

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTROMECHANIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Mémoire de fin d'études présenté en vue de l'obtention
du diplôme de **Master académique** en

Electromécanique

Par :

OUALI Abdelmoumin

LACHEHEB Mohammed Elamin

Intitulé

**Commande vectorielle-floue de la MSAP en
présence de défauts statoriques**

Soutenu devant le jury composé de :

Dr. Chakroun Salim

Président

Dr. Laamari Yahia

Rapporteur

Dr. Bendaikha Abdelmalik

Examineur

N° d'ordre : Elm-10

Année universitaire : 2019 /2020

Dédicace

Nous dédions ce modeste travail :

A nos chers parents, pour leur soutien inconditionnel, leurs encouragements, et bien sûr pour nous avoir permis de réaliser nos études dans les meilleures conditions.

A notre frère CHOUAIB.

A nos frères et nos sœurs.

A nos familles.

A tous nos amis chacun à son nom.

A tous les enseignants qui nous ont aidé de proche ou de loin.

A ceux qui nous ont soutenus pendant toute la durée de nos études, même qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.

Abdelmoumin OUALI

Mohammed Elamin LACHEHEB

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions le bon dieu puissant de la bonne santé, la volonté et de la patience qu'il nous a donnée tout au long de notre étude.

*Nous tenons à exprimer nos remerciements et notre gratitude à Monsieur Dr. **LAAMARI Yahia**, de nous avoir proposé ce thème d'une part, pour tous ses efforts, ses conseils, son soutien moral et scientifique qui nous ont permis de mener à terme ce travail. Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury qui ont accepté d'évaluer ce travail.*

Nos vifs remerciements vont également à l'ensemble des enseignants du département de Génie Electrique de l'université Mohamed Boudiaf de Msila, pour la formation qu'ils nous ont assuré au long de notre cursus universitaire et tous ceux à qui nous devons notre formation.

Pour terminer, nous tenons à remercier également tous nos collègues et nos amis pour leur soutien moral sans oublier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Résumé

L'objectif de ce présent travail est l'établissement d'un modèle suffisamment précis permettant de déterminer rapidement le comportement dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) lors de la présence d'un défaut électrique au niveau du stator dû à un court-circuit entre spires. La première partie est consacrée au développement d'un modèle de la MSAP qui tient compte de la présence de défauts de court-circuit entre les spires d'un enroulement d'une phase statorique. Ensuite, dans la deuxième partie on étudie la commande vectorielle de la MSAP associée à un régulateur classique PI pour la commande de la vitesse. Dans le but de rendre la commande vectorielle plus robuste et moins sensible aux variations paramétriques y compris la présence de défauts on remplace le régulateur PI classique par un régulateur PI flou. L'introduction de la logique floue dans la commande vectorielle de la MSAP a fait preuve de leur efficacité pendant le fonctionnement dégradé.

Mots clés : MSAP, Commande vectorielle, Court-circuit entre-spires, Logique floue, Modélisation, Régulateur classique, Régulateur flou.

الملخص

الهدف من هذا العمل هو إنشاء نماذج دقيقة تجعل من الممكن تحديد سلوك المتغيرات المختلفة للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم بسرعة في وجود عطل كهربائي على مستوى الجزء الثابت بسبب قصر الدارة بين المنعطفات. الجزء الأول مخصص لتطوير نموذج للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم الذي يأخذ في الاعتبار وجود أخطاء قصر دارة بين لفات طور الجزء الثابت. بعد ذلك في الجزء الثاني، ندرس التحكم الشعاعي للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم المرتبط بمعدل كلاسيكي للتحكم في السرعة. من أجل جعل التحكم الشعاعي أكثر قوة وأقل حساسية للتغيرات البارامترية بما في ذلك وجود الأعطال. يتم استبدال المعدل الكلاسيكي بالمعدل الغامض. لقد أثبت إدخال المنطق الضبابي في التحكم الشعاعي للآلة المتزامنة فعاليته أثناء التشغيل المتدهور.

الكلمات المفتاحية : الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم، التحكم الشعاعي، قصر الدارة بين اللفات، المنطق الضبابي، النمذجة، المعدل الكلاسيكي، المعدل الضبابي.

Abstract

The objective of this present work is the establishment of sufficiently precise models allowing to quickly determining the dynamic behavior of a permanent magnets synchronous motor during the presence of an electrical fault at the level of the stator due to a short circuit between turns. The first part is devoted to the development of a model of the PMSM which takes into account the presence of short-circuit faults between the turns of a stator phase winding. Then, in the second part, we study the vector control of the PMSM associated with a classic PI regulator for speed control. In order to make the vector control more robust and less sensitive to parametric variations including the presence of faults, a fuzzy PI regulator replaces the classic PI regulator. The introduction of fuzzy logic into the vector control of the MSAP has proven to be effective during degraded operation.

Keywords: PMSM, Vector control, Short-circuits between turns, Fuzzy logic, Modeling, PI regulator, Fuzzy logic controller.

Table des matières

Table des matières	i
Liste des Figures.....	v
Liste des Tableaux	vii
Glossaire.....	viii
Nomenclature.....	ix
Introduction générale	1
Chapitre I. Etat de l'art du Diagnostic des défaillances et commande de MSAP	
I.1 Introduction	6
I.2 Généralités sur les machines électrique à aimants permanents (MSAP).....	6
I.2.1 Structure de la MSAP	7
I.2.1.1 Stator.....	7
I.2.1.2 Rotor	8
I.2.1.3 Structure des aimants de la machine.....	8
I.2.2 Différentes familles d'aimants	9
I.2.2.1 Aimants métalliques (ALNiCO).....	9
I.2.2.2 Aimants en ferrite	9
I.2.2.3 Aimants à terre rare	9
I.2.3 Principe de fonctionnement de la MSAP	9
I.2.4 Avantages et inconvénients des MSAP	10
I.2.4.1 Les avantages	10
I.2.4.2 Les inconvénients	10
I.2.5 Les champs d'applications de la MSAP	10
I.3 Stratégies de commande du MSAP a aimants permanents	11
I.3.1 Commande scalaire	11
I.3.2 Commande vectorielle du MSAP	11
I.3.3 Commande par Autopilotage	12
I.4 Défaillances dans des machines électriques.....	13
I.4.1 Défaillances au rotor.....	13
I.4.1.1 Excentricité statique et dynamique	13
I.4.1.2 Désaimantation.....	14
I.4.2 Défaillances au stator.....	14
I.4.2.1 Défauts d'isolant dans un enroulement.....	15
I.4.2.2 Court-circuit entre phases	15
I.4.2.3 Court-circuit entre spires.....	16
I.4.2.4 Circuit ouvert sur une phase.....	16
I.5 Surveillance des défauts de la MSAP.....	16
I.5.1 Approche signal	17
I.5.2 Approche modèle	17
I.5.2.1 Approche à base d'observateurs	18

I.5.2.2	Approche par estimation paramétrique	18
I.6	Modélisation des défauts	18
I.6.1	Méthode des éléments finis	18
I.6.2	Méthode des réseaux de perméance	19
I.6.3	Méthode des circuits électriques	19
I.7	Conclusion	19

Chapitre II. Modélisation de la MSAP en présence de défauts

II.1	Introduction	21
II.2	Modélisation des défauts de court-circuit statorique dans les MSAP	21
II.3	Modèle de la MSAP à l'état sain	22
II.3.1	Equations électriques d'une machine synchrone à aimant	22
II.3.2	Modèle de la MSAP dans le repère lié au rotor	23
II.3.2.1	Représentation d'état	24
II.4	Modèle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit	25
II.4.1	Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre spires dans le repère (abc)	26
II.4.2	Modèle de la MSAP en présence d'un défaut dans le repère (α , β)	29
II.4.3	Mise sous forme d'état	30
II.5	Méthodes d'identification des paramètres du modèle circuit électrique	31
II.5.1	Expressions analytiques pour des inductances des MSAP saines	32
II.5.2	Expressions analytiques pour des inductances des MSAP en défaut entre spires	32
II.6	Résultats de simulation	34
II.6.1	Alimentation par le réseau sans défaut (Machine à l'état sain)	34
II.6.2	Alimentation par le réseau avec défaut (Machine avec défaut)	36
II.6.2.1	Influence du changement de la résistance de défaut « rf » sur la machine	36
II.6.2.2	Influence de la gravité du défaut μ sur la conduite de la machine	37
II.7	Conclusion	39

Chapitre III. Commande vectorielle de la MSAP en présence de défauts de court circuit entre spires

III.1	Introduction	41
III.2	Modélisation du convertisseur	41
III.2.1	Description de la chaîne de conversion de l'énergie	42
III.2.2	Modélisations du redresseur et du filtre associés à l'onduleur	42
III.2.3	Modélisation du filtre de tension redressée	43
III.2.4	Modélisation de l'onduleur de tension	44
III.2.5	Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)	47
III.3	Commande vectorielle de la MSAP	48
III.3.1	Principe de la commande vectorielle	48
III.4	Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension	49
III.4.1	Description du système global	49
III.4.2	Découplage	50
III.4.2.1	Découplage par compensation	51
III.4.3	Calcul des régulateurs	53
III.4.3.1	Régulation du courant I_d	54
III.4.3.2	Régulation du courant I_q	55
III.4.3.3	Régulation de la vitesse	55
III.5	Résultats de simulation	57
III.5.1	Simulation de la commande vectorielle de la MSAP en absence de défauts	57
III.5.2	Simulation de la commande vectorielle en présence de défauts	59
III.6	Conclusion	66

Chapitre IV. Commande vectorielle par logique floue de la MSAP en présence de défauts de court-circuit entre spires

IV.1	Introduction	68
IV.2	Théorie Des Ensembles Flous	68
IV.2.1	Fonction d'appartenance.....	69
IV.2.2	Opérateurs de la logique floue	70
IV.3	Structure des systèmes flous	70
IV.3.1	Fuzzification	71
IV.3.2	Base de connaissances	71
IV.3.3	Moteur d'inférence.....	72
IV.3.4	Interface de défuzzification.....	72
IV.4	Application de la logique floue à la commande de la MSAP	73
IV.4.1	Régulateur à logique floue	73
IV.4.1.1	Description d'un régulateur flou.....	73
IV.4.1.2	Loi de commande	74
IV.4.1.3	Fuzzification.....	74
IV.4.1.4	Inférences	75
IV.4.1.5	Défuzzification	76
IV.4.2	Résultats de simulation	76
IV.4.2.1	Simulation de la commande vectorielle floue de la MSAP en absence de défaut	76
IV.4.2.2	Simulation de la commande floue en présence des défauts.....	77
IV.4.3	Comparaison des Résultats	83
IV.4.4	Analyse spectrale par FFT	85
IV.5	Conclusion.....	88
CONCLUSION GÉNÉRALE.....		89
Références bibliographiques		92
Annexe.....		A-1

Liste des Figures

Figure I.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents	7
Figure I.2 : Deux grandes familles de bobinage : distribué (a) et concentré (b)	7
Figure I.3 : Formes simplifiées de la machine synchrone selon type du rotor.	8
Figure I.4 : Différents types de fixation des aimants permanents [Aub 14].....	8
Figure I.5: Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP commandée par l'orientation du flux.	12
Figure I.6 : Schéma d'une machine synchrone autopilotée.....	13
Figure I.7: Différents types d'excentricités	14
Figure I.8 : Différents défauts statoriques	15
Figure I.9 : Représentation de courts-circuits entre spires, entre phases, phase et terre	16
Figure I.10 : Différentes méthodes de diagnostic dans les machines électriques	17
Figure I.11 : Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un modèle	18
Figure II.1 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents	22
Figure II.2 : Schéma bloc du modèle électrique de la MSAP saine	25
Figure II.3 : Représentation schématisée d'un défaut d'isolation entre spires sur une phase a.	25
Figure II.4 : Schéma équivalente de la MSAP avec défaut entre-spires dans la phase (as)....	26
Figure II.5 : Schéma bloc du modèle de la machine en régime dynamique.....	31
Figure II.6 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre spires d'une bobine élémentaire	32
Figure II.7 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre spires comprenant q-1 bobines élémentaires.	33
Figure II.8 : Evolution de la vitesse (a) et du couple (b) de la MSAP fonctionnement à vide ..	34
Figure II.9 : Courants statoriques de la MSAP en fonctionnement à vide	35
Figure II.10 : Evolution de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la MSAP lors de l'application d'une charge de 10N.m à (t=0.3s)	35
Figure II.11 : Evolution des courants statoriques de la MSAP lors d'application d'une charge de 10N.m à(t=0.3s).....	35
Figure II.12 : Courants des phases et de défaut pour $\mu=50\%$ avec variation de la résistance de défaut	37
Figure II.13 : Courants de phase (i_{abc}) et courants de défaut (i_f) pour $r_f=1\Omega$ avec variation de la gravité du défaut μ	38
Figure III.1 : Structure générale de l'alimentation de La MSAP par un onduleur de tension.	42
Figure III.2 : Schéma du Redresseur à diodes.	43
Figure III.3 : Tensions de phases (V_{abc}) et la tension redressée U_d	43
Figure III.4 : Schéma de filtre LC.....	43
Figure III.5 : le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge.	45
Figure III.6 : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.....	47

Figure III.7 : M.L.I à échantillonnage naturel	48
Figure III.8 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	50
Figure III.9 : Description de la compensation.	51
Figure III.10 : Principe de découplage par compensation.....	52
Figure III.11 : Commande découplée.....	52
Figure III.12 : Boucle de régulation avec Régulateur PI.....	53
Figure III.13 : Boucle de régulation du courant I_d	54
Figure III.14 : Boucle de régulation du courant I_q	55
Figure III.15 : Boucle de régulation de vitesse.	56
Figure III.16: Résultats de simulation pour la commande vectorielle de la MSAP.	58
Figure III.17 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP avec défaut de court-circuit entre-spines avec $\mu = 50\%$ et variation de rf.	62
Figure III.18 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre-spines avec $\mu = 20\%$ et variation de rf.	65
Figure IV.1 : Différentes formes de la fonction d'appartenance.	69
Figure IV.2 : Configuration d'un contrôleur flou.	71
Figure IV.3: Schéma bloc de régulation à contrôleur flou.	73
Figure IV.4 : Représentation d'une variable linguistique pour l'erreur et la variation de l'erreur sur un univers de discours.	75
Figure IV.5: Résultats de simulation pour la commande floue de la MSAP	77
Figure IV.6 : Résultats de simulation de la commande floue de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre-spines avec $\mu = 50\%$ et variation de rf.....	80
Figure IV.7 : Résultats de simulation de la commande floue de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre-spines avec $\mu=20\%$ et variation de rf.....	82
Figure IV.8 : Evolution de la vitesse et le couple électromagnétique de MSAP (état sain) ...	83
Figure IV.9 : Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique du MSAP avec défaut de court-circuit entre spines pour les deux régulateurs.	84
Figure IV.10 : Les spectres de la vitesse et le couple électromagnétique de la MSAP avec défaut par la commande vectorielle floue, pour $rf = 0.1\Omega$ et $\mu = 50\%$	85
Figure IV.11 : Analyse spectrale de la vitesse et du couple électromagnétique de la MSAP à l'état sain par la commande vectorielle floue.....	86
Figure IV.12 : Spectres de la vitesse et du couple électromagnétique de la MSAP à l'état sain par la commande vectorielle.....	87
Figure IV.13 : Spectres de la vitesse et du couple électromagnétique de la MSAP avec défaut par la commande vectorielle, pour $rf = 0.1\Omega$ et $\mu = 50\%$	87

Liste des Tableaux

Tableau IV.1: Table de calcul de la variation de la commande	75
Tableau IV.2 :Table de la valeur de THD du couple électromagnétique et la vitesse.....	88

Glossaire

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
F _{em}	Force électromotrice
Nd-Fe-B	Neodym – Fer – Bore
SmCo	Samaryum- Cobalte
MLI	Modulation de la Largeur d'Impulsion
PI	Régulateur proportionnel et Intégral

Nomenclature

V_s	Tension de phase
I_s	Courant de phase
R_s	Résistance de phase statorique
L_s	Inductance de phase statorique
N_s	Nombre de spires dans une bobine statorique
$[V_s]$	Vecteurs des tensions des phases
$[I_s]$	Vecteurs des courants des phases
$[R_s]$	Matrice des résistances statoriques
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances statoriques
$[E_s]$	Vecteur des fém. des phases
C_{em}	Couple Electromagnétique
Ω	Vitesse mécanique
J	Moment inertie du rotor
C_r	Couple de charge.
p	Nombre de paires de pôles
θ	Angle électrique de la position du rotor
M	Inductance mutuelle entre phases
φ_s	Flux magnétique statorique
φ_f	Flux d'aimant permanent
$[T]$	La matrice de transformation de Clark
$[A]$	Matrice fondamentale qui caractérise le système
$[B]$	Matrice d'entrée
$[U]$	Vecteur de commande
$[X]$	Vecteur d'état
L_d, L_q	Inductances d'axe directe et en quadrature
N_f	Nombre de spires court-circuitées
R_f	Résistance fictive connectée en parallèle avec la partie court-circuitée
i_f	Courant de défaut
μ	Gravité du défaut
L_{bob}	Inductances propres des bobines élémentaires

M_{bob}	Inductances mutuelles entre des bobines élémentaires
u_{bob}	Le rapport entre le nombre de spires en défaut et le nombre de spires total d'une bobine élémentaire
R_{a1}	La résistance de la sous-bobine saine as1
R_{a2}	La résistance de la sous-bobine court-circuitée as2
L_{a2}	L'inductance de la sous-bobine court-circuitée as2
M_{a1a2}	L'inductance mutuelle entre la sous-bobine as2 et les bobines as1
M_{a2b}	L'inductance mutuelle entre la sous-bobine as2 et les bobines bs.
M_{a2c}	L'inductance mutuelle entre la sous-bobine as2 et les bobines cs
e_{a1}	F.e.m de la partie saine de la phase
e_{a2}	F.e.m de la partie défectueuse de la phase
e_{α}, e_{β}	F.e.m des phases exprimées dans le plan (α, β)
T'_{32}	Matrice de passage $(a, b, c) - (\alpha, \beta, 0)$
I_{dref}	Le courant référence statorique.
F_{bo}	La fonction de transfert en boucle ouverte
F_{bf}	La fonction de transfert en boucle fermée
K_{pv}, K_{iv}	Coefficients du régulateur PI de vitesse
K_{pid}, K_{iid}	Gains de régulateur PI du courant à l'axe direct
K_{piq}, K_{iiq}	Gains de régulateur PI du courant à l'axe quadrature

Introduction générale

Introduction générale

Dans l'industrie, les moteurs électriques consomment environ 75% de l'énergie électrique. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont une solution technique clairement liée à l'amélioration de l'efficacité énergétique des systèmes. Aujourd'hui, les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages à savoir : la taille compacte et les pertes rotoriques réduites due à l'absence de l'alimentation dans le rotor, faible bruit et un couple massique important, en plus de sa haute densité de puissance, nous permet de l'utiliser à des vitesses élevées, cela permet d'éliminer les éléments de transmission mécanique et ainsi d'augmenter l'efficacité de l'assemblage.

De nos jours, les recherches ont pour but de remplacer les machines à courant continu (MCC) par des MSAP dans le domaine industriel initialement occupé par la commande des MCC. Le moteur à courant continu est entraîné par un inverseur statique et sa régulation du courant permet de contrôler le couple alors que pour la MSAP, la fonction du collecteur est réalisée par un onduleur synchronisé avec la position du rotor [LAH 09].

Le diagnostic des défaillances de systèmes industriels, lorsqu'il est réalisé avec efficacité, représente un des moyens pour contribuer à obtenir un meilleur gain de productivité. Sa vocation première est de détecter et de localiser une défaillance des matériels. Les machines électriques sont très présentes dans de nombreux processus et leur surveillance est devenue une préoccupation constante. Les défauts dans les machines électriques sont de nature différentes soit mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements...etc.), électrique (court-circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques).

Les paramètres mesurables tels que les tensions, les courants, les vitesses et les couples électromagnétiques peuvent donner des informations qui permettent d'identifier et de déterminer les défauts. L'analyse de grandeurs (courant, tension, couple et puissance) donne une image qui nous aide à comprendre le défaut produit dans la machine et fournir des valeurs significatives sur les défauts.

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [Hem 12]. La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu c.à.d. un contrôle découplé du couple et du flux. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide.

Cette structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type PI nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Les régulateurs PI sont sujets à une détérioration des performances en présence des perturbations de charge et des variations paramétriques. Pour pallier ces dégradations, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes est devenue plus que nécessaire. Aujourd'hui, de nouvelles techniques de commande plus compétitives, plus aptes à surmonter les non linéarités des systèmes et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse sont proposées à la recherche telle que la commande adaptative et les réseaux de neurones, en particulier, la logique floue constitue une autre alternative intéressante.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier, par modélisation et simulation numérique, la commande en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents (saine et en présence de défauts) alimentée en tension, avec orientation du flux, par des régulateurs de différents algorithmes (classiques et flous) ainsi que l'analyse des défauts de court-circuit entre spires de la MSAP.

Dans le premier chapitre, on rappelle le principe de fonctionnement et les différentes méthodes de diagnostic des machines synchrones à aimants permanents. Un état de l'art sur les différents types de défauts qui peuvent se produire et les méthodes de surveillance de ces défauts, ainsi que les stratégies de commande de la vitesse de cette machine.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la MSAP tout en tenant compte de défauts de court-circuit entre spire d'une phase statorique. Nous appliquerons la transformation mathématique de Concordia (Clarke) aux équations du modèle triphasé équivalent pour aboutir à un modèle plus simple exprimé dans un repère biphasé ($\alpha \beta$).

Un rappel sur la commande vectorielle de la MSAP alimentée via un onduleur MLI de tension à deux niveaux est présenté. Cette commande est validée par simulation sur Matlab à l'état sain et avec défaut de la MSAP. En premier temps, la vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI.

Le dernier chapitre, sera consacré à l'application de la logique floue pour une régulation de vitesse de la MSAP en utilisant un régulateur flou de type Mamdani. Une étude comparative entre ces différentes stratégies de commande de la vitesse (régulateurs classique PI et flou) est exposée à la fin de ce chapitre.

Nous terminerons par une conclusion générale qui donne une synthèse sur les résultats obtenus ainsi que les perspectives futures envisagées pour l'amélioration de ce travail.

**Chapitre I. Etat de l'art du
Diagnostic des défaillances et
commande de MSAP**

Chapitre I. Etat de l'art du Diagnostic des défaillances et commande de MSAP

I.1 Introduction

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel, cela est dû à sa compacité et à l'absence de pertes du rotor. La reprise d'intérêt pour ces machines, est due en grande partie à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à leurs faibles pertes ainsi qu'à leur important couple massique, qui les rend mieux adaptées aux applications industrielles.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

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

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter tout d'abord des généralités sur les MSAP concernant : leur structure ; leur mode de fonctionnement ainsi que leurs différents modèles. Les défauts les plus courants dans les machines électriques sont ensuite cités avec une brève description sur leur apparition, leur classification et leurs causes et conséquences. Par la suite, un aperçu sur les méthodes utilisées pour diagnostiquer les défauts ainsi que les différentes stratégies de commande utilisées pour ce type de machines.

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

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. Elles ont été adoptées dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électrique et hybrides, etc. Pour toutes ces applications, les MSAP sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et en particulier pour les applications spécifiques (servomoteur et vitesse variable) [Far 08].

I.2.1 Structure de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui est composée de deux parties principales. Une partie fixe qui s'appelle stator et qui est composée de trois enroulements (bobines) et une partie tournante qui s'appelle rotor et qui est composée d'un aimant permanent. Le stator et le rotor ont une forme cylindrique ou le rotor est recouvert par le stator. Ils sont séparés par un petit entrefer.



Figure I.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents

I.2.1.1 Stator

Le stator est constitué d'un empilement des tôles encochées, muni d'un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a , b , c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, d'un angle de 120° électrique. Le but de cet enroulement est de créer un champ magnétique tournant, lorsqu'il est alimenté par un système triphasé de courant ou de tension [Gie 06]. Ce champ interagit avec celui créé par les aimants permanents pour produire le couple.

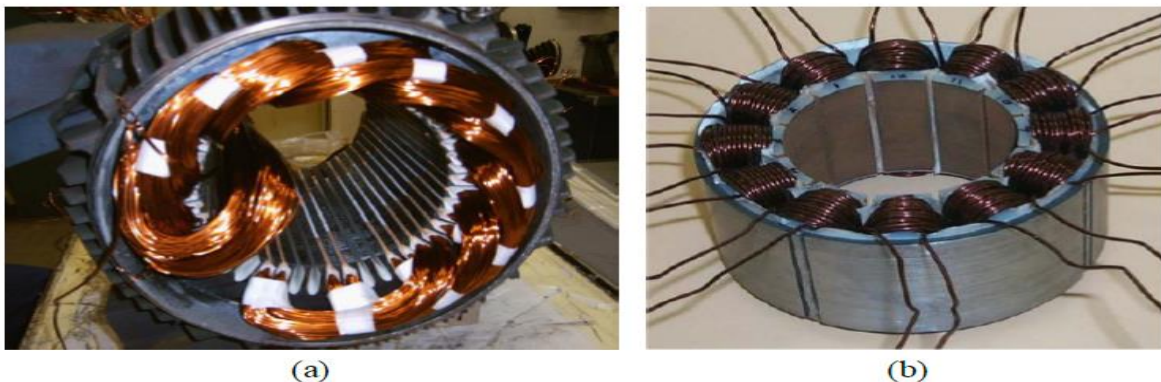


Figure I.2 : Deux grandes familles de bobinage : distribué (a) et concentré (b).

I.2.1.2 Rotor

Représente la partie mobile de la MSAP, formée d'un assemblage des tôles et d'aimants créant le flux d'inducteur, il est généralement de deux types :

1- Machines munies de pièces polaires (rotor saillant) ;

2- Machines sans pièces polaires (rotor lisse).

- rotor possédant des pièces polaires servent à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement, soit perpendiculairement à l'entrefer ou de manière plus complexe. Dans ce cas, l'inducteur est à pôles saillants.
- rotor sans pièces polaires donc à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer.

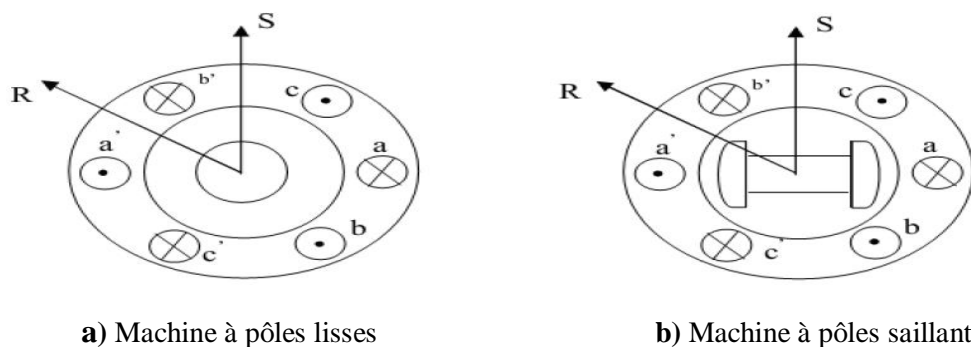


Figure I.3 : Formes simplifiées de la machine synchrone selon type du rotor.

I.2.1.3 Structure des aimants de la machine

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant :

- aimants en surface (surface magnet) ;
- aimants insérés (inset magnet) ;
- aimants enterrés (interior magnet) ;
- aimants à concentration de flux (burried magnet).

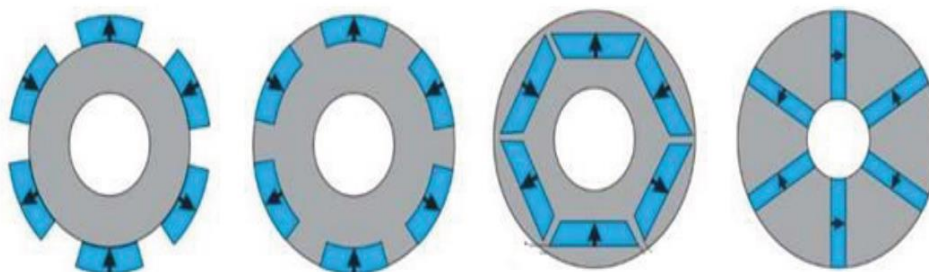


Figure I.4 : Différents types de fixation des aimants permanents [Aub 14].

I.2.2 Différentes familles d'aimants

Les aimants ont beaucoup évolué ces dernières années, de nouveaux matériaux sont apparus, comme par exemple les terres rares (Nd-Fe-B-Co), ces matériaux ont de très bonnes caractéristiques magnétiques, mais restent relativement coûteux, c'est pourquoi de nombreuses applications industrielles sont encore réalisées avec des ferrites [Tle 07].

I.2.2.1 Aimants métalliques (ALNiCO)

Ce sont des alliages à base d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Avec un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible ce qui pose de gros problèmes de désaimantation.

I.2.2.2 Aimants en ferrite

Les ferrites sont des composés d'oxyde de Fer, de Baryum et de Strontium. Ils sont obtenus par frittage. Ils sont beaucoup plus robustes et relativement peu coûteux. Les ferrites trouvent l'essentiel de leurs applications dans les moteurs de faible puissance, utilisés dans l'industrie automobile.

I.2.2.3 Aimants à terre rare

Les aimants terre rares (Nd-Fe-B, Sm-Co), sont caractérisés par leur énergie spécifique élevée et paraissent très bien appropriés pour les machines électriques. Leur coût encore élevé freine l'extension de ces nouveaux aimants. Néanmoins des solutions intermédiaires apparaissent avec les plasto-néodymes, c'est un mélange de Nd-Fe-B avec un liant plastique, cette matière permet de réaliser des pièces moulées, ce qui facilite l'assemblage et diminue le nombre de pièces mécaniques [Tle 07].

I.2.3 Principe de fonctionnement de la MSAP

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

I.2.4 Avantages et inconvénients des MSAP

I.2.4.1 Les avantages

Les moteurs synchrones à aimants sont de plus en plus utilisés dans les systèmes d'entraînements à vitesses variable à hautes performances [Far 10]. Son choix dans ce domaine est attractif et concurrent par rapport à des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, on cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones ;
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu ;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande ;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines [Moh 11] ;
- Compacité, occupe moins d'espace qu'un moteur asynchrone ;
- Réduction de la consommation d'énergie ;
- Moindre usure et moins de frais d'entretien (pas de balais, ni charbons).

I.2.4.2 Les inconvénients

- Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- La présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins sujet à ce Phénomène. La commutation sinusoïdale d'un Contrôleur complexe et de capteur de courant sophistiqué (coûteux).
- La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare.
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. Cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant [Mah 13].
- Risque de désaimantation (irréversible): limite de température maximale, courant maximum, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage.

I.2.5 Les champs d'applications de la MSAP

Le champ d'utilisation des MSAP à l'heure actuelle est devenu de plus en plus large grâce aux nouveaux matériaux magnétiques plus performants (de type Samarium-Cobalt ou

Néodyme-fer-Bore) employés dans la conception des aimants permanents, ce qui rendent les MSAP très compétitives par rapport à d'autres types de machines (machines à courant continu, machines synchrones à rotor bobiné ou machines asynchrones).

Compte tenu de leur compacité et d'absence de pertes au rotor, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans [Aub 14]:

- les systèmes embarqués, et dans un certain nombre d'applications telles que :
Industrie de pétrochimie : les MSAP sont destinées à des fonctionnements à forte puissance (plusieurs MW) et à grande vitesse (> 10.000 tr/min) ;
- Industrie des énergies renouvelables : plus précisément dans le secteur de l'énergie éolienne ;
- Industrie automobile : pour la conception de véhicules hybrides ou totalement électriques ;
- Industrie aéronautique : pour le développement de l'avion plus électrique ;
- Industrie ferroviaire : les MSAP sont destinées à des fonctionnements à moyenne puissance pour la traction, où un générateur à aimants permanents a été dimensionné pour une puissance nominale de 250kW.

I.3 Stratégies de commande du MSAP a aimants permanents

Il existe plusieurs stratégies de commande d'un MSAP à vitesse variable.

