الجمهورية الجزائرية الشعبية الديمقراطية
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique
et de l'Informatique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
de Master en Génie Électrique

Option : commande et électronique industrielle

THEME

Détection des défauts de la Machine Synchrone à aimants permanents

Proposé et dirigé par

Dr. BOUCHHIDA Ouahid
Dr. MOUALDIA Abdehafid

Préparé et présenté par

Mr. BOUDRA M.SidAhmed Kheireddine

Mr. BOUCHENAFA Mohamed Salim

2014/ 2015



Remerciements

En préambule à ce mémoire nous remerciant ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces langues années d'étude.

Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apportés leur aide et qui ont contribués à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Ces remerciements vont tout d'abord au corps professoral et administratif de la Faculté des Sciences et technologie pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.

Nous tenons à remercier très chaleureusement Mr. BOUCHIDA Ouahid qui nous a permis de bénéficier de son encadrement. Les conseils qu'il nous a prodigué, la patience, la confiance qu'il nous a témoignés ont été déterminants dans la réalisation de notre travail de recherche.

Nous tenant aussi à remercier sincèrement Mr.MOUALDIA Abdel hafid, en tant que Co-promoteur, s'est toujours montrés à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu nous consacrer et sans qui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour.

Nous tenons également à remercier l'ensemble du corps enseignant du département du génie Electrique (UYF-Médéa), pour leurs concours dans la réussite de notre formation.

Nous tenons également à remercier Mr. HOUASSINE Hamza notre chef de département qui nous a aidé au cours de ces années.

On n'oublie pas nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience.

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire.

Merci à tous et à toutes.

Merci.

Dédicaces

Avant tout, je remercie le grand Dieu, qui nous a aidés à élaborer ce modeste travail.

J'ai l'immense honneur de dédier ce modeste travail :

A mon père auquel je tiens la force, la ténacité et a ma grande mère;

A ma mère cette ange de tendresse, de patience et de générosité,

A mes frères Ali et Akram et ma petite sœur adorable

Khadidjaa

A toute la famille BOUCHENAFA et KADA sans exception.

A mes chers amis Abdellah, Nacer, Yacine, Nadjib, Farouk, Houdaifa, Mounaim, Nadir, Raouf, Akram, Chabane, abdel Wahab, Krimou, WAlid, Mohamed, Amine, Houssem, Oussama, rafik, Hssane, Anes, Fetah et Hamza.

A mes collège (es) : Nourel houda, Hafssa, Aicha, Yasmine, Wissem et Mme Dallal.

A mon binôme BOUDRA Sidehmad Kheireddine pour ça sincérité et sa franchise et;

A toute sa famille.

Aussi (ceux qui j'ai oublier ou trahis ici resteront mes amis) et bien sur ce travail est dédié a toute la promotion 2014-2015, à ceux qui m'ont aidé de près ou de loin pour réaliser ce mémoire.

A ceux qui lisent un jour ce mémoire.~

~ Ssalim.

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail
A Mes parents
Qui ont offert toute les conditions
pour la réussite dans mes études.

A mon frère et ma sœur
A toute ma famille
Tous les cousin : Abderaouf,Khalil,Karim,Sidahmed
Oussama,Moncif,...

A mon binom BOUCHENAFA Med Salim
BENRAMDANE Abdullah Haroun

A tous mes amis
qui sont prés ou loin surtout :
Hamza,Karim,Mhamed,Charaf,Ahmed
Anes,Fateh,Adel,Youssef,Lyes,Sifou,Sofiane
Med,Rafik,Farouk,Yahia,Mustapha,..

A tous mes collèges

BOUDRA Sidahmed

Kheireddine

ملخص

موضوع هذه المذكرة يعالج مراقبة خط الأعطال الكهربائية في الآلات المتزامنة التي تستعمل المغناطيس دائمة, من خلال طريقة الرصد.

أخطاء العاكس و أخطاء الدارات القصيرة في الجزء الثابت غالبا ما تكون حاسمة ،ويجب أن يتم الكشف في أقرب وقت ممكن بثقة كبيرة من أجل إعلام النظام المراقب على وجود خطأ من أجل الحد من المخاطر التي تتكبدها البيئة المادية و البشرية الموجودة في جميع أنحاء الجهاز الذي به إشكال .

الطريقة التي نستعملها للكشف عن هذه الأعطال تعتمد على تقنيات تقديرية دولية و معالم مرشح الممدود لكالمان .

نقترح تحديد او قياس تيار التسرب و مقاومة الجزء الساكن و كذا عزم الحمولة لمحرك ثنائي الطور . و كذلك تحليل التغيرات و العوامل التي تظهر بعد ظهور العطب

أجريت عمليات المحاكاة باستخدام نموذج عن الآلة التي تقوم بإعادة إنتاج الأخطاء بطريقة افتراضية و اختبار فعالية هده الخوارزميات في الحالات المتدهورة

الكلمات المفتاحية :

آلات متزامنة بمغناطيس دائم , مشاكل العاكس , المرشح الممدود لكالمان

Résumé

Ce travail de mémoire traite le problème de surveillance en ligne de défaillances électriques dans les entrainements électriques à base de machines synchrones à aimants permanents (MSAP) par une méthode de suivi paramétrique.

Les défauts d'onduleur de tension et les défauts de court-circuit entre spires au stator sont souvent critiques et doivent être détectés au plus tot avec un bon taux de confiance afin d'informer un système superviseur de la présence d'une défaillance pour limiter kes risques encourus par l'environnement matériel et humain situé autour de la machine en défaut.

La méthode que nous utilisons pour la détection des courts-circuits statoriques est basée sur des techniques d'estimations d'état et des paramètres par filtre de Kalman étendu.

Nous proposons d'identifier en lignes le courant de défaut, la résistance statorique et le couple de charge d'un modèle diphasé de MSAP être d'analyser les variations des états et des paramètres identifiées lors de l'apparition d'un défaut.

Des simulations sont menées à l'aide d'un modèle fin de la machine permettant de reproduire des situations de défaillances de manière virtuelle et d'éprouver l'efficacité des algorithmes dans ces situations dégradées.

Mots clés:

Machines Synchrones à aimant permanent, Défaut d'onduleur, Commande vectorielle, court-circuit entre-spires, Détection de défaut en ligne sur les machines électriques, Filtre de kalman étendu

Abstract

This work deals with the on-line monitoring of electrical faults in permanent magnet synchronous machine (PMSM) by parameter monitoring method.

The inverter and inter-turn short-circuits faults in stator are often critical and have to be detected as early as possible with a high confidence rate to inform the supervisor system of the fault presence in order to limit the risk for the material and human environment.

The method used for the detection of stator circuits short, is based on state and parameters estimation techniques by extended kalman filter.

We propose to identify online the fault current, the stator resistance and the load torque of a two-axes synchronous motor model and analyze the changes of states and parameters identified in the appearance of a fault.

The simulations are performed using an accurate model of PMSM that allows reproducing the failure situation and prove the efficiency of algorithms in degraded situations.

Keywords:

permanent magnet synchronous machine, Inverter faults, Vector control, Inter-turn short-circuit, On-line fault detection on electrical machines, Extended Kalman filter.

SOMMAIRE

TITRE **PAGE**

Liste des figures…… **I**

Notation ……... **III**

Introduction générale…… **1**

CHAPITRE I

I.1. Introduction…… **3**

I.2. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)….. **3**

I.2.1 Stator…… **4**

I.2.2 Rotor……. **4**

I.2.3.Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent(MSAP)…… **4**

I.2.4 Les différents type de MSAP……... **5**

I.3 Applications…… **5**

I.4 Défaillances de la machine synchrone à aimant permanent…… **6**

I.4.1 Défauts statoriques……... **6**

I.4.1.1 Court-circuit dans une phase……. **6**

I.4.1.2 Circuit ouvert sue une phase……. **6**

I.4.2 Défauts rotoriques…… **8**

I.4.2.1 Excentricité statique et dynamique……... **8**

I.4.2.2 Désaimantation……. **9**

I.4.3 Défaillances du convertisseur…….. **9**

I.4.3.1 Court-circuit sur un interrupteur……... **9**

I.4.3.2 Circuit ouvert sur un interrupteur…….. **10**

I.4.3.3 Court-circuit de deux interrupteurs……... **11**

I.4.3.4 circuit ouvert de deux interrupteurs……. **11**

I.5 surveillance et diagnostic des défauts de la MSAP……. **11**

I.5.1 Approche signal……... **12**

I.5.2 Approche modèle……. **13**

I.5.2.1 Approche à base d'observateurs…… **14**
I.5.2.2 Approche par estimation paramétrique……. **15**
I.6 Conclusion……... **16**

CHAPITRE II

II. Introduction……. **17**
II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent saine…… **17**
II.2.1 Equations électriques d'une machine synchrone à aimant…….. **17**
II.2.2 Modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère lié au rotor…… **19**
II.2.2.1 Représentation d'état…… **20**
II.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en présence de défaut…… **21**
II.3.1 Modèle de la MSAP avec défaut entre-spires dans le repère triphasé (abc)……. **22**
II.3.2 Modèle de défaut dans le repère (α, β)…… **24**
II.3.3 Mise sous forme d'état…… **25**
II.4 Conclusion……. **26**

CHAPITRE III

III.1 Introduction ……. **27**
III.2 Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents **27**
III.2.1 Principe ……. **27**
III.2.2 Description du système global …….. **29**
III.3 Découplage par compensation ……. **30**
III.4 Etude de la régulation des courants de Park …… **32**
III.5 Détermination du régulateur de vitesse…… **33**
III.6 Modélisation de l'association MSAP – Onduleur de tension …….. **34**
III.6.1 Description de la chaîne de conversion de l'énergie……. **34**
III.6.2 Modélisations du redresseur et du filtre associés à l'onduleur …… **35**
III.6.2.1 Modélisation du redresseur triphasé …….. **35**
III.6.2.2 Modélisation du filtre de tension redressée …… **36**
III.6.3 Modélisation de l'onduleur de tension ……. **37**
III.6.3.1 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-

triangle) …… **39**
III.7 Simulation de la commande vectorielle de la MSAP en absence de défaut (saine)…….. **40**
III.8 Simulation de la commande vectorielle de la MSAP en présence de défaut (défaillante)……... **42**
III.8.1 Simulation de la commande vectorielle en présence des défauts d'onduleur …… **42**
III.8.2 Simulation de la commande vectorielle en présence des défauts de court-circuit entre spires …….. **48**
III.9 Conclusion …….. **54**

CHAPITRE IV

IV.1 Introduction ……. **56**
IV.2 Méthode de détection des courts-circuits entre-spires …… **56**
IV.3 détection des défauts par traitement du signal…… **57**
IV.3.1 Résultats de simulation de détection des défauts par traitement de signal…… **57**
IV.3.1.1 Interprétation des résultats…… **59**
IV.4 détection des défauts par estimation d'état et des paramètres ……. **60**
IV.5 Techniques d'estimation d'état ……... **61**
IV.6 Filtre de Kalman …….. **62**
IV.6.1 Principe……. **62**
IV.6.1.1 Filtre de Kalman standard discret …….. **62**
IV.6.1.2 Filtre de Kalman Etendu ……... **63**
IV.6.2 Algorithme du FKE ……. **63**
IV.7 Application du filtre de kalman étendu à la MSAP…… **65**
IV.8 Structure globale de la commande vectorielle d'une MSAP munie d'un filtre de Kalman étendu …….. **66**
IV.9 Résultats de simulation…… **67**
IV.9.1 Résultats de simulation d'une commande vectorielle munie d'un observateur stochastique par filtre de Kalman en absence de défaut …….. **68**
IV.9.2 Résultats de simulation d'une commande vectorielle munie d'un observateur stochastique par filtre de Kalman en présence de défaut de court-circuit entre-spires ……. **71**

IV.10 Conclusion …… **75**
Conclusion générale…… **77**
ANNEXE A……. **79**
ANNEXE B……. **80**
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUES…… **82**

Liste des figures

Chapitre I
I-1 Représentation de la machine synchrone à aimants permanents
I-2 Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné
I-3 Principe de fonctionnement de fonctionnement du MSAP
I-4 Différents défauts statoriques
I-5 Différents types d'excentricités
I-6 Court-circuit sur un interrupteur des bras
I-7 Circuit ouvert sur un interrupteur d'un des bras
I-8 Méthodes de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut
I-9 Principe général de la surveillance/diagnostic de machines électriques basé sur l'utilisation d'un modèle
I-10 Schéma de principe de l'approche à base d'observateur

Chapitre II
II-1 Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents
II-2 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)
II-3 Modèle de la machine synchrone dans le repère de park
II-4 Représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur la phase a
II-5 Schéma équivalent de la MSAP avec un défaut entre-spires dans le phase as
II-6 Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère .

