structure dite feedforward, la propagation de l'information se fait uniquement de l'entrée vers la sortie. Les neurones de la même couche peuvent se connecter uniquement avec les neurones de la couche suivante. L'architecture la plus utilisée est le Perceptron multicouches. Les neurones composant ce réseau s'organisent en N_c couches successives ($N_c \geq 3$). Dans l'exemple suivant (figure IV.2), nous présentons un perceptron à trois couches. Les neurones de la première couche, nommée couche d'entrée, voient leur activation forcée à la valeur d'entrée. La dernière couche est appelée couche de sortie. Elle regroupe les neurones dont les fonctions d'activation sont généralement de type linéaire. Les couches intermédiaires sont appelées couches cachées. Elles constituent le cœur du réseau. Les fonctions d'activation utilisées sont de type sigmoïde.

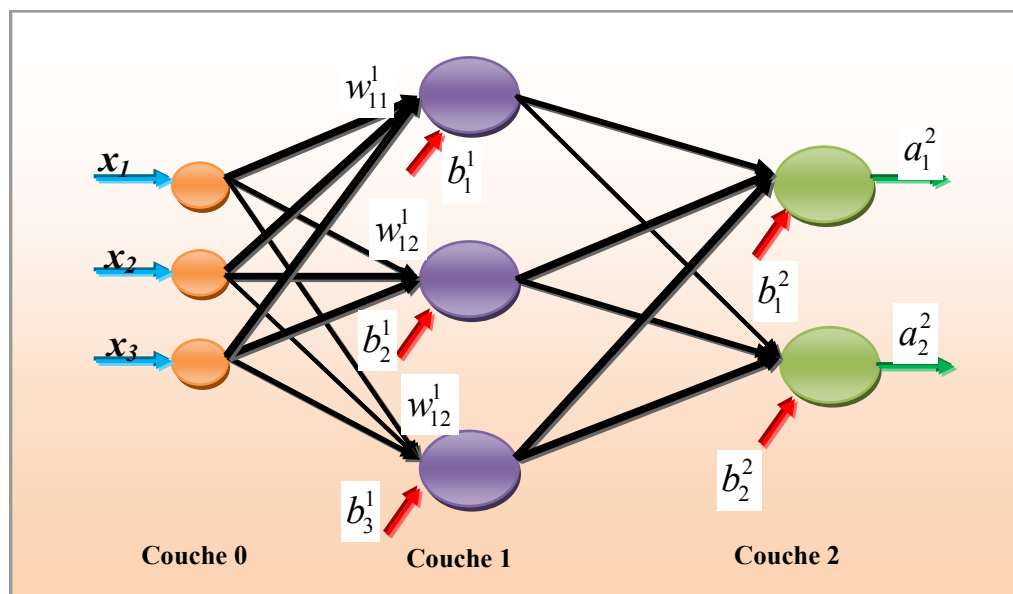


Figure IV.2 Perceptron à une couche cachée

Sur la figure 2, les termes b_i^l et w_{ij}^l désignent respectivement le biais du neurone i de la couche l et le poids de connexion entre le neurone j de la couche $l-1$ et le neurone i de la couche l . Tenant compte de ces notations, la sortie du neurone i dans la couche l est peut être donnée par :

$$U_i^l = \sum_j^{N_{l-1}} w_{ij}^l O_j^{l-1} + b_i^l \quad (IV.2)$$

$$O_i^l = g^l(U_i^l) \quad l=1,2 \quad (IV.3)$$

où $g^l(.)$ est la fonction d'activation des neurones de la couche l .

Le perceptron multicouche présente une alternative prometteuse pour la modélisation des systèmes complexes. Avec une seule couche cachée, il constitue un approximateur universel. Les études menées dans [HOR 89],[CYB 89] montrent qu'il peut être entraîné de manière à approximer n'importe quelle fonction sous réserve de mettre suffisamment de neurones dans la couche cachée et d'utiliser des sigmoïdes comme fonctions d'activation.

IV.1.1.2. Réseaux bouclés

Un réseau dynamique ou récurrent possède la même structure qu'un réseau multicouche muni de rétroactions. Les connexions rétroactives peuvent exister entre tous les neurones du réseau sans distinction, ou seulement entre certains neurones (les neurones de la couche de sortie et les neurones de la couche d'entrée ou les neurones de la même couche par exemple). La figure IV.3 montre deux exemples de réseaux récurrents. Le premier est un simple multicouche qui utilise un vecteur d'entrée qui contient les copies des activations de la couche de sortie du réseau et le deuxième est un réseau à mémoire se distinguant du premier par la présence des unités mémoires [SAS 94].

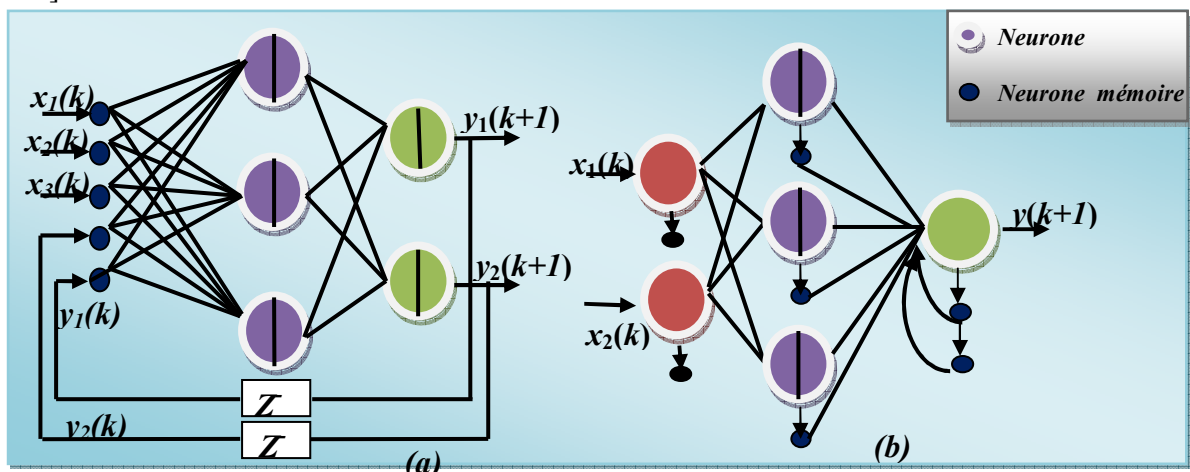


Figure IV.3 Réseaux de neurones récurrents

IV.1.1.3. Apprentissage dans les réseaux de neurones

L'apprentissage dans le contexte des réseaux de neurones est le processus de modification des poids de connexions (y compris les biais) ou plus rarement du nombre de couches et de neurones [MAN 97], afin d'adapter le traitement effectué par le réseau à une tâche particulière.

On distingue trois familles d'apprentissage :

- **apprentissage supervisé**: Dans ce cas, un superviseur (ou expert humain) fournit une valeur ou un vecteur de sortie (appelé cible ou sortie désirée), que le réseau de neurones doit associer à un vecteur d'entrée. L'apprentissage consiste dans ce cas à ajuster les paramètres du réseau afin de minimiser l'erreur entre la sortie désirée et la sortie réelle du réseau.
- **apprentissage semi-supervisé ou apprentissage par renforcement**: Ce mode d'apprentissage, suppose qu'un comportement de référence n'est pas possible, mais en revanche, il est possible d'obtenir des indications qualitatives (vrai, faux, ...) sur les performances du réseau.
- **apprentissage non supervisé**: Dans cet apprentissage, les données ne contiennent pas d'informations sur la sortie désirée. Il n'y a pas de superviseur. La tâche du réseau consiste, par exemple dans ce cas, à créer des regroupements de données selon des propriétés communes (classification).

IV.1.1.4. Algorithme de rétro-propagation du gradient

L'algorithme de rétro-propagation (backpropagation) est l'un des algorithmes supervisés les plus utilisés pour l'apprentissage des réseaux de neurones. C'est d'ailleurs à sa découverte au début des années 80 [RUM 86] que l'on doit le renouveau d'intérêt pour les réseaux de neurones. L'objectif de cet algorithme est de modifier les poids du réseau dans le sens contraire du gradient du critère de performance. Dans ce qui suit, nous allons présenter les équations constituant l'algorithme en utilisant un réseau multicouches. Une mise sous forme matricielle sera aussi faite afin de faciliter l'implantation de l'algorithme sous un logiciel bien adapté aux calculs matriciels. Considérons le réseau multicouche décrit précédemment. Pour alléger l'exposé, on suppose que l'apprentissage se fait à chaque présentation d'un couple entrée/sortie de l'ensemble d'apprentissage. Le critère de performance à minimiser peut être alors exprimé par :

$$J(t) = 0,5 \sum_{i=1}^{N_L} (O_i^L(t) - d_i(t))^2 \quad (\text{IV.4})$$

avec:

$J(t)$ est la valeur du critère à l'instant t .

Chapitre IV Prédiction de la sévérité du défaut statorique dans les MSAP par l'approche Neuro-Floue

$d_i(t)$ est la $i^{\text{ème}}$ sortie désirée à l'instant t .