I.3.1 Commande scalaire

La commande scalaire est la plus ancienne technique de commande pour les machines à courant alternatif, qui est basée sur le contrôle de flux statorique qu'il faut maintenir constant. Les méthodes de contrôle du flux directes nécessitent un régulateur de flux et donc un estimateur ou un observateur de ce dernier, de hautes performances statiques et dynamiques sont alors obtenues. Les méthodes indirectes n'utilisent pas de régulateur de flux. Elles consistent à maintenir le flux constant par une relation liant la pulsation (ω_s) et les grandeurs électriques de commande. Mais son inconvénient majeur est sa limitation qui se manifeste par son instabilité pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation. [Sah 15].

I.3.2 Commande vectorielle du MSAP

La technique de la commande vectorielle permet de transformer le modèle de la MSAP à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée dans laquelle le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

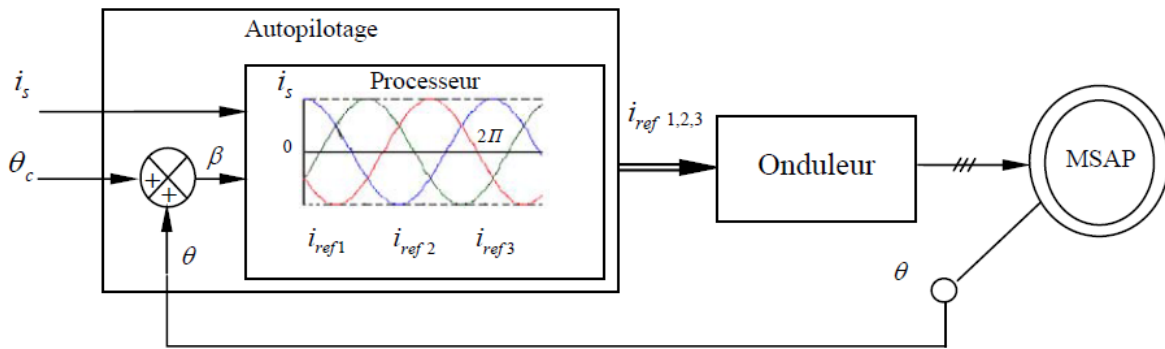


Figure I.6 : Schéma d'une machine synchrone autopilotée.

I.4 Défaillances dans des machines électriques

On désigne par défaillance dans les machines électriques tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes [Odo 85, Vas 09] :

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

I.4.1 Défaillances au rotor

I.4.1.1 Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce phénomène est appelé excentricité .

Trois cas d'excentricité, [Dev 01] sont généralement distingués :

- l'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe ;
- l'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe ;
- l'excentricité qu'on pourrait qualifier de 'mixte'.

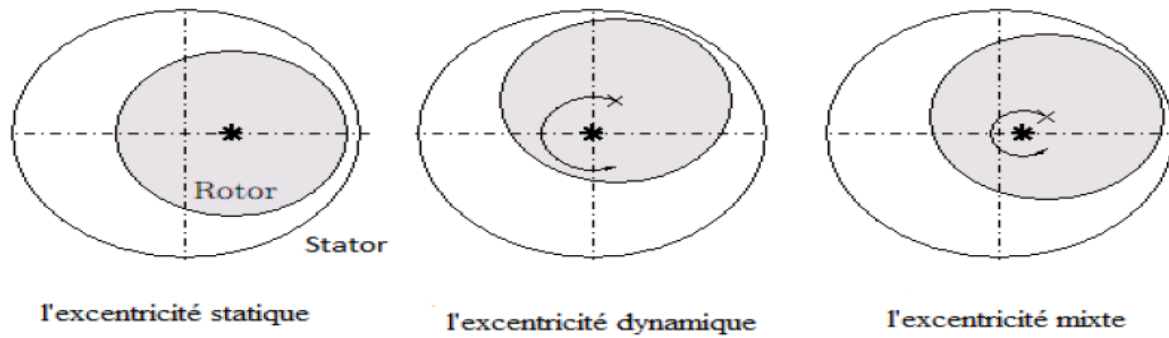


Figure I.7: Différents types d'excentricités.

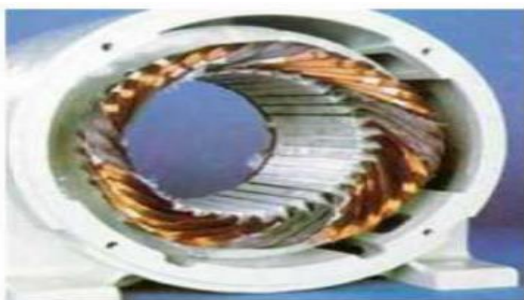
I.4.1.2 Désaimantation

Une des problématiques importantes des actionneurs associé avec les aimants permanents (AP) est la désaimantation des AP. la désaimantation pour les machines à aimants est liée aux pertes au rotor et l'échauffement des aimants, accentuée par un niveau élevé de réaction induit.

I.4.2 Défaillances au stator

L'armature statorique, munie de son bobinage est une partie de la machine qui subit beaucoup de contraintes et dont les effets sont plus importants à cause de la complexité de la structure et la fragilité de certaines parties telles que les isolants. Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème [Bon 92] :

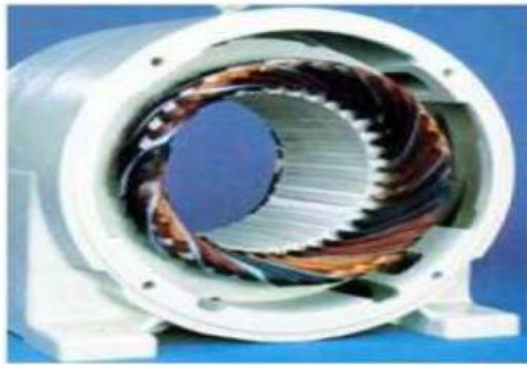
- Thermique ;
- Electrique ;
- Mécanique ;
- Environnemental.



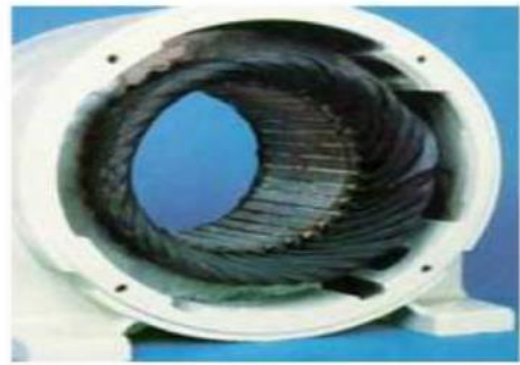
a) Ouverture d'une phase



b) Court-circuit dans une phase



c) Déséquilibre de l'alimentation



d) Damage dû à la surcharge



e) Masse dans l'encoche



f) Dégradation causée par une surtension

Figure I.8 : Différents défauts statoriques

I.4.2.1 Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- dégradation de l'isolant à la fabrication ;
- tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation ;
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge ;
- vibrations mécaniques.

I.4.2.2 Court-circuit entre phases

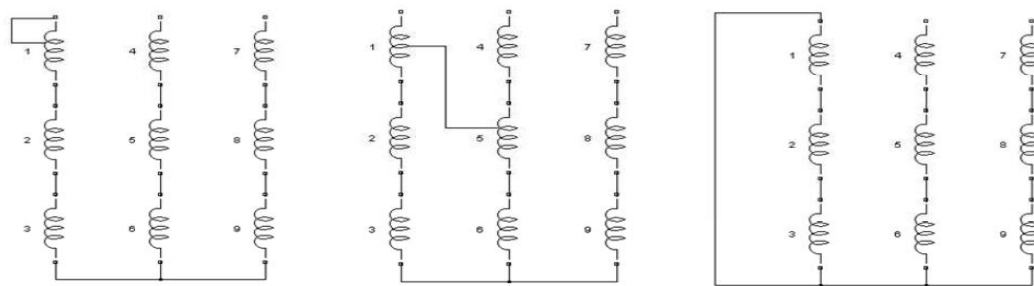
L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences ; il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs.

I.4.2.3 Court-circuit entre spires

Ce type de défaut que nous concentrons sur notre travail. Ce défaut a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases [Bon 92, Xia 00]. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants. Une augmentation des oscillations de couple liées au déséquilibre des courants de phases engendré par le défaut.

I.4.2.4 Circuit ouvert sur une phase

Un circuit ouvert dans une phase a des conséquences moins graves qu'un court-circuit. L'ouverture d'une des phases ne fait pas circuler de courant de défaut et ne pose donc pas d'échauffement la machine. De même, un circuit ouvert ne crée pas de couple résistant lorsqu'un champ variable est appliqué à la bobine. Le seul problème est donc la perte d'une phase et de production de couple.



(a) Court-circuit entre spires

(b) Court-circuit entre phases

(c) Court-circuit entre phase et neutre

Figure I.9 : Représentation de courts-circuits entre spires, entre phases, phase et terre

I.5 Surveillance des défauts de la MSAP

Un bon diagnostic et une détection précoce de défauts permettent de minimiser le temps d'arrêt ainsi que le temps de maintenance du processus en question. Ils permettent aussi d'éviter les conséquences nuisibles, parfois dévastatrices, des défauts ainsi que de réduire les pertes nacrées. Lors d'un défaut de bobinage au stator d'une machine électrique, la topologie de la machine est modifiée, ce qui implique la modification de certaines grandeurs caractérisant l'état de la machine.

Ces deux possibilités conduisent à définir deux classes de méthodes de surveillance et de diagnostic : une approche dite signal et une approche dite modèle.

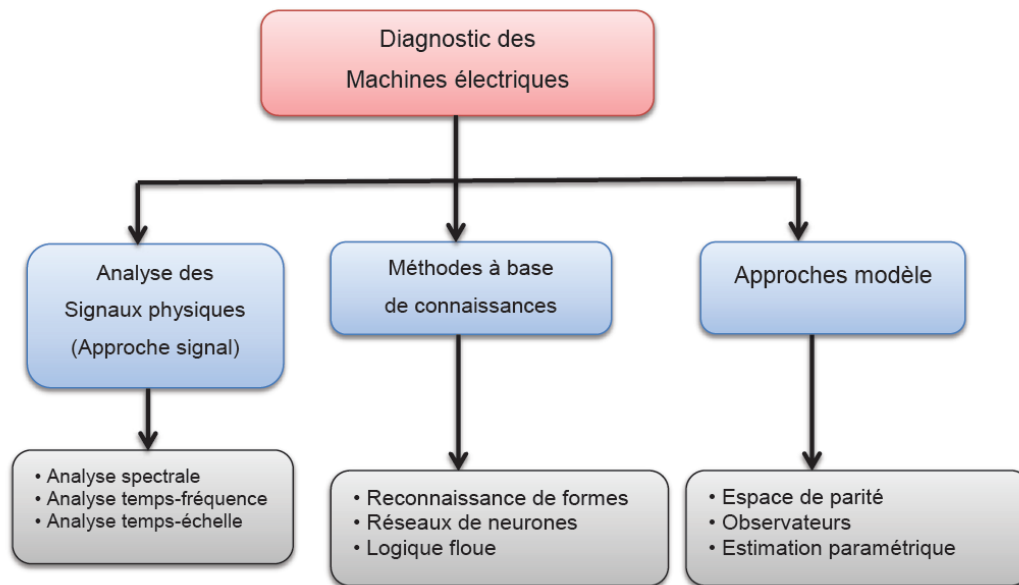


Figure I.10 : Différentes méthodes de diagnostic dans les machines électriques.

I.5.1 Approche signal

Le principe des méthodes d'analyse de signal repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. La première étape dans cette approche concerne la modélisation des signaux en les caractérisant dans le domaine fréquentiel, en déterminant leur contenu spectral, leur variance [Vas 09]. Avec le développement des applications à vitesse variable, ces méthodes se trouvent inexploitable, principalement à cause de la non stationnarité des signaux et de l'effet de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui parasite le traitement fréquentiel des données, rendant ainsi difficile la détection des fréquences de défaut.

I.5.2 Approche modèle

Le principe de la détection de défauts statoriques par une approche modèle repose sur la comparaison du comportement réel de la machine avec celui fourni par un modèle de représentation de la machine auquel sont appliquées les mêmes excitations qu'au système réel. La forme du modèle utilisé peut prendre plusieurs formes. Il peut être simplement basé sur une représentation en régime sain de la machine ou inclure dans sa formulation des éléments supplémentaires relatifs au défaut surveillé [Kar 14].

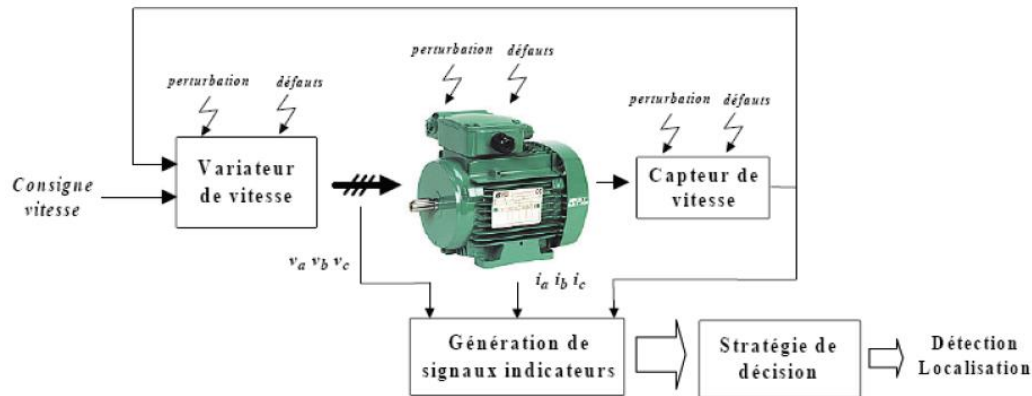


Figure I.11 : Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un modèle.

I.5.2.1 Approche à base d'observateurs

L'idée principale des méthodes de génération du vecteur de résidus à base d'observateurs est d'estimer une partie ou l'ensemble des mesures du système surveillé à partir des grandeurs mesurables. Le résidu est alors généré en formant la différence (éventuellement filtrée) entre les sorties estimées et les sorties réelles. L'observateur revient finalement à un modèle parallèle au système avec une contre réaction qui pondère l'écart de sortie.

I.5.2.2 Approche par estimation paramétrique

Dans l'approche par estimation paramétrique, on ne génère pas réellement un vecteur de résidus, mais on estime un vecteur de paramètres physiques ou structuraux du modèle du système surveillé. Si un défaut survient dans ce système, les variations constatées sur le vecteur de paramètres estimés du modèle permettent d'indiquer la présence d'une modification de l'état du dispositif.

I.6 Modélisation des défauts

La modélisation et l'identification des paramètres de la machine électrique avec défaut entre spires du bobinage stator sont des étapes importantes pour la détection de ce type de défaut et son diagnostic.

I.6.1 Méthode des éléments finis

La méthode d'éléments finis est capable d'examiner l'effet de saturation et les effets d'harmoniques de l'espace et donne beaucoup d'informations précises sur le comportement des machines électriques mais elle requiert un temps de calcul important [Wat 99], peut être utilisée pour le calcul de champs et l'identification précise des paramètres de la machine en présence de défaut.

I.6.2 Méthode des réseaux de perméance

La méthode des réseaux de perméance est basée sur la décomposition du circuit magnétique de la machine électrique en tubes de flux élémentaires. Chaque tube ainsi obtenu, est caractérisé par sa perméance suivant qu'il se trouve dans le fer ou dans l'air. A partir de cette décomposition, on construit un réseau dit de perméance [Del 95]. Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine.

I.6.3 Méthode des circuits électriques

Dans le cas des machines triphasées, on parle souvent des grandeurs dans le repère (abc) pour désigner les trois phases. Il est plus intéressant parfois d'effectuer des transformations pour réduire le nombre de variables d'état à un nombre minimal. La transformation de Concordia ou celle de Clark étant les plus utilisées. La composante homopolaire ($\alpha - \beta$) du courant est alors nulle. Les composantes homopolaires des autres grandeurs triphasées (tension, fém., flux) ne participent donc pas à la conversion électromécanique d'énergie. Le plan perpendiculaire à l'axe homopolaire peut être repéré par des axes d et q, où l'axe d est décalé d'un angle électrique Θ par rapport à l'axe α .

Les modèles circuits électriques sont rapides et prennent très peu de temps de calcul. Par contre, il est nécessaire de vérifier que les phénomènes physiques sont correctement représentés par ces modèles circuits électriques et de s'assurer de la pertinence des méthodes d'identification de leurs paramètres [Sar 15].

I.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons présenté la MSAP, sa constitution et son principe de fonctionnement, ses avantages par rapport aux autres types de machines. On a parlé sur les aimants permanents de point de vue propriétés et types d'aimants utilisés dans les MSAP. Ensuite, nous avons présenté les différents types de défauts pouvant affecter dans cette machine (excentricité, désaimantation, court-circuit ...), Enfin, Nous avons fait un aperçu sur les différentes méthodes de commande et de diagnostic de défaut. Le diagnostic repose souvent sur l'analyse des grandeurs mesurables qui permettent la détection et même parfois la localisation d'un défaut d'une manière précoce et rapide.

Dans le second chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en régime sain et avec défauts.

Chapitre II. Modélisation de la MSAP en présence de défauts

Chapitre II. Modélisation de la MSAP en présence de défauts

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. En effet, sous le nom de machine synchrone, on regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant, pour obtenir un fonctionnement en moteur, le champ magnétique du rotor est généré par des aimants permanents.

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

Ce chapitre donne en premier lieu un aperçu sur le modèle de la MSAP en régime sain puis le modèle avec défaut de court-circuit entre spires d'un enroulement de phase dans le repère (α, β) , ainsi qu'une méthodologie d'identification des paramètres de ce modèle. L'objectif est, de disposer d'un modèle dont les paramètres peuvent être facilement déterminés en fonction du nombre de spires en défaut.

II.2 Modélisation des défauts de court-circuit statorique dans les MSAP

Un des défauts les plus communs dans les moteurs électriques est le court-circuit entre spires dans l'un des enroulements du stator. La chaleur accrue due à ce court-circuit peut également mener aux défauts phase à phase ou phase au sol. Le défaut entre spires est dans la plupart du temps est provoqué par effort mécanique, humidité et décharge partielle, qui est accélérée pour les machines électriques alimentées par des convertisseurs.

La modélisation d'un système exige l'analyse détaillée de la dynamique du système. Cette analyse fournit habituellement des perspicacités sur ces propriétés qui peuvent être employées comme symptômes de défaut. Pour concevoir un système de détection et diagnostic de défaut, deux types de modèles de système doivent être développés. Un modèle

sain représente la dynamique du système en fonctionnement normal. Les déviations de performance du système de l'exécution décrite par le modèle sain indiquent l'existence des défauts. Par conséquent, le modèle sain peut être employé pour détecter des anomalies dans le système. Afin d'exécuter le diagnostic de défaut pour un défaut déjà détecté, (c'est-à-dire l'endroit et la sévérité (taille) de défaut), un modèle de défaut est nécessaire. Ce modèle devrait tenir en compte des effets de défaut et correctement décrire la dynamique de système sous ces défauts [Sar 15].

II.3 Modèle de la MSAP à l'état sain

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent. Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques hypothèses [Kar 14] :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé ;
- Les f.é.m. sont à répartition sinusoïdale ;
- L'effet de la température sur les résistances est négligeable ;
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

Ces Hypothèses sont normalement connues comme étant appropriées pour un modèle de paramètres globale pour les moteurs électriques.

II.3.1 Equations électriques d'une machine synchrone à aimant

Les enroulements de la machine synchrone triphasée à aimants permanents est représenté dans la figure(II.1) suivante :

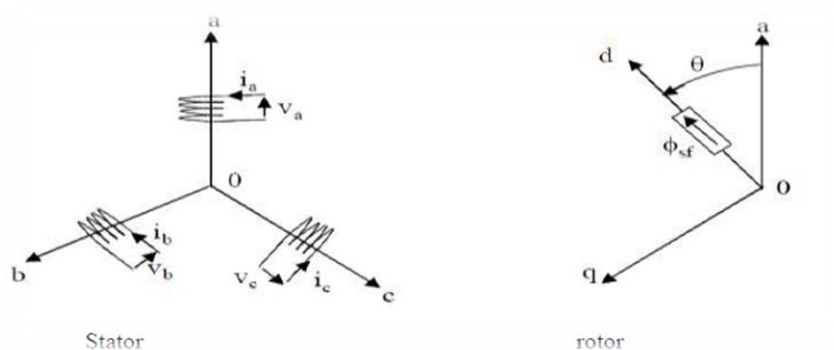


Figure II.1 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone dans le système d'axe (a, b, c) s'écrivent sous la forme suivante :

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

Où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; [E_s] = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix}$$

$[V_s]$: Le vecteur des tensions des phases.

$[I_s]$: Le vecteur des courants des phases.

$[E_s]$: Le vecteur des f.é.m. des phases.

$[R_s]$: La matrice de résistance, avec : $R_s=R_a=R_b=R_c$.

$[L_{ss}]$: La matrice d'inductance qui est circulante symétrique.

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

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (\text{II.2})$$

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 :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + L_s \frac{d}{dt} [i_s] + [E_s] \quad (\text{II.3})$$

II.3.2 Modèle de la MSAP dans le repère lié au rotor

On applique la transformation de Concordia (Clark) à l'équation électrique générale de la machine synchrone, la composante homopolaire du courant étant nulle, nous réduisons ainsi l'ordre du système pour prendre en compte la relation (II.3) et retrouvons les équations de la machine biphasée équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = T'_{32} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} ; T'_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

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 :

$$C_e = \frac{(e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs})}{\Omega} = \frac{e_{\alpha}i_{\alpha} + e_{\beta}i_{\beta}}{\Omega} \quad (\text{II.6})$$

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 :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega \quad (\text{II.7})$$

Où :

J : est le moment d'inertie des parties tournantes.

C_r : est le couple de la charge.

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 :

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

II.3.2.1 Représentation d'état

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

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

Sous la forme matricielle :

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (\text{II.10})$$

Où :

$X = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}$: Vecteur des variables d'état.

$u = \begin{bmatrix} V_{\alpha} - e_{\alpha} \\ V_{\beta} - e_{\beta} \end{bmatrix}$: Le vecteur d'entrée.

Les matrices A et B ont pour expressions :

$$A = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; B = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La figure (II.2) présente ainsi une représentation du modèle électrique de la MSAP saine

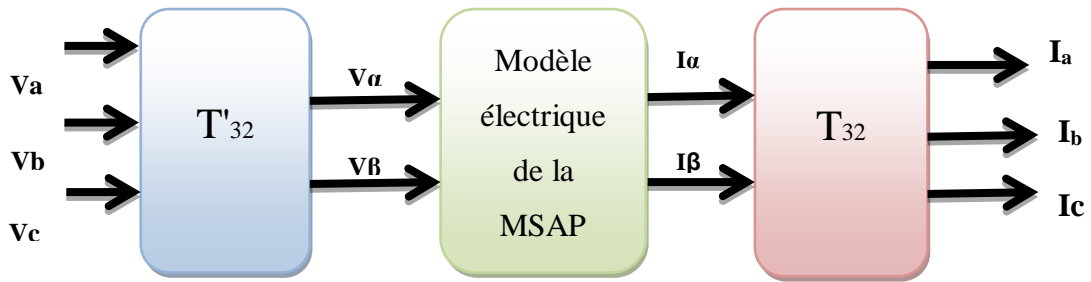


Figure II.2 : Schéma bloc du modèle électrique de la MSAP saine.

II.4 Modèle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit

Vue les dommages que les défauts inter-spores peuvent provoquer, la littérature sur ce sujet est très abondante. Les différents types de défauts inter-spores sont modélisés par des courts-circuits résistifs. Dans la figure (II.3) nous représentons le schéma équivalent d'une MSAP présentant un défaut inter-spores sur la phase « a » modélisé par la résistance de court-circuit r_f . La valeur de r_f dépend de la sévérité du défaut. L'état le plus avancé qu'un défaut inter-spores peut atteindre correspond à un court-circuit franc et une résistance r_f nulle. La présence du défaut augmente l'ordre du système globale en ajoutant la maille du court-circuit [Tal 02]. Un courant de court-circuit que nous notons i_f apparaît et circule dans la résistance r_f . Ce courant crée un flux qui s'oppose à celui produit par la composante directe du courant statorique et des aimants de la machine. Lorsque la valeur de r_f diminue, i_f augmente et le flux créé par ce courant prend des valeurs élevées, ce qui peut être très dangereux pour la machine.

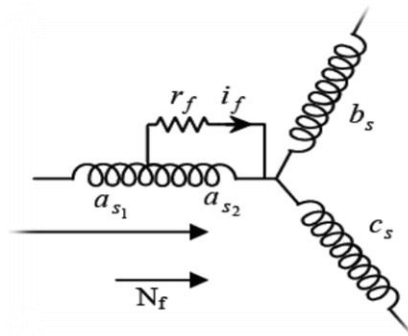


Figure II.3 : Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spores sur une phase (a).

On définit le coefficient μ qui décrit le nombre relatif de spores court-circuitées. On a donc :

$$N_f = N_{as2} = \mu(N_{as1} + N_{as02}) = \mu N_s \quad (\text{II.11})$$

Où :

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

II.4.1 Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre spires dans le repère (abc)

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.4) sont données par :

$$\begin{aligned}
 V_{as1} &= R_{a1}i_{a1} + L_{a1}\frac{d}{dt}i_{as} + M_{a1a2}\frac{d}{dt}(i_{as} - i_f) + M_{a1b}\frac{d}{dt}i_{bs} + M_{a1c}\frac{d}{dt}i_{cs} + e_{a1} \\
 V_{as2} &= R_{a2}(i_{as} - i_f) + L_{a2}\frac{d}{dt}(i_{as} - i_f) + M_{a1a2}\frac{d}{dt}i_{as} + M_{a2b}\frac{d}{dt}i_{bs} \\
 &\quad + M_{a2c}\frac{d}{dt}i_{cs} + e_{a2}
 \end{aligned} \tag{II.12}$$

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 as2 et les bobines as, bs et cs.

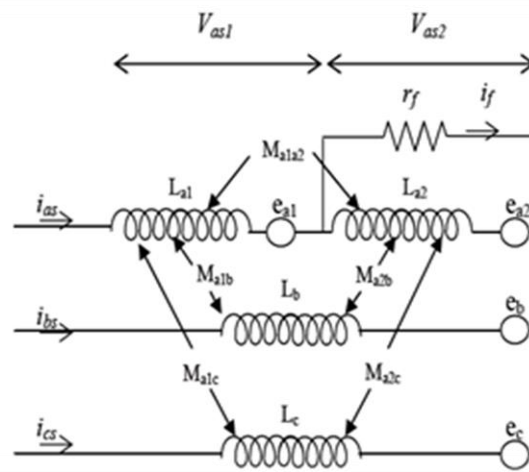


Figure II.4 : Schéma équivalente de la MSAP avec défaut entre-spires dans la phase (as)

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 :

$$\begin{cases} R_{a1} = (1 - \mu)R_a \\ R_{a2} = \mu R_a \end{cases} \tag{II.13}$$

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

$$\begin{aligned}
 V_{as} &= V_{as1} + V_{as2} ; & V_{as2} &= r_f i_f \\
 i_{as1} &= i_{as} ; & i_{as2} &= i_{as} - i_f
 \end{aligned} \tag{II.14}$$

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

$$\begin{aligned}
V_{as} &= (R_{a1} + R_{a2})i_{as} + (L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_{as} + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_{bs} \\
&\quad + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{d}{dt}i_{cs} + (e_{a1} + e_{a2}) - R_{a2}i_f - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_f \\
V_{bs} &= R_s i_{bs} + L\frac{d}{dt}i_{bs} + e_{bs} + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_{as} + M\frac{d}{dt}i_{cs} - M_{a2b}\frac{d}{dt}i_f \\
V_{cs} &= R_s i_{cs} + L\frac{d}{dt}i_{cs} + e_{cs} + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{d}{dt}i_{as} + M\frac{d}{dt}i_{bs} - M_{a2c}\frac{d}{dt}i_f
\end{aligned} \tag{II.15}$$

Les relations suivantes sont normalement admises :

$$\begin{aligned}
R_s &= R_a = R_{a1} + R_{a2} \\
L &= L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2} \\
M &= M_{a1b} + M_{a2b} = M_{a1c} + M_{a2c} \\
e_a &= e_{a1} + e_{a2} = e_{a1} + e_f
\end{aligned} \tag{II.16}$$

En remplaçant les relations ci-dessus (II.16) dans les équations électriques (II.15), on obtient l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} L_{a2} + M_{a1a2} \\ M_{a2b} \\ M_{a2c} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_f \tag{II.17}$$

D'après l'équation établie, 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.1 ou II.3) auxquels s'ajoutent des termes supplémentaires correspondant à la maille créée par le défaut. La résolution de l'équation (II.17) nécessite la connaissance du courant i_f ou alors d'ajouter une équation supplémentaire décrivant la maille du court-circuit. On a alors :

$$\begin{aligned}
0 &= -R_{a2}i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_{as} - M_{a2b}\frac{d}{dt}i_{bs} - M_{a2c}\frac{d}{dt}i_{cs} - e_{a2} \\
&\quad + (R_{a2} + r_f)i_f + L_{a2}\frac{d}{dt}i_f
\end{aligned} \tag{II.18}$$

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.17) et (II.18) 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 :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2c} \\ -L_{a2} - M_{a1a2} & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_a \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

Où : $e_f = e_{a2}$

Pour les machines à plus d'une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines $as1$ et $as2$ ne sont généralement pas alignés et sont décalés par rapport à celui de la bobine as , de ce fait on a : $M_{a1b} \neq M_{a1c}$ et $M_{a2b} \neq M_{a2c}$. Par contre pour une machine ayant une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines $as1$ et $as2$ sont alignés et sont non décalés par rapport à celui de la bobine as ; dans ce cas on peut admettre que $M_{a2b} = M_{a2c}$ et alors on peut simplifier les équations (II.18) et (II.19) comme :

$$0 = -R_{a2}i_{as} - (L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) \frac{d}{dt}i_{as} - e_{a2} + (R_{a2} + r_f)i_f + L_{a2} \frac{d}{dt}i_f \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2b} \\ -(L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

On n'a pas besoin de prendre cette hypothèse dans notre étude mais on peut simplifier le modèle de la machine avec défaut entre-spires pour une MSAP à une encoche par pôle et par phase. On a 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. On n'a 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 f.é.m. 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 donné par :

$$C_e = \frac{(e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs} - e_f i_f)}{\Omega} \quad (\text{II.22})$$

II.4.2 Modèle de la MSAP en présence d'un défaut dans le repère (α, β)

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

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (\text{II.23})$$

Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seule les composantes α, β du courant interviennent dans la conversion électromécanique d'énergie.

Cependant, les équations (II.17 et II.18) ainsi que (II.19 ou II.21) n'intègrent pas le fait que la composante homopolaire du courant est nulle (II.26). Pour cela, il suffit d'appliquer la transformation de Clark à l'équation électrique (II.17) ou de remplacer les composants abc du courant par leurs expressions en fonction des composantes α, β du courant.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \left(L_{a2} + M_{a1a2} - \frac{M_{a2b} + M_{a2c}}{2} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a2b} - M_{a2c}) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{II.24})$$

$$\begin{aligned} 0 = & \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2} i_{as} - \sqrt{\frac{2}{3}} \left[L_{a2} + M_{a1a2} - \frac{(M_{a2b} + M_{a2c})}{2} \right] - \frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a2c} - M_{a2b}) \frac{d}{dt} i_{\beta s} \\ & - e_{a2} + (R_{a2} + r_f) i_f + L_{a2} \frac{d}{dt} i_f \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

Les équations (II.24) et (II.25) peuvent être regroupées pour obtenir le modèle matriciel de la MSAP en défaut électrique entre-spires :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Où :

$$R'_{a2} = \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2}; R'_f = R_{a2} + r_f \quad ; e_f = e_{a2}$$

$$M_{f\alpha} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[L_{a2} + M_{a1a2} - \frac{(M_{a2b} + M_{a2c})}{2} \right] \quad ; \quad M_{f\beta} = -\frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a2b} + M_{a2c})$$

Dans cette partie, nous introduisons une transformation basée sur la transformation de Concordia à laquelle nous ajoutons une ligne et une colonne représentant le courant de défaut. Cette grandeur ne subit pas de projection spéciale sur un autre système de coordonnées. Nous appellerons cette transformation : transformation de Concordia étendue définie comme suit :

$$[\mathbf{X}_{\alpha\beta f}] = [\mathbf{T}] [\mathbf{X}_{abc}] \quad (\text{II.27})$$

Avec :

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix}$$

Pour les MSAP à une encoche par pôle et par phase ($M_{a2b} = M_{a2c}$), l'équation (II.26) se simplifie et devient :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Où :

$$R'_{a2} = \sqrt{\frac{3}{2}} R_{a2} ; R'_f = R_{a2} + r_f ; e_f = e_{a2}$$

$$M_{f\alpha} = -\sqrt{\frac{2}{3}} (L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) ; M_{f\beta} = 0$$

Nous signalons que dans ce cas d'après l'équation (II.28), le courant i_f est indépendant du courant i_β , il dépend uniquement du courant i_α . Ceci est dû au fait que le défaut est supposé survenir sur la phase a_s et que les mutuelles avec les deux autres phases sont identiques.