Chapitre III
III-1 Passage de système triphasé au système biphasé
III-2 Commande par orientation du champ de la MSAP (Nul)
III-3 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP
III-4 Description des couplages
III-5 Schéma de correction et de découplage par compensation
III-6 Boucle de régulation de courant
III-7 Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse
III-8 Schéma global de l'alimentation du MSAP
III-9 Schéma de configuration de l'association Redresseur Triphasé-filtre
III-10 Représentation de la tension de sortie de redresseur et de filtre
III-11 Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge
III-12 Vecteurs de tension crées par l'onduleur de tension dans (d,q)
III-13 Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale
III-14 Principe de la commande MLI naturelle
III-15 Résultats de simulation de la commande par orientation du flux avec MLI
III-16 Schéma bloc de simulation des défauts d'onduleur
III-17 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit d'une phase
III-18 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit d'une phase statorique

III-19 Représentation bidimensionnelle des courants statoriques lors d'un défaut d'ouverture d'une phase statorique

III-20 Représentation bidimensionnelle des courant statoriques lors d'un défaut de court-circuit d'une phase statorique

III-21 Résultat de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre-spires avec μ =50%

III-22 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre-spires avec μ =25%

Chapitre IV

IV-1 Différentes méthodes de diagnostic dans les machines électriques

IV-2 (a): Courant de la phase 'a', et (b): le spectre harmonique

IV-3 (a): Courant de défaut dansla branche 'Rf', et (b): le spectre harmonique

IV-4 (a): Couple électromagnétique, et (b): le spectre harmonique

IV-5 L'évolution de la vitesse en fonction de nombre de spires court-circuitées

IV-6 Principe d'estimation d'état

IV-7 Schéma fonctionnel du filtre de kalman

IV-8 Principe d'un filtre de kalman étendu

IV-9 Structure d'une commande vectorielle munie d'un filtre de kalman étendu

IV-10 Résultats de simulation obtenus avec l'observateur de kalman pour une vitesse de référence de 104.8 rad/s suit a l'introduction d'un couple de charge de 3Nmà t=0.1s pour le fonctionnement en absence de défaut de la MSAP

IV-11 Résultat de simulation de la MSAP munie d'un filtre de kalman en présence de défaut de court-circuit entre-spires avec μ =50%

IV-12 Résultat de simulation de la MSAP munie d'un filtre de kalman en présence de défaut de court-circuit entre-spires avec μ =25%

Notation

symbole: notation
MSAP: Machine asynchrone à aimants permanents.
IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.
MLI: Modulation de largeur d'impulsion.
PI: Régulateur proportionnelle intégrale.
d-q: Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).
Rs: résistance statorique par phase.
R_d^s *:Inductance suivant l'axe d.*
L_q^d *:Inductance suivant l'axe q.*
I_d^q *:Le courant statorique de l'axe d.*
I_q^d *:Le courant statorique de l'axe q.*
V_d^1 *:La tension statorique de l'axe d.*
V_q^d *:La tension statorique de l'axe q.*
φ^{sf} *flux permanent.*
a, b, c:Correspondent aux trois phases de stator.
Ω: Vitesse mécanique.
f: Coefficient de frottement visqueux.
p: nombre de poles.
J: Moments d'inertie du rotor.
C_r *:Couple de charge.*
C_e *:couple électrique.*
i_{dref} *Le courant référence statorique.*
Ω_{ref} *Référence de vitesse.*

$[R_s]$: *Matrices des résistances statoriques.*

V_k^*, *Vb*, Vc*: Références de tensions.*

e_d, e_q*:Chute de tension avec l'axe d et q.*

F_{bo}*:La fonction de transfert en boucle ouvert.*

F_{bf}*:La fonction de transfert en boucle fermée.*

τ_{bf}*:Constante de temps en boucle fermée.*

t_{repid}*Temps de réponse de courant statorique avec l'axe d.*

t_{repiq}*Temps de réponse de courant statorique avec l'axe q.*

K_{pv}, K_{iv}*Coefficients du régulateur IP.*

$K_{pid}, K_{iid}, K_{piq}, K_{iiq}$*Gains de régulateurs IP du courants*

f_p*:La fréquence de la porteuse.*

D_1, D_2, D_3*:Les diodes à cathode.*

D_1', D_2', D_3'*:Les diodes à anode.*

V_{red}*La tension redressée.*

E(t): La tension d'entré (filtre).

V_a, V_b, V_c*:Tensions de phases statoriques.*

I_a, I_b, I_c*:Courants de phases statoriques.*

S_{abc}*L'intterepteur du bras a, b ou c d'onduleur (deux niveaux).*

0:Point milieu fictif a l'entrés continu.

n:Le neutre de la machine.

V_{a0}, V_{b0}, V_{v0}*:Tensions d'entrée de l'onduleur (deux niveaux).*

V_{an}, V_{bn}, V_{cn}*:Tensions de phase de l'onduleur (deux niveaux).*

V_{n0}*:La tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice "0".*

$[L_{ss}]$:*Matrice d'inductance statorique.*

$[L_{sf}]$:*Matrice flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.*

$[\varphi_{sf}]$:*Vecteur*

[T]:La matrice de transformation de park.

[A]:Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B]:Matrice d'entrée.

[U]:Vecteur de commande.

[X]:Vecteur d'état.

N_s :*Le nombre de spires par phase.*

N_f :*Le nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut.*

R_{a2} :*La résistance de la sous-bobine en défaut (as2).*

L_{a2} : *L'inductance de la sous-bobine en défaut (as2).*

M_{a1a2} *L'inductance mutuelle entre la sous-bobine as2 et es bobine as1.*

M_{a2b} *L'inductance mutuelle entre la sous-bobine as2 et les bobines bs.*

M_{a2c} *L'inductance mutuelle entre la sous-bobine as2 et les bobines cs.*

R_{a1} :*La résistance de la sous-bobine saine as1.*

R_{a2} :*La résistance de la sous-bobine court-circuitée as2.*

μ : Rapport entre nombre de spire saine et défaut.

Introduction générale

Au cours de ces dernières années, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans les applications industrielles comme l'automobiles, l'aéronautique, la robotique ou encore le transport ferroviaire. De par leur présence grandissante dans les domaines applicatifs toujours plus diversifiés, Les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'actionneurs prennent une plus large part dans les contraintes d'exploitation. La mise en place de dispositifs de sureté de fonctionnement est bien souvent exigée afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de machine, de minimiser le cout de la maintenance et d'assurer le plus efficacement possible la sécurité des biens et des personnes en relation directe ou indirecte avec l'application. [BAB09]

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 un souci permanent particulièrement dans les systèmes embarqués. Les défauts dans les machines électriques peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements ...), électrique (court-circuit du bobinage statorique, circuit ouvert d'une phase statorique,...) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statorique, désaimantations des aimants). Les variables mesurables telles que les courants, les tensions, la vitesse ou bien encore la température peuvent fournir des informations significatives sur les défauts et ainsi servir à déterminer un ensemble de paramètres représentant les signatures des défauts du moteur [BAB09.AMO12].

Dans ce travail, nous nous intéressons spécifiquement aux défauts électriques pouvant survenir au stator des machines à aimants permanents. Les défauts de bobinages sont parmi les plus répondus. La machine à aimant possède une caractéristique de fluxage permanent du à la présence des aimants au rotor. de ce fait, certaines catégories de défaillances comme les courts-circuits entre-spire sont particulièrement critiques car même une déconnexion de la machine de son dispositif d'alimentation ne permet pas "d'éteindre" le défaut. La présence d'un flux variable dans la spire en court-circuit entretient la présence d'une force électromotrice donc d'un courant pouvant s'avérer destructeur. Ces défauts, auxquels nous nous intéressons plus particulièrement à cause de leur criticité, nécessite donc l'emploi de techniques de détection particulièrement réactives pour en connaitre au plus tôt l'occurrence.[AMO12].

pour répondre à ces critères, l'orientation méthodologiques choisie est le suivi paramétrique de modèles électriques de la MSAP. Parmi les techniques disponibles, notre choix s'est porté sur l'estimation par l'algorithme de filtre de kalman entendu (FKE). Il permet de mettre au point des algorithmes de suivi paramétriques possédant des dynamiques compatibles avec les éxigences d'une surveillance en ligne.

Le mémoire est structuré en quatre chapitres:

Le premier chapitre présente les différents types de défaillances qui peuvent survenir sur les machines électriques. Un état de l'art sur les différents type de défauts (électriques, mécaniques,...) pouvant se produire dans les machines électriques est présentée ainsi que les méthodes de surveillance d'apparition de ces défauts.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation des MSAP en présence d'un défaut de court-circuit entre-spire d'une phase statorique. En effet, l'alimentation de ce type de machines est souvent assurée par des onduleurs de tension dont les composants commutent de plus en plus rapidement. De ce fait, le défaut de court-circuit entre spires dans une phase statorique est l'un des défauts qui menace le plus les MSAP notamment ceux utilisés dans les actionneurs de systèmes embarqués

Dans le troisième chapitre, l'accent sera mis sur les performances de la commande vectorielle du MSAP, associé à l'onduleur de puissance en présence de défauts. Dans un premier temps, nous étudions les défauts d'ouverture et de court-circuit d'une phase afin de déterminer une signature permettent de leur détecter et de les localiser. dans ce but, nous utilisons la détection par le vecteur de park qui est basée sur la mesure des phases des courants statoriques dans le repère (α,β). La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la détection des défauts de court-circuit entre spires de la MSAP.

Finalement, nous abordons dans le quatrième chapitre, à l'aide des modèles d'estimation basés sur l'observateur de kalman étendu, la surveillance en ligne de défauts de courts circuits de bobinages au stator de la MSAP. Lors de l'occurrence d'un défaut entre-spires, la topologie du stator est modifié entrainant des déséquilibres de structure. L'algorithme de suivi va lui aussi percevoir ces changement de structure et réagir par des variations de paramètres.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble des résultats obtenus et nous exposons les différentes contributions que nous avons apportées par rapport à l'existant.

I.1. Introduction:

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 les systèmes embarqués, et dans un certain nombre d'applications, il est nécessaire de prévoir la possibilité du fonctionnement en mode dégradé en présence de défauts dans l'un des éléments de la chaine de conversion électromécanique d'énergie.

Ce chapitre donne d'abord une généralité sur les machines synchrones à aimants permanents avant l'exposition d'un état de l'art sur le traitement des défauts dans ces machines. Les défauts les plus courants son cités avec une description brève. Leurs conditions d'apparition et leurs impacts sur les performances électromagnétiques des machines sont également exposés. Dans la dernière partie du chapitre, la problématique de détection et diagnostique des défauts est présentés afin de situer les contributions apportées par ce mémoire.

I.2. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP):

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



Figure I.1 Représentation de la machine synchrone à aimant permanent

Une machine synchrone à aimant permanent est composée de deux partie principales. Une partie fixe qui s'appelle **stator** et qui est composé de trois enroulements (bobines) et une partie tournante qui s'appelle **rotor** et qui est composé 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.[KAS 13].