Les paramètres du réseau sont modifiés suivant la règle du gradient comme suit:

$$w_{ij}^l(t+1) = w_{ij}^l(t) - \eta \frac{\partial J(t)}{\partial w_{ij}^l(t)} \quad (\text{IV.5})$$

$$b_i^l(t+1) = b_i^l(t) - \eta \frac{\partial J(t)}{\partial b_i^l(t)} \quad (\text{IV.6})$$

avec η est une constante positive appelée taux d'apprentissage.

Le calcul des quantités $\frac{\partial J}{\partial w_{ij}}$ et $\frac{\partial b}{\partial w_i}$ fait intervenir les décompositions ci-dessous:

$$\frac{\partial J(t)}{\partial w_{ij}^l(t)} = \frac{\partial J(t)}{\partial U_i^l(t)} \frac{\partial U_i^l(t)}{\partial w_{ij}^l(t)} \quad (\text{IV.7})$$

$$\frac{\partial J(t)}{\partial b_i^l(t)} = \frac{\partial J(t)}{\partial U_i^l(t)} \frac{\partial U_i^l(t)}{\partial b_i^l(t)} \quad (\text{IV.8})$$

De l'équation IV.2, on déduit que:

$$\frac{\partial U_i^l(t)}{\partial w_{ij}^l(t)} = O_j^{l-1} \quad (\text{IV.9})$$

$$\frac{\partial U_i^l(t)}{\partial b_i^l(t)} = 1 \quad (\text{IV.10})$$

En posant, $\delta_i^l(t) = \frac{\partial J(t)}{\partial U_i^l(t)}$, on obtient:

$$\frac{\partial J(t)}{\partial w_{ij}^l(t)} = \delta_i^l(t) O_j^{l-1} \quad (\text{IV.11})$$

$$\frac{\partial J(t)}{\partial b_i^l(t)} = \delta_i^l(t) \quad (\text{IV.12})$$

La quantité δ_i^l exprime la sensibilité du critère de performance aux changements du potentiel U_i^l du neurone i de la couche l . Dans le cas où i est l'indice d'un neurone de sortie ($l = L$), on obtient :

$$\delta_i^l(t) = \frac{\partial J(t)}{\partial U_i^l} = \frac{\partial J(t)}{\partial O_i^l} \frac{\partial O_i^l}{\partial U_i^l} = (O_i^l(t) - d_i(t)) g'^l(U_i^l(t)) \quad (\text{IV.13})$$

$$\text{avec } g'^l(U_i^l(t)) = \frac{dg^l(U_i^l(t))}{dU_i^l(t)}.$$

Dans le cas où i est l'indice d'un neurone caché ($1 < i < L-1$), on peut vérifier aisément que les fonctions de sensibilité satisfont la relation récurrente ci-dessous [HAG 94]:

$$\underline{\delta}^l = G^l(U^l)(W^{l+1})^T \underline{\delta}^{l+1} \quad (\text{IV.14})$$

$$G^l(U^l) = \begin{pmatrix} g'^l(U_1^l(t)) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & g'^l(U_2^l(t)) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & g'^l(U_1^l(t)) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.15})$$

Pour résumer l'algorithme de mise à jour des paramètres du réseau se déroule comme suit : premièrement le vecteur d'entrée $U^0 = (x_1, x_2, \dots, x_{N0})^T$ est propagé vers la sortie en utilisant les équations IV.2 et IV.3. Ensuite, on calcule les fonctions de sensibilités par rétro-propagation de l'erreur de sortie à l'aide des équations IV.13 et IV.14. Finalement on modifie les poids et les biais en utilisant les équations IV.11, IV.12, IV.5 et IV.6.

Cet algorithme présenté ici dans sa version la plus simple, possède de nombreuses variantes. Elles correspondent pour la plupart à l'adaptation du coefficient d'apprentissage η [MAG 99] ou à l'utilisation de méthodes du deuxième ordre pour le calcul du gradient [HAG 94]. Nous pouvons également citer parmi ces variantes la méthode avec un terme de momentum [VOG 98], [OUA 09], qui utilise une version légèrement différente des équations IV.5 et IV.6 pour ajuster les paramètres du réseau:

$$p(t+1) = p(t) - \eta \frac{\partial J(t)}{\partial p(t)} + \alpha \Delta p(t) \quad (\text{IV.16})$$

où α est une constante appelée momentum et p représente un paramètre du réseau qui peut être soit un poids de connexion ou un biais. Cette version introduit un autre terme proportionnel à la dernière adaptation Δp du paramètre p .

IV.1.1.5. Conception d'un réseau de neurones

Les réseaux de neurones réalisent des fonctions non linéaires paramétrées. Leurs mises en œuvre nécessitent (figure IV.4) [OUA 09]:

- La détermination des entrées et des sorties pertinentes, c'est à dire les grandeurs qui ont une influence significative sur le phénomène que l'on cherche à modéliser.
- La collecte des données nécessaires à l'apprentissage et à l'évaluation des performances du réseau de neurones.
- La détermination du nombre de neurones cachés nécessaires pour obtenir une approximation satisfaisante.
- La réalisation de l'apprentissage.
- L'évaluation des performances du réseau de neurones à l'issue de l'apprentissage.

IV.1.1.5.1 Détermination des entrées/sorties du réseau de neurones

Pour toute conception de modèle, la sélection des entrées doit prendre en compte deux points essentiels :

- Premièrement, la dimension intrinsèque du vecteur des entrées doit être aussi petite que possible, en d'autre terme, la représentation des entrées doit être la plus compacte possible, tout en conservant pour l'essentiel la même quantité d'information, et en gardant à l'esprit que les différentes entrées doivent être indépendantes.
- En second lieu, toutes les informations présentées dans les entrées doivent être pertinentes pour la grandeur que l'on cherche à modéliser : elles doivent donc avoir une influence réelle sur la valeur de la sortie [OUA 09].

IV.1.1.5.2 Choix et préparation des échantillons

Le processus d'élaboration d'un réseau de neurones commence toujours par le choix et la préparation des échantillons de données. La façon dont se présente l'échantillon conditionne le type de réseau, le nombre de cellules d'entrée, le nombre de cellules de sortie et la façon dont il faudra mener l'apprentissage, les tests et la validation [OUA 09], [BIS 95]. Il faut donc déterminer les grandeurs qui ont une influence significative sur le phénomène que l'on cherche à modéliser.

Lorsque la grandeur que l'on veut modéliser dépend de nombreux facteurs, c'est-à-dire lorsque le modèle possède de nombreuses entrées, il n'est pas possible de réaliser un « pavage » régulier dans tout le domaine de variation des entrées : il faut donc trouver une méthode permettant de réaliser uniquement des expériences qui apportent une information significative

pour l'apprentissage du modèle. Cet objectif peut être obtenu en mettant en œuvre un plan d'expériences. Pour les modèles linéaires, l'élaboration de plans d'expériences est bien maîtrisée, par ailleurs, ce n'est pas le cas pour les modèles non linéaires.

Afin de développer une application à base de réseaux de neurones, il est nécessaire de disposer de deux bases de données, une pour effectuer l'apprentissage et l'autre pour tester le réseau obtenu et déterminer ses performances.

Notons qu'il n'y a pas de règle pour déterminer ce partage d'une manière quantitative, néanmoins chaque base doit satisfaire aux contraintes de représentativité de chaque classe de données et doit généralement refléter la distribution réelle, c'est à dire la probabilité d'occurrence des diverses classes.

IV.1.1.5.3.Elaboration de la structure du réseau

La structure du réseau dépend étroitement du type des échantillons. Il faut d'abord choisir le type de réseau : un perceptron standard, un réseau de Hopfield, un réseau à décalage temporel, un réseau de Kohonen, un ARTMAP etc...

Par exemple, dans le cas du perceptron multicouches, il faudra aussi bien choisir le nombre de couches cachées que le nombre de neurones dans cette couche [YES 07].

- **Nombre de couches cachées :**

Mises à part les couches d'entrée et de sortie, il faut décider du nombre de couches intermédiaires ou cachées. Sans couche cachée, le réseau n'offre que de faibles possibilités d'adaptation. Néanmoins, il a été démontré qu'un Perceptron Multicouches avec une seule couche cachée pourvue d'un nombre suffisant de neurones, peut approximer n'importe quelle fonction avec la précision souhaitée [HOR 89], [YES 07].

- **Nombre de neurones cachés :**

Chaque neurone peut prendre en compte des profils spécifiques de neurones d'entrée. Un nombre plus important permet donc de mieux "coller" aux données présentées mais diminue la capacité de généralisation du réseau. Il faut alors trouver le nombre adéquat de neurones cachés nécessaire pour obtenir une approximation satisfaisante.

Il n'existe pas, à ce jour, de résultat théorique permettant de prévoir le nombre de neurones cachés nécessaires pour obtenir une performance spécifique du modèle, compte tenu des modèles disponibles. Il faut donc nécessairement mettre en œuvre une procédure numérique de conception de modèle.

IV.1.1.5.4.Apprentissage

L'apprentissage est un problème numérique d'optimisation. Il consiste à calculer les pondérations optimales des différentes liaisons, en utilisant un échantillon. La méthode la plus utilisée est la rétro-propagation, qui est généralement plus économe que les autres en termes de nombres d'opérations arithmétiques à effectuer pour évaluer le gradient.

IV.1.1.5.5.Validation et tests

Alors que les tests concernent la vérification des performances d'un réseau de neurones hors échantillon et sa capacité de généralisation, la validation est parfois utilisée lors de l'apprentissage. Une fois le réseau de neurones développé, des tests s'imposent afin de vérifier la qualité des prévisions du modèle neuronal.