Autrement dit, la phase en défaut de court-circuit entre-spires est considérée comme la première phase (a) et θ est donc l'angle électrique désignant la position de l'axe d'excitation (axe de symétrie d'un aimant) et l'axe de symétrie de la phase a .

Suivant le modèle présentée, le couple électromagnétique peut être donné par :

$$C_e = \frac{(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta - e_{a2} i_f)}{\Omega} \quad (\text{II.29})$$

II.4.3 Mise sous forme d'état

Pour l'étude de la machine en régime dynamique nous mettons l'ensemble des équations de la machine dans le référentiel (α, β, f) sous forme d'état afin de pouvoir simuler tel ou tel régime transitoire. Nous avons donc :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha - e_\alpha \\ V_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \right) \quad (\text{II.30})$$

Nous définissons le vecteur des variables d'état (x) et le vecteur des tensions d'entrée (u) de la manière suivante :

$$x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} ; \quad u = \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix}$$

De sorte que l'équation de la machine soit écrite sous la forme de l'état ($\dot{x} = A.x + B.u$), nous avons :

$$A = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

Les équations d'état que nous venons d'établir peuvent être schématisées sous une forme en bloc introduisant la transformation de Concordia afin d'avoir les grandeurs de phases comme grandeurs d'entrée et sortie. Cette modélisation sous schéma bloc, présentés sur la figure (II.5).

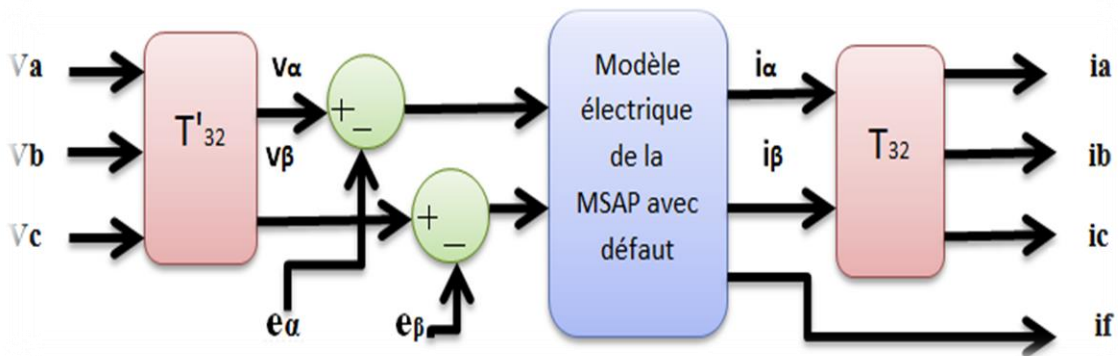


Figure II.5 : Schéma bloc du modèle de la machine en régime dynamique.

II.5 Méthodes d'identification des paramètres du modèle circuit électrique

Il faut identifier les paramètres du nouveau circuit ; ceci fait appel en général à des calculs de résistances, de flux, ou d'inductances et de forces électromotrices. Plusieurs approches existent faisant intervenir des hypothèses plus ou moins fortes. D'une part, il y a l'approche qui consiste à supposer que, les bobines au stator de la machine se comportent comme de simples solénoïdes. Les phénomènes de saturation, de saillance, de fuites sont alors négligés de même que les effets tridimensionnels et les phénomènes de courants induits. Par conséquent, les couplages électromagnétiques sont trop simplifiés et les inductances propres liées aux défauts sont supposées uniquement proportionnelles au carré du nombre de spires impliquées dans le court-circuit et les inductances mutuelles au nombre de spires impliquées dans le court-circuit. Cette approche n'est valable que dans certains cas restreints et particuliers. On considère généralement que les flux dans les différents enroulements

comprennent 2 parties : l'une proportionnelle au courant dans les différentes bobines et faisant intervenir une matrice inductance et l'autre provenant des aimants et dépendant de la position du rotor [Sar 15].

II.5.1 Expressions analytiques pour des inductances des MSAP saines

La matrice d'inductance des MSAP :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix}$$

Où : L est l'inductance propre de chaque phase et M la mutuelle inductance entre les phases que nous considérons égales entre toutes les bobines de la même phase.

Pour les différentes inductances et mutuelles liées au circuit de défaut, on aboutit alors à des formules du type :

$$L_{a1} = (1 - \mu)^2 L_s ; L_{a2} = \mu^2 L_s ; M_{a2b} = M_{a2c} = M\mu ; M_{a1a2} = \mu(1 - \mu)L_s \quad (\text{II.32})$$

Où :

L_s est l'inductance propre d'une phase, M la mutuelle entre phase, μ le rapport entre le nombre de spires considérées en défaut et le nombre de spires total d'une phase. Ces approches sont aussi appliquées pour les machines synchrones à aimants permanents.

Les inductances de la MSAP à 4 paires de pôles, avec un défaut de court-circuit entre spires de 50% de bobinage de la phase a ($\mu = 50\%$, $p = 4$, $q = 2$, $u_{bob} = 100\%$), sont calculées par les expressions analytiques.

II.5.2 Expressions analytiques pour des inductances des MSAP en défaut entre spires

1^{er} Cas :

Dans le premier cas ; on étudie un défaut de court-circuit entre spires dans une partie d'une bobine élémentaire d'une phase d'une MSAP à p paires de pôles [Vas 11].

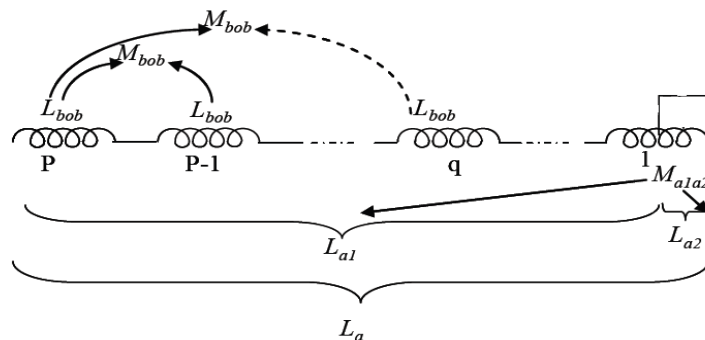


Figure II.6 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre spires d'une bobine élémentaire.

Les inductances propres L_{a1} et L_{a2} des sous bobines $a1$ (partie saine) et $a2$ (partie défectueuse) de la phase a ainsi que la mutuelle inductance entre-elles (M_{a1a2}) peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} L_{a1} = (p-1)[L_{bob} + (p-2)M_{bob}] + (1-u_{bob})^2 L_{bob} + 2(1-u_{bob})(p-1)M_{bob} \\ L_{a1} = u_{bob}^2 L_{bob} \\ M_{a1a2} = u_{bob}(1-\mu_{bob})L_{bob} + u_{bob}(p-1)M_{bob} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Les inductances mutuelles entre les sous-bobines $a1$ et $a2$, et, les autres phases (b et c) peuvent être simplement déterminées par :

$$\begin{aligned} M_{a1b} = M_{a1c} &= [(p-1) + (1-\mu_{bob})](M/p) \\ M_{a2b} = M_{a2c} &= \mu_{bob}(M/p) \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

2^{ème} Cas :

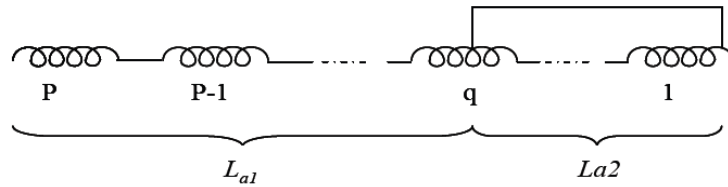


Figure II.7 : Schéma d'un défaut de court-circuit entre spires comprenant $q-1$ bobines élémentaires.

Nous allons considérer le cas où le défaut de court-circuit entre-spices survient entre plusieurs bobines élémentaires ($q-1$ bobines élémentaires entières de la phase a par exemple) et une fraction d'une bobine élémentaire de la même phase. La figure (II.7) donne le schéma d'un tel défaut qui peut être considéré comme le cas général car en posant $q=1$ on retrouve la même configuration de défaut que nous avons étudié dans le premier cas, [Vas 11]

En suivant la même approche qu'au premier cas nous pouvons établir les expressions analytiques des inductances propres et mutuelles des sous bobines $a1$ et $a2$ qui résulte d'un défaut court-circuit entre spires de la phase a :

$$\begin{cases} L_{a1} = (p-q)(L_{bob} + (p-q-1)M_{bob}) + (1-\mu_{bob})^2 L_{bob} + 2(1-\mu_{bob})(p-q)M_{bob} \\ L_{a2} = (q-1)(L_{bob} + (q-2)M_{bob}) + (\mu_{bob})^2 L_{bob} + 2\mu_{bob}(q-1)M_{bob} \\ M_{a1a2} = \mu_{bob}(1-\mu_{bob})L_{bob} + \mu_{bob}(p-q)M_{bob} + (q-1)(p-q)M_{bob} + (1-\mu_{bob})(q-1)M_{bob} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Les inductances mutuelles entre les sous-bobines $a1$ et $a2$, et, les autres phases (b et c) peuvent être simplement déterminées par :

$$\begin{aligned} M_{a1b} = M_{a1c} &= [(p-q) + (1-\mu_{bob})](M/p) \\ M_{a2b} = M_{a2c} &= [(q-1) + \mu_{bob}](M/p) \end{aligned} \quad (\text{II.36})$$

Où :

M : est la mutuelle entre phase.

μ_{bob} : est le rapport du nombre de spires court-circuitées de la partie en défaut sur le nombre de spires de chaque bobine élémentaire $\mu_{bob} = \frac{N_f}{N_{bob}} = \frac{N_f}{N_s/P} = p\mu$.

p : le nombre de paires de pôles de la machines dans le cas d'une fraction d'une bobine élémentaire.

II.6 Résultats de simulation

Une fois le modèle de la machine est établi. On peut aborder l'aspect lié à la simulation sous l'environnement Matlab/Simulink, ce qui offre la possibilité d'observer le comportement du moteur sous différents états, sain et défectueux (court-circuit entre spires du stator).

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée en simulation sont donnés en annexe A, Les résultats issus de la simulation dans ces cas sont les suivants :

II.6.1 Alimentation par le réseau sans défaut (Machine à l'état sain)

Les figures ci-dessus représentent les résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents alimentée directement par le réseau triphasé équilibré (à vide) :

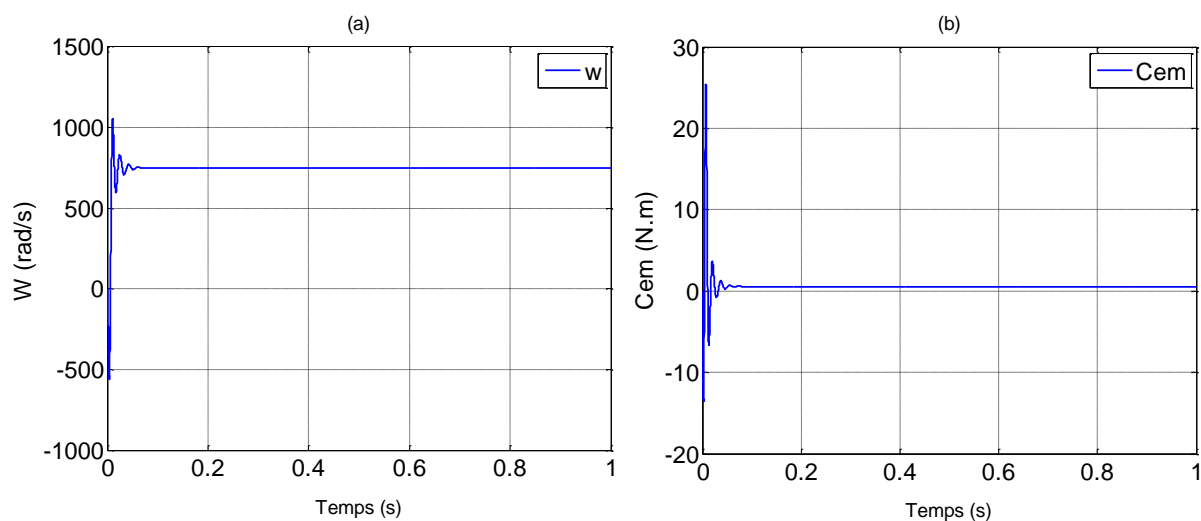


Figure II.8 : Evolution de la vitesse (a) et du couple (b) de la MSAP en fonctionnement à vide.

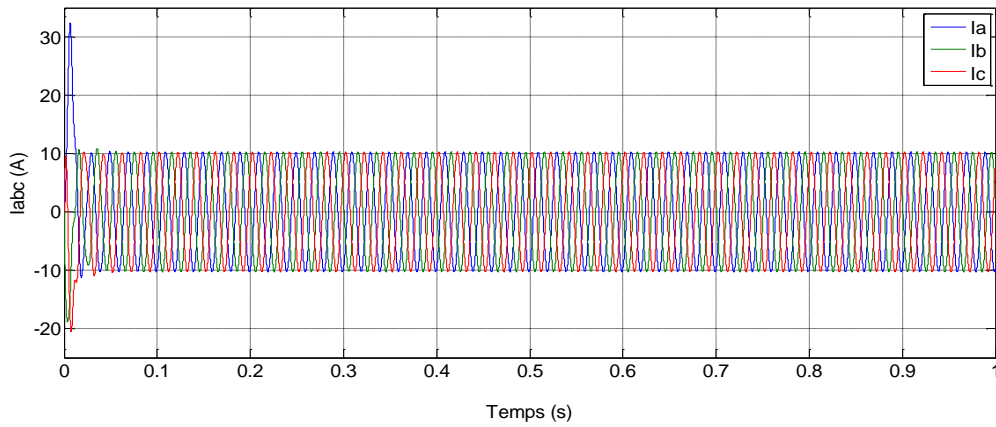


Figure II.9 : Courants statoriques de la MSAP en fonctionnement à vide.

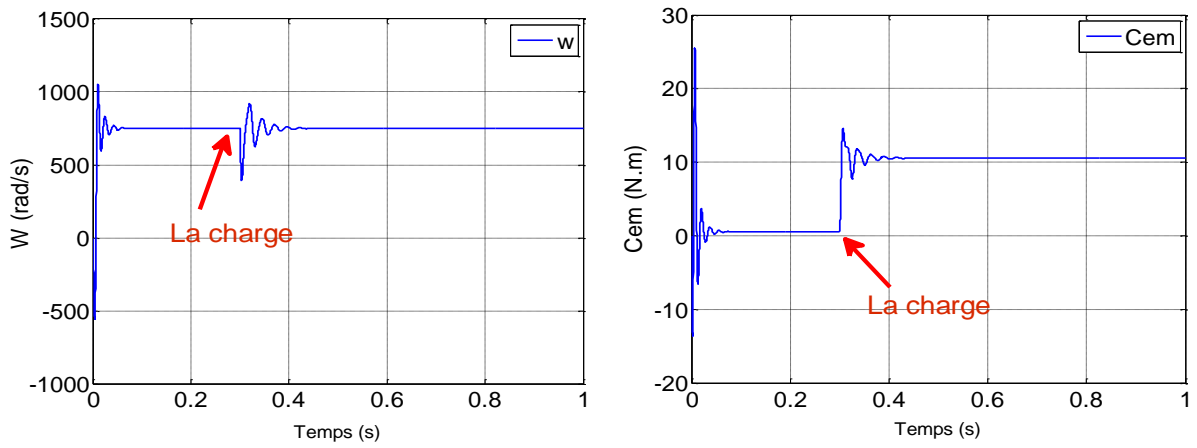


Figure II.10 : Evolution de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la MSAP lors de l'application d'une charge de 10N.m à (t=0.3s).

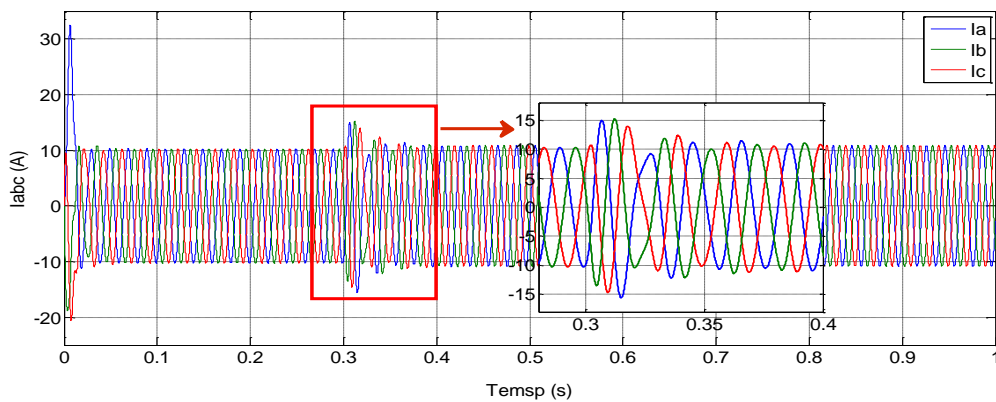


Figure II.11 : Evolution des courants statoriques de la MSAP lors d'application d'une charge de 10N.m à(t=0.3s).

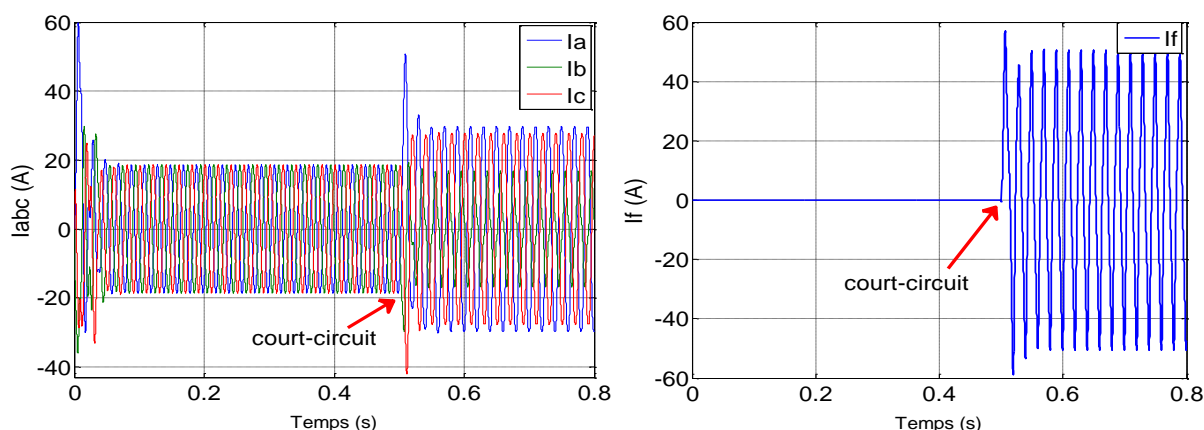
Les figures au-dessus représentent l'allure des grandeurs électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents à l'état sain.

À vide, on observe au démarrage un appel plus fort du courant puis il se stabilise en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Pour la courbe de vitesse, on note des valeurs négatives et positives, à raison des masses tournantes de la machine, on observe aussi des impulsions dans le régime transitoire jusqu'à ce qu'elle se stabilise au régime permanent à une valeur fixe. En charge, on applique un couple ($C_r=10N.m$) à l'arbre de la machine à ($t=0.3s$), à l'instant de l'application de la charge le couple électromagnétique augmente pour convaincre le couple résistant.

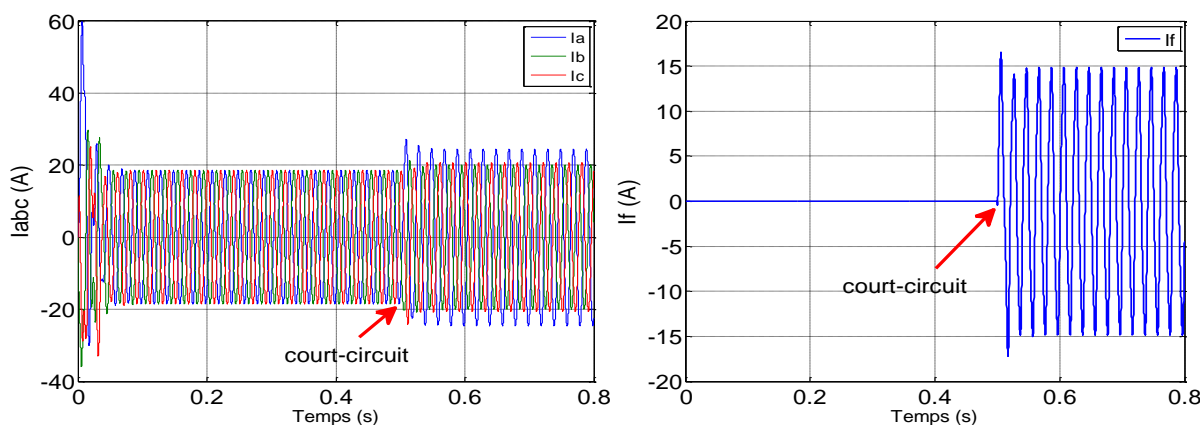
II.6.2 Alimentation par le réseau avec défaut (Machine avec défaut)

II.6.2.1 Influence du changement de la résistance de défaut « rf » sur la machine

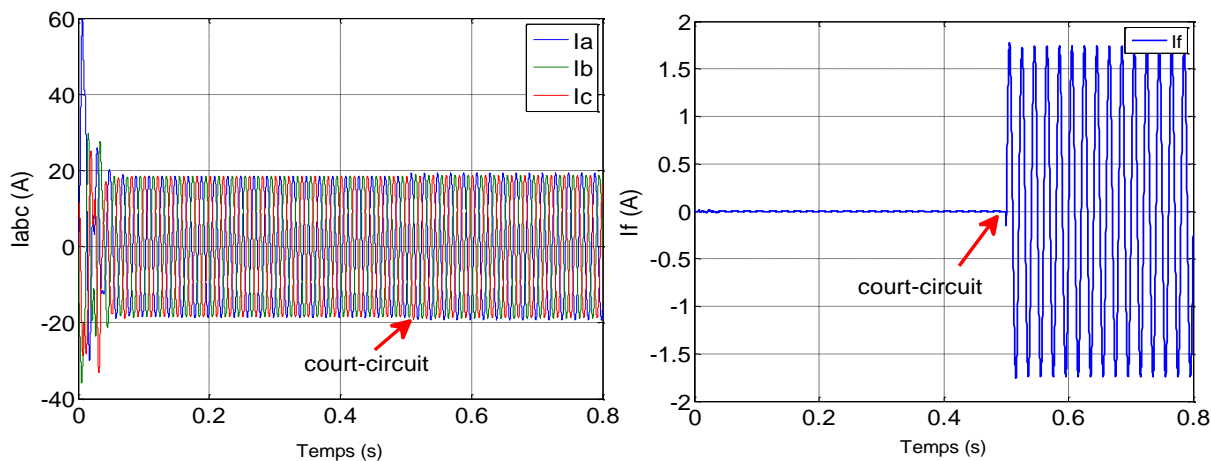
Dans cette cas, on fixe μ à 50% et on varie la valeur de la résistance de défaut r_f de la phase (a) pour trois valeurs $r_f = 0.1\Omega$, $r_f = 1\Omega$ et $r_f = 10\Omega$ avec un couple de charge de (10 N.m) à ($t=0s$), Le défaut sera introduit à ($t= 0.5s$).



(a) $r_f = 0.1\Omega$



(b) $r_f = 1\Omega$



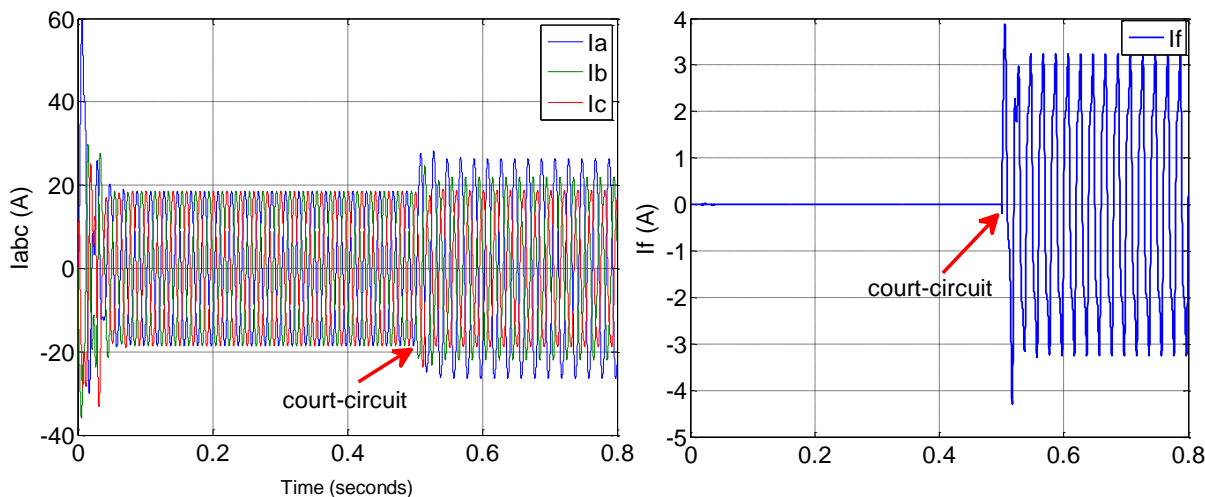
(c) $r_f = 10\Omega$

Figure II.12 : Courants des phases et de défaut pour $\mu=50\%$ avec variation de la résistance de défaut.

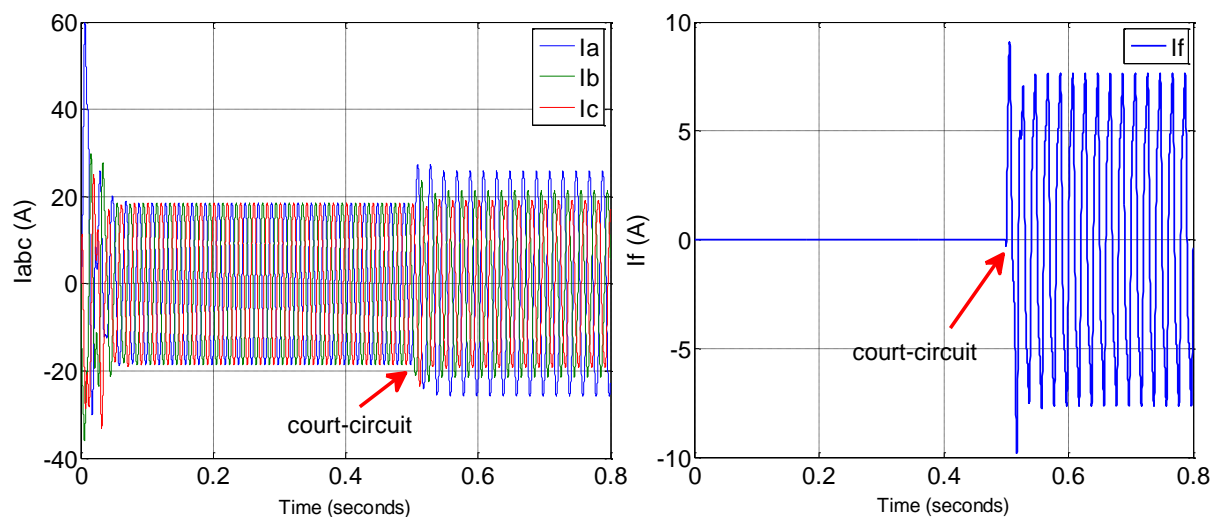
On remarque que les courants des phases sont déséquilibrés et la forme de courbe de courant de défaut n'est pas parfaitement sinusoïdale. On note aussi que les ondulations des courants dépendent de la valeur de la résistance r_f et le courant de phase (a) est plus grand en amplitude que les courants de phases (b) et(c).

II.6.2.2 Influence de la gravité du défaut μ sur la conduite de la machine

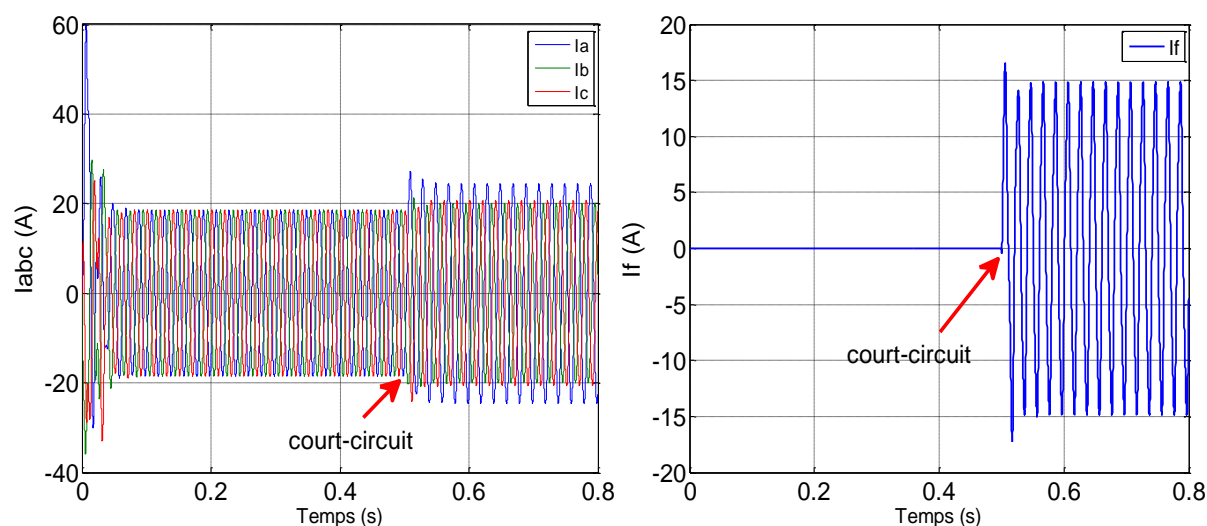
Dans ce cas, on fixe la valeur de la résistance de défaut $r_f=1 \Omega$ et on varie la valeur de (μ)



(a) $\mu = 10\%$



(b) $\mu = 25\%$



(c) $\mu = 50\%$

Figure II.13 : Courants de phase (i_{abc}) et courants de défaut (i_f) pour $r_f = 1\Omega$ avec variation de la gravité du défaut μ .

On note que le courant de défaut augmente si le nombre de spires en court-circuit augmente et que les courants statoriques des phases ne seront plus équilibrés et l'amplitude du courant de la phase en défaut (a) est plus grande par rapport aux autres phases (b) et(c).

II.7 Conclusion

Dans ce travail, nous sommes intéressés par l'étude du modèle de la MSAP avec un défaut de court-circuit entre spires, nous avons présenté les principales équations du modèle MSAP avec défaut qui sont nécessaires à la modélisation de ce type de machines.

Le modèle ainsi développé a été simulé et validé sous Matlab/Simulink, les résultats obtenus est en concordance avec les études théoriques. Ce modèle nous permet de détecter le défaut de court-circuit dans le stator et donc d'éviter d'éventuel risque d'incendie.

Nous allons utiliser ces modèles pour l'implantation de la commande vectorielle de la MSAP en présence de défaut qui fera l'objet de chapitre suivant.