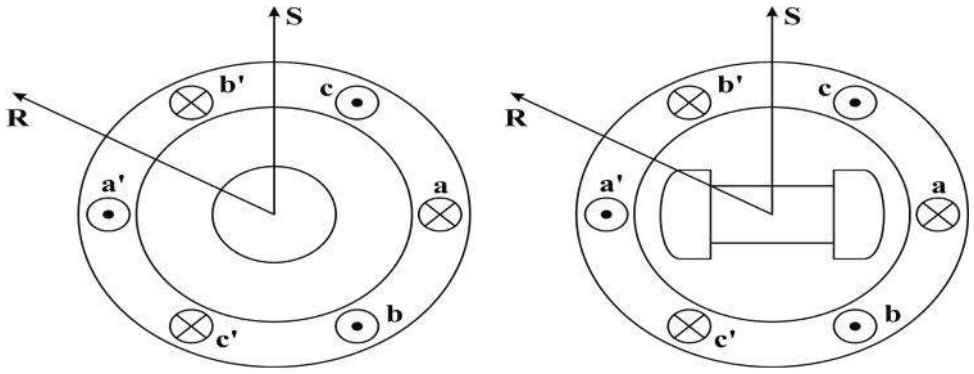
I.2.1 Stator:

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

I.2.2 Rotor:

Le rotor de ces machines peut être à pole lisses (figure I.2.a), ou à pôles saillants (figure I.2.b) puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe directe de la machine, alors l'inductance directe Ld dans la machine à pole saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) Lq.

Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans les systèmes d'entrainement se sont d'abord développés dans le domaine des forte puissance (0.5MW à 50MW). Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction . On peut aussi rencontrer des applications de fortes puissances de ces machine avec les cyclo-convertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle.[FAT05]



a. Machine à pôles lisse b. Machine à pôles saillants

Figure I.2.Formes de la machine synchrone à inducteur bobiné.

I.2.3.Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent(MSAP):

La machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement e moteur). Elle comprend principalement deux partie mobiles l'un par rapport à l'autre: L'inducteur qui crée un champ magnétique et l'induit dans lequel ce champ induit une force électromotrice; ces deux parties sont séparées par un entrefer.

Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. La superposition des trois flux magnétiques crée par les trois bobines du stator produit un flux

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

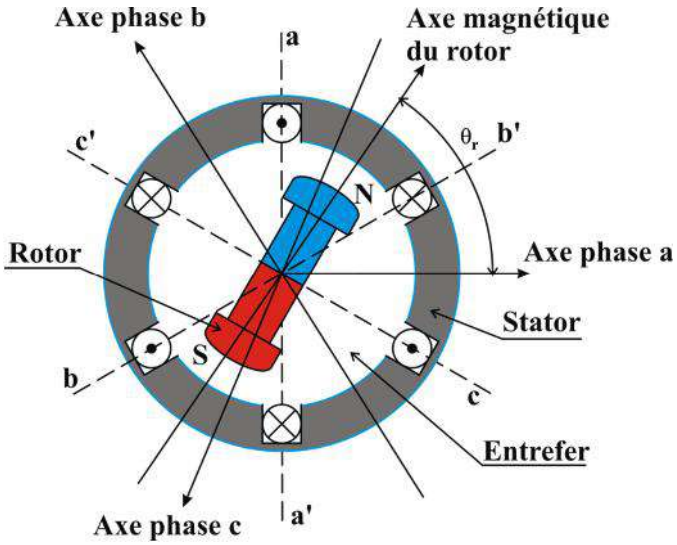


Figure I.3.Principe de fonctionnement du MSAP.

I.2.4 Les différents type de MSAP:

Il existe deux grandes catégories des MSAP selon le type du rotor:

- Machine synchrone avec aimants en surface (MSAS) ou les aimants permanents sont fixés à la surface du rotor.
- Machine synchrone avec aimants à l'intérieur (MSAI) ou les aimant permanent sont montés à l'intérieur du rotor.

Un MSAI a une plus forte résistance mécanique qu'un MSAS, car les aimants de MSAS ont besoin d'être fixés sur la surface du rotor. Par rapport au comportement magnétique, le rotor du MSAS est symétrique tandis que, le rotor du MSAI est asymétrique. Ainsi, les inductances statoriques du MSAS ne varient pas avec la position du rotor. Par contre, les inductance du MSAI varient en fonction de la position du rotor ce qui crée une saillance géométrique du rotor. Cette saillance est très utile pour le contrôle du moteur à basse vitesse.

I.3 Applications:

Actuellement environ de 65% de l'énergie électrique consommée par les moteurs électriques, le MSAP est l'un des types le plus utilisées, ce moteur est caractérisé par une densité élevée de puissance et de couple, une faible consommation d'énergie (facteur de puissance proche de 1) et un très bon comportement dynamique. Ainsi, ce moteurs commencent à remplacer les machines asynchrones dans des nombreuses applications. En plus, le développement des composants de l'électronique de puissance et diminuer le temp de traitement du signal sont également à l'origine de la hausse de l'utilisation de ce type des machines.

Les MSAP sont utilisés dans plusieurs applications citons par exemple les véhicules électriques et les machines à laver (qui nécessitent une densité élevée de puissance). Ils sont également utilisés dans les appareils de haute précision comme les imprimantes électriques, les outils de fabrication, les équipements médicaux (pompes, ventilateurs et compresseurs) ...

I.4 Défaillances de la machine synchrone à aimant permanent:

De multiples défaillances peuvent apparaitre dans la machine synchrone. Elles peuvent être prévisibles ou intempestives, mécanique ou électrique. Ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont très variées

Dans la machine synchrone les défauts peuvent provenir de la partie fixe (stator) ainsi que de la partie mobile (rotor) d'ou la classification ci-après:

I.4.1 Défauts statoriques:

La principale source de défauts dans une machine électrique provient des bobinages. Les effets d'usure comme les frottements ou le vieillissement des matériaux ont un effet sur l'intégrité des fils et de leur isolant. Si cet isolant est trop endommagé, ces bobinages peuvent alors se mettre en court-circuit ou alors, lorsque le fil lui-même est endommagé, en circuit ouvert. Il peut y avoir différents type de défauts dont les conséquences sont différentes [AND12].Ces différentes fautes sont données sur la figure I.4.

I.4.1.1 Court-circuit dans une phase:

Un court-circuit dans une phase est un des problèmes les plus difficiles à tolérer [AND12]. Dans ce cas, la littérature présente la phase concernée comme perdue. Sur une machine triphasé avec un onduleur à 3 bras, cela implique l'arrêt de la machine à cause des conséquences physiques sur le moteur en cas de maintien de l'alimentation. La conséquence la plus importante est l'apparition des courants de court-circuit, le principal problème étant l'échauffement important pouvant propager la faute. L'importance des courants de faute dépend directement du nombre de spires en court-circuit. Il faut aussi prendre en compte le fait que des spires en court-circuit engendrent un couple résistant du aux courant induits par le flux d'excitation circulant et les mutuelles de la machine en fonctionnement. Ce couple résistant est une valeur à caractériser pour en prévoir les conséquences sur le fonctionnement suite à la panne de la machine.

I.4.1.2 Circuit ouvert sue une phase:

Un circuit ouvert dans une phase à des conséquences moins graves qu'un court-circuit. L'ouverture d'une des phases ne faut pas circuler de courant de faute et ne pose donc pas de problème d'échauffement pouvant détériorer le reste de 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 donc de production de couple. Dans le cas d'un moteur triphasé alimenté par un onduleur à trois bras, la seule manière de pouvoir assurer un minimum de fonctionnement est de piloter les deux phases restantes, c'est-à-dire avec un fonctionnement équivalent à une machine à une phase. Le problème vient alors des

ondulations de couple importantes et du fait de ne pas pouvoir assurer un service nécessitant des changements de sens de rotation et des phases marche/arrêt fréquentes (passage par une vitesse nulle) [BEL 13,BAB09,AND12].

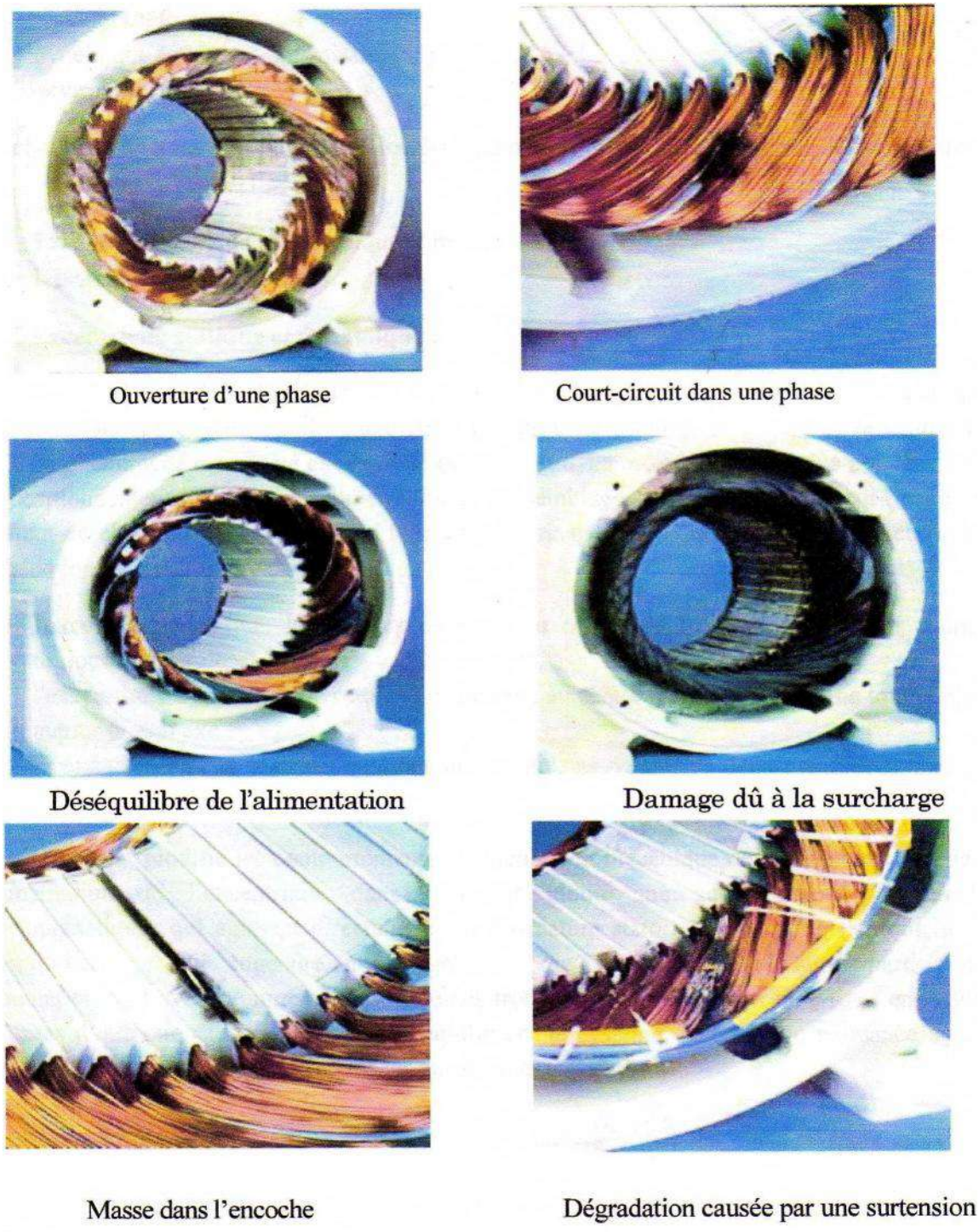


Figure I.4.Différents défauts statoriques.