Cette dernière étape doit permettre d'estimer la qualité du réseau obtenu en lui présentant des exemples qui ne font pas partie de l'ensemble d'apprentissage. Une validation rigoureuse du modèle développé se traduit par une proportion importante de prédictions exactes sur l'ensemble de la validation [YES 07].

Si les performances du réseau ne sont pas satisfaisantes, il faudra, soit modifier l'architecture du réseau, soit modifier la base d'apprentissage.

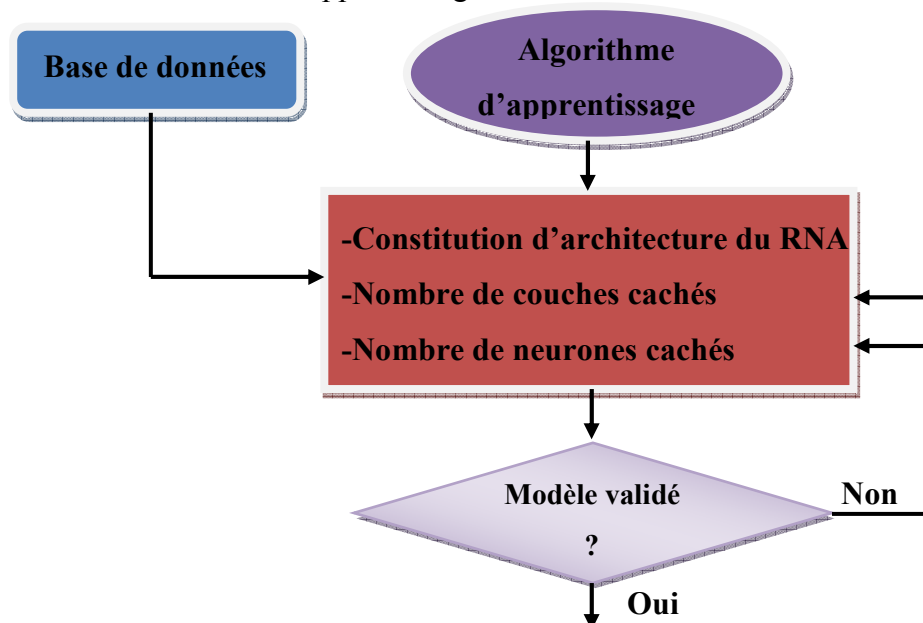


Figure IV.4.Organigramme de conception d'un réseau de neurones

IV.1.1.6.Avantages des réseaux de neurones

Les réseaux de neurones représentent plusieurs avantages parmi lesquels on peut citer par exemple:

- La rapidité et l'efficacité de traitement des grands corpus.

Chapitre IV Prédiction de la sévérité du défaut statorique dans les MSAP par l'approche Neuro-Floue

- Un taux d'erreur très faible par rapport aux autres méthodes d'intelligence artificielle.
- Les réseaux de neurones ne nécessitent pas l'utilisation de modèles mathématiques très complexes pour leur fonctionnement. En effet, grâce à leur capacité d'apprentissage, ils se basent principalement sur les modèles de données à traiter.

IV.1.1.7. Inconvénients des réseaux de neurones

Malgré les grands avantages que représentent les réseaux de neurones, ils ont aussi des inconvénients qu'on peut résumer dans les points suivants:

- La lenteur d'apprentissage.
- Les résultats obtenus ne sont pas interprétables. En effet, le réseau généré par ce type d'algorithmes est considéré comme une boîte noire, c'est-à-dire que l'utilisateur n'a aucune information explicite sur le fonctionnement interne. En cas d'erreurs, il est impossible de déterminer la cause de cette erreur.
- La convergence des résultats des réseaux de neurones est incertaine.
- Les réseaux de neurones ne permettent pas l'intégration des connaissances a priori pour le traitement de nouvelles données.

IV.1.3. Système d'inférence flou basé sur les réseaux de neurones adaptatifs

Les réseaux de neurones (ANN) multicouches constituent des approximateurs universels. L'atout principal de ces réseaux réside dans leur capacité d'apprentissage. Par contre, leur structure et leurs paramètres n'ont pas toujours des justifications physiques. De plus, la connaissance humaine ne peut pas être exploitée pour les construire. Les systèmes d'inférence flous sont également des approximateurs universels. Ces systèmes possèdent deux points forts par rapport aux ANN. D'une part, ils sont généralement construits à partir de la connaissance humaine, d'autre part, ils ont une capacité descriptive élevée due à l'utilisation de variables linguistiques. Il est donc apparu naturel de construire des systèmes hybrides qui combinent les concepts des systèmes d'inférence flous et des ANN. Ainsi l'approche neuro-floue est apparue [JAN 93],[JAN 95], [SUG 88],[TAK 85]. Plusieurs auteurs ont utilisé cette approche. Nous présentons ici un type spécial de réseaux neuro-flous. Il s'agit de l'approche ANFIS (Système d'inférence neuro-flou adaptatif) proposée par Jang.

IV.1.3.1. Structure d'un Système d'inférence neuro-flou adaptatif

ANFIS met en application un système d'inférence flou de type Takagi Sugeno [SUG 88], [TAK 85] et a une architecture composée de cinq couches comme le montre la figure IV.10.

Chapitre IV Prédiction de la sévérité du défaut statorique dans les MSAP par l'approche Neuro-Floue

Pour simplifier la compréhension et sans perte de généralité, nous considérons un système à deux entrées x_1 et x_2 et une sortie y . Considérons aussi un modèle flou de type TSK de ce système, composé des deux règles suivantes:

$$\text{Règle 1 : Si } x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } x_2 \text{ est } B_1 \text{ alors } y_1 = f_1(x_1, x_2) = a_1 x_1 + b_1 x_2 + c_1 \quad (\text{IV.20})$$

$$\text{Règle 2 : Si } x_1 \text{ est } A_2 \text{ et } x_2 \text{ est } B_2 \text{ alors } y_2 = f_2(x_1, x_2) = a_2 x_1 + b_2 x_2 + c_2$$

Jang a proposé de représenter cette base de règles par le réseau adaptatif de la figure IV.10.

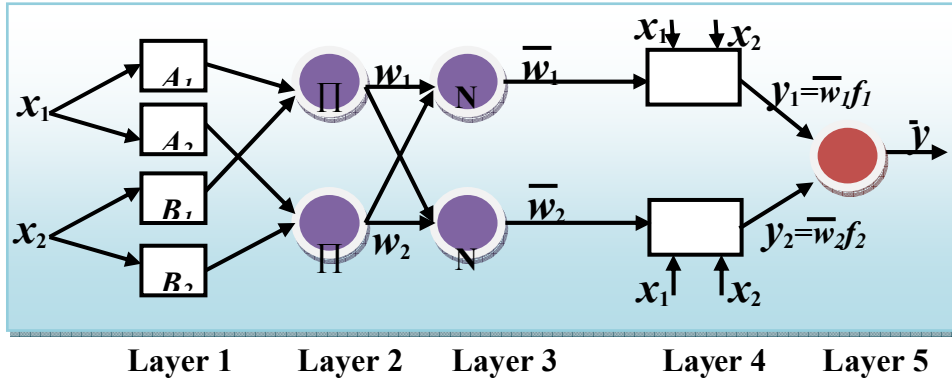


Figure IV.10. Architecture équivalente d'ANFIS

Le réseau adaptatif ANFIS est un réseau multicouches dont les connexions ne sont pas pondérées, ou ont toutes un poids de 1. Les nœuds sont de deux types différents selon leur fonctionnalité: les nœuds carrés (adaptatifs) contiennent des paramètres, et les nœuds circulaires (fixes) n'ont pas de paramètres. Toutefois, chaque nœud (carré ou circulaire) applique une fonction sur ses signaux d'entrées. La sortie O_i^k du nœud i de la couche k (appelée nœuds (i,k)) dépend des signaux provenant de la couche $k-1$ et des paramètres du nœud (i, k) , c'est-à-dire,

$$O_i^k = f(O_1^{k-1} \dots O_{n_{k-1}}^{k-1}, a, b, c \dots) \quad (\text{IV.21})$$

Où n_{k-1} est le nombre de nœuds dans la couche $k-1$, et $a, b, c \dots$ sont les paramètres du nœud (i, k) . Pour un nœud circulaire ces paramètres n'existent pas.

Couche 1 : Fuzzification

Les neurones de cette couche réalisent les ensembles flous qui serviront dans les antécédents des règles. Dans le modèle de Jang, les fonctions d'appartenance sont des gaussiennes.

$$O_i^1 = \mu_{A_i}(x), \quad i = 1, 2 \quad (\text{IV.22})$$

où x est l'entrée du nœud i , et A_i le terme linguistique associé à sa fonction. En d'autres termes, O_i^1 est le degré d'appartenance de x à A_i . Les paramètres d'un nœud de cette couche sont ceux de la fonction d'appartenance correspondante.