**Chapitre III. Commande vectorielle
de la MSAP en présence de défauts de
court circuit entre spires**

Chapitre III. Commande vectorielle de la MSAP en présence de défauts de court circuit entre spires

III.1 Introduction

La commande vectorielle définit aussi par "commande par orientation du flux" et notée FOC (Field oriented control). Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant de hautes performances dynamiques. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre aux variateurs synchrones à aimants permanents d'atteindre ces performances. Cependant le contrôle vectoriel, qui permet un découplage entre les variables de commande, reste le plus utilisé vu les performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'applications [Lah 17].

En 1971, BLASCHKE et HASS ont proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rendre sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu a excitation séparée [ATT 11].

Dans ce chapitre nous présentons la commande vectorielle appliquée à la MSAP avec des défauts de court-circuit entre-spires. Les boucles des courants et de vitesse sont régulées à l'aide des correcteurs classiques PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de ce type de régulation.

III.2 Modélisation du convertisseur

Le convertisseur statique est utilisé généralement pour transformer l'alimentation à fréquence et amplitude fixes en une autre à fréquence et amplitude variables. Il se constitue de trois étages : un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable. Pour réduire l'effet des harmoniques, qui gênent le fonctionnement de la machine, l'onduleur est commandé par une des techniques de modulation de largeur d'impulsions (MLI). La structure générale de l'alimentation est donnée à la (figure (III.1)).

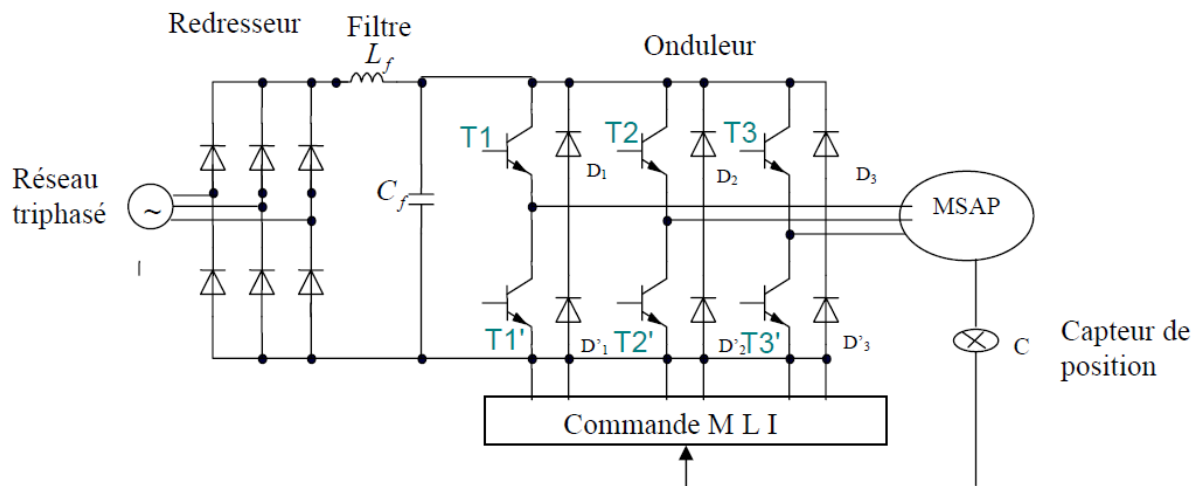


Figure III.1 : Structure générale de l'alimentation de La MSAP par un onduleur de tension.

III.2.1 Description de la chaîne de conversion de l'énergie

L'onduleur associé à d'autres organes forme l'équipement complet d'alimentation de la MSAP, qui comporte généralement :

- Une source électrique triphasée ;
- Un redresseur triphasé à diodes ;
- Un filtre passe bas de tension.

La source d'alimentation triphasée est équilibrée, d'amplitude, de tension et de fréquence constants. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la MSAP. [Kar 14].

III.2.2 Modélisations du redresseur et du filtre associés à l'onduleur

Nous utilisons un pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_2 et D_3 conduit également, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \max(V_j) ; j=1, 2, 3.$$

La séquence de conduction des diodes :

$$D_i \quad \text{Conduit si} \quad V_i = \max(V_j) ; j=1, 2, 3 ; i=1, 2, 3 ;$$

$$D_i' \quad \text{Conduit si} \quad V_i = \max(V_j) ; j=1, 2, 3 ; i=1, 2, 3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension à la sortie de redresseur est :

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j) ; j=1, 2, 3. \quad (\text{III.1})$$

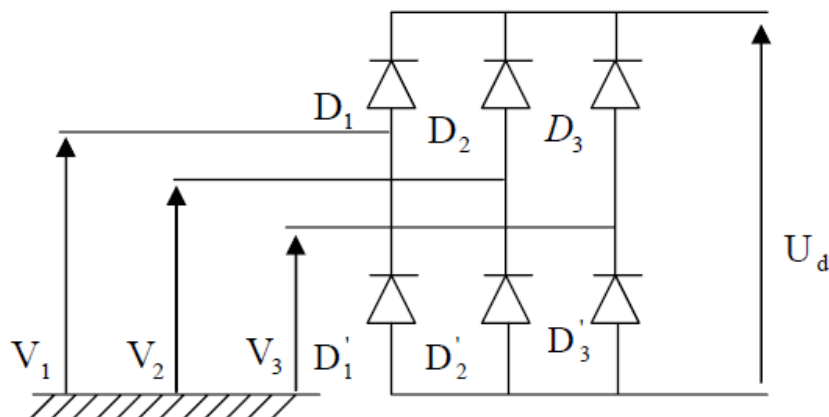


Figure III.2 : Schéma du Redresseur à diodes.

La simulation numérique du redresseur donne la forme de la tension redressée représentée à la figure (III.3) suivante.

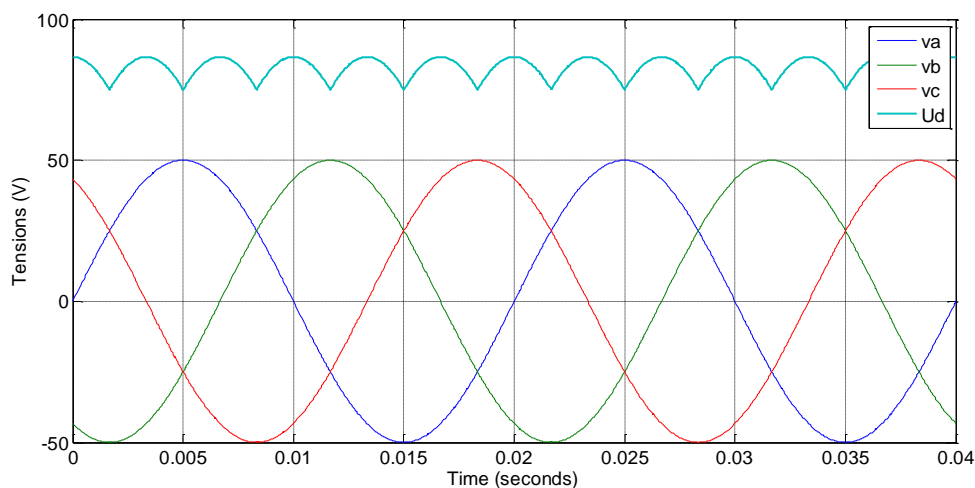


Figure III.3 : Tensions de phases (V_{abc}) et la tension redressée U_d .

III.2.3 Modélisation du filtre de tension redressée

Pour diminuer les ondulations à la sortie du redresseur nous insérons à l'entrée de l'onduleur un filtre, celui-ci est schématisé par la figure (III-4).

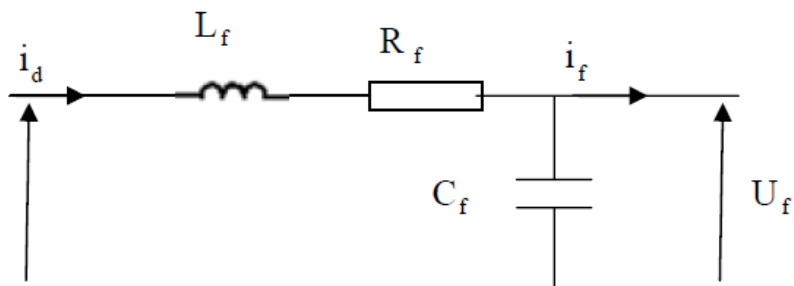


Figure III.4 : Schéma de filtre LC.

Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé dans les points suivants :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés vers le réseau d'alimentation ;
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation délivrée par le redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur ;
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit. En freinant, grâce à l'inductance l'apport d'énergie extérieur en cas de «rate» de commutation de l'onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

- la tension U_f d'alimentation de l'onduleur ;
- La composante continue du courant exigé i_f ;
- L'ondulation maximale de ce courant est celle tolérée sur la tension U_f dans les plus mauvaises conditions.

Le condensateur de capacité C_f avec l'inductance L_f constituent un filtre passe-bas.

- La capacité C_f (mF) permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- L'inductance L_f (mH) permet de rendre sensiblement constant le courant I_d , car le courant absorbé par l'onduleur est fortement ondulé [CHE 05].

Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} [v_d(t) - E(t)] \\ \frac{dE(t)}{dt} = \frac{1}{c} [i_d(t) - i_f(t)] \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure au-dessous de la fréquence de la première harmonique de $V_{\text{red}}(t)$.

III.2.4 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours...etc [Zeg 08].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source :
 - ✓ onduleurs de tension ;
 - ✓ onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, ...etc.) ;
- Selon le nombre de niveaux (2,3, ...etc.) [Ben 09].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes à roue libre assurent la protection des transistors [Sak 12, Sar 15].

Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

- $S(a,b,c) = 1$ Interrupteur du demi bras haut (a,b ou c) fermé.
- $S(a,b,c) = 0$ Interrupteur du demi bras bas (a,b ou c) ouvert.

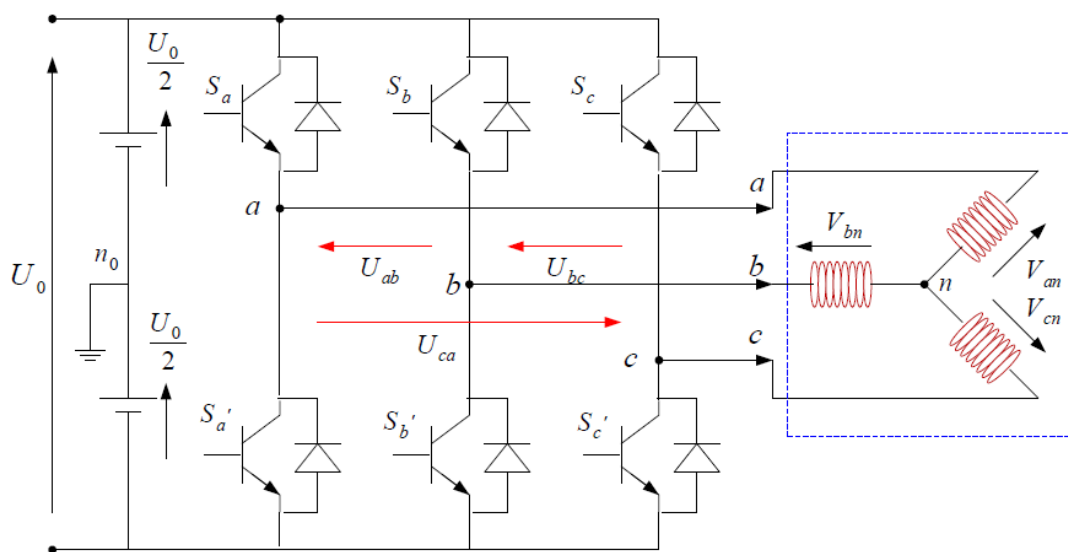


Figure III.5 : Le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge.

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{a0} + U_{0b} = U_{a0} - U_{b0} \\ U_{bc} = U_{b0} + U_{0c} = U_{b0} - U_{c0} \\ U_{ca} = U_{c0} + U_{0a} = U_{c0} - U_{a0} \end{cases} \quad (III.3)$$

U_{a0} , U_{b0} et U_{c0} peuvent être considérées comme des tensions alimentant l'onduleur

Soit " n " l'indice du point neutre du côté alternatif. On a:

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{an} + U_{n0} \\ U_{b0} = U_{bn} + U_{n0} \\ U_{c0} = U_{cn} + U_{n0} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

U_{a0}, U_{b0} et U_{c0} : sont les tensions simples de la machine synchrone à aimants permanent. Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{III.5})$$

Par la somme des équations de (III.4), on a :

$$U_{n0} = \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}) \quad (\text{III.6})$$

En remplaçant (III.6) dans (III.4), on aboutit à :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}U_{b0} - \frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{bn} = \frac{2}{3}U_{b0} - \frac{1}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{cn} = \frac{2}{3}U_{c0} - \frac{1}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}U_{b0} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Le fonctionnement des convertisseurs de puissance repose sur la modification séquentielle des liaisons entre l'alimentation et la charge. Cette modification dite commutation est réalisée par un circuit à commande adaptée qui fournit des ordres temporels (ouverture ou fermeture) de déclenchement des interrupteurs [Can 00, Lou 92]. Il existe plusieurs façons pour commander ces interrupteurs de l'onduleur pour obtenir une tension alternative aux bornes de la charge, parmi lesquelles la commande par la Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), (en anglais, Pulse Width Modulation PWM). [Med 15].

III.2.5 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)

Le principe de la modulation de largeur d'impulsion MLI repose sur l'intersection de deux ondes :

- La première est appelée signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence ;
- La seconde est appelée signal de la porteuse qui définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence [Tal 11, Sar 15].

Le schéma bloc de la commande MLI de l'onduleur est donné comme suit :

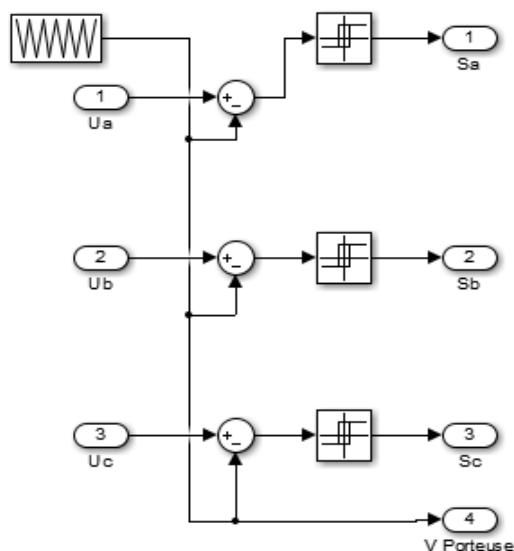
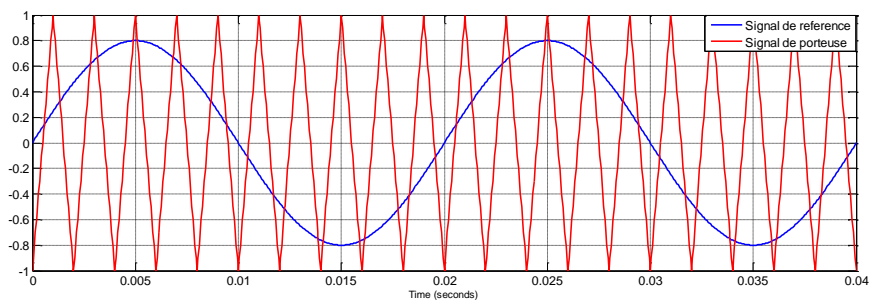


Figure III.6 : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.

Les résultats de comparaison de ces deux signaux ou les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante qui sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance figure(III.7). La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.



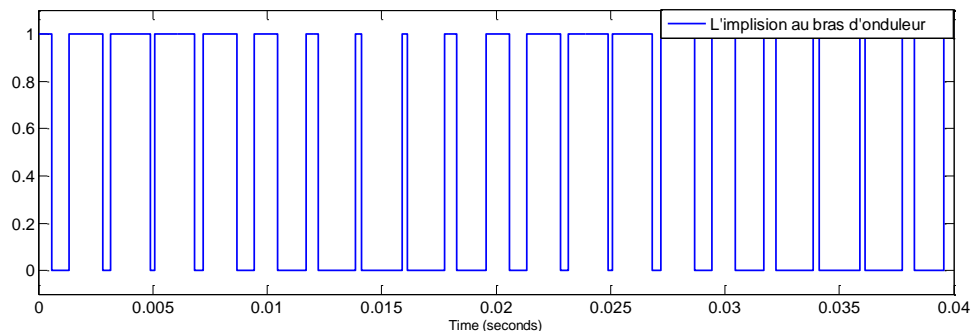


Figure III.7 : M.L.I à échantillonnage naturel.

III.3 Commande vectorielle de la MSAP

Le développement des nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques a permis de fonctionner à des fréquences de commutation très élevée et, par conséquent, une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, des calculateurs puissants ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent [Guy 00, Gre 91, Med 15].

III.3.1 Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le modèle de la MSAP à celui d'une machine à courant continu, c.-à-d. un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [Guy 00, Shi 02, Med 15]. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec le courant statorique I_d . Tandis que, la composante I_q permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la MCC [Seb 07]. Si le courant I_d est dans la même direction de flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer.

D'autre part, si le courant I_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage) [Ben 09, Seb07, Kar 14].

La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant à une valeur nulle. Cette stratégie permet l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. Nous contrôlons le couple uniquement par le courant I_q . On règle ainsi la vitesse par la composante I_q .

La mise en oeuvre de cette commande passe par [Med 15] :

- La détermination de la position mécanique du rotor ;
- La mise en place des transformations pour les changements de référentiel (Concordia et Park) ;
- La mise en place de régulateurs de courant ;

- La mise en place d'un correcteur de position et/ou de vitesse.

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant I_f constant produisant un flux équivalent à celui des aimants [Fat 05].

L'équation (II.18), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables i_d, i_q .

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q)$$

Avec : $L_d = L_q$

Si le courant I_d est forcé à zéro ($I_d=0$) la composante de flux statorique devient :

$$\phi_d = \phi_f \quad (III.10)$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \phi_f I_q \quad (III.11)$$

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

$$C_{em} = K_t I_q \quad (III.12)$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} P \phi_f \quad (III.13)$$

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

III.4 Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension

III.4.1 Description du système global

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [Mah 12, Ben 15].

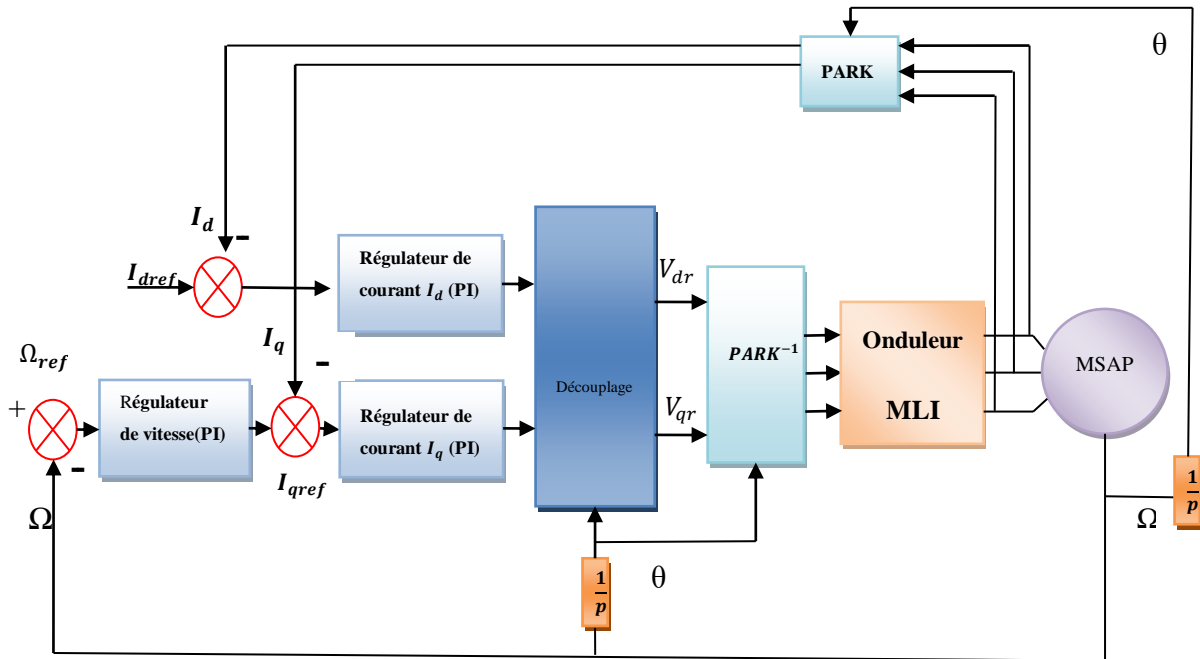


Figure III.8 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

La figure (III.8) représente le schéma global de la structure de commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) . Elle est constituée de boucle externe de vitesse, deux boucles internes des courants i_d, i_q et la transformation directe et inverse de Park.

La référence du courant direct i_{dref} est fixée à zéro. La vitesse est réglée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est permise de générer le courant de référence i_{qref} constitue la référence du couple C_{emref} . Les références des courants i_{dref} et i_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels mesurés de la machine i_d et i_q respectivement. Les erreurs des courants sont appliquées à l'entrée des régulateurs des courants de type PI. Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dref} et V_{qref} . Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant i_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant i_{dref} est imposé nul dans ce cas.

Les références des tensions V_{dref} et V_{qref} passent par une transformation de Park inverse, biphasé vers triphasé V_{aref}, V_{bref} et V_{cref} qui représentent les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

III.4.2 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants, Iq ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires $I_q L_q, \omega I_d L_d$ [Bou 14].

$$\begin{cases} V_d = (R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt}) - \omega L_q I_q \\ V_q = (R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt}) + \omega (L_d I_d + \emptyset_f) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

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

III.4.2.1 Découplage par compensation

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

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d , e_q représentées dans la figure (III.14) telle que [Ben 05] :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \\ V_{q1} = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega (L_d I_d + \emptyset_f) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

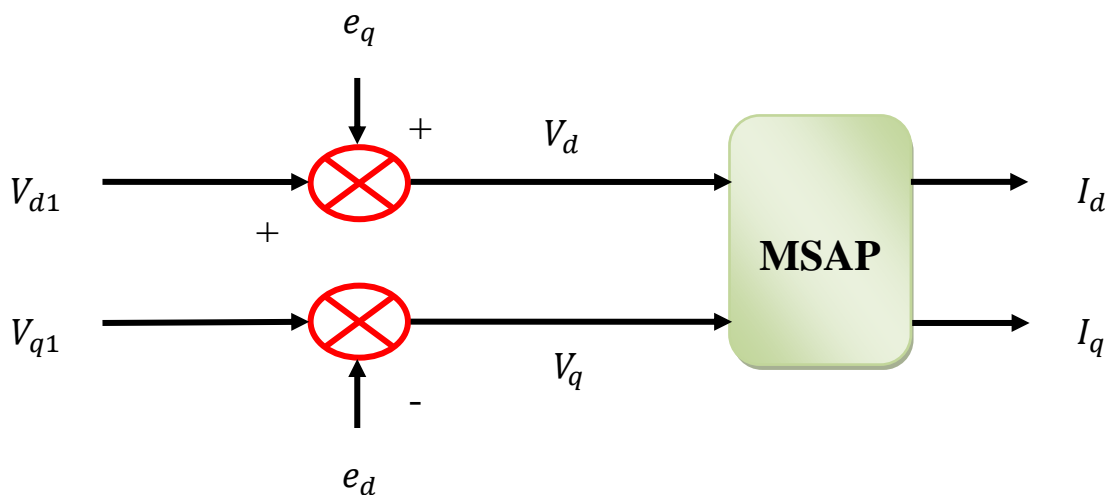


Figure III.9 : Description de la compensation.

Les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_d et i_q ne dépend que de V_q , à partir de l'équation (III.16) les courant i_d et i_q s'écrivent comme suite :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (III.18)$$

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI [Abd 11].

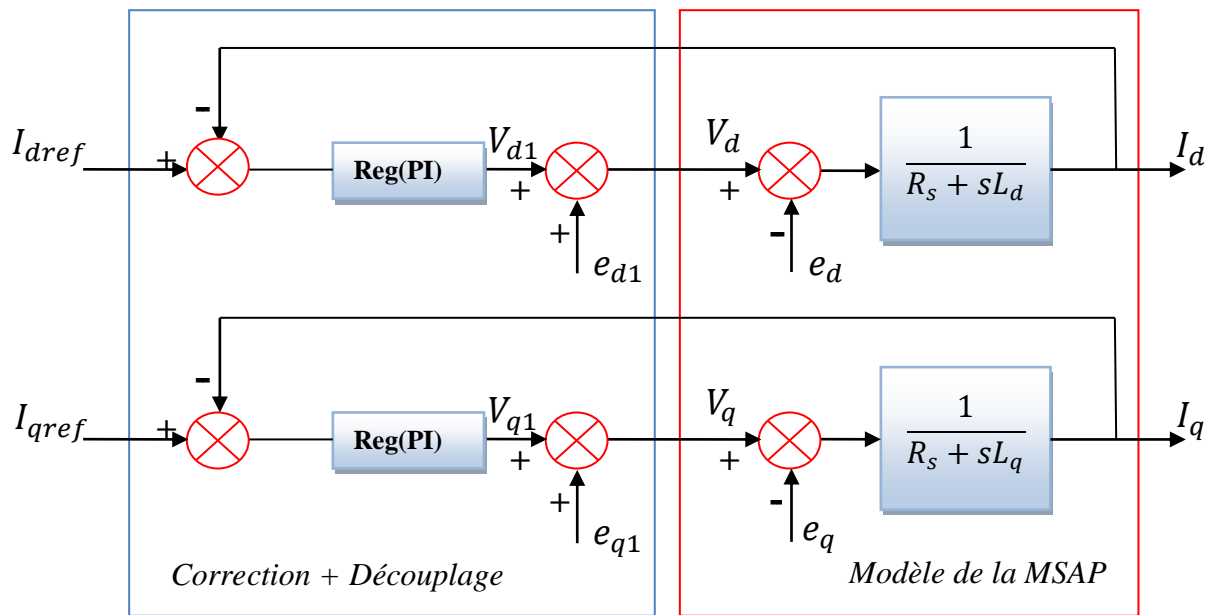


Figure III.10 : Principe de découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la (Figure III.11).

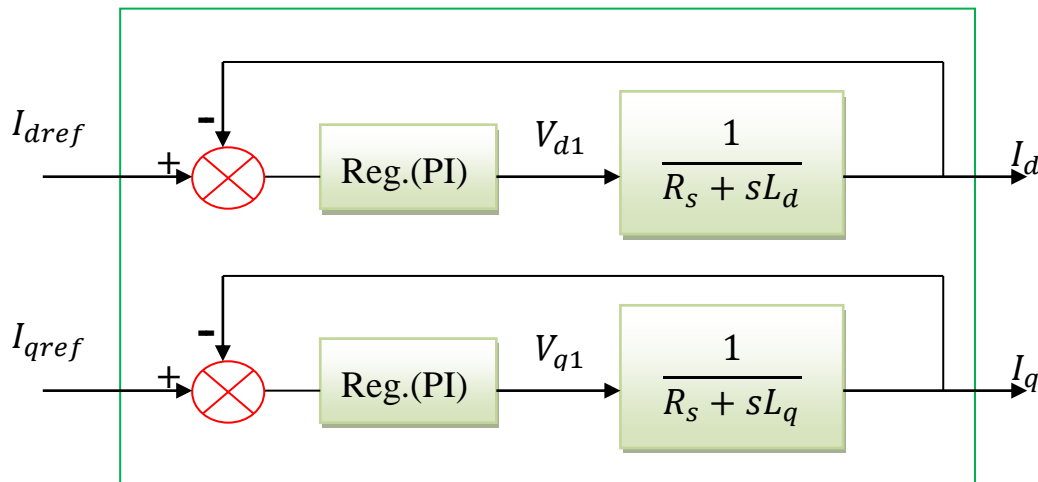


Figure III.11 : Commande découplée.

III.4.3 Calcul des régulateurs

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes [Ami 07, Bou 14].

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation des courants est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI ou PID (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Dans notre étude, le contrôle des courants direct et en quadrature est assuré par un régulateur classique PI dont les gains sont $K_{p_id}, K_{p_iq}, K_{i_id}, K_{i_iq}$. Le coefficient proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse, comme le terme intégral K_i sert à réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire l'erreur statique. Pour la détermination des paramètres du régulateur PI, nous avons utilisé la méthode de placement des pôles de la fonction de transfert en boucle fermée.

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

$$u_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{III.19})$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(s)}{\varepsilon(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.20})$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel.

K_i : Gain intégral.

s : L'opérateur de Laplace.

Le régulateur PI associé à un système est donné par la figure suivante :

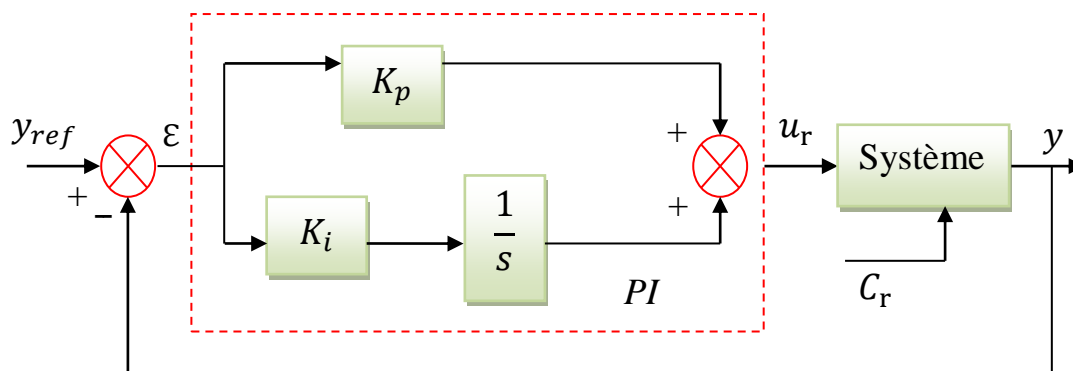


Figure III.12 : Boucle de régulation avec Régulateur PI.

III.4.3.1 Régulation du courant I_d

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

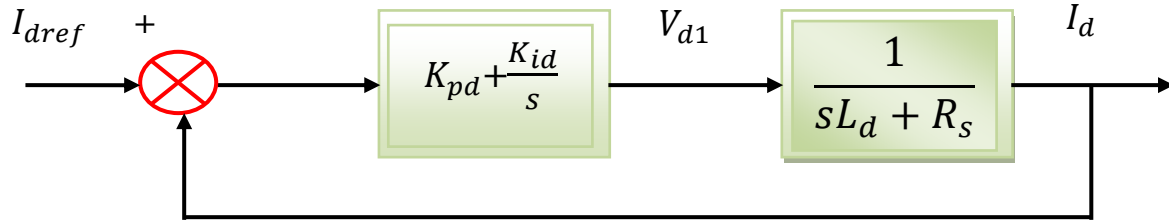


Figure III.13 : Boucle de régulation du courant I_d .