I.4.2 Défauts rotoriques:

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

- Thermique (surcharge,...)
- Electromagnétique (force en $B^2(t)$...)
- Résiduel (déformation,...)
- Dynamique (arbre de transformation,...)
- Environnemental (agression,...)

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

- Excentricité statique et dynamique et mixte.
- Désaimantation des aimants.

I.4.2.1 Excentricité statique et dynamique:

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut etre liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à défaut de fabrication (usinage) [BEL 13]. Trois cas d'excentricité, 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 'mixte', associant les deux cas précédemment cités.

Ce défaut modifie les comportements magnétique et mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur l'armature statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements [BAB09].

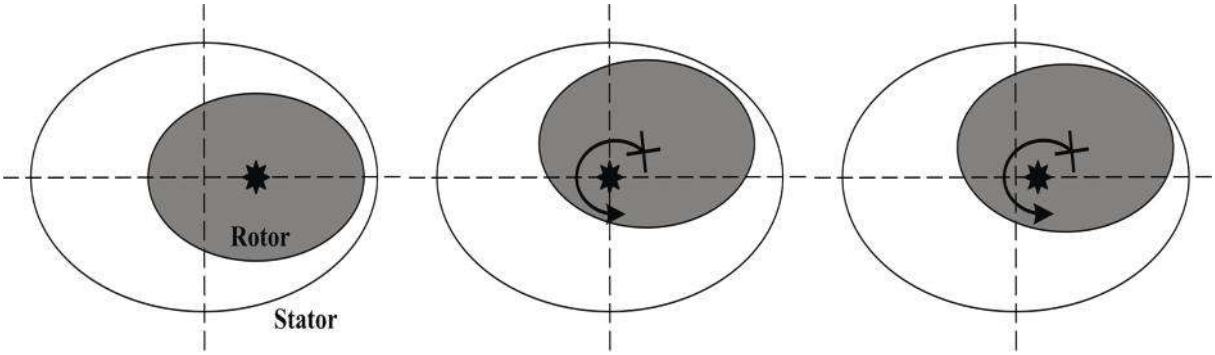


Figure I.5.Différents types d'excentricités.

I.4.2.2 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. Aujourd'hui, la plupart des travaux sur ce sujet concernent le comportement des AP en charge et leur capacité à supporter un champ de réaction magnétique d'induit intense du à de forts courants. pourtant, il existe aussi un risque de désaimantation lorsque l'inducteur n'est pas assemblé avec l'induit. Principalement, on peut distinguer deux situation concrètes. La première concerne le collage des AP de type Nd-Fe-B frittés ou composites (plasto-néodyme). Pour ce dernier type de matériau, l'inducteur rémanente, et le champ de rigidité limite, décroissent avec la température de fonctionnement de l'AP. Durant la polymérisation de la colle, un passage en étuve peut amener l'inducteur à une température supérieure à 100°C, entrainant une démagnétisation partielle des AP a cause du champ démagnétisant dans l'air. La seconde situation est celle des moteurs à stator réparti en secteurs. Ce type de moteur présente notamment l'avantage de la modularité, mais durant une partie de la période de fonctionnement, les AP sont soumis au champ démagnétisant dans l'air. L'utilisation d'AP de type ferrite ou en plasto-ferrite pose alors un problème à basse de température, car pour ce type de matériau, le module du champ coercitif décroit avec la température.[NOU07, BAB09].

I.4.3 Défaillances du convertisseur:

L'onduleur de tension qui alimente la MSAP a trouvé la plus grande application dans le domaine des variateurs de vitesse. Toutefois, comme cela est courant avec la plupart des variateurs de vitesse des machines électriques, la fiabilité de ce type de ce système souffre surtout de la défaillance des dispositifs des semi-conducteurs de l'onduleur. Dans la plupart des cas, la défaillance se traduirait par l'arrêt du système d'entrainement.

I.4.3.1 Court-circuit sur un interrupteur:

Sur un onduleur triphasé à trois bras, un court-circuit sur un interrupteur (figure I.6) empêche tout fonctionnement. Ce court-circuit rend inutilisable un des bras car si le deuxième interrupteur de ce même bras est commandé, la source serait alors court-circuitée. La conséquence principale de la mise en court-circuit d'un des transistors sur le fonctionnement

de l'onduleur est l'apparition de deux chemins de circulation incontrôlable du courant, ceux-ci passant par les diodes contenues dans les interrupteurs.

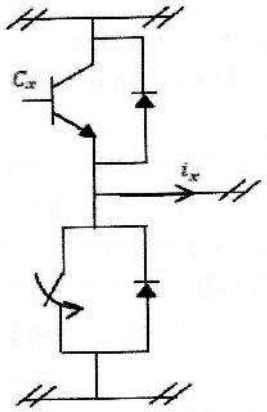


Figure I.6.Court-circuit sur un interrupteur d'un des bras.

I.4.3.2 Circuit ouvert sur un interrupteur:

Un interrupteur bloqué en ouverture (Figure I.7) n'a pas les mêmes conséquences qu'un interrupteur en court-circuit. Un tel scénario peut arriver par exemple si l'interrupteur ne reçoit plus la commandes de fermeture. Ce cas présente l'avantage de ne pas court-circuiter la diode mise en parallèle dans l'interrupteur, n'empêchant donc pas complètement le fonctionnement du moteur. Il est rapidement possible d'imaginer les conséquences de cette faute sur la production de couple si les autres interrupteurs son toujours commandés normalement.

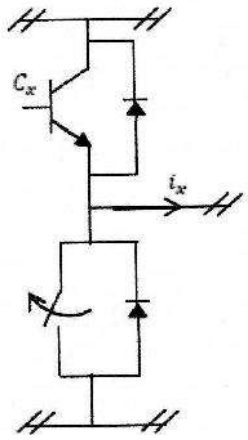


Figure I.7.Circuit ouvert sur un interrupteur d'un des bras.

Le courant de la phase présentant le défaut est tronqué soit de sa partie négative, soit de sa partie positive suivant l'interrupteur touché, modifiant la forme des courants des autres phase. Une chute du couple apparait alors dans cette zone, et donc une discontinué dans la production. Ces discontinués rendent le contrôle du moteur très difficile voie impossible à cause des passages par zéro du couple global produit.

I.4.3.3 Court-circuit de deux interrupteurs:

Ce cas est spécifique par rapport aux précédents cas cités. En, effet, pour que ce cas apparaisse, il faut que l'onduleur soit victime d'une double faute. Il faut différencier deux cas pour ces doubles fautes.

Le premier concerne deux court-circuit sur deux bras différents. Pour une machine pilotée sur trois phases avec un onduleur à trois bras, cela signifie l'arrêt inévitable du moteur qui ne peut plus être alimenté. Si de plus les courts-circuits concernent un interrupteur connecté au positif du bus continu et l'autre connecté au négatif, un courant continu de défaut est créé passant par les deux phase concernées et pouvant aller jusqu'à la détérioration du moteur, la résistance des bobines étant faible.

Le second cas est plus grave car il concerne les courts-circuits de deux interrupteurs sur un même bras. La source se trouve alors en court-circuit, ce qui pourrait, en plus de neutraliser la machine électrique, détériorer une partie de système. Pour cette faute, et de manière générale pour toute faute entrainant un court-circuit de la source, un système de déconnexion de l'alimentation doit être prévu pour isoler au moins la partie défectueuse. Cette double faute peut donc être critique, causant l'impossibilité d'utiliser au moteur classique, et une problématique importante pour la tolérance d'une telle double faute.

I.4.3.4 circuit ouvert de deux interrupteurs:

Ce mode de défaut correspond à la perte de la commande d'un bras, ses deux interrupteurs restants ouverts. La phase n'est plus connectée qu'à travers les diodes antiparallèles de la cellule de commutation, la conduction spontanée d'une des diodes du bras en défaut dépend des forces électromotrices développées par la machine et des commandes des bras restants. Le courant dans la phase concernée est assez faible, voire quasiment nul, selon la commande effectuée et les courants dans les phases saines ont leurs fondamentaux en opposition de phase. Comme les diodes restituent de l'énergie vers le bus continu, la valeur moyenne du couple produit s'en trouve réduite.

I.5 surveillance et diagnostic des défauts de la MSAP:

Le diagnostic de défauts des machines électriques a bénéfice d'un intérêt intense recherche. La surveillance des machines électriques, pour le diagnostic et la prévention de pannes, a suscite de nombreux travaux ces dernières années, à cause de son influences considérable sur la continuité opérationnelle de nombreux processus industriels.

Un bon diagnostic et une détection précoce de défauts permettent de minimiser le temps d'arrêt ainsi que le temps de maintenance de processus e question. Ils permettent aussi d'éviter les conséquences nuisibles, parfois dévastatrices, des défauts ainsi que de réduire les pertes nacrières.

Une bonne procédure de détection doit prendre les mesures minimales nécessaires à partir du processes en question, ainsi que d'extraire un diagnostic donnant une indication claire des mode de défaillance, par analyse des données, dans un minimum de tempe.

De manière générale, 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. Les manifestations de ces défauts sont perceptibles:

- Soit par l'intermédiaire des modifications des propriétés de certains signaux que l'on peut capter sur le dispositif.
- soit par l'intermédiaire de modifications de certains paramètres physiques du dispositifs

Ces deux possibilités conduisent à définir deux classes de méthodes de surveillances et de diagnostic: une approche dite signal et une approche dite modèle (Figure. I.8).

I.5.1 Approche signal:

Le principe de la détection d'un défaut statorique par une approche signal repose sur l'existence, en cas de court-circuit entre spires, de propriétés particulières de certains signaux physiques prélevés sur la machine en fonctionnement. A partir de modèles de signaux, établis analytiquement, ou à partir de simulation, des signatures témoignant de la présence d'une défaillance peuvent être établis. De nombreux travaux exploitent ces principes en recherchant, par des techniques appropriées de traitement de l'information, à extraire ces signatures, permettent ainsi de statuer sur la présence d'un défaut au stator d'une machine.

par exemple, dans [HEM02], des mesure vibratoires sont exploités à l'aide d'outils fréquentiels pour mettre en évidence l'apparition d'harmoniques témoignant de l'apparition de défaillances statorique. Dans [MEL03, HEN03, ROM05], c'est le flux magnétique rayonné par la machine qui est capté et qui permet, par des traitements fréquentiels appropriées, de détecter l'apparition d'un défaut de bobinage.

Les courants statoriques sont également largement utilisés dans les stratégies de détection diagnostic des défauts statoriques des machines. Les perturbations des forces magnétomotrices induites par les courts-circuits statoriques induisent la présence d'harmonique supplémentaires sur les courants statoriques des machines. Dans ces signatures fréquentielles particulières sont analysées à l'aide de représentations fréquentielles pour mettre en évidence la présence des défauts.

Dans certains travaux, les courants statoriques sont exploités par l'intermédiaire de transformation comme la transformé de Park [Ser01,Cru03]. Le vecteur courant ainsi obtenu présente alors des propriétés intéressantes pour réaliser une détection des défaillances liées aux courts circuits statoriques. Par des traitements appropriés, l'amplitudes et la phase de vecteur de Park sont analysées pour mettre en évidence l'apparition de composantes fréquentielles témoignant de l'apparition du défaut.