Couche 2 : Pondération des règles floues

Chaque neurone dans cette couche correspond à une règle floue Sugeno. Il reçoit les sorties des neurones de fuzzification et calcule son activation. La conjonction des antécédents est réalisée avec l'opérateur produit.

$$O_i^2 = w_i = \mu_{A_i}(x_1)\mu_{B_i}(x_2), \quad i = 1,2 \quad (\text{IV.23})$$

Couche 3 : Normalisation

Chaque neurone calcule le degré de vérité normalisé d'une règle floue donnée. La valeur obtenue représente la contribution de la règle floue au résultat final.

$$O_i^3 = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}, \quad i = 1,2 \quad (\text{IV.24})$$

Couche 4 : Defuzzification

Chaque neurone i de cette couche est relié à un neurone de normalisation correspondant et aux entrées initiales du réseau. Il calcule le conséquent pondéré de la règle.

$$O_i^4 = \bar{w}_i f_i = \bar{w}_i (a_i x + b_i x + c_i), \quad i = 1,2 \quad (\text{IV.25})$$

où \bar{w}_i est la sortie de la couche 3, et $\{a_i, b_i, c_i\}$ est l'ensemble des paramètres de sortie de la règle i .

Couche 5 : Calcul de la sortie

Comprend un seul neurone qui fournit la sortie de l'ANFIS en calculant la somme des sorties de tous les neurones de défuzzification.

$$O_i^5 = \sum_{i=1}^2 \bar{w}_i f_i = \frac{\left(\sum_{i=1}^2 w_i f_i \right)}{w_1 + w_2} \quad (\text{IV.26})$$

L'apprentissage à partir d'un ensemble de données concerne l'identification des paramètres des prémisses et des conséquences, la structure du réseau étant fixée. L'algorithme d'apprentissage commence par construire un réseau initial, ensuite on applique une méthode d'apprentissage par rétro-propagation de l'erreur. Jang [JAN 93], [JAN 95] a proposé d'utiliser une règle hybride d'apprentissage qui combine un algorithme de descente de gradient avec une estimation par moindres carrées.

IV.1.4. Prédiction de la sévérité du défaut

IV.1.4.1. L'utilisation de logique Floue

IV.1.4.1.1. Fuzzification

La première étape de diagnostic par la logique floue est la fuzzification, pour cela, les courants statoriques sont définies comme des variables d'entrée dans le système de diagnostic, les valeurs des variables d'entrée (les valeurs efficaces du courants statorique) ont été traduites dans l'intervalle [0.30] voire figure(1). Les valeurs linguistiques définies pour l'ensemble d'entrée sont définies en tant qu'étant : très bas (TB), bas (B), moyenne (M), haut (H). Basé sur les données mesurées, un ensemble de règles ont été définis. La sortie de système flou est associée à 4 fonctions d'adhésion qui tracent l'état de l'enroulement statorique (valeurs linguistiques) : (S) sain et défaut mineur (DMI), défaut majeur (DMA), défaut grave (DG).

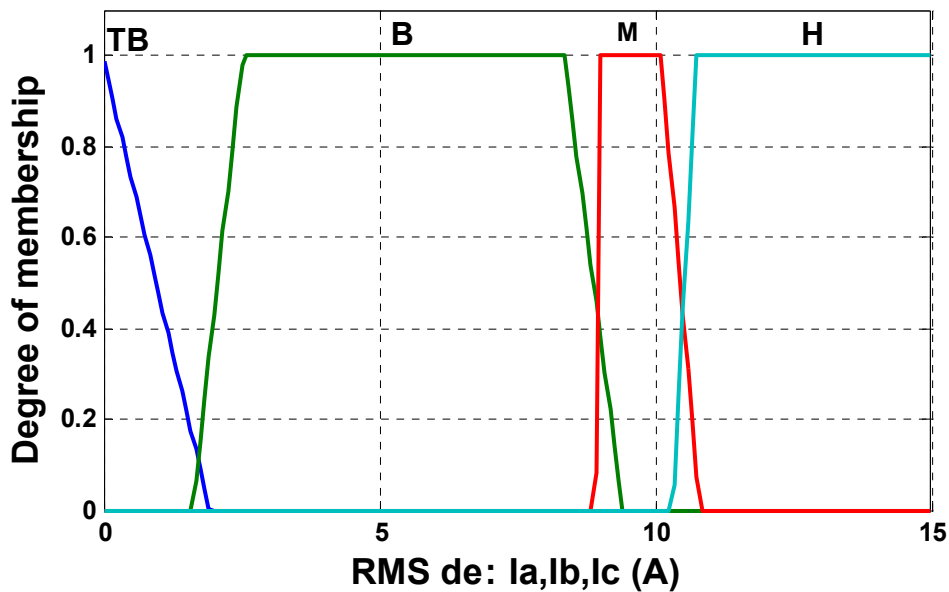


Figure IV.11. la fonction d'appartenance des entrées

IV.1.4.1.2. Les règles de la logique floue

Les règles pour l'inférence basée brouillée sont décrites dans le tableau suivant:

Règles	Si I _a est	Si I _b est	Si I _c est	Donc	L'état du moteur	
1	TB	TB	TB			S
2	B	B	B			S
3	B	B	M			DMI
4	M	B	B			DMI
5	B	M	B			DMI
6	TB	TB	B			DMI
7	B	TB	TB			DMI
8	TB	B	TB			DMI
9	B	M	M			DMA
10	M	M	B			DMA
11	M	B	M			DMA
12	M	M	M			DMA
13	M	M	H			DMA
14	H	M	M			DMA
15	M	H	M			DMA
16	H	H	M			DG
17	M	H	H			DG
18	H	M	H		DG	

Tab .IV.1. Table des règles de la logique Floue

IV.1.4.1.3. Deffuzification

La méthode centroïde a été employée pour le processus de deffuzification. Bien que d'autres méthodes de deffuzification aient été essayées, la méthode centroïde était celle qui a produit les meilleurs résultats. Des fonctions trapézoïdales et de triangulaire forme d'adhésion ont été également définies pour la variable de rendement (l'état du moteur). La gamme de rendement pour cette variable est définie en tant qu'étant l'intervalle [0-100] divisé en 4 sections comme peut être vu dans figure. IV.12.

Etat de stator	Court-circuit (%)
Sain	0%
Défaut Mineur	0 < Court-circuit ≤ 6
Défaut Majeur	6 < Court-circuit ≤ 14
Défaut Grave	Court-circuit > 14

Tab .IV.2. La relation entre l'état de la machine et la sortie floue.

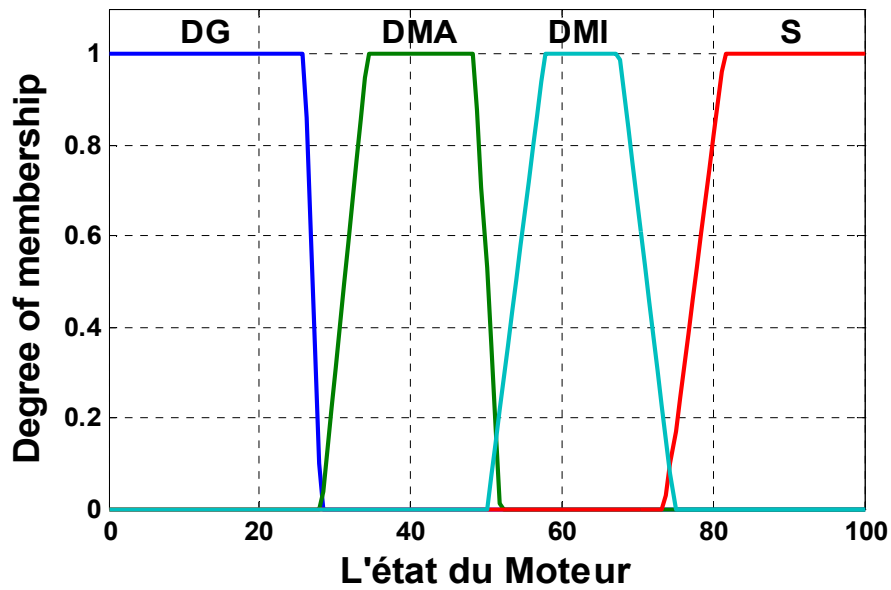


Figure.IV.12.la fonction d'appartenance de sortie (l'état du moteur).

IV.1.4.1.4. Simulation et Résultats

1. On fixe la résistance du défaut, le couple de charge : $C_r=5N.m$, $R_f=0$ ohm et avec une vitesse de 104.8 rd/s

Les figures (IV.13, IV.14, IV.15) montrent respectivement le couple électromagnétique, les courants statoriques, la vitesse de rotation, le courant du défaut et la sortie de la logique floue à l'état sain et dégradé avec différents pourcentages de court circuit (5%,10% et 15% de spires). D'après ces résultats la logique floue décrit bien l'état de la machine avec une grande précision.