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (III.19) pour les deux axes d et q :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III.21)$$

En boucle ouverte la fonction de transfert est donnée par :

$$FTBO(s)_{id} = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left(\frac{1}{sL_d + R_s} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} \cdot s + 1 \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left(\frac{L_d}{R_s}\right) \cdot s} \right) \quad (III.22)$$

$$FTBO(s)_{id} = \frac{K_{id}}{s} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} \cdot s + 1 \right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \quad (III.23)$$

Avec : $T_d = \frac{L_d}{R_s}$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s)_{id} = \frac{FTBO(s)_{id}}{FTBO(s)_{id} + 1} \quad (III.24)$$

Compensons le pôle $\left(\frac{L_d}{R_s}\right)$ par $\left(\frac{K_p}{K_i}\right)$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_p}{K_i}$$

Les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermée seront :

$$\begin{cases} FTBO(s)_{id} = \frac{K_{id}}{s \cdot R_s} \\ FTBF(s)_{id} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}} \cdot s} \end{cases} \quad (III.25)$$

La constante de temps de l'axe d de la machine est : $\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$

Supposons que le temps de réponse tr sera égale à : $tr = 3 \cdot \tau_d$

Les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{id}} \\ \frac{L_d}{R_s} = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{id} = 3 * \frac{R_s}{t_r} \\ K_{pd} = 3 * \frac{L_d}{t_r} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

III.4.3.2 Régulation du courant I_q

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

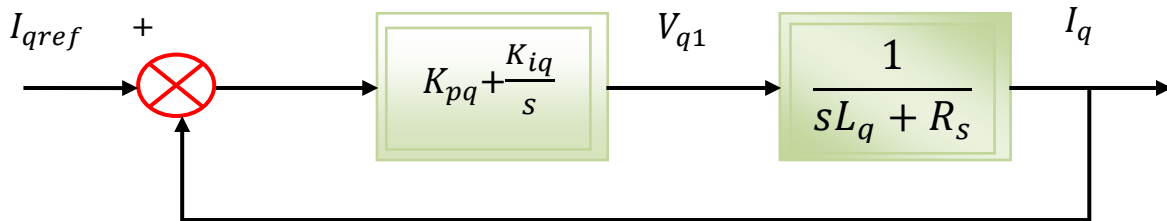


Figure III.14 : Boucle de régulation du courant I_q .

Pour la régulation du courant I_q , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant I_d . Les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{iq}} \\ \frac{L_q}{R_s} = \frac{K_{pq}}{K_{iq}} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{iq} = 3 * \frac{R_s}{t_r} \\ K_{pq} = 3 * \frac{L_q}{t_r} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

III.4.3.3 Régulation de la vitesse

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la

conception du contrôle de vitesse. Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel (figure III.15) où le régulateur adopté est un régulateur IP [Ben 05, Seb 07].

La fonction de transfert d'un régulateur PI classique est donnée par l'expression suivante :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III.30)$$

K_p : Gain proportionnel du correcteur ;

K_i : Gain intégral du correcteur (s , est l'opérateur de Laplace).

La détermination des paramètres du régulateur PI classique est basée sur l'équation mécanique du moteur, en effet cette équation à la forme suivante dans de la place :

$$C_e(s) - C_r(s) = (Js + f_r) \Omega(s) \quad (III.31)$$

$$C_e(s) = P\phi_f I_{qref} = K_t I_{qref} \quad (III.32)$$

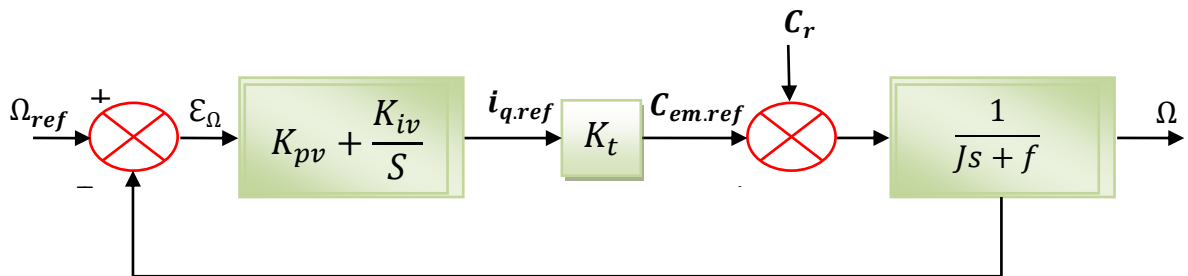


Figure III.15 : Boucle de régulation de vitesse.

Le système régulé régit par une fonction de transfert du deuxième ordre, les paramètres du régulateur, seront en fonction de deux grandeurs :

- Coefficient d'amortissement : ξ .
- Pulsation propre non amortie : $\omega_0 = \omega_n$.

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r=0$) :

$$FTBO(s)_\Omega = \frac{K_p}{s} \left(\frac{K_i}{K_p} + s \right) \left(\frac{1}{Js + f} \right) \quad (III.33)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s)_\Omega = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{\frac{K_p+1}{K_i}}{\frac{J}{K_i}s^2 + \left(\frac{K_p+f}{K_i}\right)s + 1} \quad (III.34)$$

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression à la forme canonique :

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2} \right) P^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} P + 1 \quad (III.35)$$

Nous avons à résoudre le système d'équation suivante :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \left(\frac{1}{\omega_n^2}\right) \rightarrow K_i = J\omega_n^2 \\ \left(\frac{K_p + f}{K_i}\right) = \frac{2\xi}{\omega_n} \rightarrow K_p = 2J\omega_n\xi - f \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

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

Les paramètres ξ et ω_n sont choisis pour avoir une réponse stable, rapide et précise, en effet :

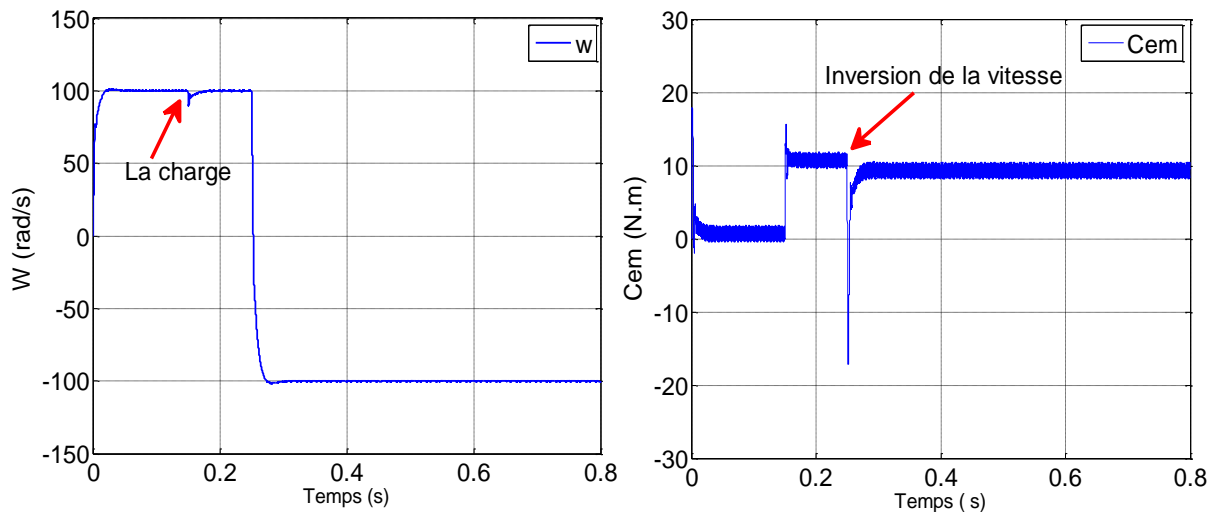
Pour : $\xi = 0.7$, on a : $t_r \cdot \omega_n = 3$ (t_r est le temps de réponse choisi), alors : $\omega_n = \frac{3}{t_r}$.

III.5 Résultats de simulation

III.5.1 Simulation de la commande vectorielle de la MSAP en absence de défauts

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur PI de la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A.

Lors du démarrage de la (MSAP) on applique un échelon de consigne de 100(rad/s), suivie d'une application de charge de 10(N.m) à partir de $t = 0.15$ (s), puis un échelon de consigne de -100(rad/s) à l'instant $t=0.25$ (s). Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (III.16).



(a) La vitesse de rotation

(b) Le couple électromagnétique

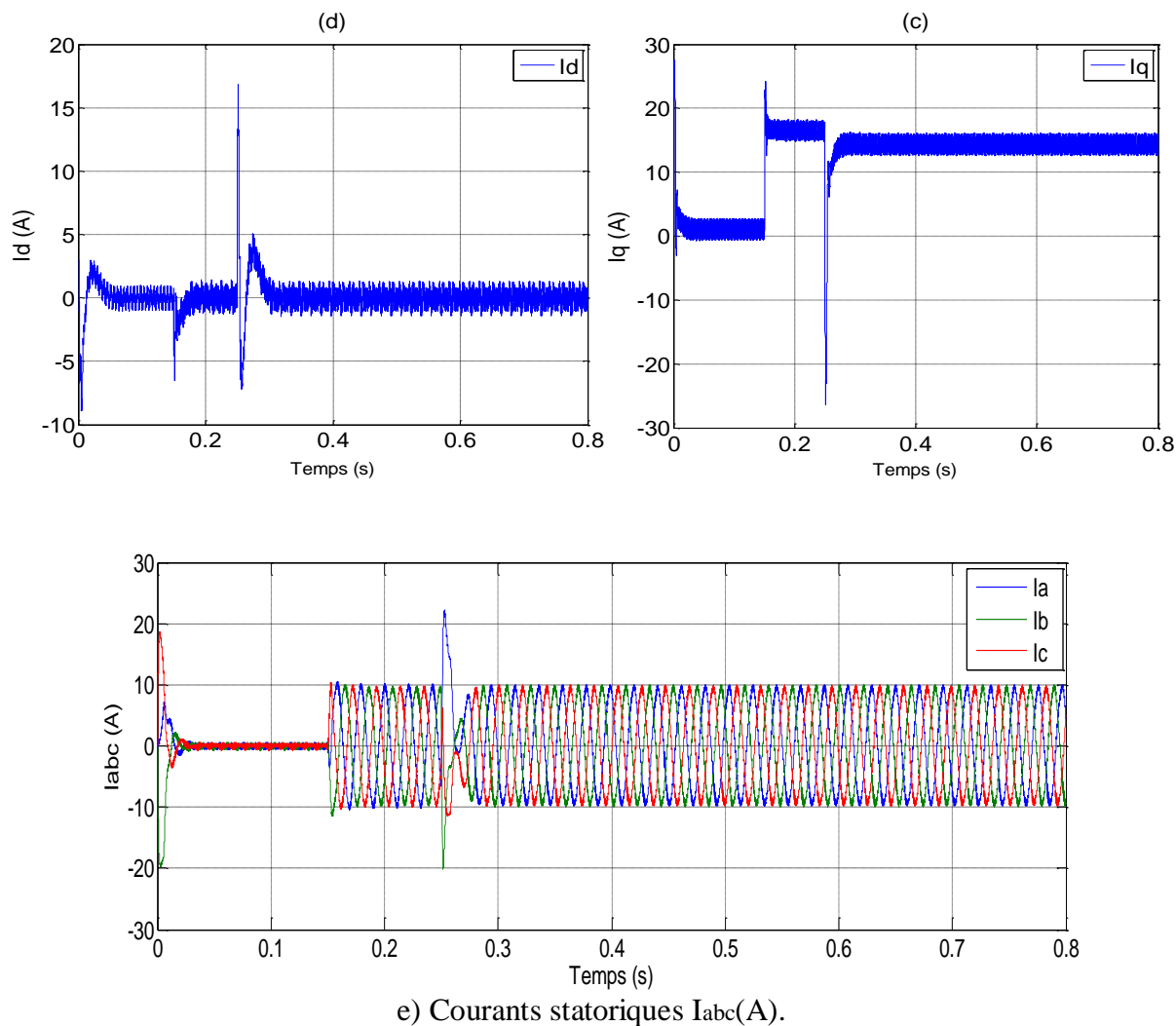


Figure III.16: Résultats de simulation pour la commande vectorielle de la MSAP.

Interprétations des résultats :

D'après ces résultats, dans la figure III.16 (a), on observe que l'allure de la vitesse rotorique suit parfaitement sa référence, après l'application de la charge à l'instant $t = 0.15s$, la vitesse diminue puis revient à sa valeur référence. À l'inversion de la vitesse, nous remarquons que le système répond toujours sans dépassement avec un temps de réponse plus rapide. On remarque, à partir de la figure III.16 (b), Le couple atteint un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant et stabilise à la valeur $10N.m$ à l'instant $t = 0.15s$, l'allure du couple présente un pic lors de l'inversion de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée. Lors d'une perturbation du couple de charge, on voit que le système est peu sensible aux variations de la charge.

Dans la figure III.16 (c), on constate que le courant I_q est proportionnel au couple électromagnétique, donc I_q est l'image de C_{em} . Le courant I_d dans la figure III.16 (d) est maintenu égal à zéro, il suit la consigne ($I_d = 0$). Donc les courants I_d et I_q sont bien réglés, par conséquent la commande est robuste vis - à - vis des variations brusques de la charge.

La figure III.16 (e) montre que les courants de phases statoriques I_a, I_b et I_c augmentent rapidement, puis ils diminuent pour atteindre une faible valeur, après cela, ils augmentent quand on applique la charge.

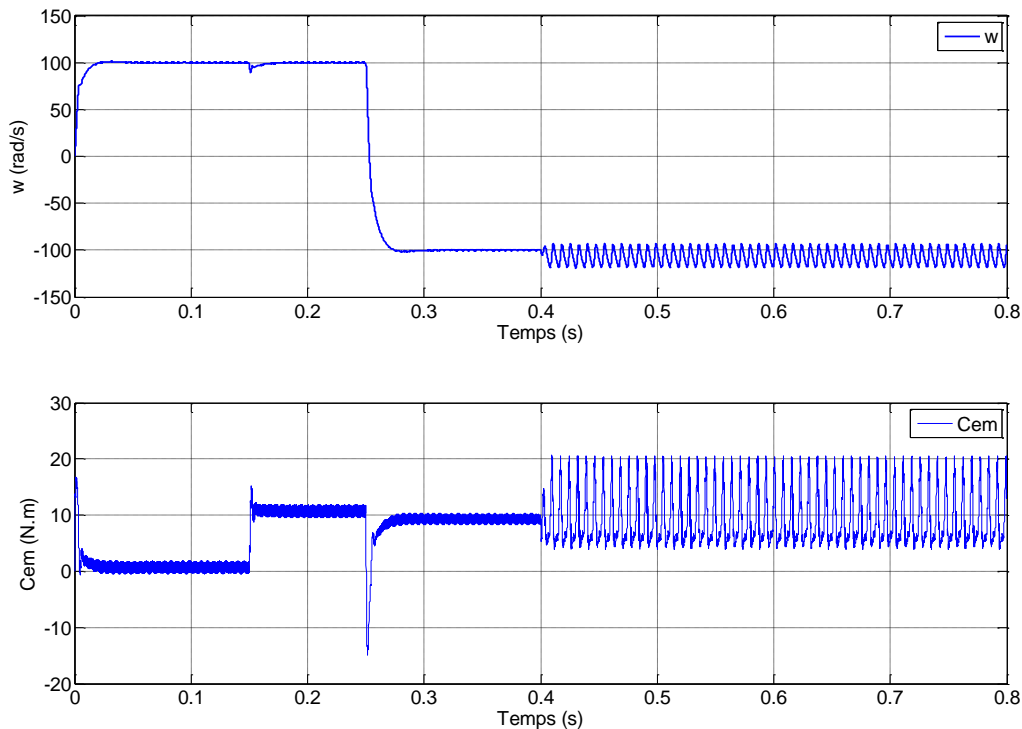
Grâce à l'action rapide du PI, la réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP.

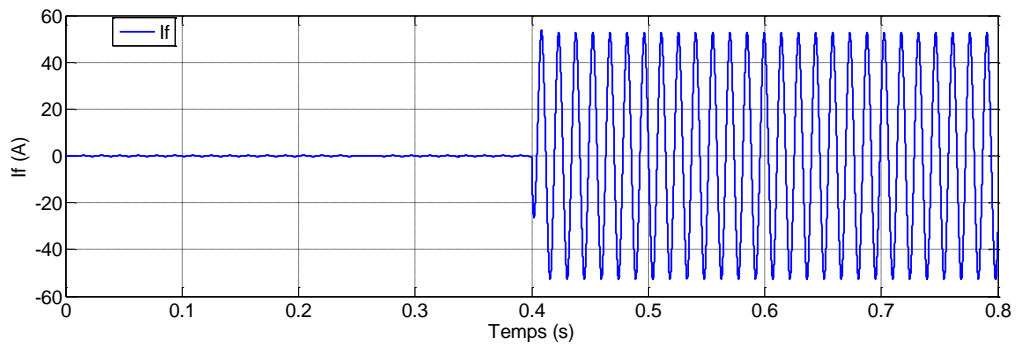
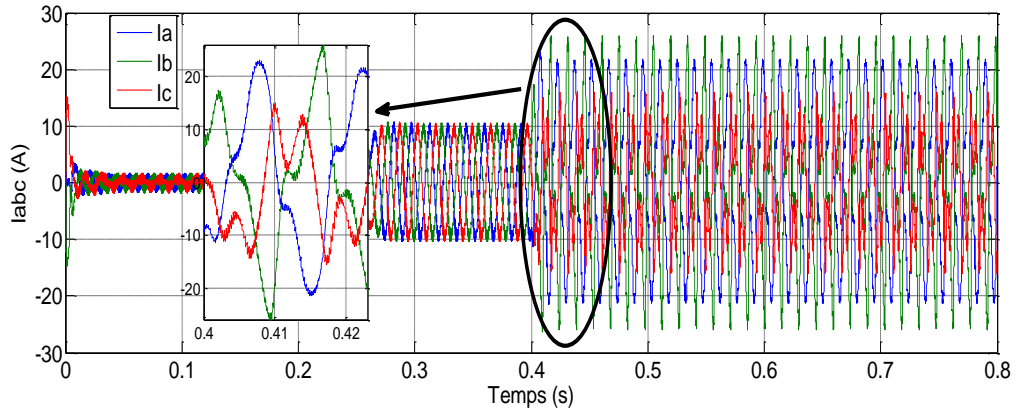
III.5.2 Simulation de la commande vectorielle en présence de défauts

Dans ce cas nous allons étudier le comportement de la machine en présence des défauts. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

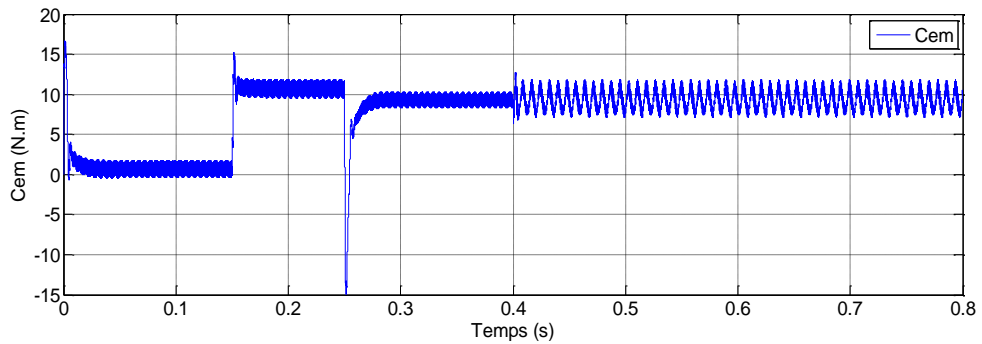
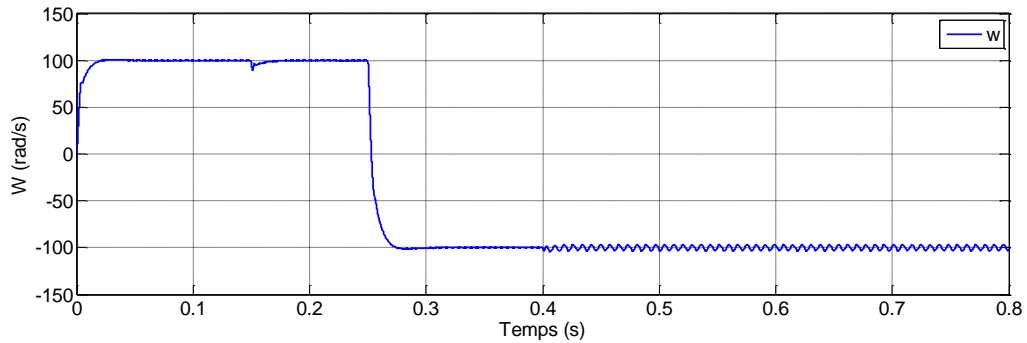
Au démarrage de la (MSAP) on applique un échelon de consigne de 100(rad/s), suivie d'une application de charge de 10N.m à partir de $t = 0.15s$, puis un échelon de consigne de -100(rad/s) à l'instant $t=0.25$ (s). Nous considérons que la phase (a) est concernée par le défaut dans les deux cas suivants ($\mu = 50\%$, $\mu = 20\%$), donc, 80 et 32 spires sur 160 spires de la bobine de phase (a) est en défaut.

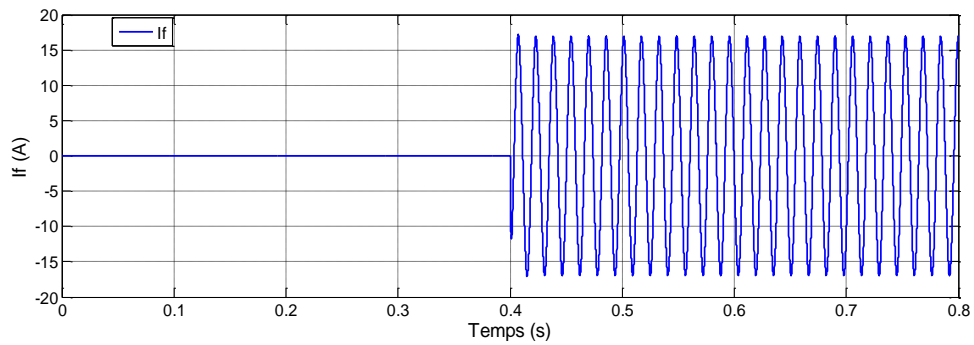
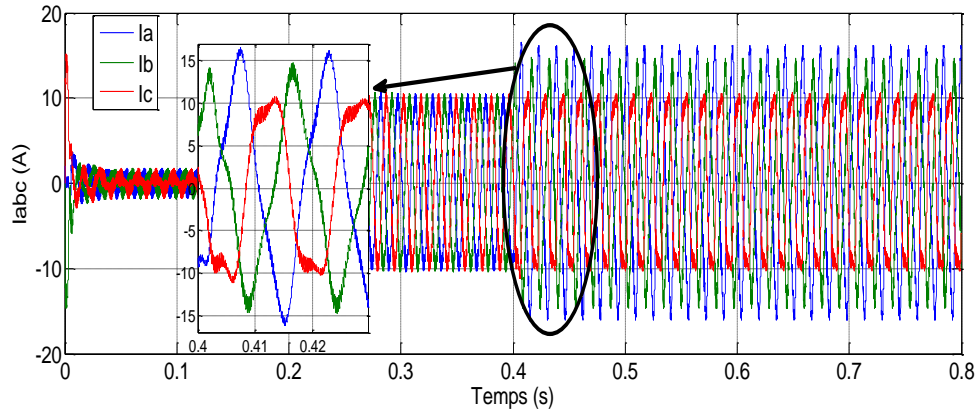
Dans les figures (III.17, III.18), on fait varier la valeur de la résistance de défaut : $r_f=10\Omega$, $r_f= 1\Omega$ et $r_f=0.1\Omega$ tout prenant en considération que ($\mu=50\%$, $\mu =20\%$). Le défaut sera introduit à $t= 0.4(s)$.



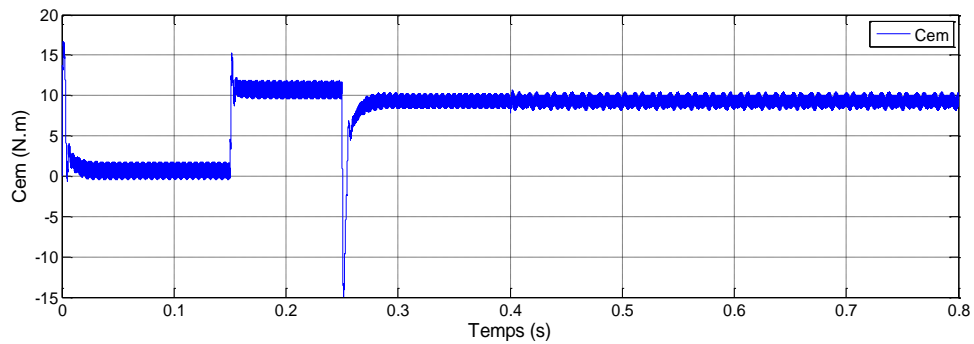
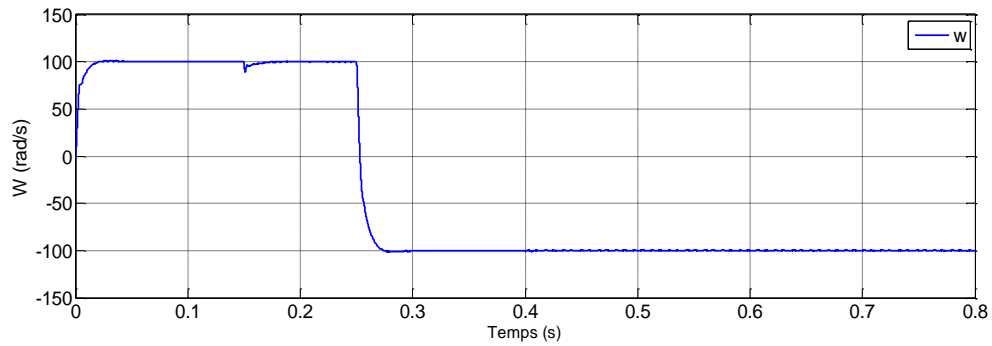


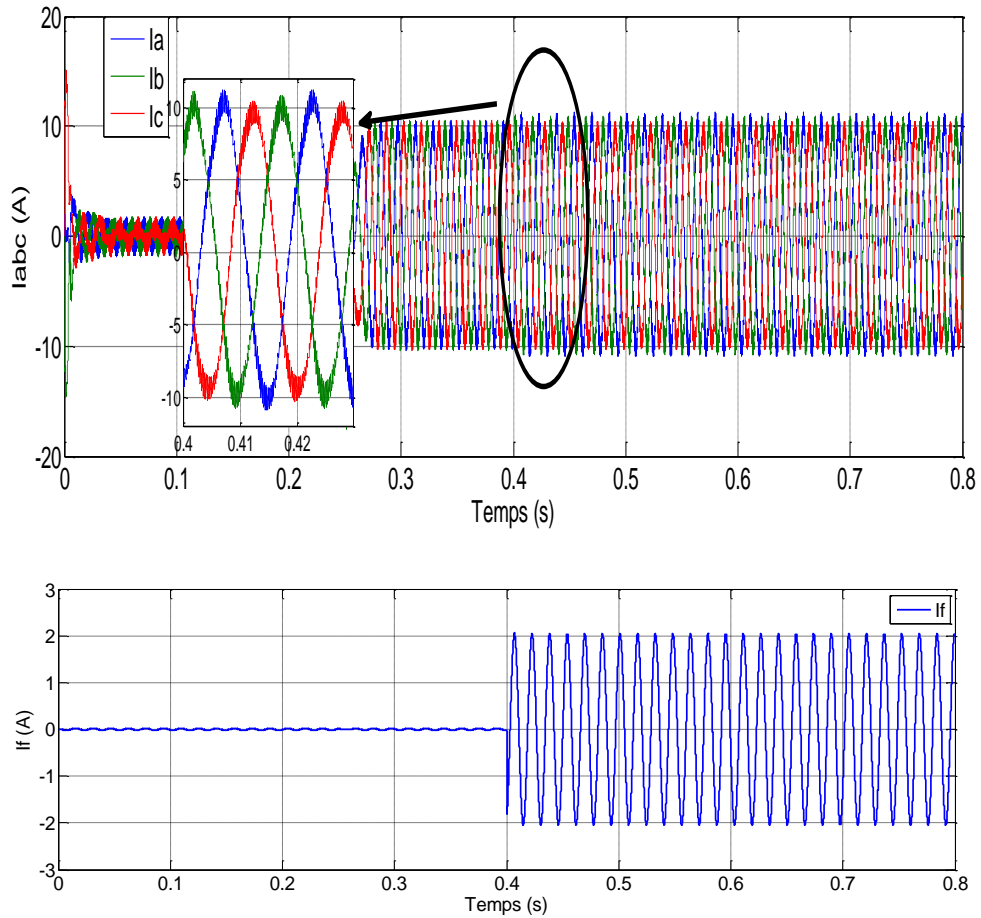
a) Résultats de simulation pour: $\mu=50\%$ et $r_f=0.1\Omega$.





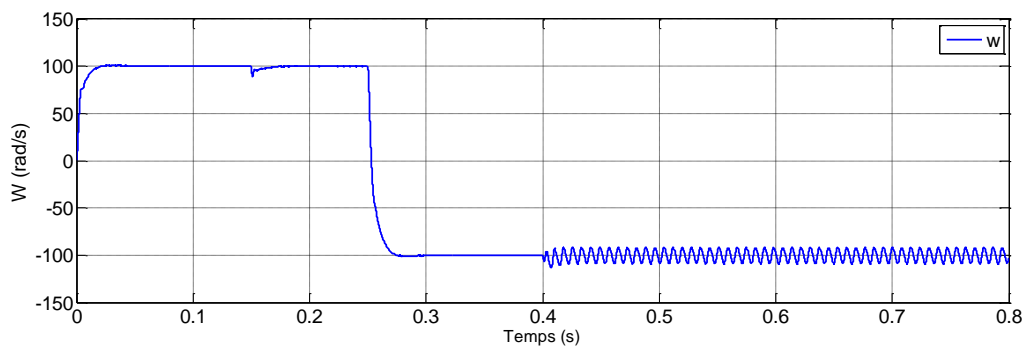
b) Résultats de simulation pour: $\mu=50\%$ et $r_f=1\Omega$.

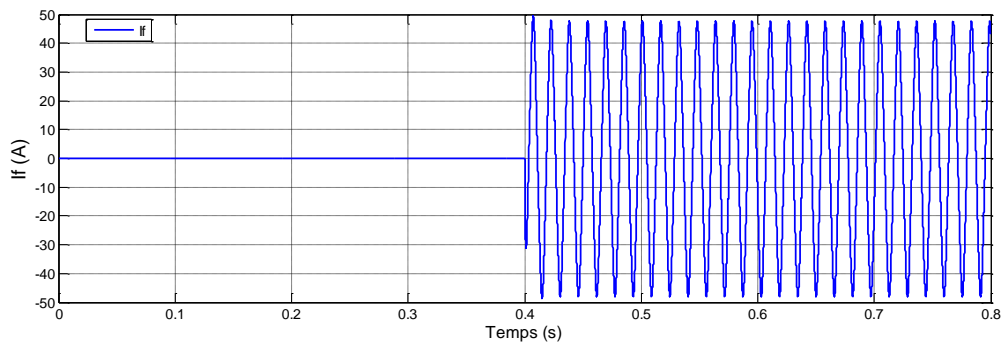
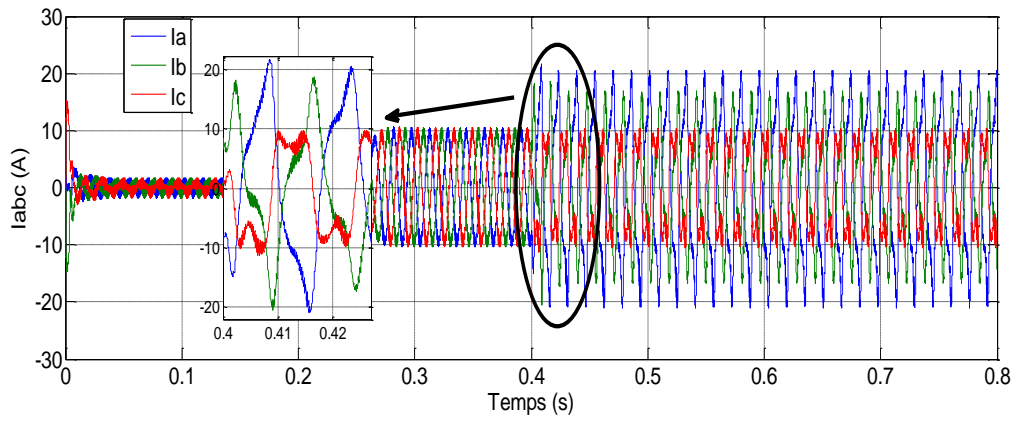
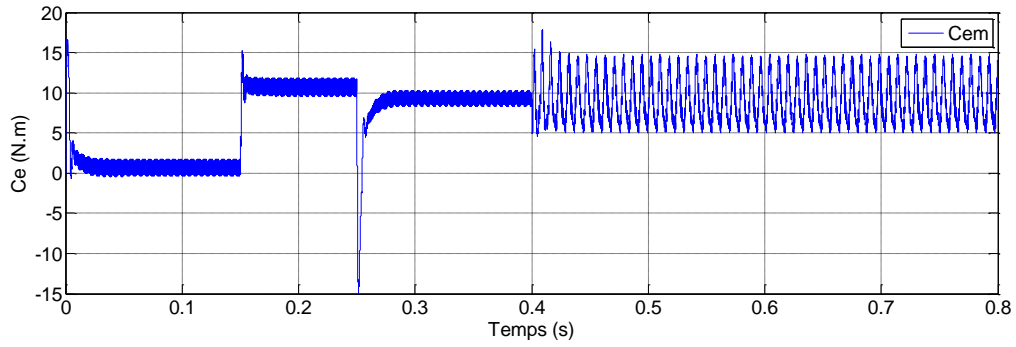




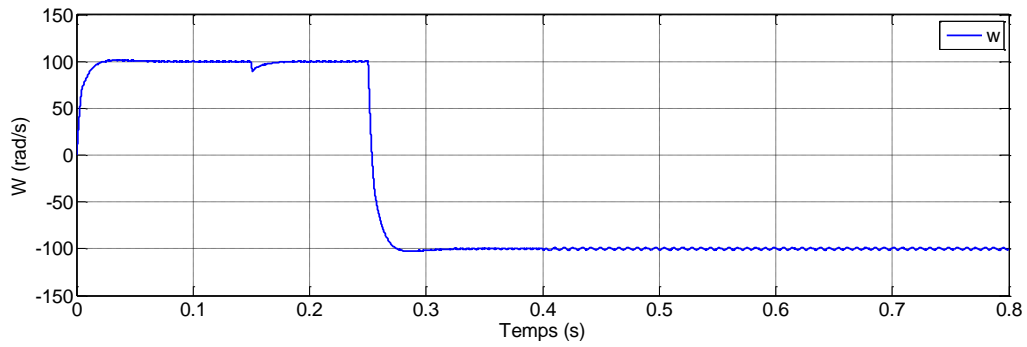
c) Résultats de simulation pour: $\mu=50\%$ et $r_f=10\Omega$.