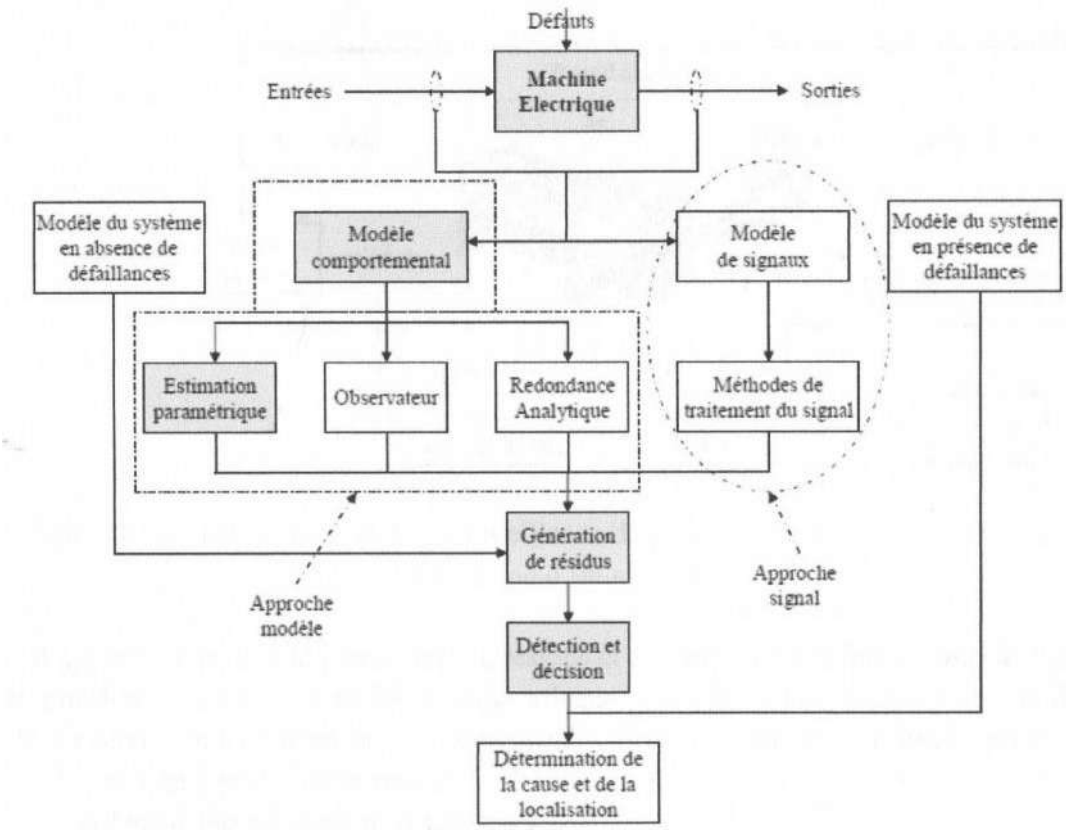


Figure I.8.Méthodes de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut.

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 basés sur une représentation en régime sain de la machine on inclure dans sa formulation des éléments supplémentaires relatifs au défauts surveillé. Dans tous les cas, le principe de comparaison entre un dispositif surveillé et un modèle fait apparaitre des différences comportementales de certaines grandeurs caractéristiques liées au fonctionnement de la machine. Ces différences sont appelées résidus. Ces résidus sont alors utilisés comme entrées d'un processus de détection des défauts. Ce principe est illustré sur la figure I-9.

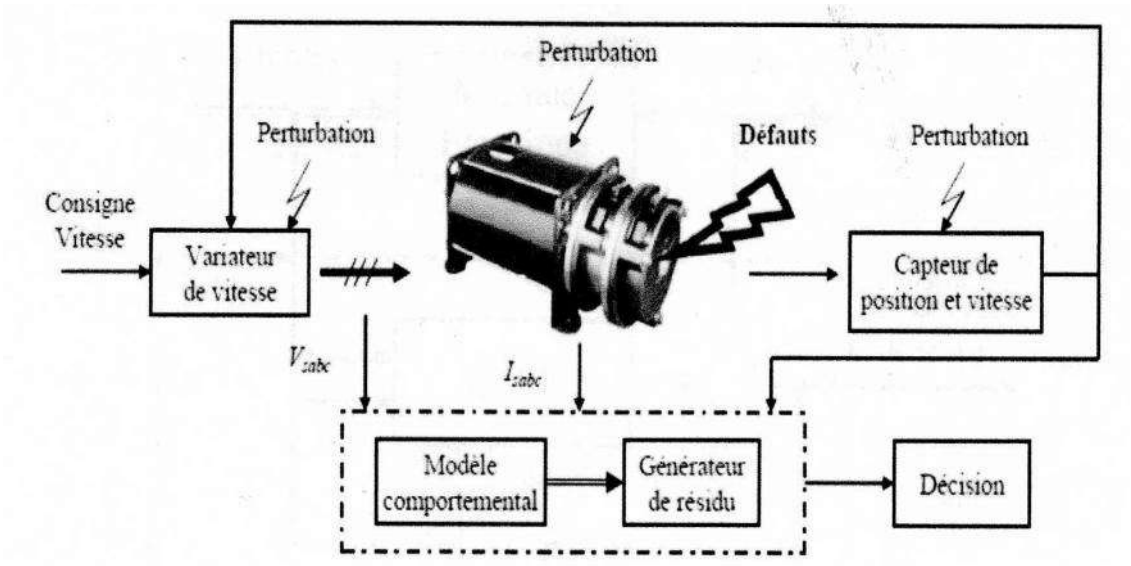


Figure I-9.Principe général de la surveillances/diagnostic des machines électriques basé sur l'utilisation d'un modèle.

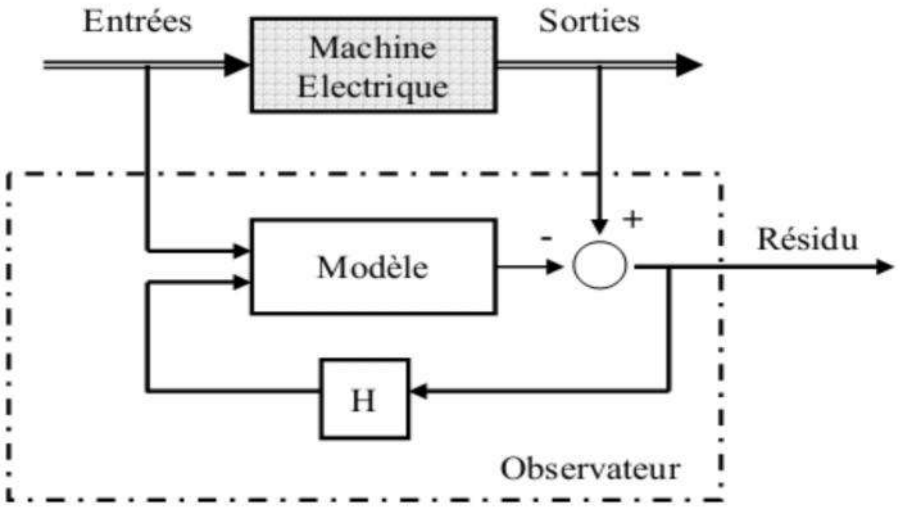
Il apparait ainsi que la génération du résidus et son exploitation jouent un rôle primordial dans la procédure de surveillance/diagnostic puisque c'est elle qui conditionne la qualité de la prise de décision. Deux grandes approches de génération de résidus se sont développées:

- L'approche à base d'observateurs.

- L'approche par estimation paramétrique.

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. Ce principe est illustré sur (la Figure I.10). Plusieurs techniques existent pour la synthèse d'un générateur de résidus par exemple: observateur de luenberger, observateurs à entrées inconnue et l'observateur de Kalman étendu. Les résidus ainsi générés sont exploités par un système de décision permettant de déterminer l'action à mener en fonction des propriétés du résidus.



I.10.Schéma de principe de l'approche à base d'observateur.

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 paramètre physique ou structural 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'un modification de l'état du dispositif. Cette variation peut alors être analysée dans l'espace paramétrique pour aider à la prise d'une décision concernant le défaut survenu.

Les techniques d'identification paramétrique sont appliquées depuis de nombreuses années sur des applications utilisant des machines électriques.

Plusieurs difficultés principales ont été identifiées par rapport à l'utilisation des techniques d'indentification.

Tout d'abord, le choix du modèle à identifier est primordial. Selon sa structure, selon les hypothèses simplificatrices réalisées lors de sa formulation, selon le choix des paramètres qui lui sont associées, il va être plus ou moins bien adapté à décrire le comportement de la machine et réagira de manière différente aux sollicitations qui lui sont imposées et aux éventuelles changements de structure induits par la présence d'un défaut. lorsqu'un modèle est associé avec une procédure d'identification, on conçoit aisément dans quelles mesures la réponse du modèle choisi conditionnera les valeurs des paramètres obtenus et les exploitations qui pourront en être faite.

Le choix de l'algorithme de détermination des paramètres fait également partie des éléments importants. Plusieurs techniques se côtoient dans ce domaine, certaines étant mieux adaptées à une identification offline, d'autres plus efficaces dans un contexte on-line. La sensibilité aux bruits de mesures, aux bruits liés à la quantification et la précision des capteurs, entrent également en ligne de compte pour évaluer les performances d'un algorithme.

Selon que l'on dispose, ou pas, d'un modèle mathématique représentatif du système, les méthodes de diagnostic se répartissent eu deux grandes classe. Dans le premier cas, on a des redondances d'informations et la connaissance fournie par le modèle mathématique pour caractérisé le mode de fonctionnement ou l'état du système puis décider s'il est normal ou anormal. Dans le deuxième cas, c'est l'analyse des données fournies par le système qui permet de décider de son état. Les méthodes précédentes dont alors appel à des procédures d'apprentissage et de reconnaissance de forme ou à l'intelligence artificielle.

I.6 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons d'abord d'écrit l'état de l'art et diagnostic des défauts d'une MSAP. En effet, nous avons débuté une représentation générale de la MSAP afin de montrer l'importance de ce type de machine ainsi que ses différentes types des machine étudié.

En suite, nous avons présenté les différentes méthodes développés dans la littérature pour la détection des défauts statorique d'une MSAP. Bien que les méthodes soient nombreuses sur le diagnostic de la MSAP.

II. Introduction

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

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

Nous nous sommes intéresses dans ce chapitre à l'établissement de modèles de la MSAP en présence d'un défaut entre-spire dont le degré de sévérité dépend de l'état de l'isolant entre-spire.

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

II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent saine:

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

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

II.2.1 Equations électriques d'une machine synchrone à aimant:

la figure II.1 donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

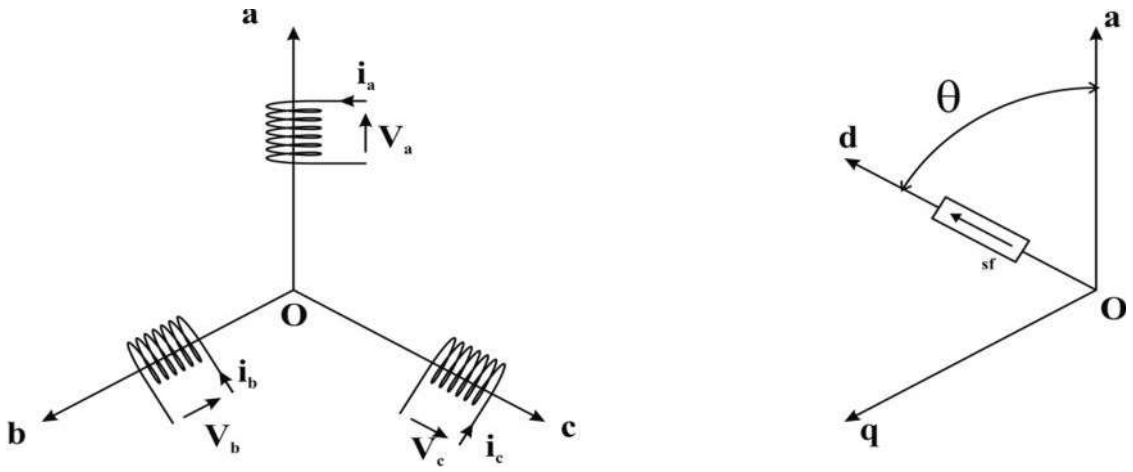


Figure II.1 Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.[BEN15].