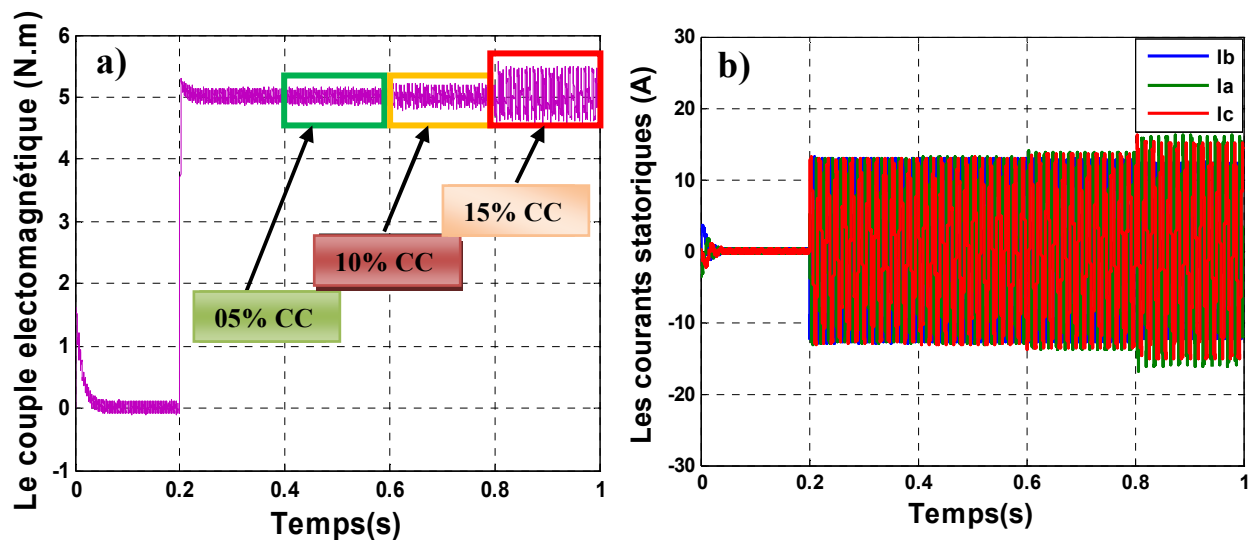


Figure. IV.13.a) couple électromagnétique ; b) les courants statoriques avec différents sévérité de défauts

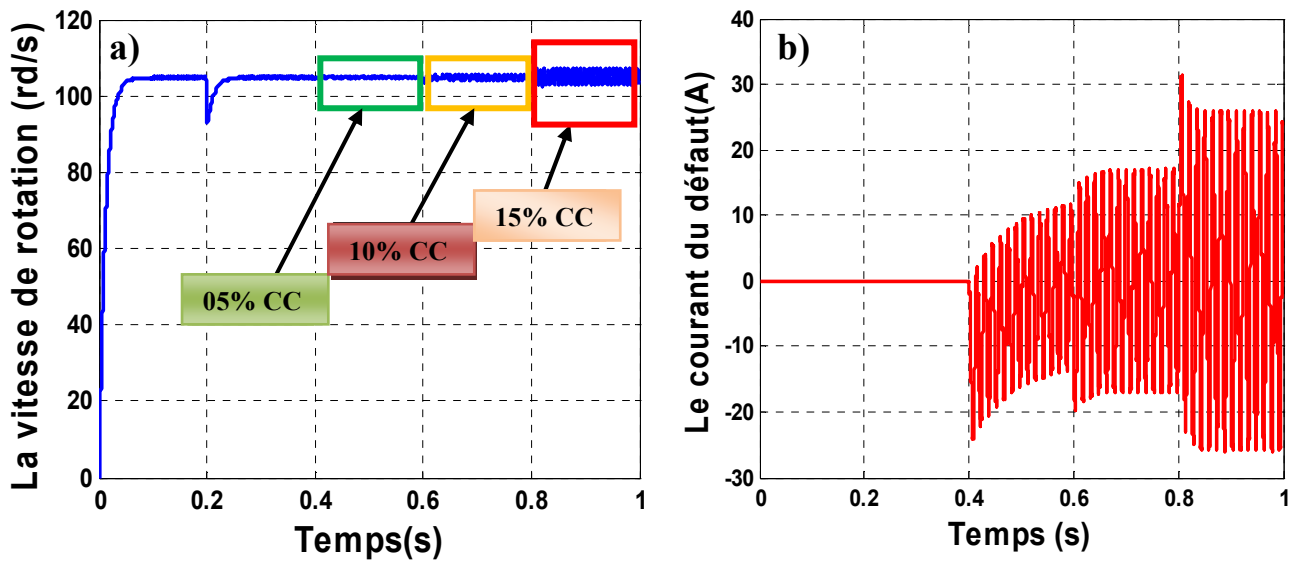


Figure. IV.14.a) la vitesse de rotation ; b) le courant du défaut

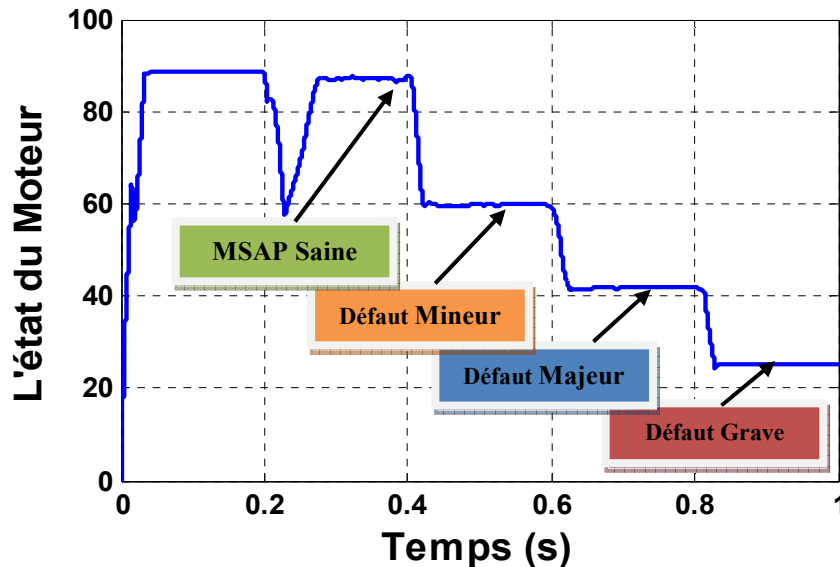


Figure. IV.15..L'état du Moteur par différents sévérité du défaut

2. On fixe : la résistance du défaut $R_f=0$ ohm et $V=104.8$ rd/s tout et nous faisons varier le couple de charge : $C_r=3\div 8$ N.m

Dans cette section nous fixons la valeur de résistance du défaut à 0 ohm et faire varier le couple de charge de 3÷8N.m pour voir la robustesse de notre système de surveillance.les résultats obtenus montrent que la sortie de logique floue n'est pas robuste aux variations de charge ce qui donne des fausses alarmes à l'opérateur (figure. IV.18).