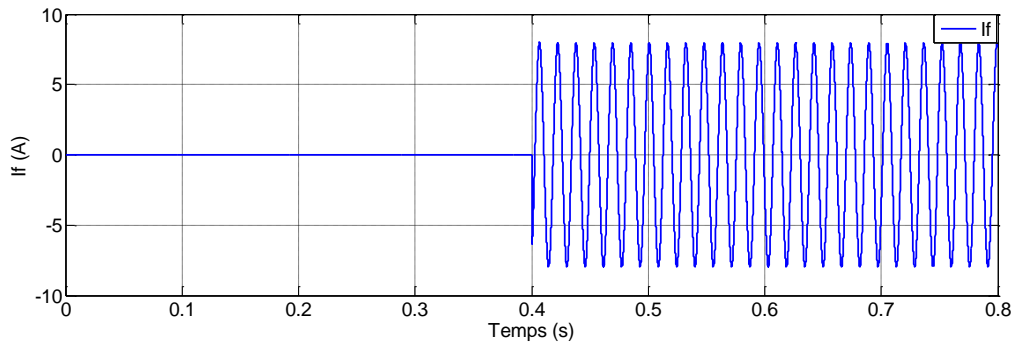
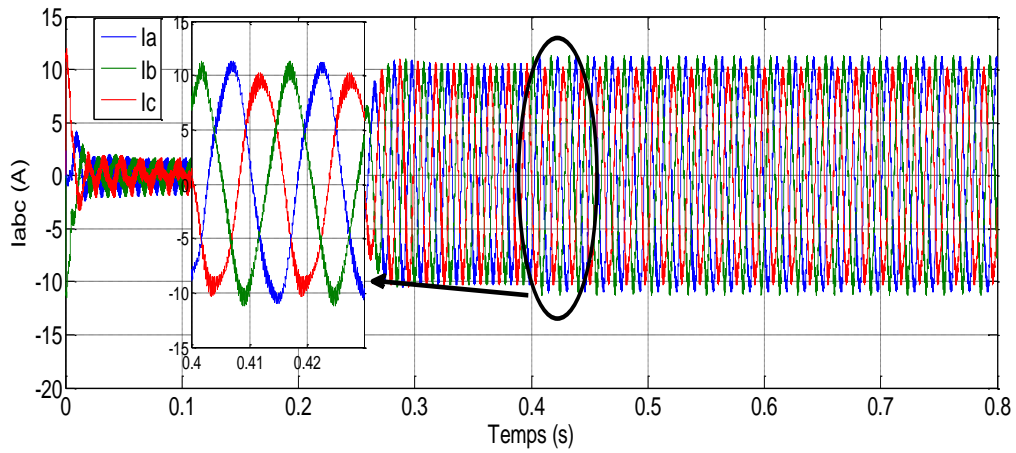
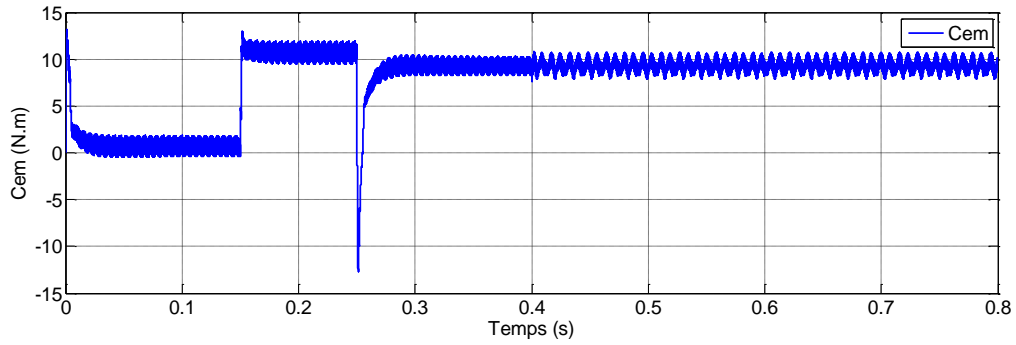
Figure III.17 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP avec défaut de court-circuit entre-spores avec $\mu = 50\%$ et variation de r_f .



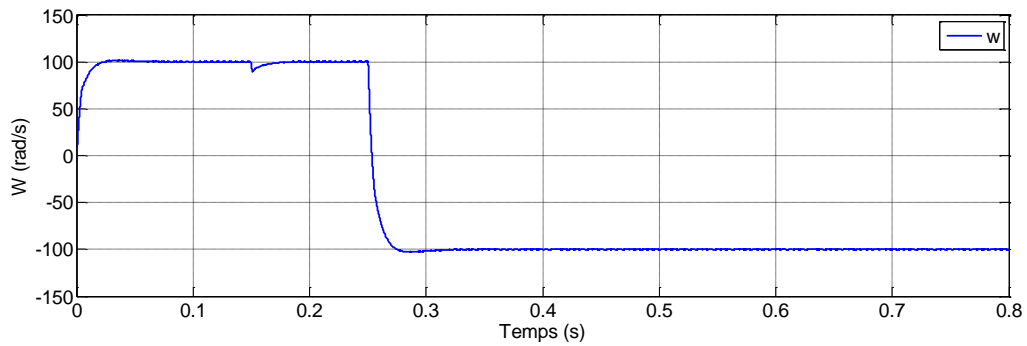


a) Résultats de simulation pour: $\mu=20\%$ et $r_f=0.1\Omega$.





b) Résultats de simulation pour: $\mu=20\%$ et $r_f=1\Omega$.



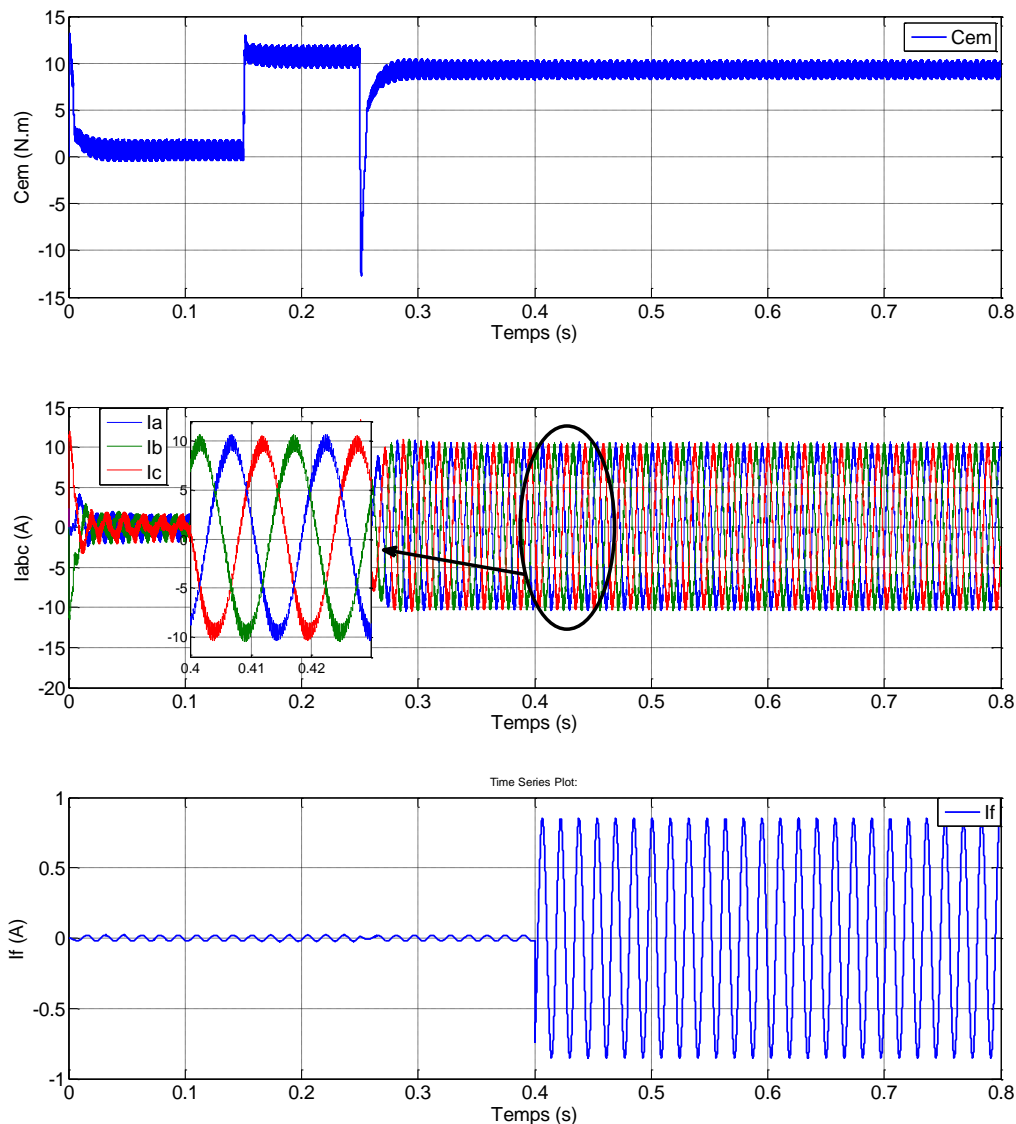
c) Résultats de simulation pour: $\mu=20\%$ et $r_f=10\Omega$.

Figure III.18 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre-spires avec $\mu = 20\%$ et variation de r_f .

Interprétations des résultats :

Dans la figure (III.17), on a simulé un court-circuit de 50% des spires d'une phase (a) à $t = 0.4(s)$, avec variation de la valeur de résistance de défaut (r_f). Nous remarquons, qu'avant le défaut le courant I_f est quasiment nul et les courants des phases sont équilibrés. Après l'instant $t=0.4(s)$, 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 , avec plus d'augmentation de l'amplitude du courant de la phase défectueuse (a) par rapport

aux autres phases (b) et (c). Lorsqu'on augmente la résistance de défaut r_f , le courant de défaut I_f diminue.

Dans la figure (III.18), on a fait un court-circuit de 25% des spires d'une phase (a) à $t= 0.4(s)$, avec variation de la valeur de résistance de défaut (r_f). Nous remarquons que le courant de défaut diminue par rapport au cas de $\mu= 0.5$. Le courant de défaut dépend du nombre de spires en défaut de court-circuit et les paramètres de la machine.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP en régime saine et en régime de défaut alimentée par un onduleur de tension à MLI. Cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu.

Dans un premier lieu on a présenté le principe de fonctionnement, la modélisation et la commande de l'onduleur de tension triphasé en citant le principe de MLI sinus-triangulaire. A l'aide de Matlab, on a effectué une simulation numérique de cette commande appliquée à la MSAP en régime saine, puis avec défauts de court-circuit inter-spires tout en variant le degré de gravité de défaut μ ainsi que la résistance de défaut r_f . Les résultats de simulation confirme que le contrôle vectoriel en boucle fermée, permis d'obtenir de meilleures performances dynamiques, grâce à la régulation classique PI. Ce réglage de vitesse de la MSAP a donné des résultats satisfaisants, à savoir, un temps de réponse relativement faible et une erreur statique nulle en régime permanent.

Cependant, les gains du régulateur PI sont sensibles vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine, ce qui rend la commande moins robuste et nécessite une identification paramétrique. Pour remédier à ce problème, il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste basée sur la logique floue qui est le sujet du chapitre suivant.

**Chapitre IV. Commande vectorielle par
logique floue de la MSAP en présence de
défauts de court-circuit entre spires**

Chapitre IV. Commande vectorielle par logique floue de la MSAP en présence de défauts

IV.1 Introduction

La logique floue est une technique pour le traitement de connaissances imprécises basées sur le raisonnement humain, permettant ainsi la commande des systèmes complexes dont les informations sont exprimées d'une façon vague et mal définie.

Le développement de la théorie du contrôle flou en boucle fermée a été le contrôle des processus basés sur la connaissance de l'opération qui a une stratégie de contrôle formée d'un ensemble de règles de décision dont la forme dépend du processus à contrôler. Ainsi, le contrôleur envisagé nécessite un algorithme permettant la conversion de la stratégie de contrôle linguistique basé sur connaissance experte en une stratégie de contrôle automatique [LAL 01].

Dans ce chapitre, nous présentons un aperçu général sur la logique floue. Ensuite, nous allons effectuer l'application de la commande par logique floue à la machine synchrone à aimants permanents sans et avec défauts. On utilise un régulateur de vitesse et deux régulateurs de courant, le régulateur de vitesse est de type MAMDANI. En effet, le moteur synchrone présente des difficultés quant à sa commande à cause de sa modélisation et de l'utilisation des régulateurs conventionnels pour le réglage de sa vitesse.

IV.2 Théorie Des Ensembles Flous

Un ensemble flou A sur un univers de discours U est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui prend ses valeurs sur l'intervalle $[0, 1]$. Un ensemble flou est une généralisation d'un sous ensemble ordinaire dont la fonction d'appartenance prend que les deux valeurs 0 ou 1. La fonction d'appartenance fournit une mesure du degré qu'un élément de U soit un élément d'un sous ensemble flou [KHE 11]. En logique floue un élément peut résider dans plus qu'un ensemble à des degrés d'appartenances différents. Ceci ne peut se produire dans la théorie des ensembles ordinaires. Un ensemble flou A dans U peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées de l'élément générique x et son niveau (degré) d'appartenance :

$$A = \{ x, \mu_A(x) / x \in U \} \quad (\text{IV.1})$$

IV.2.1 Fonction d'appartenance

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ , dont la valeur est comprise entre 0 et 1 [LOU 08]. Le plus souvent, nous utilisons pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes :

- **Fonction triangulaire** : L'allure est complètement définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$.

$$u(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right] \quad (\text{IV.2})$$

- **Fonction trapézoïdale** : elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$.

$$u(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right] \quad (\text{IV.3})$$

- **Fonction gaussienne** : Elle est définie par les paramètres $\{c, u \text{ et } \sigma\}$.

$$u(x) = \exp \left[- \left(\frac{x-c}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (\text{IV.4})$$

Où c : est le centre de la gaussienne et σ : sa largeur (variance).

La figure (IV.1) représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance.

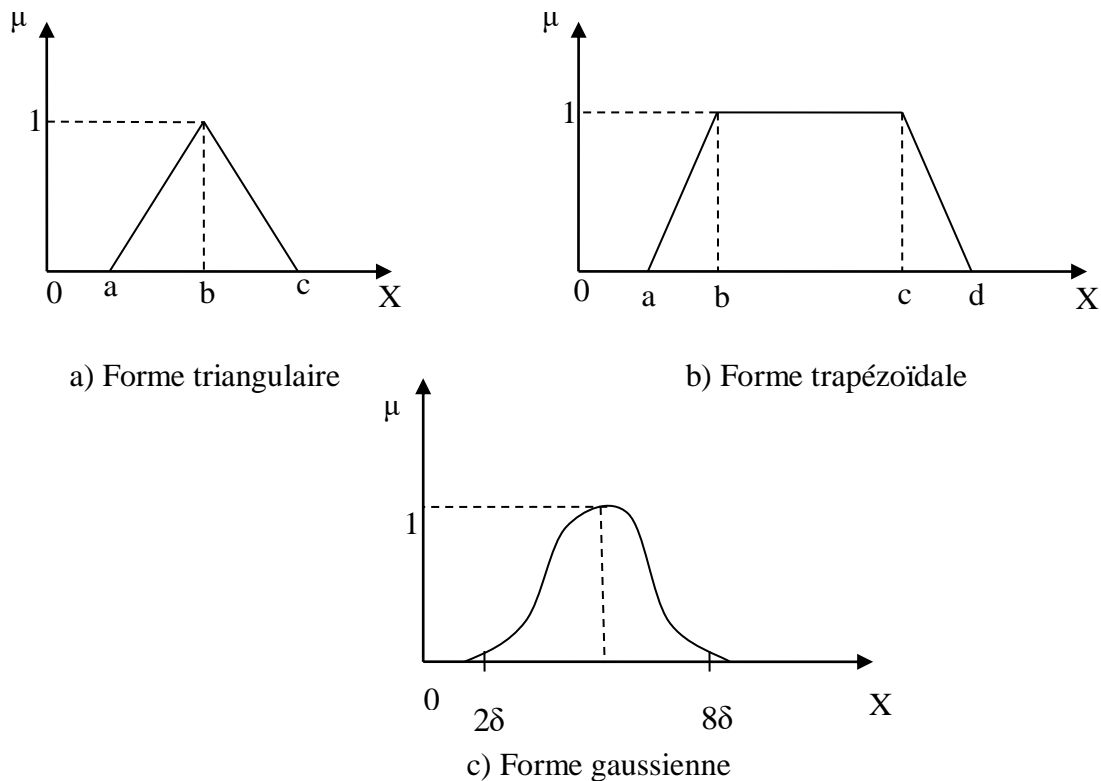


Figure IV.1 : Différentes formes de la fonction d'appartenance.

IV.2.2 Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des règles d'inférence par des opérateurs ET, OU. Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. De plus, il existe l'opérateur NON qui s'appelle (complément, négation, inverse) [FAI 05].

- **Opérateur OU (l'union)**

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cup B}(u) = \max \{ \mu_A(u), \mu_B(u) \} \quad (\text{IV.5})$$

- **Opérateur ET (l'intersection)**

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ pour l'ensemble flou $A \cap B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min \{ \mu_A(u), \mu_B(u) \} \quad (\text{IV.6})$$

- **Opérateurs NON (complément)**

On définit la fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ pour l'ensemble flou \bar{A} par :

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (\text{IV.7})$$

- **Produit cartésien**

Soit A_1, \dots, A_n des ensembles flous, dans les univers de discours u_1, \dots, u_n respectivement. Le produit cartésien de A_1, \dots, A_n est un ensemble flou dans l'univers de discours u_1, \dots, u_n dont sa fonction d'appartenance est exprimée par :

$$\mu_{A_1, \dots, A_n}(u_1, \dots, u_n) = \min \{ \mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n) \} \quad (\text{IV.8})$$

- **Relation floue**

Une relation floue est un ensemble flou dans les univers de discours u_1, \dots, u_n . Elle est exprimée comme suit :

$$R_{u_1, u_2, \dots, u_n} = \{ ((u_1, \dots, u_n), \mu_{R(u_1, \dots, u_n)}) / (u_1, \dots, u_n) \in u_1, \dots, u_n \} \quad (\text{IV.9})$$

IV.3 Structure des systèmes flous

Un système flou peut être interprété selon deux points de vue : mathématique et logique. D'un point de vue mathématique, un système flou est une fonction non linéaire liant un vecteur de données d'entrée à un vecteur de sortie et, de point de vue logique, un système flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux, à savoir :

La fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie [LOU 08].

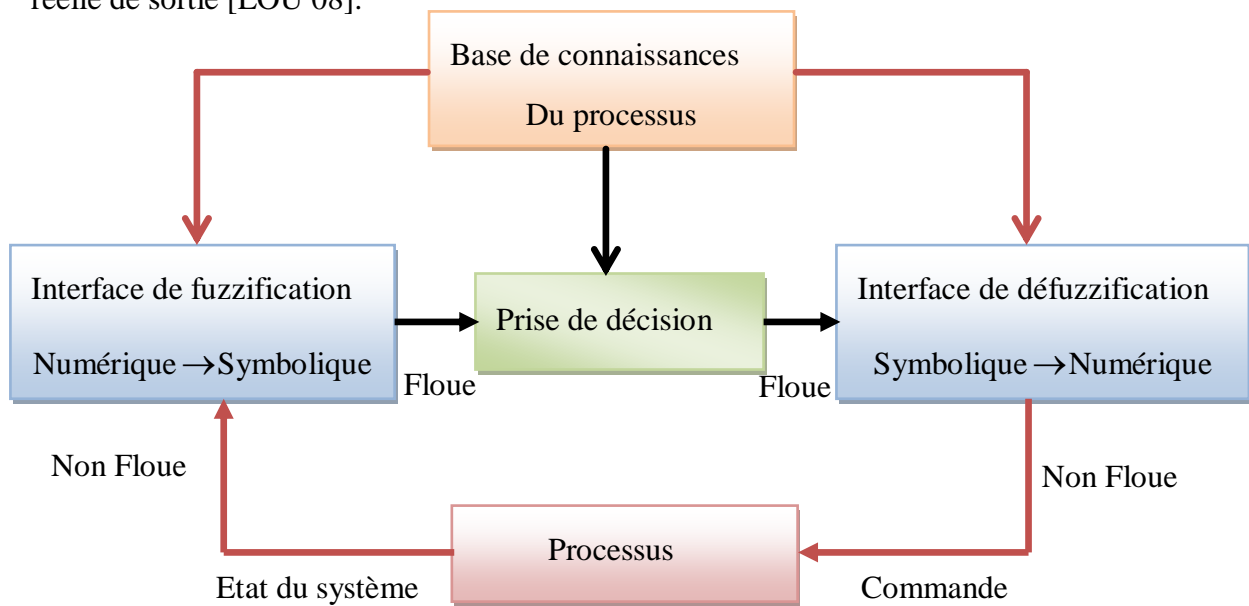


Figure IV.2 : Configuration d'un contrôleur flou.

IV.3.1 Fuzzification

L'interface de fuzzification inclut les fonctions suivantes [Jan- 95]:

- Mesure des variables d'entrée ;
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants ;
- Transformation des variables d'entrée en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenance.

IV.3.2 Base de connaissances

Elle contient les informations du domaine d'application et du contrôle. Elle est définie par les deux bases suivantes [RAH 04, FAI 05]:

a) Base de données

Elle fournit des informations nécessaires qui sont utilisées pour l'exploration des règles de contrôle flou ainsi que la manipulation des données dans le contrôleur flou.

b) Base de règle

Elle caractérise le but et la politique du contrôle flou via un ensemble de règles de contrôle flou.

IV.3.3 Moteur d'inférence

Le moteur d'inférence est le noyau du système flou, il est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue [Tle-07]. Dans les règles floues interviennent les opérateurs «ET» et «OU».

L'opérateur «ET» s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur «OU» lie les différentes règles, il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces opérateurs.

IV.3.4 Interface de défuzzification

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. Cette stratégie est alors nécessaire. Plusieurs stratégies de défuzzification existent [LOU 08].

- **Méthode du maximum :**

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant, cette méthode présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

- **Méthode de la moyenne des maxima :**

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

- **Méthode du centre de gravité :**

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous, elle génère le centre de gravité μ de la fonction d'appartenance issue de l'inférence. L'abscisse du centre de gravité peut être par la formule :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n Z_i \cdot \mu_{RoS}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{RoS}(Z_i)} \quad (IV.10)$$

n: est le nombre des niveaux de la sortie du contrôleur

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface. La détermination du centre de gravité nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel. De ce fait, cette méthode est la plus coûteuse en temps de calcul.

- **Méthode des hauteurs pondérées**

Cette méthode consiste à calculer la sortie du contrôleur en utilisant les centres de gravité Z^* de chacun des ensembles C_i

$$U = \frac{\sum_{i=1}^m Z_i^* \mu_{C_i}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{C_i}(Z_i)} \quad (IV.11)$$

m: est le nombre d'ensembles flous associés à la variable de sortie U.

IV.4 Application de la logique floue à la commande de la MSAP

Dans cette section nous nous intéresserons à l'application de la commande par logique floue à la machine synchrone à aimants permanents, on a choisi le type de régulateur de Mamdani à sept class pour le réglage de vitesse.

IV.4.1 Régulateur à logique floue

IV.4.1.1 Description d'un régulateur flou

La figure(IV.3) présente le schéma de principe d'un régulateur flou proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.

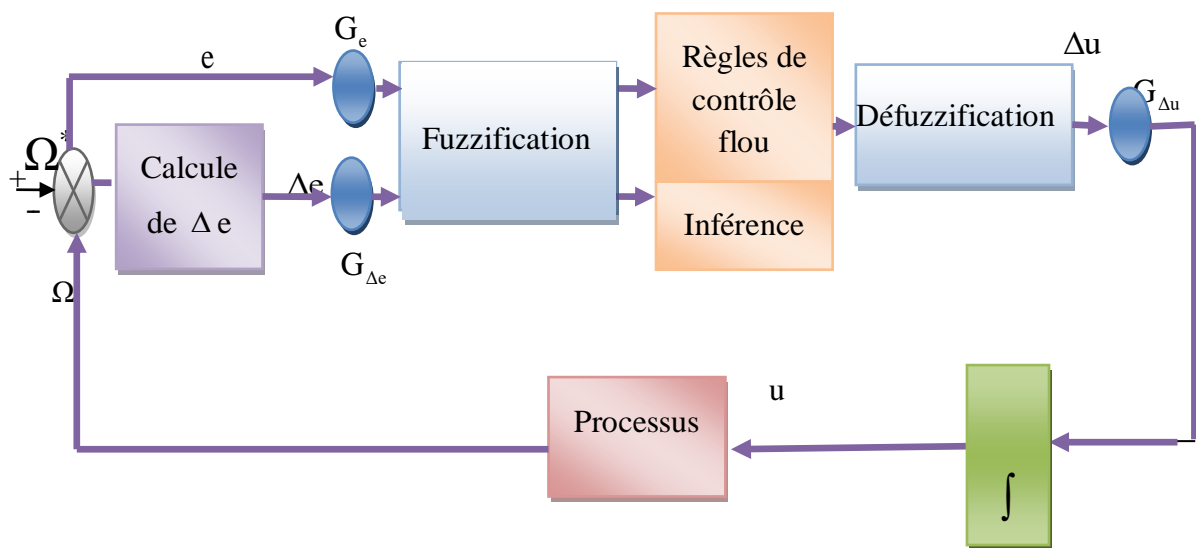


Figure IV.3: Schéma bloc de régulation à contrôleur flou.

D'après ce schéma, le Régulateur flou est composé :

- D'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps (Δe) ;
- Des gains d'échelle associés à l'erreur(G_e), à sa variation($G_{\Delta e}$) et la variation de commande($G_{\Delta u}$);
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation;
- D'un bloc des règles du contrôleur flou (inférences);
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique.

IV.4.1.2 Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation ($u = f(e, \Delta e)$) par conséquent l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande Δu nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande u [FAI 05].

La forme générale de cette loi de commande est donnée par :

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \Delta u_{k+1} \quad (\text{IV.12})$$

Où :

$G_{\Delta u}$: gain associé à la commande u_{k+1} .

Δu_{k+1} : la variation de la commande.

L'erreur e et la variation de l'erreur Δe sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} X_e = G_e e \\ X_{\Delta e} = G_{\Delta e} \Delta e \end{cases}$$

IV.4.1.3 Fuzzification

L'erreur et sa variation sont définies comme suit :

$$e(k) = G_e (\Omega_{ref}(k) - \Omega(k)) \quad (\text{IV.13})$$

$$\Delta e(k) = G_{\Delta e} (e(k) - e(k-1)) \quad (\text{IV.14})$$

$G_e, G_{\Delta e}$: représentent les gains d'adaptation (normalisation), généralement on les choisit faible pour assurer la stabilité du système. Ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, se sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Les grandeurs e et Δe sont normalisés dans un univers de discours $[-1.5, 1.5]$, ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques. Le nombre des ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement notées :

NG :Négatif Grand

NM :Négatif Moyen

NP :Négatif Petit

EZ :Environ Zéro

PP :Positif Petit

PM :Positif Moyen

PG :Positif Grand

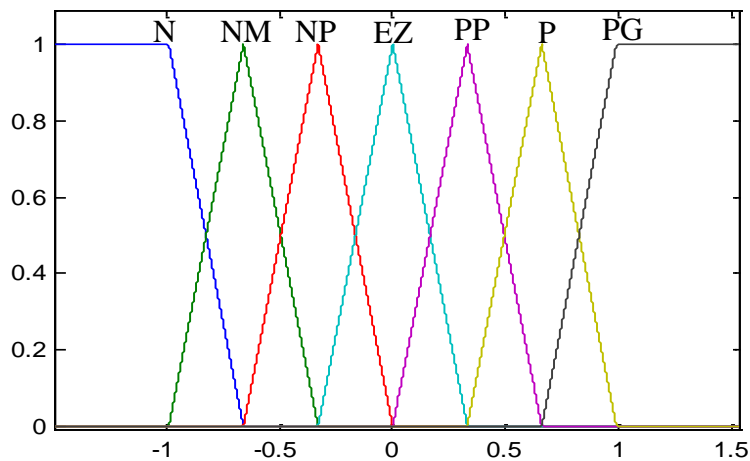


Figure IV.4 : Représentation d'une variable linguistique pour l'erreur et la variation de l'erreur sur un univers de discours.

Il est nécessaire de fuzzifier la variable de sortie car on a besoin des sous-ensembles flous au niveau des inférences et de la défuzzification. On emploie cinq fonctions d'appartenances de forme triangulaire.

IV.4.1.4 Inférences

La stratégie de commande dépend essentiellement des inférences adoptées, la condition pour chaque règle est : Si e est x_1 ET Δe est x_2 ALORS Δu est x_3

Le nombre des ensembles flous pour e et Δe est sept donc il nous faut $7 \times 7 = 49$ règles d'inférence. Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau (IV .1).

Tableau IV.1: Table de calcul de la variation de la commande

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	ZE
NM	NG	NM	NM	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NM	NP	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PP	PM	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PM	PG
PG	EZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG

On a utilisé la méthode d'inférence de Mamdani (Max- Min), l'opérateur « ET » est effectué par la fonction Min, l'opérateur « Alors » de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur ET) par la fonction Min.