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

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

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

- $[V_s]$: Vecteur des tensions statorques.
- $[I_s]$: Vecteur des courants statorques.
- $[\varphi_s]$: Vecteur des flux statoriques.
- $[R_s]$: Matrice des résistances statorique.

Les flux totalisés $[\varphi_s]$ des phases statoriques s'écrivent dans le repère lié au stator sous la forme matricielle suivante:

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\varphi_{sf}] \quad \text{(II.2)}$$

Avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sb} \end{bmatrix}, \qquad [\varphi_{sf}] = [\varphi_{af} \quad \varphi_{bf} \quad \varphi_{cf}]^T$$

- $[L_{ss}]$: Matrice d'inductance statorique.
- $[\varphi_{sf}]$: Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

L'étude analytique du comportement des équations (II.1) et (II.2) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportements de la machine synchrone à l'aide

des équations différentielles à coefficients constants, l'une de ces transformations est la transformations de Park. [AMO12, BOZ04]

On définit une matrice de transformation unique pour les courants, les tensions et les flux.

Elle conserve l'invariance de la puissance. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est donnée par:

$$[V_{dq0}]=[T][V_{abc}]$$

$$[I_{dq0}] = [T][V_{abc}]$$

$$[\varphi_{dq0}] = [T][\varphi_{abc}]$$

Tel que: $[T]$ est la matrice de transformation de Park, définie par:

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{(II.3)}$$

II.2.2 Modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère lié au rotor:

La figure II.2 illustre la schématisation d'une machine synchrone à aimant permanent, biphasé, équivalence, issue de la transformation de Park.

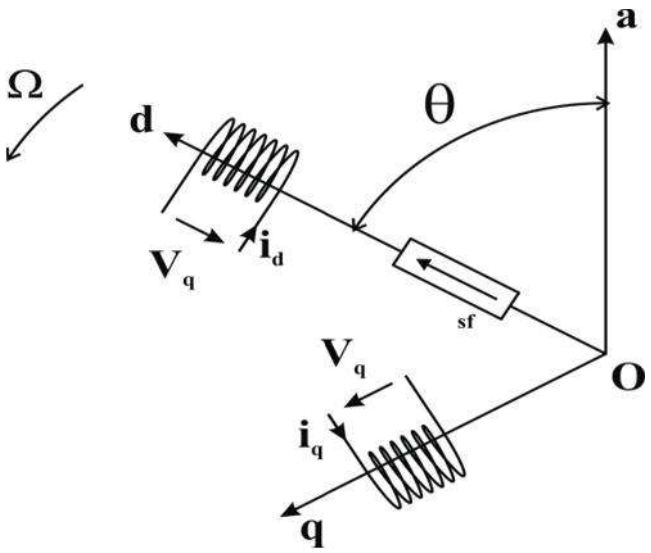


Figure II.2 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

En reportant les transformation dans les expressions des flux et tensions, on obtient:

- *Expressions des tensions*

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d_{\varphi d}}{dt} - W\varphi_d \\ V_q = R_s I_q + \frac{d_{\varphi q}}{dt} - W\varphi_q \end{cases} \quad \text{(II.4)}$$

- *Expressions des flux*

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad \text{(II.5)}$$

- φ_{sf}: Flux total du aux aimants et qui se ferme sur le stator.

Le couple électromagnétique dans le référentiel (d, q) est donnée par l'expression suivante:

$$C_e = p\left[\left(L_d L_q\right) I_d I_q + \varphi_{sf} I_q\right] \quad \text{(II.6)}$$

- *Equations mécanique:*

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

- J: Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m²).
- f: Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).
- Cr: Couple résistant (N.m).
- Ω: Vitesse mécanique (rad/s).

II.2.2.1 Représentation d'état:

Le modèle général d'entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanent, est lié au choix du vecteur d'état. Dans le cas des équations électriques du MSAP, dans le repère lié au rotr, les composantes du vecteur d'entrée de la machine sont les tensions Vd et Vq et les courants Id et Iq statoriques sont les composants du vecteur de sortie. Notre objectif dans ce qui suit est de mettre les équations sous la forme d'équation d'état suivante. [AMO12, CHE05 ,BEN09]

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = [A][X] + [B][U] \\ Y = [C]X \end{cases} \quad \text{(II.8)}$$

- $[A]$: Matrice fondamentale qui caractérise le système.
- $[B]$: Matrice d'entrée.
- $[U]$: Vecteur de commande.
- $[X]$: Vecteur d'état (posons, $[X] = \left[I_d \ I_q\right]^T$)

Les équations électriques de la MSAP peuvent être modélisées par une représentation d'état sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{w*L_q}{L_d} \\ -\frac{w*L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - w*\varphi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{(II.9)}$$

A partir de (II.6), (II.7) et (II.9), le modèle de le MSAP dans le repère de Park peut être schématisé par le schéma bloc suivant :(Figure II.3)

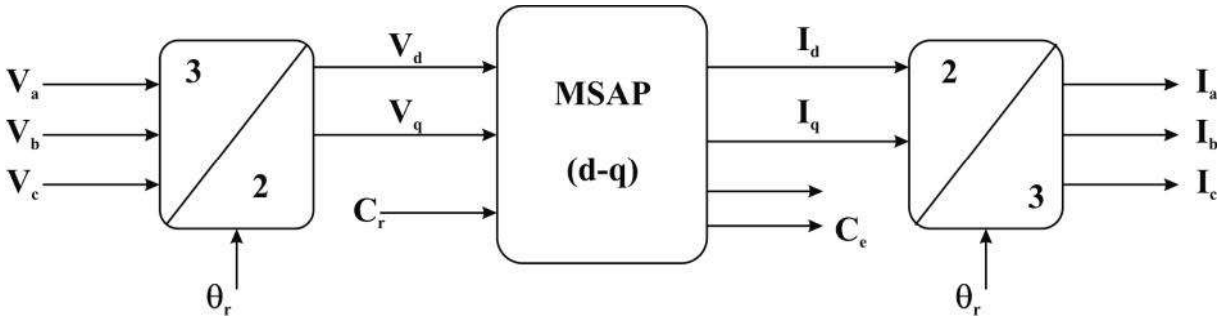


Figure II.3 Modèle de la machine synchrone dans le repère de Park.

II.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en présence de défaut:

dans ce paragraphe, nous désignons par court-circuit entre-spires tout défaut d'isolation pouvant intervenir entre deux spires d'une même phase au stator. Le défaut n'est pas forcément franc et une résistance équivalente permet de modéliser ce qui reste de la résistance de l'isolant entre les spires court-circuitées. La valeur de la résistance indique la sévérité du défaut d'isolation. Un schéma simplifié de la situation est donnée sur la figure II.4 montrant la résistance Rf du défaut. Le bobinage dans lequel survient le défaut est donc divisé en deux parties que l'on appellera (a_{s2}) pour la partie court-circuitée et (a_{s1}) pour la partie saine. En pratique la résistance Rf varie depuis une valeur infinie lorsque la machine est saine et è zéro lorsque la machine est en présence d'un défaut franc de court-circuit entre-spires. Il est donc intéressant de déterminer le comportement de la machine lorsque cette résistance est suffisamment petite pour que son effet soit perceptible sur les courants absorbés par la machine.[BAB09]

Nous avons défini le coefficient µ qui décrit le nombre relatif de spires court circuits.

Nous avons donc:

$$Nf = Nas2 = \mu(Nas1+Nas2) = \mu Ns \quad \text{(II.10)}$$

Ou Ns est le nombre de spires par phase et Nf est le nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut (sous-bobine as2).

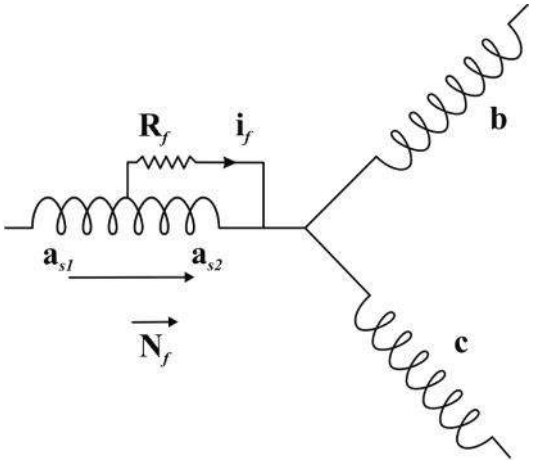


Figure II.4 représentation schématique d'un défaut d'isolation entre spires sur la phase a.

II.3.1 Modèle de la MSAP avec défaut entre-spires dans le repère triphasés (abc):

Par rapport à la nomenclature présentée ci haut, les équations électriques dans les deux parties qui composent la phase a_s (sous-bobines as1 et as2 sur la figure II.3) sont donnée par:

$$\begin{cases} V_{as1} = R_{a1} * i_a + L_{a1} * \frac{d}{dt} i_a + M_{a1a2} * \frac{d}{dt}(i_a - i_f) + M_{a1b} * \frac{d}{dt} i_b + M_{a1c} * \frac{d}{dt} i_c + e_{a1} \\ V_{as2} = R_{a2} * (i_a - i_f) + L_{a2} * \frac{d}{dt}(i_a - i_f) + M_{a1a2} * \frac{d}{dt} i_a + M_{a1b} * \frac{d}{dt} i_b + M_{a1c} * \frac{d}{dt} i_c + e_{a2} \end{cases}$$

(II.11)

Ou Ra2 et La2 représentant la résistance et l'inductance de la sous-bobine en défaut (as2). Les paramètres Ma Ia2, Ma2b et Ma2c représentant respectivement les inductances mutuelles entre la sous-bobine as2 et les bobines as2, bs et cs.

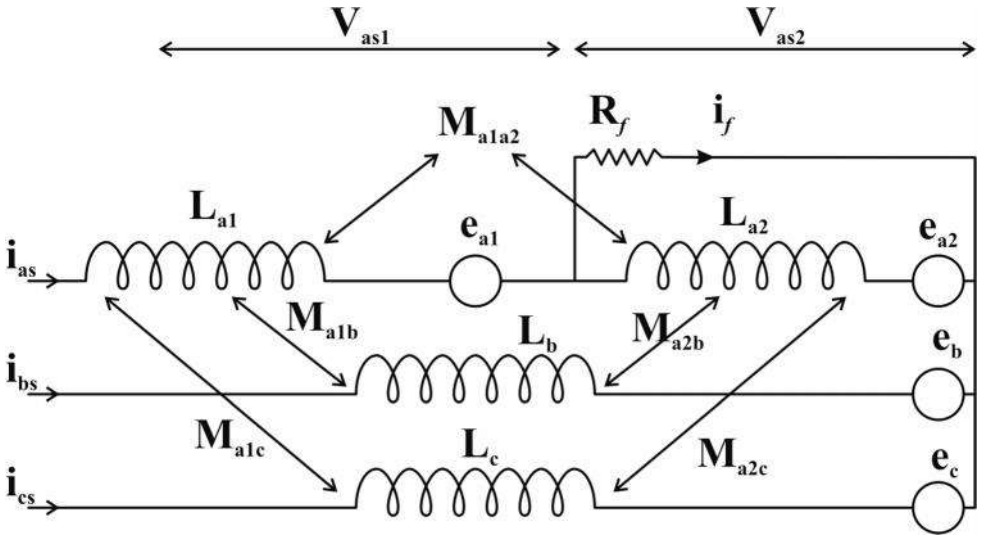


Figure II.5 Schéma équivalente de la MSAP avec un défaut entre-spires dans la phase as.