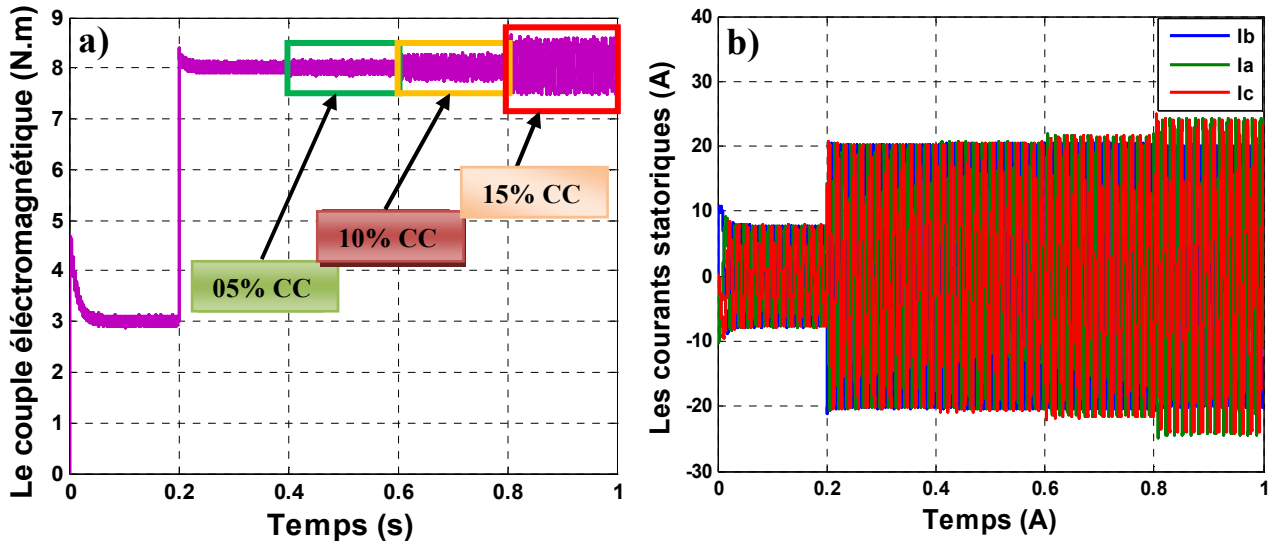


Figure. IV.16.a) le couple électromagnétique ; b) les courants statoriques

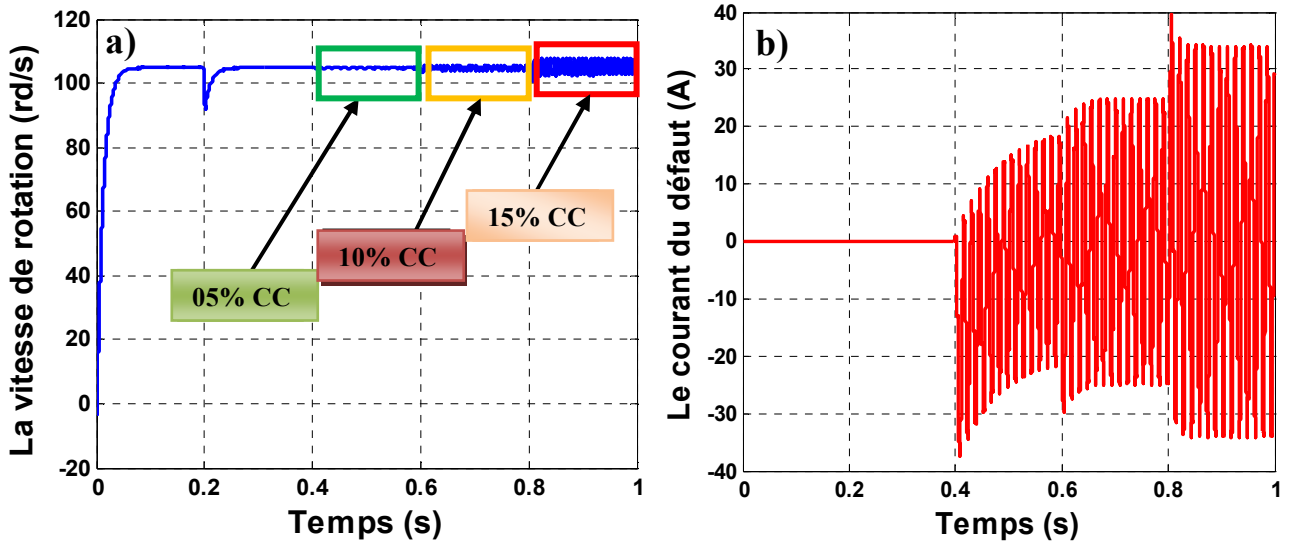


Figure. IV.17.a) la vitesse de rotation ; b) le courant du défaut

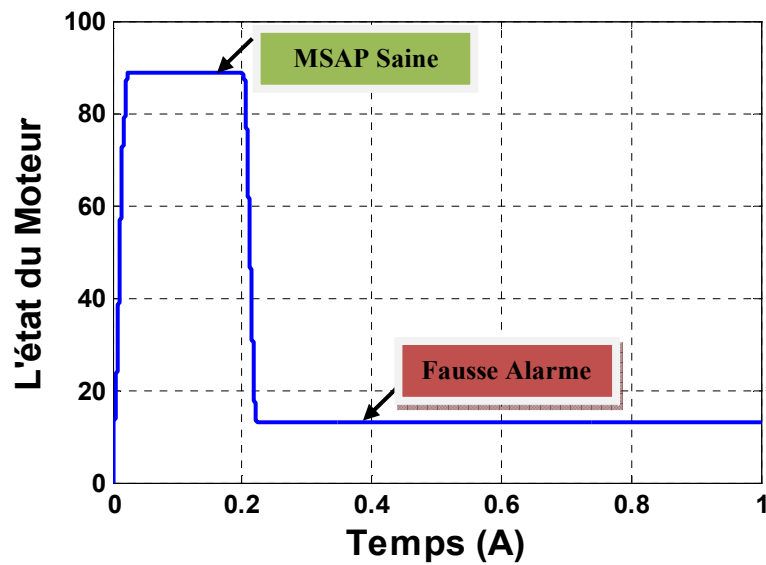


Figure. IV.18.L'état du Moteur par différents sévérité du défaut

3. On fixe : le couple de charge $C_r=5N.m$ et une vitesse de $V=104.8 \text{ rd/s}$ et nous faisons varier la résistance du défaut

Cette fois ci, nous fixons le couple de charge et nous faisons varier la résistance du défaut afin d'étudier efficacement la robustesse de notre système de surveillance suite aux changements de sévérité de court circuit. Les résultats de simulations obtenus prouvent que la sortie de logique floue n'est pas robuste aux variations de sévérité du défaut ce qui par conséquent peut donner de des informations erronées à l'état de la machine (figure. IV.19).



Figure. IV.19.L'état du Moteur par différents variations de résistance du défaut

a) $R_f=0.3\text{ohm}$; b) $R_f=0.6\text{ohm}$; c) $R_f=1\text{ohm}$; d) $R_f=5\text{ohm}$

IV.1.4.2. L'utilisation de Neuro-Floue

Dans cette section, nous avons proposé une autre approche d'estimation de la sévérité du défaut basée sur la technique d'hybridation des réseaux de neurones et de la logique floue (ANFIS), les réseaux de neurones avec leurs capacités d'apprentissage, et la logique floue avec sa capacité de modélisation de connaissances imprécises. En combinant ces deux techniques pour bénéficier de leurs avantages et concevoir une approche prédictive neuro-floue (ANFIS) adaptative et optimale.

Les données du modèle mathématique (les valeurs efficaces des courants statoriques) sont utilisées pour entraîner l'approche ANFIS et tester ses performances.

Il y a beaucoup de paramètres qu'on peut choisir pour obtenir de meilleurs résultats par l'approche ANFIS. Pour le cas le plus fréquent, ces paramètres sont les suivants:

- Le nombre et le type de la fonction d'appartenance (MFs : *membership function*) pour chaque entrée.
- Le type de la fonction d'appartenance de sortie (soit 'linéaire ou 'constante').
- Le nombre d'itérations (*the training epoch number*).
- Le pas initiale (*the initial step*).
- Le taux de décroissement (*decrease rate*).
- Le taux d'accroissement (*increase rate*).

L'approche hybride ANFIS a été développée pour différents types de fonctions d'appartenance (MFs) tels que : la fonction d'appartenance triangulaire (*trimf*), gaussienne (*gaussmf*), trapézoïdale (*trapmf*) et la fonction bell-shaped (*gbellmf*),

Ces fonctions d'appartenances sont données par les équations suivantes :

$$bell(x; a_t, b_t, c) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c_t}{a} \right|^{2b}} \quad (IV.28)$$

$$gauss(x; \sigma_t, c_t) = e^{-\left\{ \frac{|x - c_t|^2}{a_t} \right\}} \quad (IV.29)$$

$$trap(x; a_t, b_t, c_t, d_t) = \max \left(\min \left(\frac{x - a_t}{b_t - a_t}, 1, \frac{d_t - x}{d_t - c_t} \right), 0 \right) \quad (IV.30)$$

$$triang(x; a_t, b_t, c_t) = \max \left(\min \left(\frac{x - a_t}{b_t - a_t}, \frac{c_t - x}{c_t - b_t} \right), 0 \right) \quad (IV.31)$$

où $\{a_i, b_i, c_i, d_i, \sigma_i\}$ sont les paramètres des fonctions d'appartenances (MFs).

L'approche ANFIS a été entraînée par l'algorithme d'apprentissage hybride (*hybrid learning algorithm*).

IV.1.4.2.1. Résultats et discussions

Le résultat du processus d'apprentissage de l'approche ANFIS est présenté sur la figure IV.21.d, ainsi que la comparaison entre les valeurs prédites de sévérité du défaut et celles du test pour évaluer la performance de l'approche par différentes valeurs de R_f est illustrée à les figures (IV.21.f,g,h,i,j) et (IV.22.i,j). les figures (IV.20.a,b) et (IV.21. c,e) montrent respectivement : les entrées et sortie de l'ANFIS, L'interface de l'NFIS et l'erreur l'apprentissage de l'ANFIS .

Ces résultats ont été réalisés dans les conditions suivantes: le nombre des MFs est 8, le type des MFs est gaussien, le pas initial égal à 0,01, le taux de décroissement et le taux d'accroissement sont respectivement 0,90 et 1,1, le nombre maximal d'itérations est 300, le mode d'apprentissage est hybride, la fonction d'appartenance de sortie est linéaire. Par conséquent, le nombre de règles floues équivaut à 512 règles.

Les résultats de simulation montrent la précision et la robustesse de l'approche l'ANFIS de la détection de différente sévérité du défaut statorique.

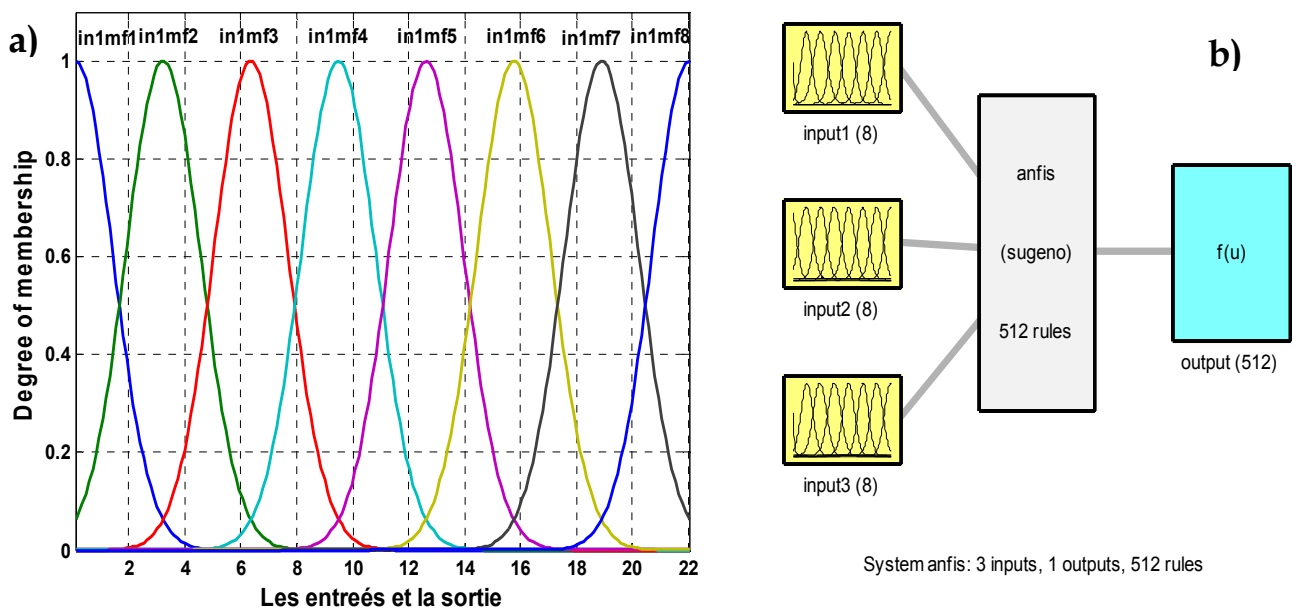


Figure. IV.20. Résultats de simulation par ANFIS : a) les entrées et la sortie de l'ANFIS, b) L'interface de l'ANFIS