IV.4.1.5 Défuzzification

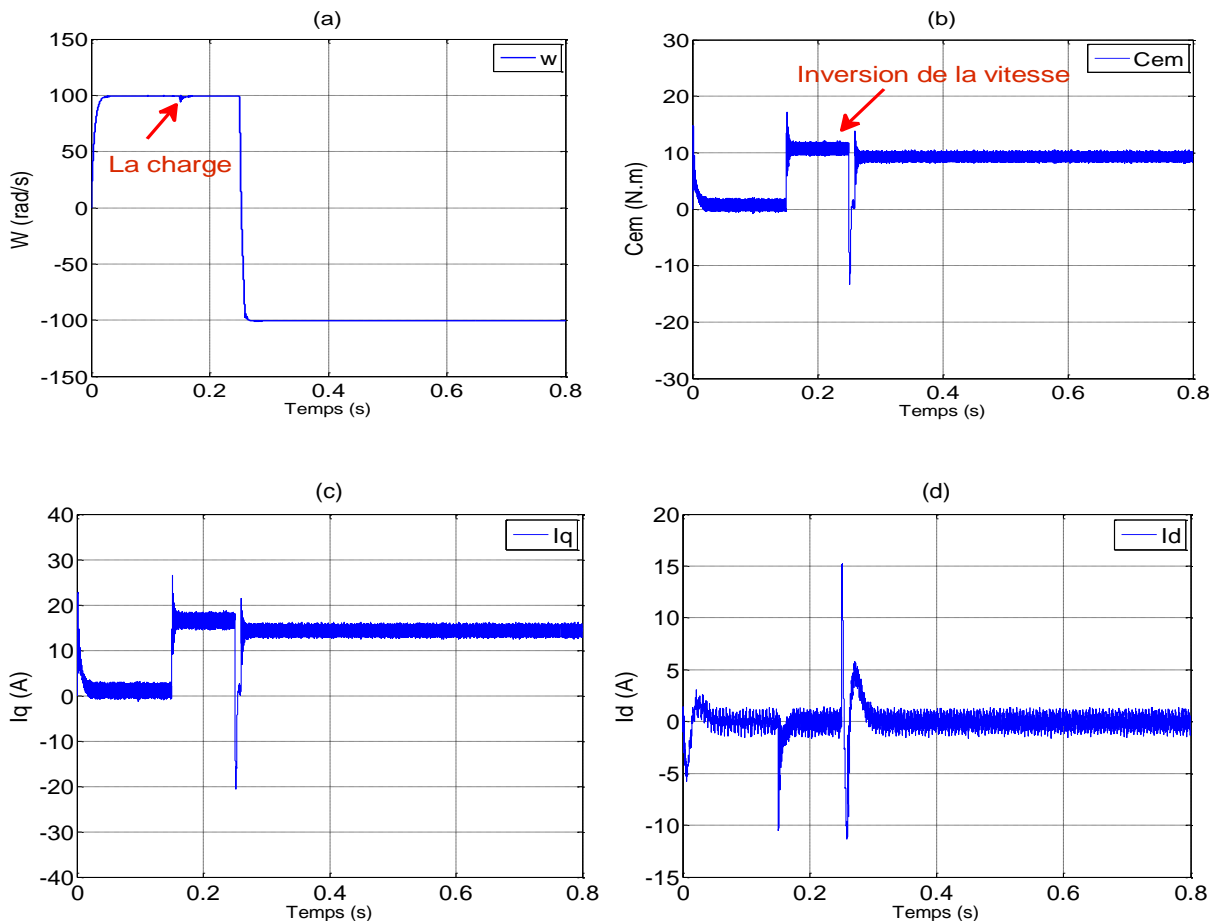
La défuzzification est la dernière étape pour la conception d'un régulateur flou. Elle consiste à transformer une valeur floue (fonction d'appartenance résultante) en une valeur numérique connue pour commander le système. Pour notre étude, nous avons utilisé la méthode du centre de gravité pour la défuzzification.

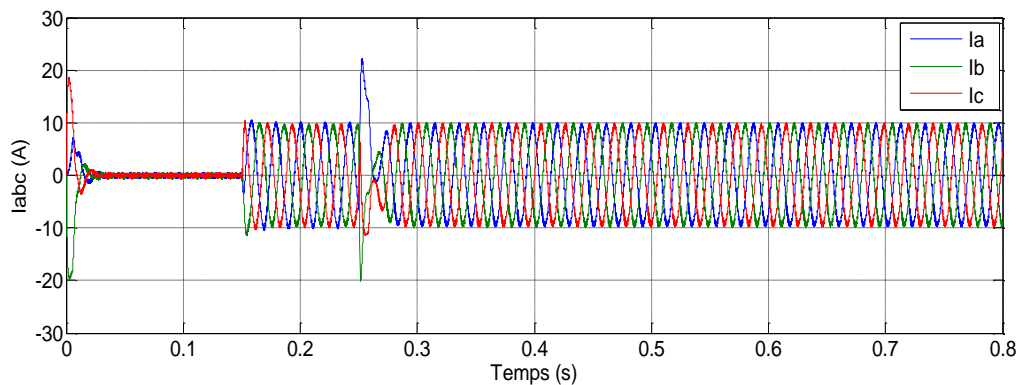
IV.4.2 Résultats de simulation

IV.4.2.1 Simulation de la commande vectorielle floue de la MSAP en absence de défaut

Nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur flou de la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

Lors du démarrage de la (MSAP) on applique un échelon de consigne de 100(rad/s), suivie d'une application de charge de 10(N.m) à partir de $t = 0.15(s)$, puis un échelon de consigne de -100(rad/s) à l'instant $t=0.25 (s)$. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure IV.5



(e) Courants statoriques I_{abc} (A).**Figure IV.5:** Résultats de simulation pour la commande floue de la MSAP**Interprétations des résultats :**

Dans la figure IV.5 (a), on observe que l'allure de la vitesse rotorique suit parfaitement sa consigne. Après l'application de la charge à l'instant $t = 0.15s$, la vitesse diminue puis revient à sa valeur de référence. Lors de l'application de la charge à l'instant $t = 0.15s$, la vitesse suit toujours sa référence avec un temps de réponse acceptable et que l'effet de la perturbation de charge provoque une légère diminution de vitesse qui se rétablit rapidement. À l'inversion de la vitesse, on remarque que celle ci suit la nouvelle consigne sans dépassement au temps plus court. D'après la figure IV.5 (b), on constate que le couple électromagnétique atteint certaine valeur après cela il diminue vers zéro, puis se stabilise à la valeur du couple résistant à l'instant $t = 0.15s$. À l'inversion de la vitesse, l'allure du couple présente un pic puis se stabilise à la valeur exigée.

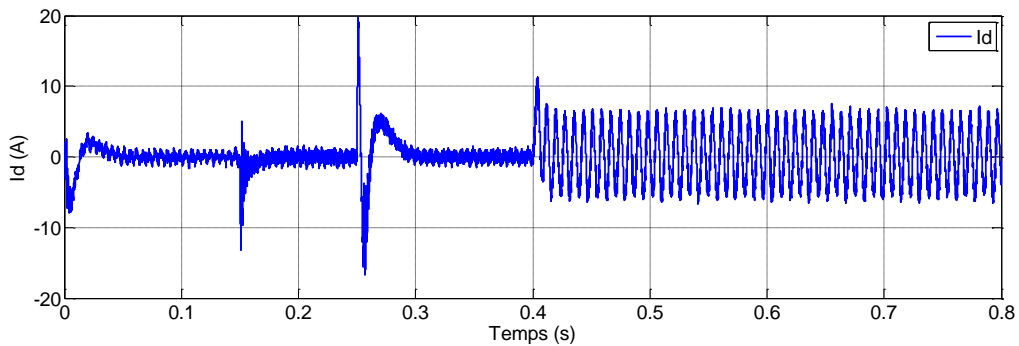
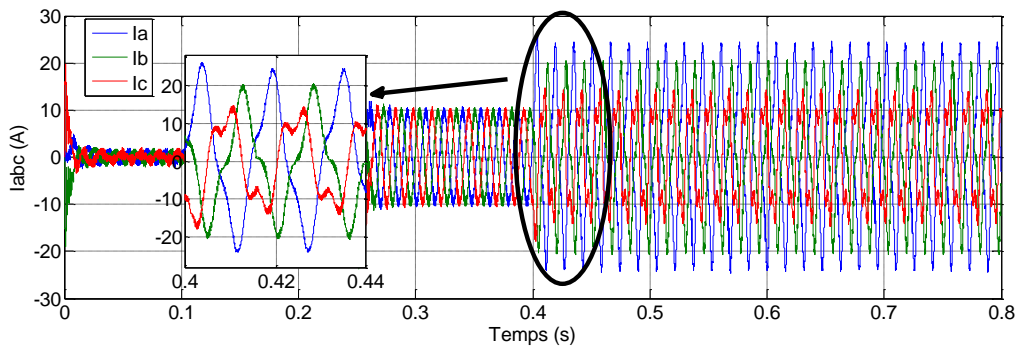
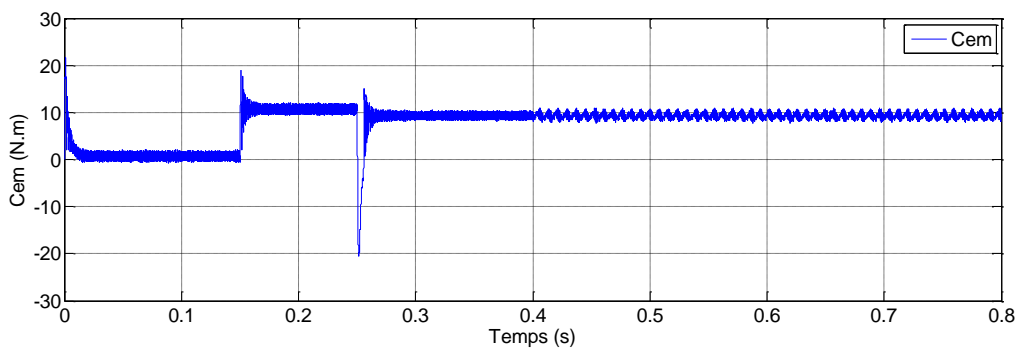
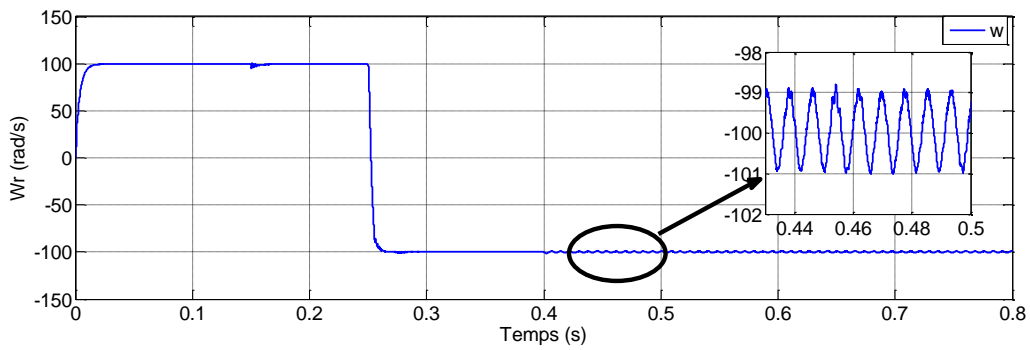
On remarque, à partir de la figure IV.5 (c) et (d), le courant I_d suit la consigne ($I_d = 0$) et reste égal à zéro. Le courant I_q dépend du couple électromagnétique. On note dans la figure IV.5(e) les courants statoriques perturbés par l'effet de la charge et l'inversion de la vitesse puis ils se stabilisent.

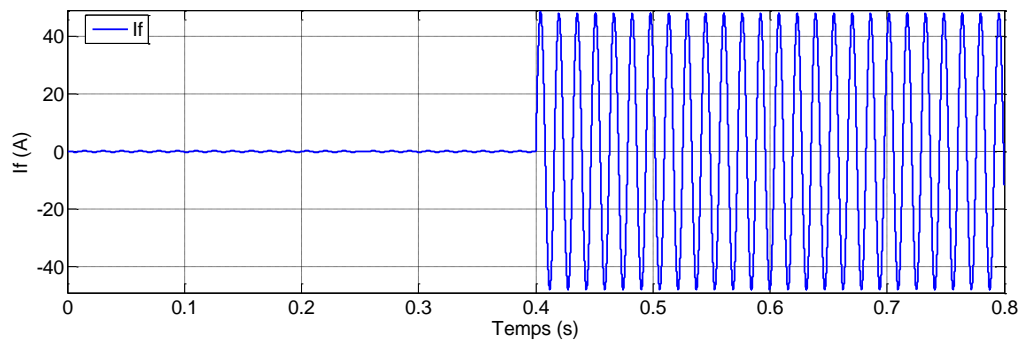
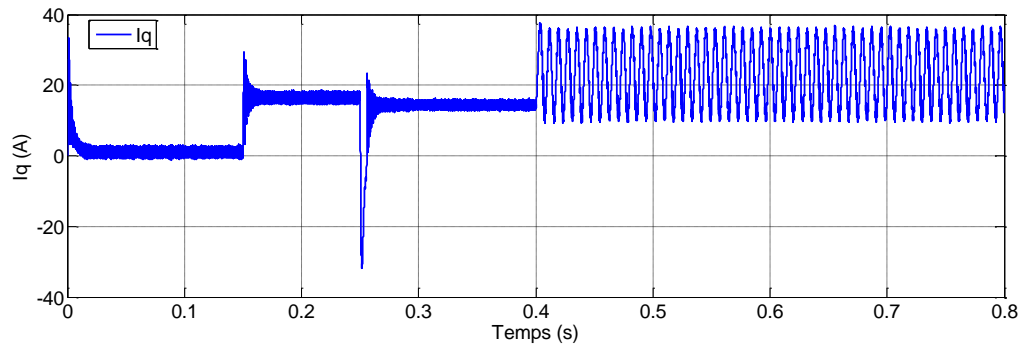
IV.4.2.2 Simulation de la commande floue en présence des défauts

Nous allons étudier le comportement de la commande en vitesse par régulateur flou de la MSAP en présence des défauts de court-circuit entre spires. Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée en simulation sont donnés en annexe.

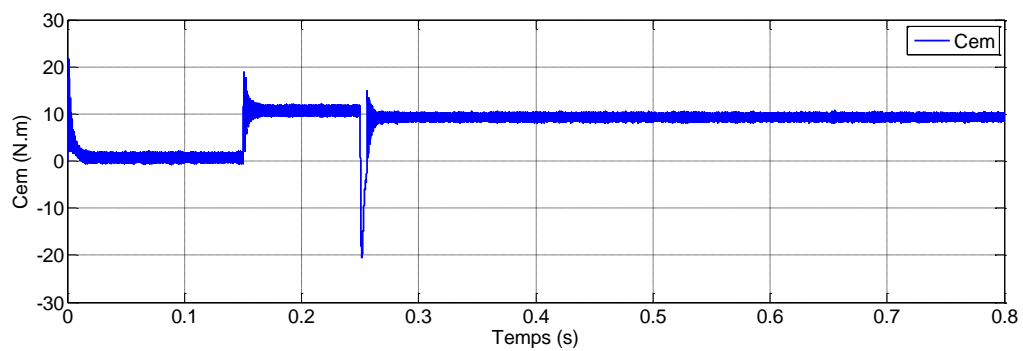
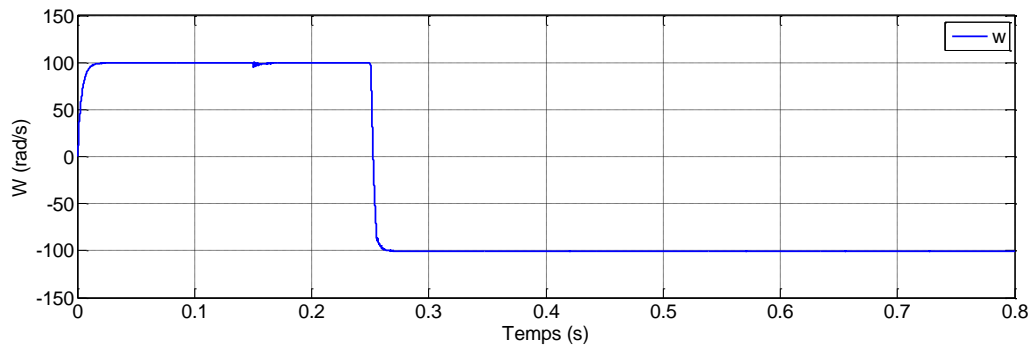
Au démarrage de la (MSAP) on applique un échelon de consigne de 100(rad/s), suivi d'une application de charge de 10(N.m) à partir de $t = 0.15(s)$, puis un échelon de consigne de -100(rad/s) à l'instant $t=0.25$ (s). Nous supposons que la phase (a) est le siège de défaut de court-circuit, on étudie les deux cas suivants : ($\mu = 50\%$, $\mu = 20\%$). donc, 80 et 32 spires sur 160 spires de la bobine de phase (a) est en défaut.

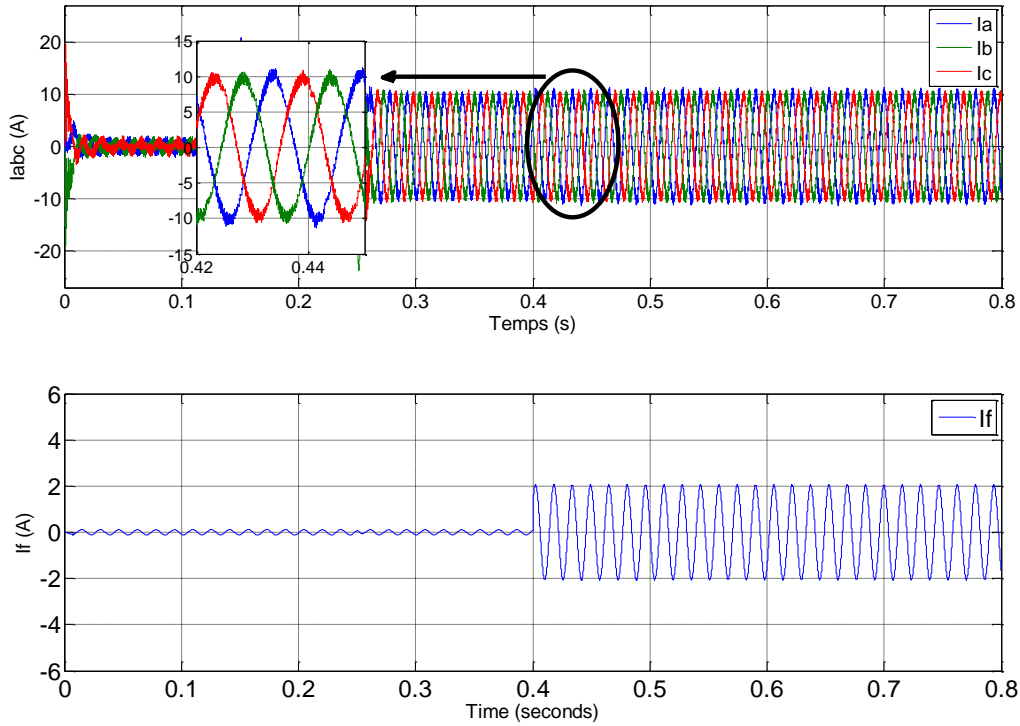
Dans les figures (IV.6 et IV.7), on fait varier la valeur de la résistance de défaut : $r_f=10\Omega$, $r_f=0.1\Omega$, tout en considérant que ($\mu=50\%$, $\mu=20\%$), Le défaut est introduit à l'instant $t=0.4(s)$.





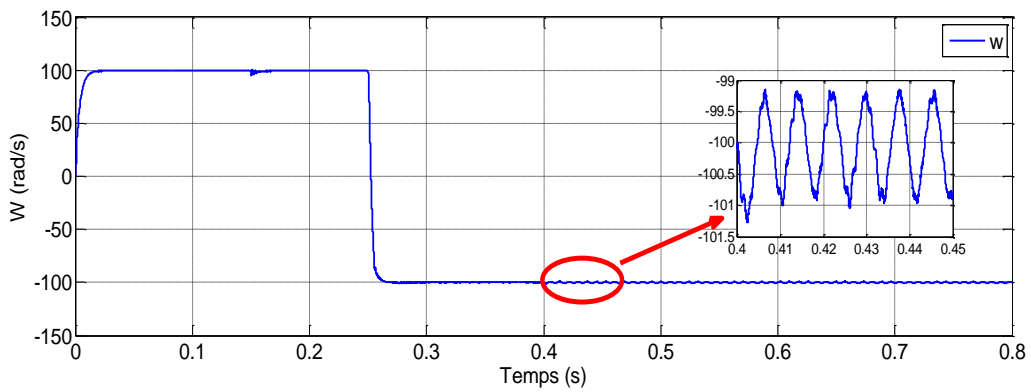
a) Résultats de simulation pour : $\mu=50\%$ et $r_f=0.1\Omega$.

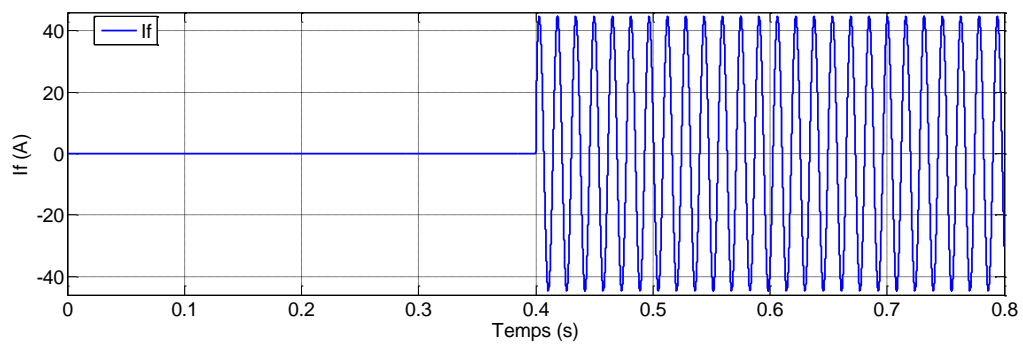
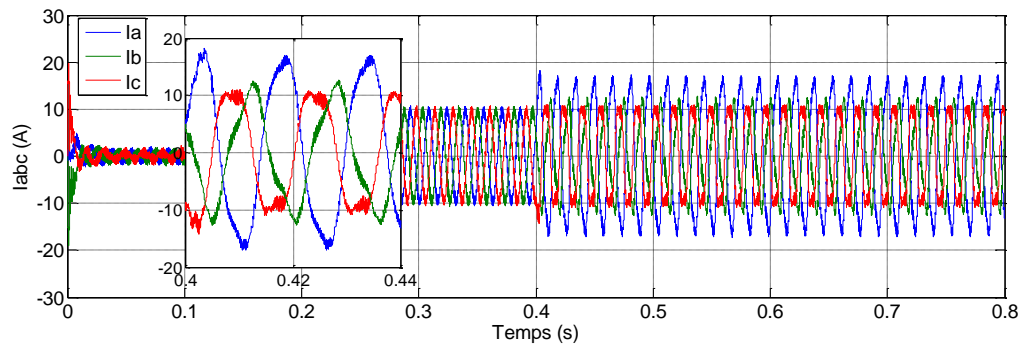
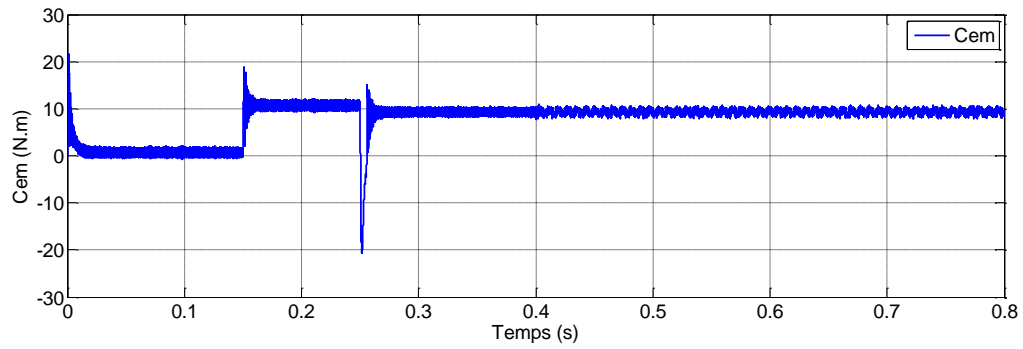




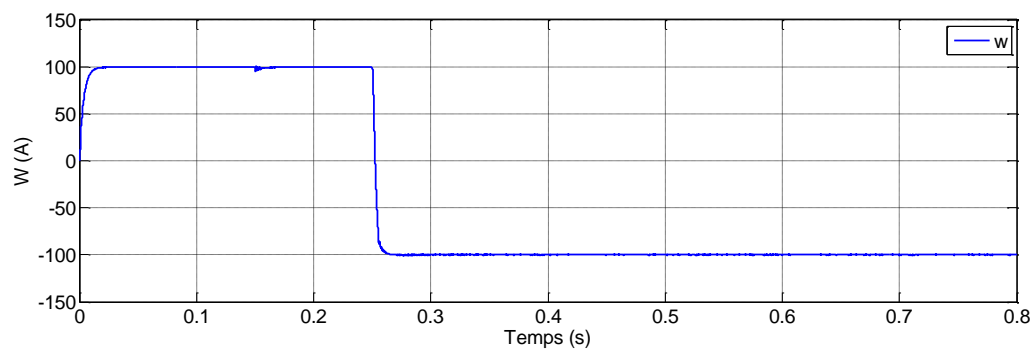
b) Résultats de simulation pour : $\mu=50\%$ et $r_f=10\Omega$.

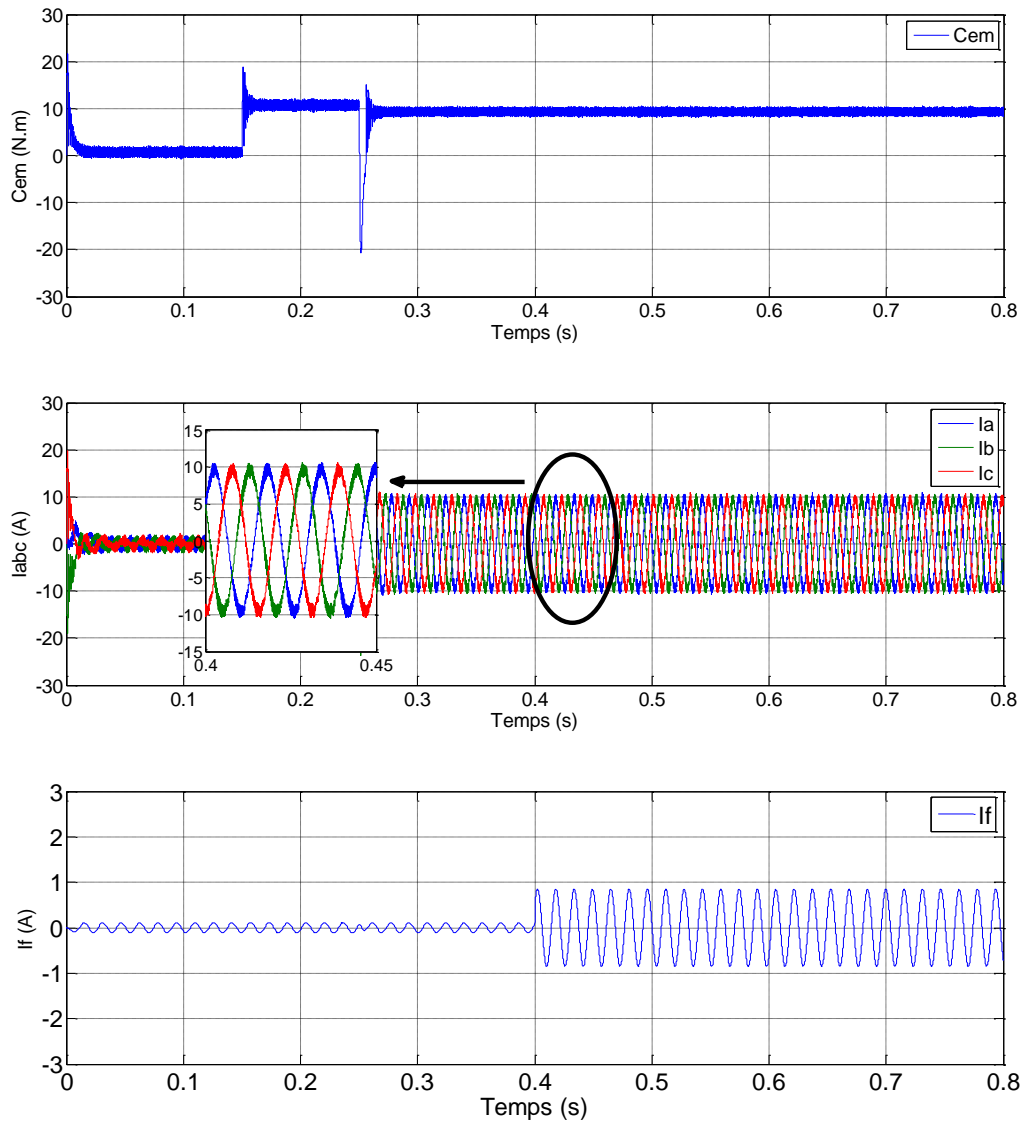
Figure IV.6 : Résultats de simulation de la commande floue de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre-spires avec $\mu = 50\%$ et variation de r_f .





a) Résultats de simulation pour : $\mu=20\%$ et $r_f=0.1\Omega$.





c) Résultats de simulation pour : $\mu=20\%$ et $r_f=10\Omega$.

Figure IV.7 : Résultats de simulation de la commande floue de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre-spires avec $\mu=20\%$ et variation de r_f .

Interprétations des résultats :

D'après les figures (IV.6) et (IV.7), on note qu'à l'instant $t=0.4$ (s) après le défaut de court-circuit entre spire, une perturbation des courants statorique avec d'augmentation de l'amplitude du courant de la phase défectueuse par rapport aux autres phases, ainsi que le courant de défaut est augmenté. Lorsqu'on augmente la résistance de défaut r_f et nombre de spires court-circuitées, la perturbation de la charge diminue, les courants des phases sont équilibrés et le courant de défaut I_f est diminué. La vitesse reste presque constante et insensible aux variations du nombre de spires en court circuit et de la sévérité de défauts.

Ceci est une preuve que les performances de la commande vectorielle floue demeurent plus robustes aux défauts par rapport à la commande vectorielle avec régulateur PI classique.

IV.4.3 Comparaison des Résultats

Dans le but d'évaluer les différentes approches de commande vues dans ce mémoire et afin d'apprécier la supériorité des deux régulateurs appliqué à la MSAP (régulateur PI classique et régulateur PI flou), une étude comparative entre les résultats (courbes) obtenus par simulation sera présentée dans ce qui suit.

Dans les figures (IV.8, IV.9), nous présentons l'évolution de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique de la MSAP (états sain et défectueux) avec les deux régulateurs : Régulateur PI classique (R-PI) et Régulateur Flou de type PI (R-F).