Les résistances de la sous-bobine saine as1 et de la sous bobine court-circuitée as2 sont notées par Ra1 et Ra2 respectivement, elles sont proportionnelles au nombre de spires des parties

concernées. Par conséquent, nous pouvons les exprimer en fonction de la résistance de phase Ra et le coefficient μ. Nous avons donc:

$$\begin{cases} R_{a1} = (1-\mu)R_a \\ R_a = \mu R_a \end{cases} \quad \text{(II.12)}$$

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

$$\begin{cases} V_a = V_{a1} + V_{a2}, V_{a2} = R_f * i_f \\ i_a = i_{a1}, i_{a1} = i_a - i_f \end{cases} \quad \text{(II.13)}$$

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

$$V_a = (R_{a1} + R_{a2})i_a + (L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_a + (M_{a1b}M_{a2b})\frac{d}{dt}i_b + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{d}{dt}i_c + (e_{a1} + e_{a2}) + R_{a2}i_f - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_f \quad \text{(II.14)}$$

$$V_b = R_s i_b + L\frac{d}{dt}i_b + e_b + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_a + M\frac{d}{dt}i_c - M_{a2b}\frac{d}{dt}i_f \quad \text{(II.15)}$$

$$V_c = R_s i_c + L\frac{d}{dt}i_c + e_c + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{d}{dt}i_a + M\frac{d}{dt}i_b - M_{a2c}\frac{d}{dt}i_f \quad \text{(II.16)}$$

Les relations suivantes sont normalement admises:

$$\begin{cases} R_s = R_a = R_{a1} + R_{a2} \\ L = L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1}M_{a2} \\ M = M_{a1b} + M_{a2b} = M_{a1c} + M_{a2c} \end{cases} \quad \text{(II.17)}$$

$$ee_a = e_{a1} + e_{a2} = e_{a1} + e_f$$

En remplaçant les relations ci-dessus (II.17) dans les équations électriques II.14, II.15 et II.16 nous obtenons l'écriture matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} L_{a2} + M_{a1a2} \\ M_{a1b} \\ M_{a1c} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_f \quad \text{(II.18)}$$

D'après l'équation que l'on vient d'établir, nous voyons que l'équation qui régit la machine en présence d'un défaut entre-spires contient les mêmes termes que l'équation électrique d'une machine saine auxquels s'ajoutent des termes supplémentaires correspondant à la maille créée par le défaut. La résolution de l'équation (II.18) nécessite la connaissance du courant if ou alors d'ajouter une équation supplémentaire décrivant la maille du court-circuit.[BAB09]

nous avons alors:

$$0 = -R_{a2}i_a + (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_a - M_{2b}\frac{d}{dt}i_b - M_{a2c}\frac{d}{dt}i_c - e_{a2} + (R_{a2} + r_f)i_f + L_{a2}\frac{d}{dt}i_f \quad \text{(II.19)}$$

Nous avons établi les équations électriques régissant le comportement de la machine en régime dynamique en présence d'un défaut de court-circuit entre spires dans une phase. Nous n'avons pas encore introduit le comportement mécanique qui dépend des couple de moteur et de frein. Ces couple ont une influence sur la vitesse de rotation et par conséquent sur les valeurs des fem induites dans les différentes bobines du stator. [BAB09, LEB12]

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

$$c_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c - e_f i_f}{\Omega} \tag{II.20}$$

La dynamique de la vitesse de la machine et de sa charge, est décrite par la relation:

$$j\frac{d\Omega}{dt} - f_r = c_e - c_r \tag{II.21}$$

II.3.2 Modèle de défaut dans le repère (α, β):

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

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{II.22}$$

Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seule les composantes **(α, β)** du courant interviennent dans la conversion électromagnétique d'énergie. Cependant, les équations (II.18) et (II.19) n'intègrent pas le fait que la composante homopolaire du courant est nulle. Pour cela, il suffit d'appliquer la transformation de Concordia (Clark) à l'équation électrique (II.18) ou de remplacer les composants **abc** du courant par leur expressions en fonction des composantes α β du courant.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} R_{a1} \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}}\left(L_{a2} + M_{a1a2} - \frac{M_{a2b}+M_{a2c}}{2}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}}\left(M_{a2b} + M_{a2c}\right) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_f \tag{II..23}$$

$$0 = -\sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2} i_\alpha - \sqrt{\frac{2}{3}}\left(L_{a2} + M_{a1a2} - \frac{M_{a2b}+M_{a2c}}{2}\right)\frac{d}{dt} i_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}\left(M_{a2b} - M_{a2c}\right)\frac{d}{dt} i_\beta - e_{a2} + \left(R_{a2} + r_f\right) i_f + L_{a2}\frac{d}{dt} i_f \tag{II.24}$$

Les équations (II.23) et (II.24) peuvent être regroupées pour obtenir le modèle matriciel de la MSAP en défaut électrique entre-spires:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \tag{II.25}$$

$$\text{ou: } \begin{cases} R'_{a2} = \sqrt{\frac{2}{3}R_{a2}}, R'_f = R_{a2} + r_f, e_f = e_{a2} \\ M_{f\alpha} = -\sqrt{\frac{2}{3}}(L_{a2} + M_{a1a2} - \frac{(M_{a2b}+M_{a2c})}{2} \\ M_{f\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(M_{a2b} + M_{a2c}) \end{cases} \quad \text{(II.26)}$$

Suivant le modèle présente, le couple électromagnétique peut être donnée par:

$$c_e = \frac{e_\alpha i_\alpha e_\beta i_\beta e_f i_f}{\Omega} \quad \text{(II.27)}$$

II.3.3 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)sous forme d'état afin de pouvoir simuler tel ou régime transitoire.

Pour les MSAP à une encoche par pole et par phase ($(M_{a2b} = M_{a2c})$, l'équation (II.25) se simplifie et devient:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & 0 \\ M_{f\alpha} & 0 & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} - \left(\begin{bmatrix} R_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \right) \quad \text{(II.28)}$$

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

$$[X] = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix}, [U] = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \quad \text{(II.29)}$$

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

$$\frac{dx}{dt} = [A][X] + [B][U] \quad \text{(II.30)}$$

Y=[C]X

$$A = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & 0 \\ M_{f\alpha} & 0 & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} L_s & 0 & -R'_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -R'_{a2} & 0 & R'_f \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & 0 \\ M_{f\alpha} & 0 & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1}$$

Les équations d'état que nous venons d'établir peuvent être schématisé 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.6, se prête bien à une résolution numérique sous un environnement Matlab-Simulink.

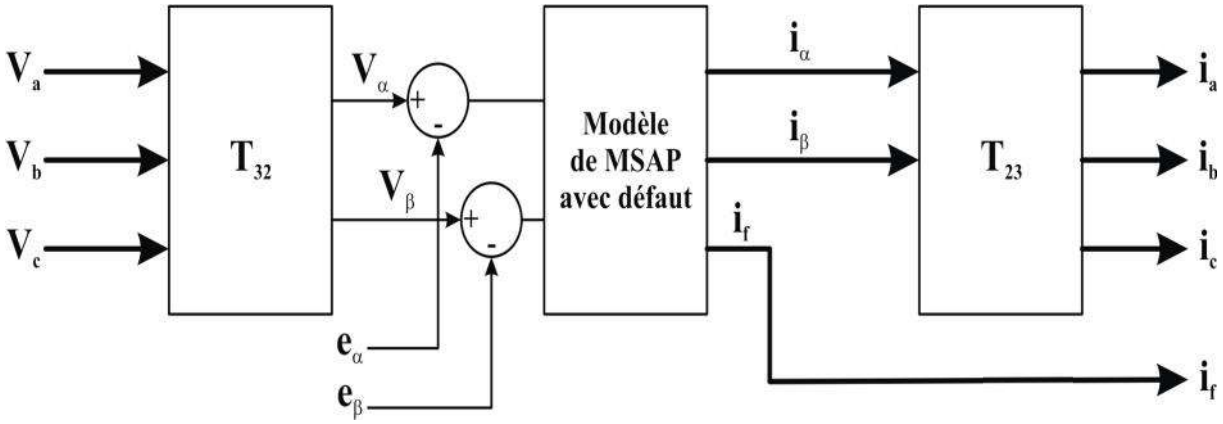


Figure II.6 Schéma bloc en modèle de la MSAP dans le repère $\alpha\ \beta$.

Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté les modèles de la MSAP pour l'étude de comportement de cette machine saine ou en présence de défauts entre-spires, afin de disposer d'un outil de simulation comportemental fin de la machine en présence de court-circuit au stator.

Le modèle de défaut basé sur les équations électriques a donc été introduit pour permettre la simulation de scénarii de défauts de court-circuit entre-spires. Il permet de disposer d'une plateforme <<d'expérimentation virtuelle>>, permettant de reproduire le comportement de la machine en régime défaillant sans avoir systématiquement recours à une mise en œuvre expérimentale couteuse, parfois complexe et pouvant s'avérer dangereuse pour l'actionneur si les courants de court-circuit ne sont pas correctement maitrisés.

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

0III.1 Introduction :

Par le découplage entre la magnétisation en flux et la production du couple électromagnétique la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitement à vitesse variable, mais la présence du système balai collecteur limite la puissance et la vitesse maximale est présente difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement.

Pour toutes ces raisons, la machine synchrone à aimants permanents tend à se substituer à la machine à courant continu. Cette évolution, motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose : le modèle du moteur synchrone à aimants permanant correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande dite 'd'orientation du flux', à été proposé par Blaschke en 1972, elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composant analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'évènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable.[BEN09,FAT05,SEB07].

Nous allons consacrer la première partie de ce chapitre à étudier la commande vectorielle de la MSAP soumis à des défauts d'onduleur et à la détection de ces défauts par l'utilisation de vecteur de Concordia, la deuxième partie de ce chapitre est consacrer à l'application de la commande vectorielle en boucle fermée et à la détection des défauts de court-circuit entre-spires.

III.2 Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents :

III.2.1 Principe :

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une MCC. 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 contrôle le flux de la machine avec le courant statorique I_d. Tandis que, la composante I_q permet de contrôle le couple électromagnétique correspond au courant induit de la MCC [SEB07] . 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 l'équation (III.1) donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables qui sont choisies comme variables d'états I_d et I_q (respectivement courants longitudinal et en quadrature).

$$C_e = p\left[\left(L_d - L_q\right) I_d I_q + \varphi_{sf} I_q\right] \qquad \text{(III.3)}$$

Il s'agit donc de définir une relation entre ces deux variables, puisqu'il n'y a qu'une grandeur à commander (le couple) et deux variables à réguler (I_d et I_q).

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_d nulle. Nous contrôlons le couple uniquement par le courant I_q. On règle ainsi la vitesse par la composante I_q [FAT05,SEB07] .

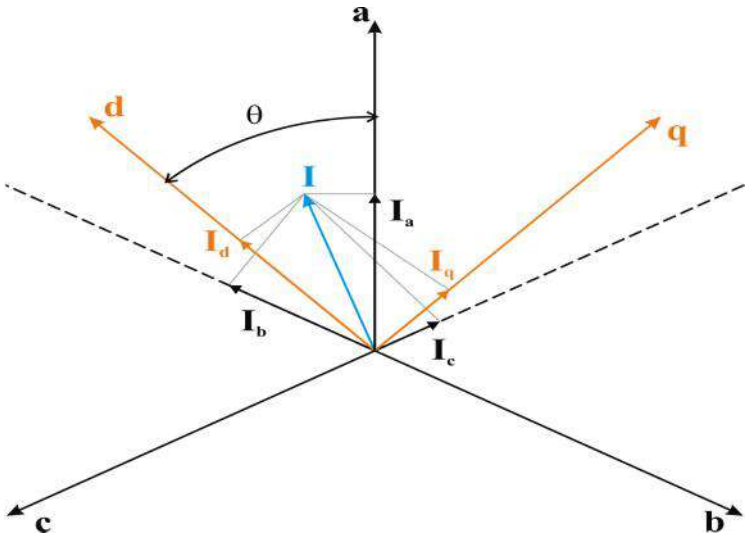


Figure III.1 Passage de système triphasé au système biphasé.[BEN09].