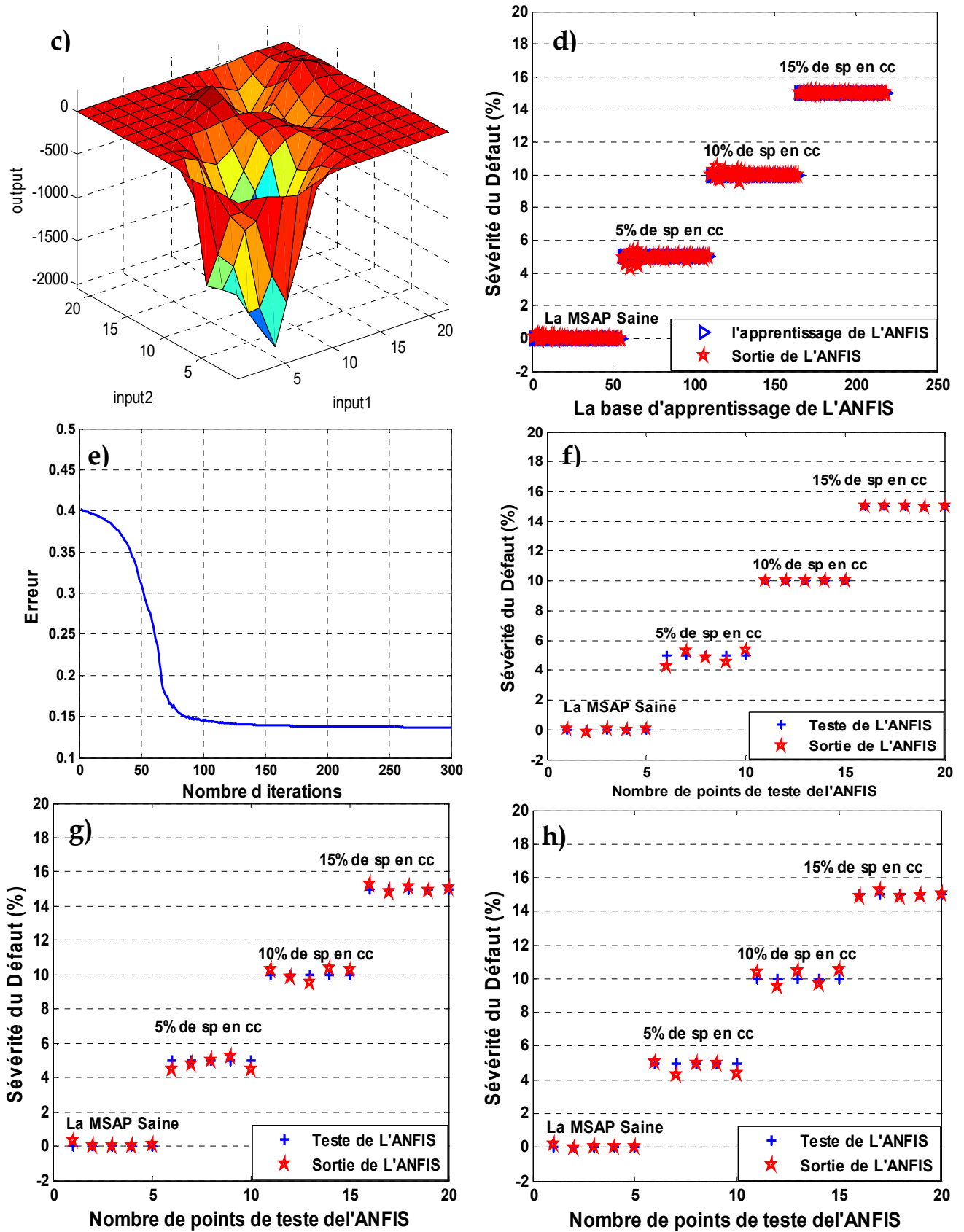


Figure. IV.21. Résultats de simulation par ANFIS à l'état sain et dégradé : c) La surface de l'ANFIS ; d) Apprentissage de ANFIS ; e) L'erreur de l'ANFIS, f) $R_f=0\text{ohm}$; g) $R_f=0.1\text{ohm}$; h) $R_f=0.3\text{ohm}$

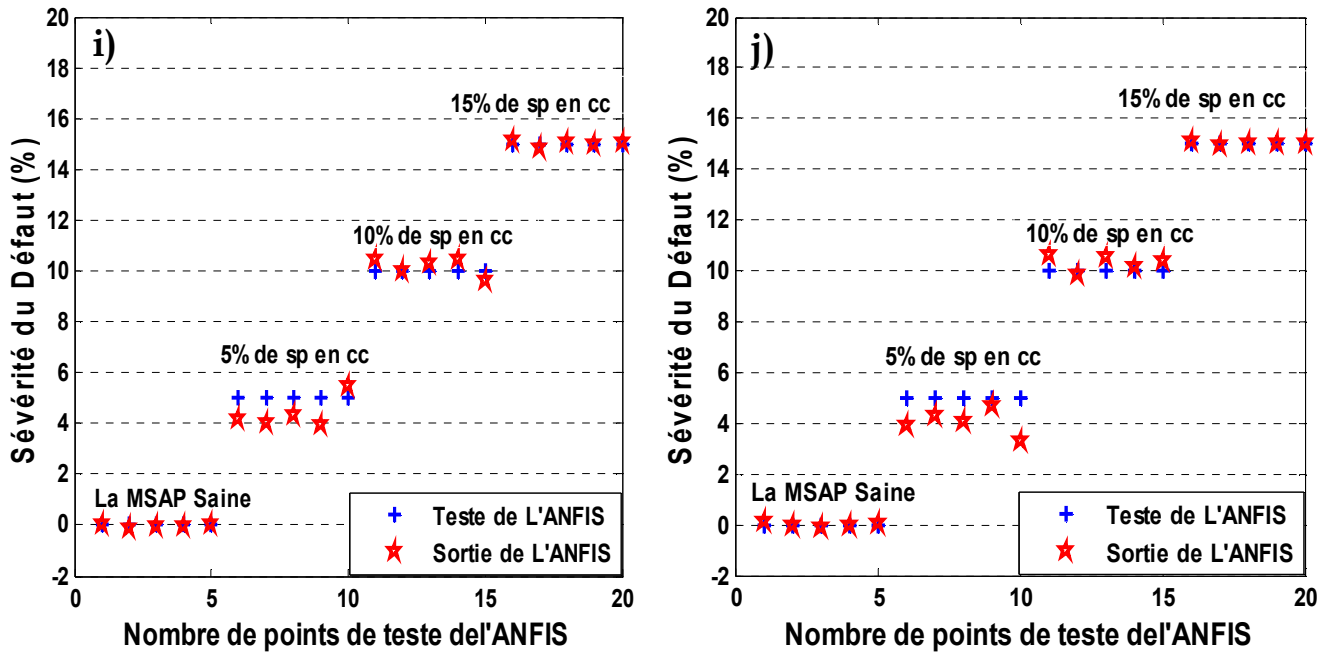


Figure. IV.22. La prédiction par L'ANFIS pour :i) $R_f=0.6\text{ohm}$; j) $R_f=1\text{ohm}$

Conclusion

Le présent chapitre décrit une approche neuro-floue (ANFIS) de type Takagi Sugeno (TK), développée pour la prédiction de sévérité du défaut statorique. L'approche ANFIS, qui combine les techniques floues et neuronales en formant un réseau à apprentissage supervisé, a été appliquée en utilisant les valeurs efficaces des trois courants statorique comme des variables d'entrées et, la sévérité de court circuit, comme une variable de sortie.