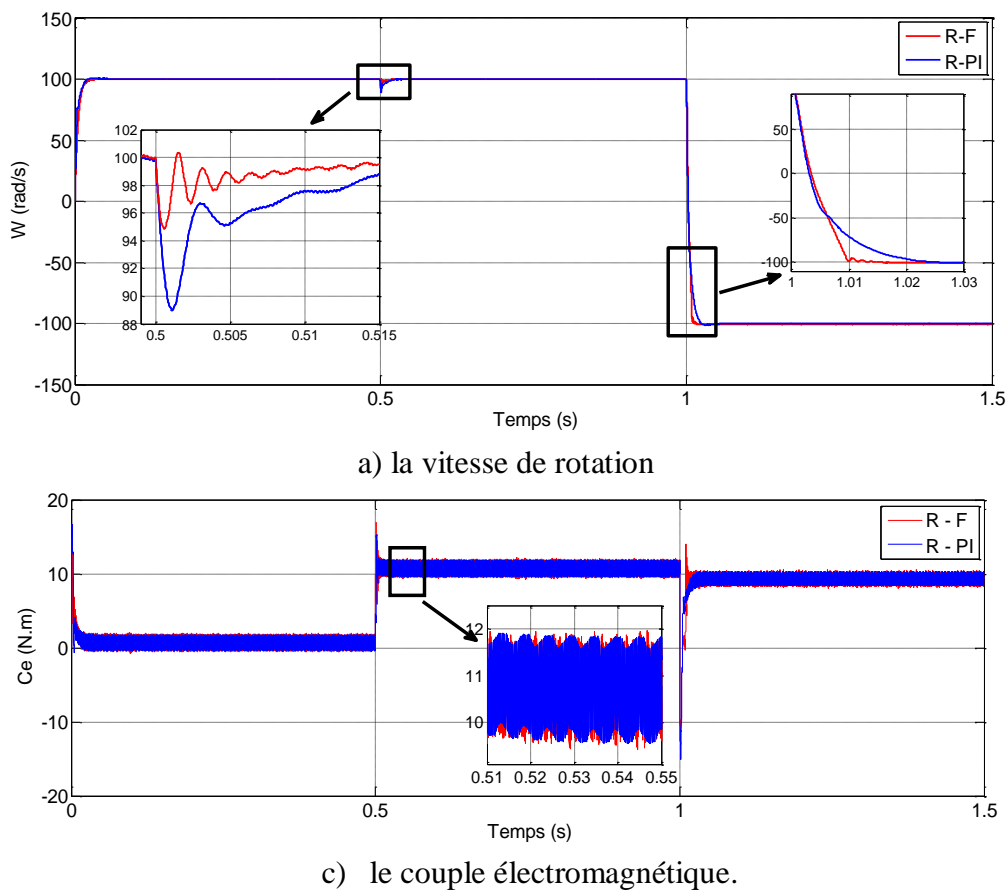
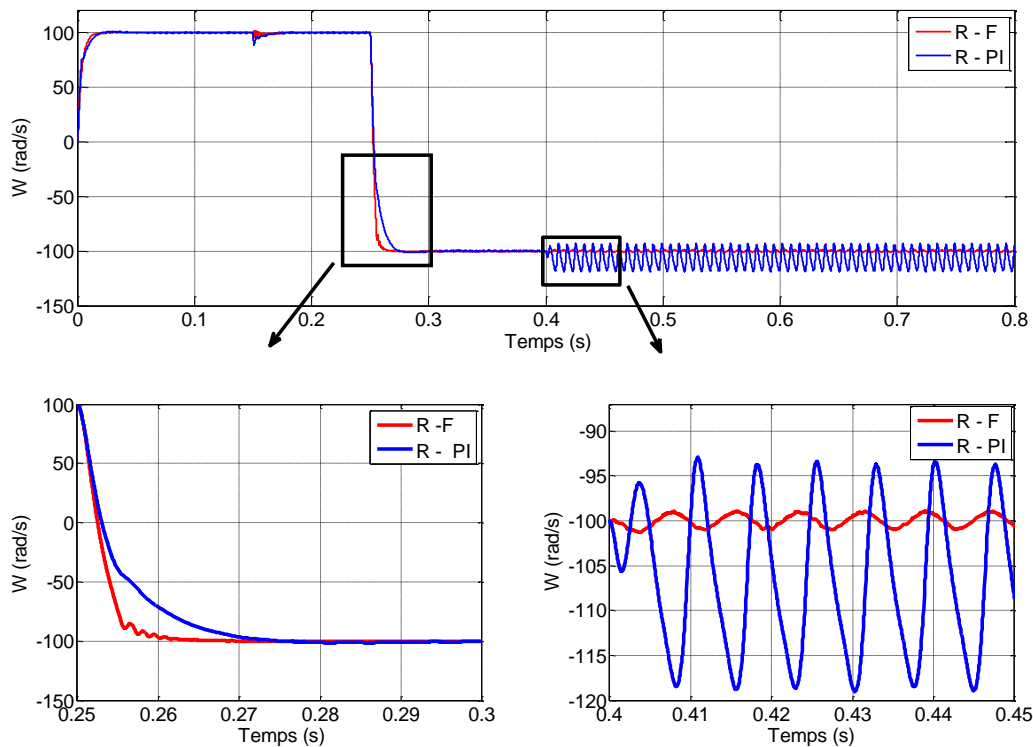
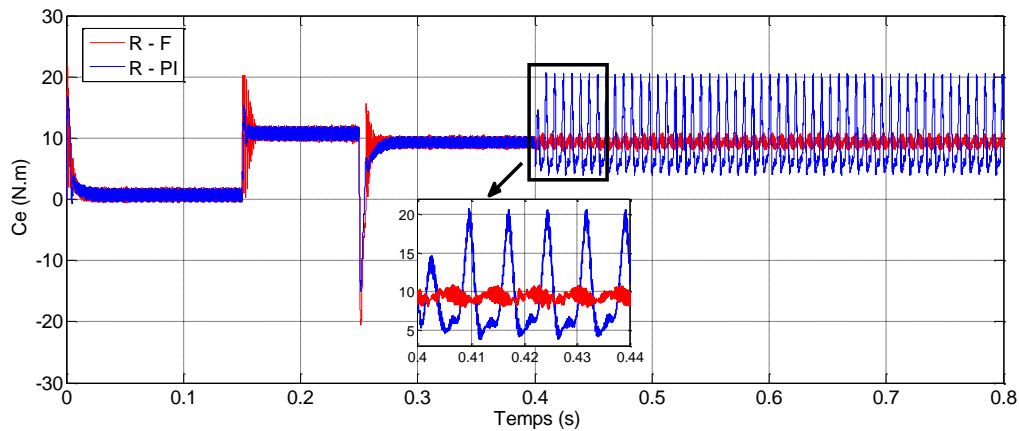


Figure IV.8 : Evolution de la vitesse et le couple électromagnétique de MSAP (état sain).



a) la vitesse de rotation.



b) le couple électromagnétique.

Figure IV.9 : Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique du MSAP avec défaut de court-circuit entre spires pour les deux régulateurs.

Interprétations des résultats :

Nous avons testé la robustesse de deux régulateurs (classique R-PI et flou R-F) avec la MSAP à l'état sain et avec défaut de court-circuit entre spire.

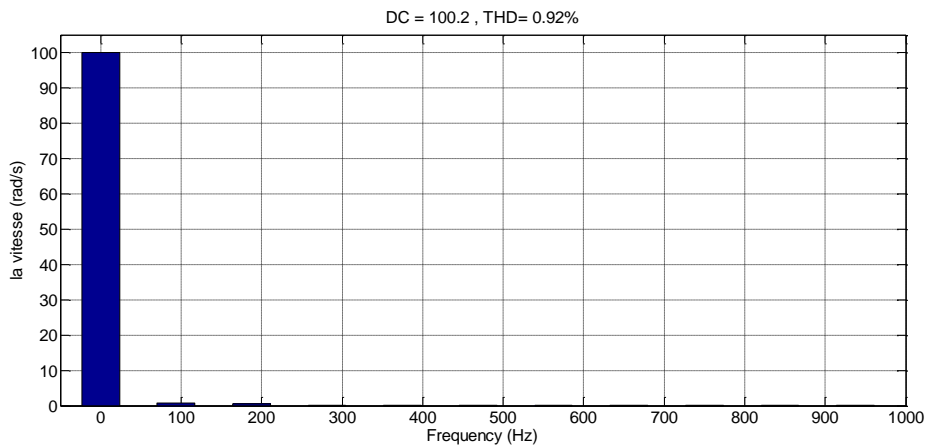
D'après les figures (IV.8a et IV.9a), on constate que la vitesse reste presque constante et insensible aux variations du nombre de spires en court circuit et de la résistance de défaut, ainsi qu'on note une rejection de perturbation rapide et temps plus court du régulateur flou par

rapport le régulateur PI. Après le court-circuit on remarque qu'avec l'utilisation du régulateur flou les ondulations sont relativement faibles par rapport à ceux obtenus avec le régulateur PI.

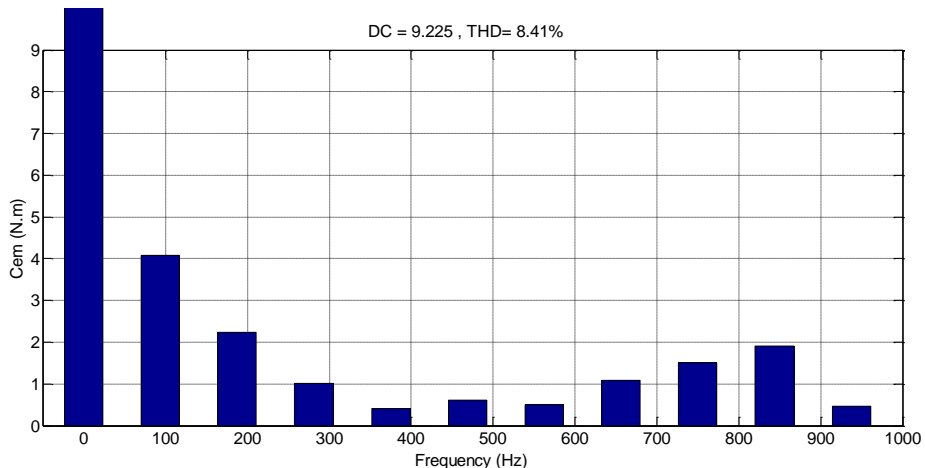
Pour les figures du couple (IV.8b et IV.9b), on observe que le taux d'ondulations du R-F est moins important par rapport au régulateur R-PI. Ceci est une preuve que le régulateur PI flou a des performances plus robustes que le régulateur classique PI.

IV.4.4 Analyse spectrale par FFT

On présente ici une analyse spectrale des grandeurs de la MSAP afin de mettre en évidence l'effet du défaut sur les composantes harmoniques. Dans la figure (IV.11), on trace les spectres harmoniques du couple électromagnétique et la vitesse rotorique de la MSAP à l'état sain. Dans la figure (IV.10), on donne les spectres harmoniques du couple électromagnétique et la vitesse rotorique de la MSAP avec défaut pour $r_f=0.1\Omega$, $\mu = 50\%$, on applique la charge de 10(N.m) à partir de $t = 0.15(s)$, le défaut est introduit à $t=0.4(s)$.

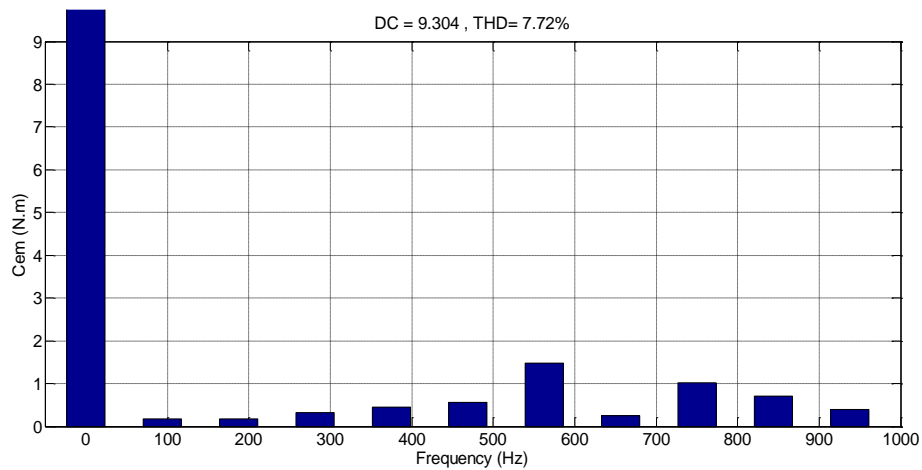


a) Spectre la vitesse rotorique.

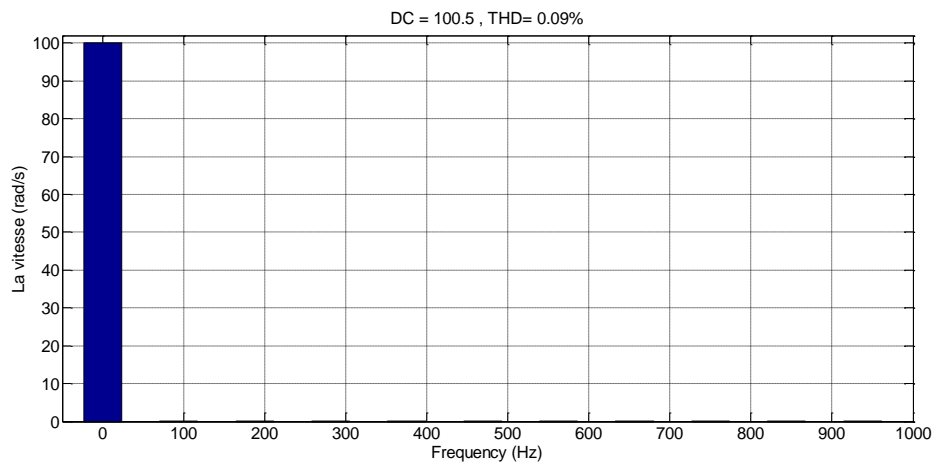


a) Le couple électromagnétique.

Figure IV.10 : Les spectres de la vitesse et le couple électromagnétique de la MSAP avec défaut par la commande vectorielle floue, pour $r_f = 0.1\Omega$ et $\mu = 50\%$.

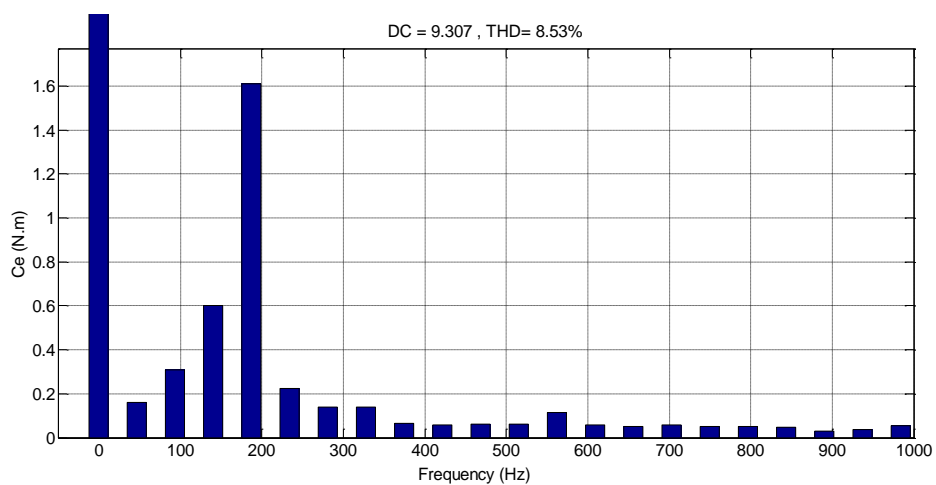


a) Le couple électromagnétique.

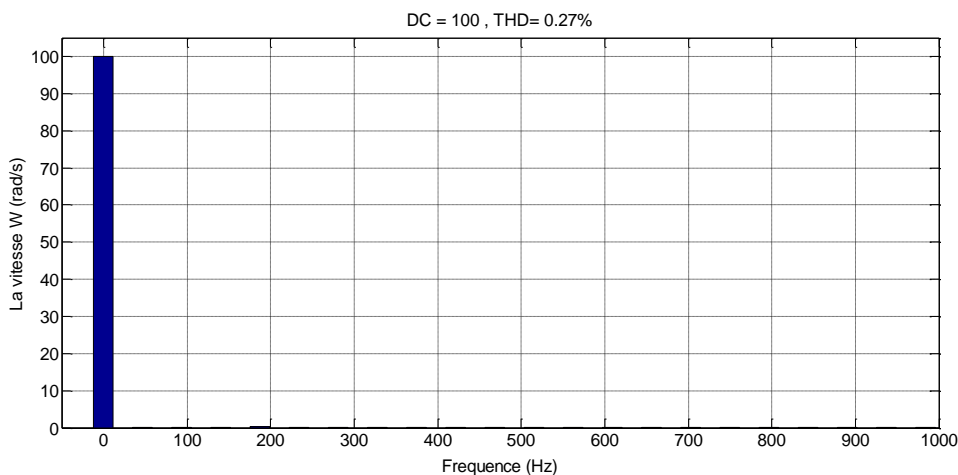


b) La vitesse rotorique.

Figure IV.11 : Spectres de la vitesse et du couple électromagnétique de la MSAP à l'état sain par la commande vectorielle floue.

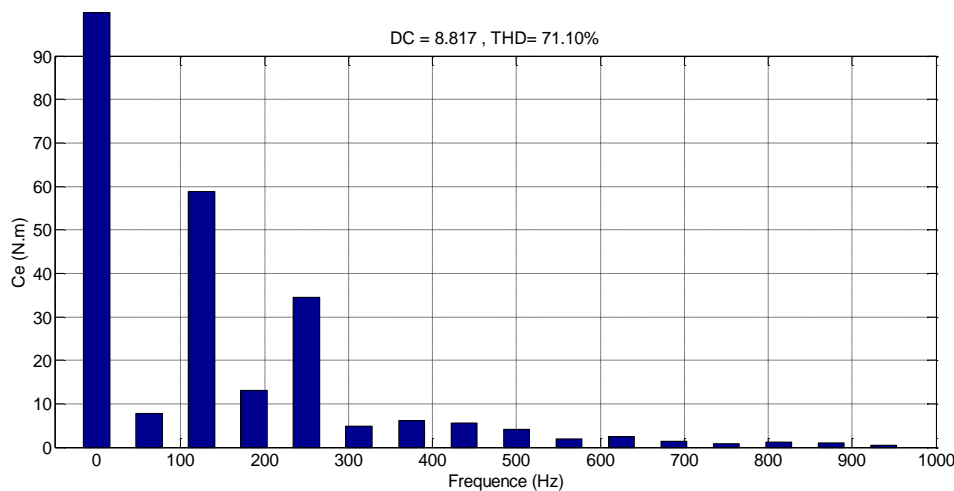


a) Spectre du couple électromagnétique.

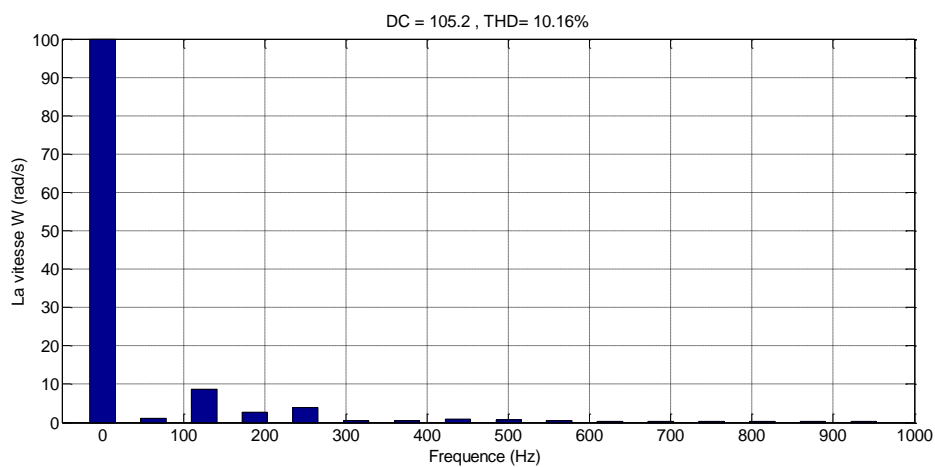


b) Spectre la vitesse rotorique.

Figure IV.12 : Spectres de la vitesse et du couple électromagnétique de la MSAP à l'état sain par la commande vectorielle.



a) Spectre le couple électromagnétique.



b) Spectre la vitesse rotorique.

Figure IV.13 : Spectres de la vitesse et du couple électromagnétique de la MSAP avec défaut par la commande vectorielle, pour $r_f = 0.1\Omega$ et $\mu = 50\%$.

Tableau IV.2: Récapitulatif des valeurs de THD du couple électromagnétique et de la vitesse.

Type de la Commande et l'état de la MSAP	Cde vectorielle PI classique de MSAP à l'état sain	Cde vectorielle-floue de MSAP à l'état sain	Cde vectorielle PI Classique de MSAP état de défauts	Cde vectorielle floue de MSAP état de défauts
THD de la vitesse (w) en %	0.27	0.09	10.16	0.92
THD du couple (Cem) en %	8.53	7.72	71.1	8.41

Interprétations des résultats :

L'analyse spectrale de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique a permis d'introduire la transformée de Fourier en déterminant la configuration fréquentielle et le taux de distorsion harmonique (THD) correspondant.

Les figures IV.10-11-12 et 13 montrent la différence entre un fonctionnement sain et avec un défaut de court-circuit entre spire d'une phase. Les résultats de simulation d'analyse spectrale par FFT sur les figures montrent que la présence d'un défaut de court-circuit entre spires produit des ondulations de fréquence double dans le couple et la vitesse.

On constate que le régulateur flou est plus robuste aux défauts par rapport au régulateur classique PI (moins d'ondulations, valeur de THD faible).

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a proposé la commande par logique pour le réglage de vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent en présence de défaut. Dans la commande par logique floue, la description linguistique de l'expertise de l'être humain est représentée sous forme de règles floues afin de commander le système. Le type de régulateur utilisé dans ce chapitre est un régulateur flou basé sur le mode de raisonnement de Mamdani.

D'après les résultats obtenus par simulation numérique, on conclut que la commande vectorielle en utilisant le régulateur flou à la place du régulateur PI classique, donne de meilleures performances aussi bien en présence de perturbation ou de défaut. En plus le régulateur flou contribue à diminuer les ondulations qui sont à l'origine de la dégradation rapide des enroulements statoriques ce qui favorise la croissance de la durée de vie du bobinage du stator.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Ce mémoire a été consacré à la modélisation en vue de la surveillance des entraînements électriques, et plus particulièrement la machine synchrone à aimants permanents. Dans ce travail on a exposé la synthèse d'une technique de réglage robuste pour le réglage de la vitesse et l'établissement d'un modèle permettant de déterminer rapidement le comportement des différentes variables de la MSAP en présence d'un défaut de court-circuit entre spires afin de réduire le risque de propagation du défaut.

Dans le premier chapitre, on a d'abord présenté un état de l'art sur le diagnostic et la commande de la MSAP. Dans un premier temps, nous avons exposé les principaux éléments de constitution de la MSAP, son principe de fonctionnement et domaines d'utilisation ainsi que leurs stratégies de commande. Ensuite, on a présenté les différents types de défaillances pouvant survenir dans une telle machine. Pour finir, on a discuté les méthodes de diagnostic, notamment les techniques de traitements du signal permettant l'analyse des signaux révélateurs d'un défaut électrique et mécanique.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation de la MSAP avec défaut de court-circuit entre spires, en se basant sur équations électriques et mécaniques qui régissent leur comportement dynamique. Les modèles analytiques de la MSAP à l'état sain et en présence de défaut de court-circuit ont été simulés et validés sous Matlab/Simulink.

Pour différentes valeurs de la résistance de défaut et variation de la gravité de défaut, les résultats de simulation obtenus montrent que l'augmentation du nombre des spires court-circuitées par rapport au nombre total des spires, engendre une augmentation de l'amplitude du courant de défaut, un déséquilibre et même une augmentation des amplitudes des courants des phases statoriques et plus particulièrement la phase concernée par le défaut. L'amplitude du courant de défaut augmente rapidement avec la diminution de la résistance de défaut. Alors, la détection précoce de défaut va permettre de réduire le risque d'incendie et le risque d'entraîner un échauffement excessif des spires court-circuitées.

Dans le troisième chapitre, on a procédé à la commande vectorielle de la MSAP à l'état sain et avec de défaut, alimentée par un onduleur de tension MLI. Le développement de la commande vectorielle nous a permis de réaliser un découplage entre les axes ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Dans le premier temps, on a présenté un modèle mathématique du convertisseur d'alimentation utilisant la technique MLI comme stratégie de commande de l'onduleur. Puis, on a arboré la modélisation de la MSAP en se basant sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique. A l'aide du Matlab, une simulation numérique de cette commande a été réalisée, la difficulté de ce modèle a été réduite moyennant un certain

nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park et de Clark qui ramènent la machine triphasée en une machine biphasée équivalente, dans le but de faciliter l'étude. Les boucles de courants et celle de la vitesse sont assurées par des régulateurs classiques (PI). Les résultats de simulation sous différentes conditions (variation de la vitesse, variation de la gravité et de la résistance de défaut) montrent que la commande vectorielle PI permet d'obtenir des performances dynamiques relativement satisfaisantes.

Cependant, la détermination de ces régulateurs montre une forte dépendance aux paramètres de la machine, si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances seront détériorées, il est préférable de faire appel à d'autres techniques de réglage plus robuste. La commande floue est connue par leur robustesse, a fait l'objet du dernier chapitre. L'introduction de la logique floue dans la commande vectorielle de la MSAP en présence de défauts avec un régulateur flou de type MAMDANI à sept classes a montré des résultats satisfaisants, et a fait preuve de ses performances élevées et de son efficacité dans le réglage de la vitesse par le rejet total de la perturbation.

En outre, une comparaison générale entre les deux types de régulateurs utilisés dans ce mémoire a été menée, on a montré l'efficacité et la robustesse du régulateur flou vis-à-vis de changements paramétriques (court-circuit statoriques), le couple de charge et l'inversion de la vitesse de rotation. Le diagnostic basée sur l'analyse spectrale par FFT, a permis de connaître le comportement du moteur à l'état sain et lors d'une anomalie de court-circuit entres spires d'une phase statorique.

En fin, et afin d'améliorer cette technique de commande, nous suggérons pour les futures études de combiner la logique floue avec d'autres techniques d'intelligence artificielle (les réseaux de neuraux, les algorithmes génétiques,...) pour concevoir des régulateurs flous plus robuste et stable.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [Abd 11] H. Abdellaoui, "Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques", Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, 2011.
- [Ais 12] A. AISSA, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle", thèse de doctorat, université de Batna, 2012.
- [Ami 07] N.S. Amirouche, "Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [Att 11] M. ATTOU Amine, «Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents», Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbes, 2011.
- [Aub 14] AUBERT Brice, « Détection Des Courts-Circuits Inter-Spires Dans Les Générateurs Synchrones A Aimants Permanents - Méthodes Basées Modèles et Filtre De Kalman Etendu », Thèse Doctorat De L'université De Toulouse, 2014.
- [Bas 01] P. S. Bastiani, "Stratégies de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur-Machine Alternative : Application à la Traction Electrique", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2001.
- [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 », mémoire de magister en électrotechnique, Université de Mohammed Khider de Biskra, 2005.
- [Ben 09] A. Benbrahim, « Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanent », Thèse de Magistère, université de Batna, juin 2009.
- [Ben 15] M. M. Benyahia, A. H. Kerroumi, « Commande par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents », mémoire de master en électrotechnique, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 2015.
- [Bon 92] A. H. Bonnett, G. C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three phase squirrel cage induction motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28 no.4, pp. 921-937, Aug 1992.

- [Bou 14] N. BOUNASLA, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Magister en Electrotechnique, Université Ferhat Abbas Sétif -1, 2014.
- [Can 00] C. Canudas de Wit, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC: Commande des machines asynchrones1", Editions Hermes Science, Vol. 1, 2000.
- [Che 05] Chemmouri Boudjemaa, «Commande Non-Lineaire D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents», diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique Université Mohamed Boudiaf de M'sila 2005.
- [Dev 01] V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues et J. Faucher, "An accurate model of squirrel cage induction machines under static, dynamic or mixed eccentricity" Proc. IEEE SDEMPED2001, pp.121-126, Septembre 2001.
- [Del 95] C. Delforge and B. Lemaire-smail, "Induction machine modelling using finite elements and permeance network methods", IEEE Trans. Magn., vol. 31, no. 3, pp. 2092–2095, May 1995.
- [Fai 05] S. FAID, S. BOURAHLI, « commande par la logique floue de la machine synchrone a aimants permanents », diplôme d'ingénieur d'état, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2005.
- [Far 08] J.A. Farooq, "Etude du Problème Inverse en Electromagnétisme 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.
- [Far 10] J. A. Farouk, « étude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs a aimant permanent », Thèses doctorat d'université de technologie de Belfort-Montbéliard, 2009_2010.
- [Gie 06] J. F. Gieras, C. Wang, and J. C. Lai, Noise of polyphase electric motors. 2006.
- [Gre 91] G.Grellet, G.Clerc, " Actionneur Electriques, Principes, Modèles, commande", Eyrolles, 1997.
- [Guy 00] S. Guy, S. Eddie, "modélisation et commande des moteurs triphasés ", Ellipses Edition Marketing S.A, 2000.
- [Hem 12] M.I. Hemmami, "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2012.
- [Jan 95] J.R.Jang, C.T.Sun, "Neuro-fuzzy modeling and control", proc of IEEE, Vol.83, N0.3, pp. 387-406, 1995.

- [Kar 14] A.Karoui, A.Brahimi, « détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un moteur synchrone a aimants permanents », master académique, 09 juin 2014.
- [Khe 11] A. Khemis, « Application du logique flou type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider-Biskra, 10/04/2011.
- [Lah 09] D. Lahouel, « Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
- [Lah 17] L. Bellahcene, M. Djaouani, «Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur MRAS», Mémoire de master, Unive de Tlemcen, 2017.
- [Lal 01] R. Lalalou « Commande par la logique floue d'une machine asynchrone »Thèse de Magister, Université Badji Mokhtar Annaba, 2001.
- [Lou 08] A.Lounas, M.Boudia, ''commande floue avec adaptation des gains de commande: application a la machine synchrone à aimants permanents'', diplôme ingénieurs d'état, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2008.
- [Lou 92] J.P. Louis,C. Bergmann, "Commande numérique des ensembles convertisseurs-machines", Revue :Electronique de puissance Convertisseurs et commande, RGE-N°5/92-Mai 1992.
- [Mah 12] M. S. Mahgoun, «Application de la commande H_∞ aux systèmes linéaires perturbés», mémoire de magister en électrotechnique, Université de Ferhat Abbas de Sétif, 2012.
- [Mah 13] Y.MAHAMMEDI, H.SADEK, O.MEFEDJEKH, « contribution à l'étude d'une MSAP pour traction électrique alimente par un onduleur de tension » mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2013.
- [Med 15] Slimane MEDJMADJ, "Méthodes et outils d'aide à la décision en vue de la commande tolérante aux défauts des entraînements électriques", DOCTORAT EN SCIENCES en Machines électriques et leurs commandes, université Ferhat Abbas – Sétif 1, 19/02/2015.
- [Moh 11] M.OUNNADI, «d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine a aimant permanent», Mémoire ingénieurs d'état a Univ de Tizi-Ouzou. 2011.
- [Odo 85] P. O'Donnell, "Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA,21, N° 4, pp 853 – 864, aug. 1985. babak 2010
- [Rah 04] A. Rahal- M. Fedjiri « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone »PFE- Université M'sila, 2004.

- [Sah 15] A.SAHLI, L.OUARABI, «Réglage et contrôle de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent», diplôme de Master en électrotechnique», Univ de Bejaia, 2015.
- [Sar 15] S.Zouzou, «Détection des défauts statoriques dans la machine synchrone à aimants permanents par les techniques avancées Mémoire de Magister», Université de Biskra 2015.
- [Seb 07] M. Sebba, A.Chaker, Y. Meslem, S. Hassaine «Commande En Vitesse Dumoteur Synchrone A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'état De Luenberger», Article IEEE 2007.
- [Shi 02] M. Shigeo, K. Keisuke, S. Masayuki, T. Yoji, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame", IEEE transactions on industry applications, Vol. 38, NO. 4, July/August 2002.
- [Tal 02] R. M. Tallam, T. G. Habetler and R. G. Harley, "Modèle transitoire pour machines à induction avec défauts de spire de bobinage statorique", IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol.38, No.3, 2002.
- [Tle 07] A.Tlemçani, "Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série", Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2007.
- [Vas 09] BabakVaseghi, 'contribution à l'étude des machines électriques en présence de défauts entrespires', Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [Vas 11] B.Vaseghi, B.Nahid-mobarakh, N.Takorabet, and F.Tabar "Inductance identification and study of PM motor with winding turn short circuit fault", IEEE Transactions on magnetics, vol. 47, no. 5, may 2011.
- [Wat 99] J. F. Watson, N. C. Paterson, and D. G. Dorrel, "Use of finite element methods to improve techniques for the early detection of faults in induction motors", IEEE Transaction on Energy Conversion, vol.14, No.3, 1999.
- [Xia 00] "Armature winding internal faults and protection schemes for turbogenerators", In IEEE Industry Applications Conf., volume 1, Oct. 2000.
- [Zeg 08] B. Zegueb, « Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans capteur de vitesse. Utilisation d'un observateur non linéaire », Mémoire de Magister, université de Batna, 2008.

Annexe

Annexe A : Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

Paramètre	Unité	valeur
Tension nominale	V(v)	50
Résistance de statorique	R_s (Ω)	0.44
Inductance statorique	L_s (mH)	2.82
Fréquence d'alimentation	F (Hz)	50
Nombre de pair de pole	P	4
Flux d'aimant	Φ_m (Wb)	0.108
Coefficient de frottement	f(N.ms)	0.007
Inertie	J(Kg.m ²)	0.0006