Les résultats obtenus par l'approche ANFIS ont été comparés avec ceux obtenus par la logique floue (FL). Nous remarquons que les résultats obtenus par l'approche ANFIS sont plus performants par rapport à ceux trouvés par la logique floue. Seulement, l'approche ANFIS possède l'inconvénient d'avoir un temps de réponse relativement long.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE -IV-

- [BIS 95] C. Bishop, "Neural networks for pattern recognition", Oxford University Press, 1995
- [CHE 02] Chen, C.C. Wong, "Self-generating rule-mapping fuzzy controller design using a genetic algorithm", IEE Proceedings on Control Theory and Applications. Vol. 49. pp. 143-148, 2002
- [CYB 89] G. Cybenko, "Approximation by superpositions of a sigmoidal function. Mathematics of Control", Signals and Systems Vol.2, pp. 303-314, 1989
- [HAG 94] M.T. Hagan and M.B. Menhaj, "Training feedforward networks with marquardt algorithm". IEEE Trans. On Neural Networks, Vol.5, No. 6, pp. 989-993, 1994
- [HOR 89] K. Hornik, M. Stinchcombe and H. White, "Multilayer feedforward networks are universal approximators", Neural Networks Vol.2, No. 5, pp. 359-366, 1989
- [JAN 93] J.S.R. Jang, "ANFIS Adaptive network based fuzzy inference system". IEEE transactions on systems. Man Cybern., Vol.23, No.3, pp. 665-683, 1993
- [JAN 95] J.S.R. Jang and C.T. Sun, "Neuro-Fuzzy modeling and control", Proceedings of the IEEE, Vol.83, No. 3, pp.378-406, 1995
- [MAG 99] G.D. Magoulasb, M.N. Vrahatis and G.S. Androulakis, "Improving the convergence of the backpropagation algorithm using learning rate adaptation methods", Neural Computation Vol.11, pp. 1769-1796, 1999
- [MAN 97] K.F. Man, and W.A. Halang, "Genetic algorithms for control and signal processing", In: Proceedings of the 23rd Inter. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. Vol. 4. New Orleans, LA, USA. pp. 1541-1555, 1997
- [MCH 43] W. McCulloch and W. Pitts., "A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity. Bulletin of Mathematical Biophysics", Vol.7. pp. 115-133, 1943
- [OUA 09] Ouahib GUENOUNOU, "Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique : application à un bioprocédé", Thèse de doctorat, Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2009
- [RUM 86] D.E. Rumelhart and J. L. McClelland, "Parallel Distributed Processing : Explorations in the Microstructure of Cognition", M.I.T. Press, Vol.1, 1986
- [SAS 94] P.S. Sastry, G. Santharam and K.P. Unnikrishnan, "Memory neuron networks for identification and control of dynamical systems", IEEE Trans. on Neural Networks Vol.5, No. 2, pp. 306-319, 1994
- [SUG 88] M. Sugeno, G.T. Kang, "Structure identification of fuzzy model", Fuzzy Sets and Systems, Vol.28, pp. 15-33, 1988

[TAK 85] T. Takagi, M. Sugeno, “Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control”, IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. Vol.15, pp.116-132, 1985

[VOG 98] T.P. Vogl, J.K. Mangis, A.K. Zigler, W.T. Zink and D.L. Alkon, “Accelerating the convergence of the back-propagation method. Biological Cybernetics”, Vol. 59, pp. 256-264, 1988

[YES 07] A.Yessin, “Mise en œuvre de réseaux de neurones pour la modélisation de cinétiques réactionnelles en vue de la transposition Batch/Continu”, Thèse de Doctorat, I.N.P. Toulouse, 17 juillet 2007

Articles et Conférences personnels

- A. Bechkaoui , S. Bouras , A.Ameur , D. Taibi “ Fault Diagnosis for Stator Winding of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Extended Kalman Filter” journée d'étude en Automatique et ces Applications 24 avril 2014 l'université Amar Telidji de Laghouate.
- B. Amar Bechkaoui, Aissa Ameur, Slimane Bouras, Kahina Ouamrane “Diagnosis of Turn Short Circuit Fault in PMSM Sliding-mode Control based on Adaptive Fuzzy Logic-2 Speed Controller.” AMSE JOURNALS –2015-Series: Advances C; Vol. 70; N° 1; pp 29-45 Submitted Dec. 2014; Revised July 28, 2015; Accepted Sept. 15, 2015.
- C. Amar BECHKAOUI, Aissa AMEUR, SLIMANE Bouras, Djamel TAIBI, Kahina OUAMRANE “Intelligent control using type-2 fuzzy for diagnosis of inter-turn short circuit fault in PMSM” ELECTROTEHNICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATICĂ, vol 64(2016), Nr .1.
- D. A. Bechkaouia, A. Ameurb, S. Bouras and A. Hadjadj “Open-circuit and inter-turn short-circuit detection in PMSG for wind turbine applications using fuzzy logic. ” Energy Procedia 74 (2015) 1323 – 1336.
- E. Amar Behkaoui, Aissa Ameur , Slimane Bouras , Kahina Ouamrane “Hybrid Control Using Adaptive Fuzzy Sliding Mode for Diagnosis of Stator fault in PMSM” promesse de publication dans le journal Periodica Polytechnica Transportation Engineering Vol 44, No. 3. (2016). DOI: 10.3311/PPtr.8242

Conclusion générale

Le travail de recherche exposé dans cette thèse a porté sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP). L'étude de l'état de l'art de la surveillance des machines électriques a démontré que le défaut de court-circuit entre spires statoriques est le plus néfaste pour les MSAP. Il a été également démontré que les techniques actuellement utilisées dans la surveillance des MSAP nécessitent leur modélisation précise et rapide vis-à-vis des défauts. Cette étape majeure dans le processus de surveillance et de commande des MSAP a été donc, le premier centre d'intérêt de cette thèse.

En ce qui concerne le défaut de court-circuit entre spires dans les MSAP, un modèle dynamique a été développé. Il a comme caractéristique importante la mise en équation de la machine de façon décomposée : les équations de la machine saine et celles apparaissant en présence du défaut. Cette décomposition facilite la compréhension des effets induits dans les grandeurs électromagnétiques et mécaniques (courant, tension, couple, vitesse,...), lorsque on est en présence du défaut. Les résultats de simulation montrent qu'un court-circuit entre spires produit des ondulations de fréquence double au niveau du couple et de la vitesse ainsi que l'harmonique d'ordre 3 dans les courants statoriques.

Dans la troisième partie, notre objectif s'est orienté vers l'analyse et la synthèse d'une commande robuste des grandeurs de la MSAP : courants, couple, flux et vitesse. Il s'agit de trouver des correcteurs assurant une robustesse en stabilité ainsi que des performances acceptables. Le correcteur synthétisé doit garantir à la grandeur régulée une dynamique rapide, une sensibilité réduite par rapport aux variations paramétriques et une bonne atténuation des bruits.

Pour cela, nous avons fait une étude comparative de deux régulateurs intelligents (RFT1 et RFT2) associé à la commande à mode glissant. Grâce à cette étude, nous avons montré l'efficacité et la robustesse de notre régulateur proposé (RFT2) vis-à-vis des changements paramétriques (court-circuit statoriques), le couple de charge et la variation de la vitesse de rotation.

Dans le quatrième chapitre nous avons traité la prédiction de la sévérité du défaut statorique par les systèmes neuro flous. Ces systèmes sont nés de l'association des réseaux de neurones

avec la logique floue, de manière à tirer profit des avantages de chacune de ces deux techniques. Les principales propriétés des systèmes neuro-flous sont leur capacité à traiter dans un même outil des connaissances numérique et symboliques d'un système.

Ils permettent donc d'exploiter les capacités d'apprentissage des réseaux de neurones d'une part et les capacités de raisonnement de la logique floue d'autre part. Nous terminons le chapitre se termine par une étude comparative entre deux méthodes de l'intelligence artificielle enrichies par des résultats de simulations dans le seul but d'en sélectionner la meilleure pour la prédiction et la surveillance du défaut électrique statorique.

Ce travail a permis d'ouvrir les perspectives suivantes :

1. les conditions de déroulement de notre thèse nous ont obligés à limiter notre travail à une étude théorique et à des résultats de simulation. Il serait donc intéressant de tester sur un banc expérimental, la validité des algorithmes proposés dans ce travail surtout ceux dédiés au découplage et à la commande robuste, vis à vis des défauts statoriques ou des défauts mécaniques.
2. Faire une étude de spécification pour créer une méthode ou paradigme qui intègre toutes les méthodes de L'IA « RNA, AG, RNF, LF, SVM... » ou leurs combinaisons « à deux ou plus », pour faire une décision multi critères et pouvoir choisir la meilleure approche pour un module de diagnostic d'un système.
3. Utilisation des algorithmes d'optimisation (PSO, GA, RN...) pour optimiser les gains de régulateurs de vitesse.

Sur un plan plus généralisé, plusieurs prolongements à ce travail sont envisageables et permettront la validation et l'amélioration de l'approche proposée.

Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents étudié [VAS 09]

Caractéristique	Valeur	Valeur Unité
Nombre d'encoche statoriques	24	-
Nombre de spire / encoche	40	-
Nombre de paire de pole	03	-
Type d'enroulement	Distribué	-
Connexion d'enroulement	Etoile (Y)	-
Rayon extérieur du stator	73.3	mm
Rayon intérieur du stator	37.3	mm
Rayon intérieur du rotor	28.8	mm
Epaisseur de la frette	1	mm
Entrefer magnétique	1.5	mm
Type d'aimant	NdFeB	-
Longueur utile	44	mm
Résistance de phase	0.44	Ω
Inductance de phase	2.8	mh
Tension de phase	50	V
Fréquence d'alimentation	66.67	Hz
Vitesse synchrone	1000	Rpm
Fém (à 1000 rpm)	34	V
Courant de phase	19	A
Couple nominal	10.5	N.m