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, comme il est illustré à la figure (III.2), ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant I_f constant produisant un flux équivalent à celui des aimants [FAT05].

$$Id = 0 \quad , \quad I = I_q \tag{III.2}$$

$$\varphi_{sf} = Lf\ If \tag{III.3}$$

Pour tout régime, le flux et le courant reste en quadrature de sorte que l'équation du couple suit celle de I_d puiseque

$$C_e = KI_q \tag{III.4}$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2}p\varphi_{sf} \tag{III.5}$$

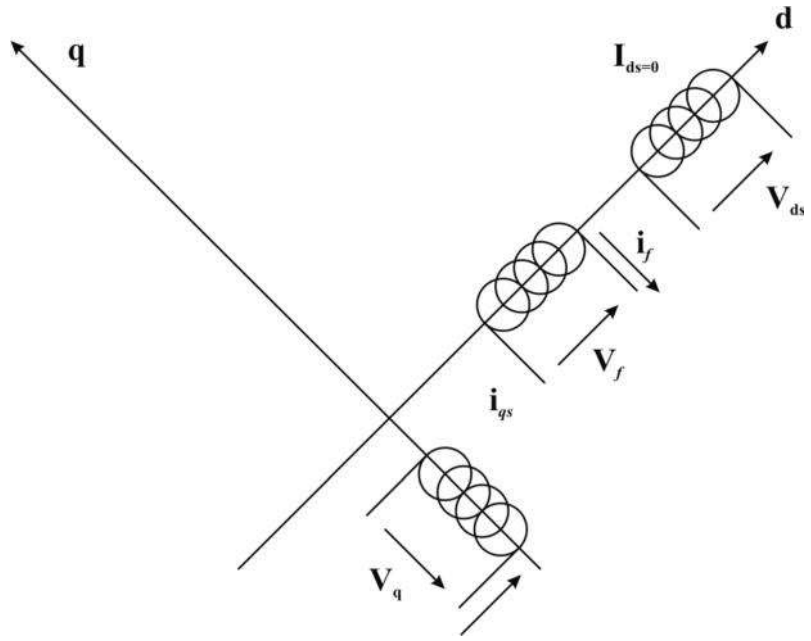


Figure III.2 Commande par orientation du champ de la MSAP (I_d nul).

III.2.2 Description du système global :

La figure (III.3) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d,q). La référence du courant direct I_{dref} est fixe à zéro (I_{dref} =0) et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple Ce^*.

Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^* , V_q^* .

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 notre cas.

Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a,b,c), servent de références de tension (V_a^* , V_b^* , V_c^*) pour la commande de l'onduleur à MLI. [BEN05]

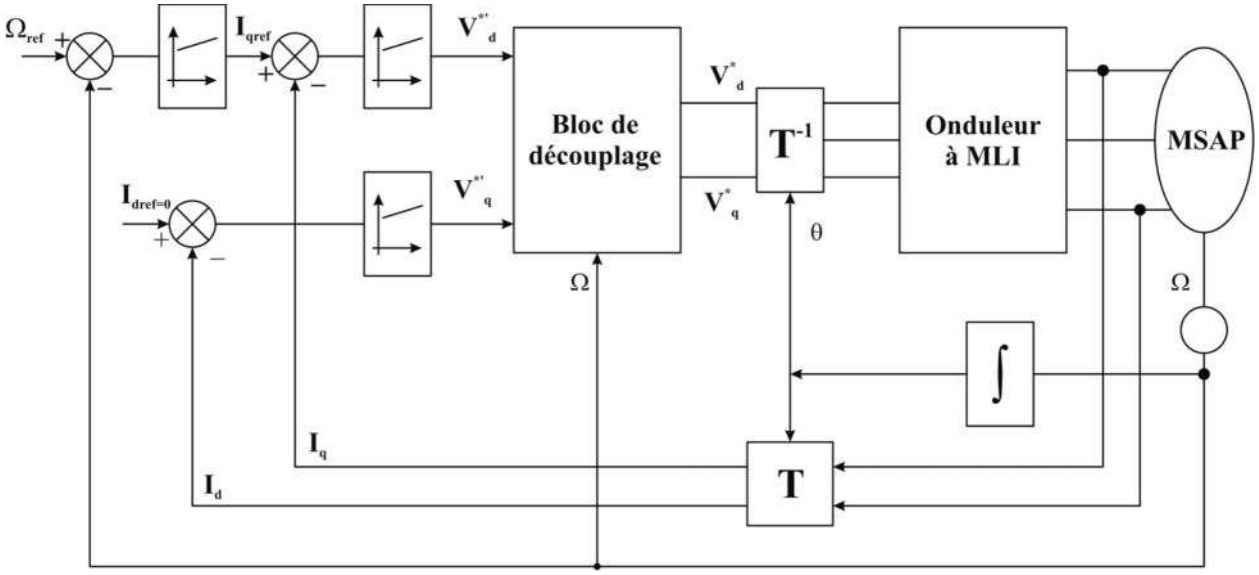


Figure III.3 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP [FAT05].

III.3 Découplage par compensation :

En passant par la transformée de Laplace, des équations de la MSAP, on obtient les expressions relatives aux composantes directe et en quadrature des tensions références statorique :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d p) I_d - w L_q I_q \\ V_d = (R_s + L_q p) I_d + w L_d I_d + w\varphi_{sf} \end{cases} \quad \text{(III.6)}$$

La figure (III.4) représente le couplage entre les axes d et q

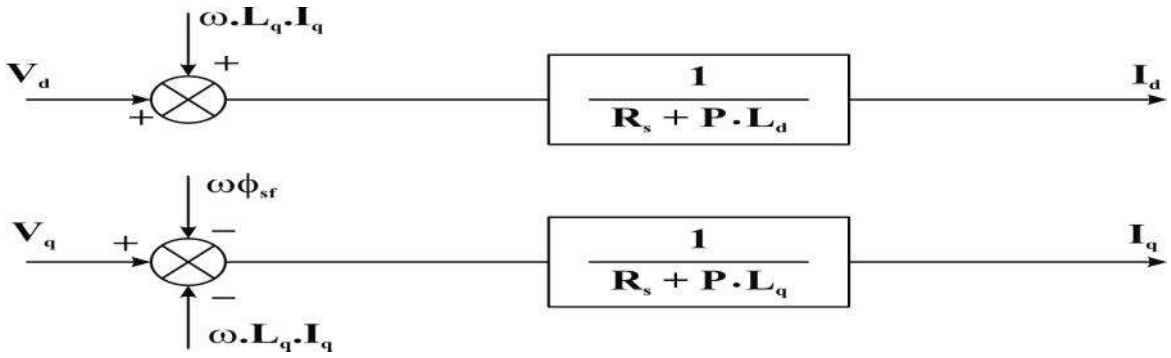


Figure III.4: Description des couplages.

La compensation 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.

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent :

$$\begin{cases} (R_s + L_d p) I_d = V_d - w L_q I_q \\ (R_s + L_q p) I_q = V_q + w L_d I_d + w\varphi_{sf} \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

On tient à signaler ici que le schéma bloc de la structure de commande en tension contient un bloc de compensation dont les équations sont données comme suit :

Posons :

$$\begin{cases} V_d^* = V_d + e_q \\ V_q^* = V_q + e_d \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} V_d = V_d^* - e_q \\ V_q = V_q^* - e_d \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} e_q = -w L_q I_q \\ e_d = -w(L_d I_d + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad \text{(III.8)}$$

e_d et e_q représentent les f.e.m qu'il faut compenser.

Alors on peut donner le schéma bloc de la compensation par la figure III.5

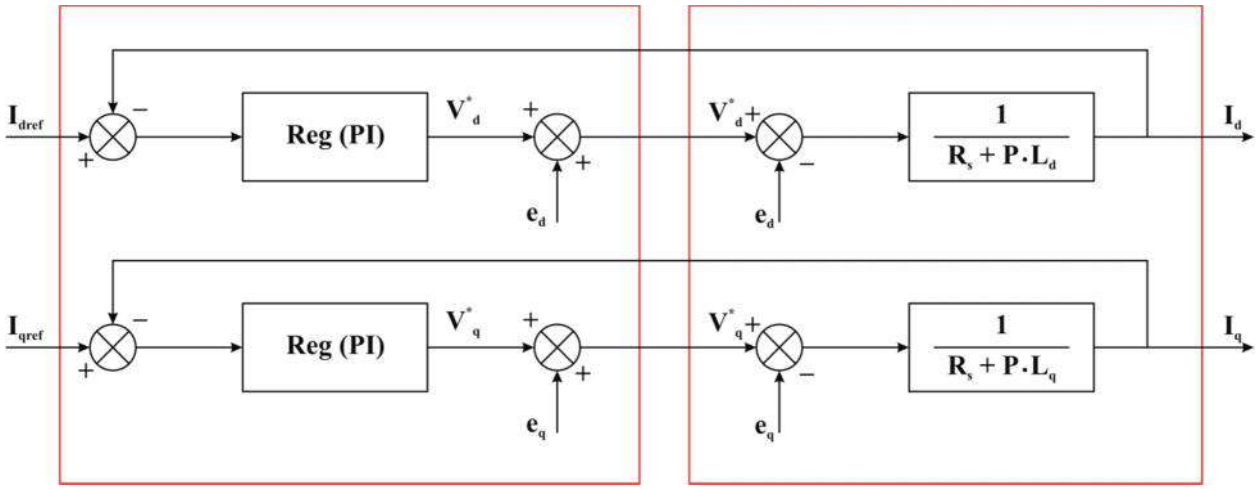


Figure III.5 Schéma de correction er de découplage par compensation.

III.4 Etude de la régulation des courants de Park :

La méthode de commande par orientation du flux rotorique permet de contrôler les grandeurs réelles des courant suivant l'axe direct et en quadrature. La comparaison de ces grandeurs avec celles référence, nous permet d'avoir les tension de référence nécessaires pour la commande de l'onduleur de puissance [SEB07] .

Le contrôle des courants direct et en quadrature es assuré par un correcteur PI dont les gains sont K_{pid} ,K_{iid} ,K_{piq} et K_{iiq}. 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 [AMO12]. Le schéma fonctionnel de la boucle de r »gulation du courant Id par un régulateur PI est donné par la figure (III.6) suivante :

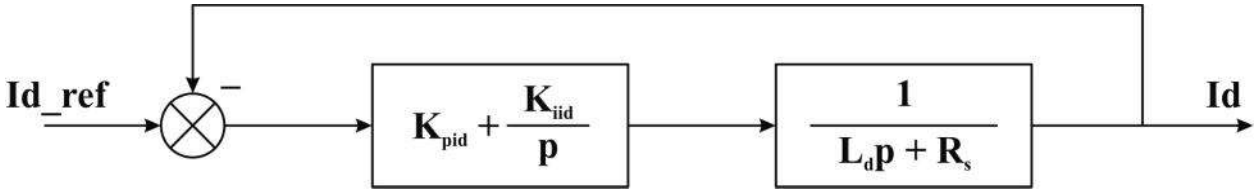


Figure III.6 Boucle de régulation de courant I_d.

La fonction de transfert en boucle ouverte F_{bo} (p) est :

$$F_{b0}\ (P) = \left(K_{pid} + \frac{K_{iid}}{p}\right)\left(\frac{1}{L_d p + R_s}\right) \qquad \text{(III.9)}$$

Compensons le pôle $\frac{K_{pid}}{K_{iid}}$ par $\frac{R_s}{L_d}$, ce qui se traduit par la condition : $\frac{K_{pid}}{K_{iid}} = \frac{R_s}{L_d}$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{b0}\ (P) = \frac{K_{iid}}{pR_s} \qquad \text{(III.10)}$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1er ordre avec une constante de temps : $\tau_{bf} = \frac{R_s}{K_{iid}}$

$$F_{bf}\ (P) = \frac{1}{p\frac{R_s}{K_{iid}} + 1} \qquad \text{(III.11)}$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suit : $K_{iid} = \frac{R_s}{\tau_{bf}}$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{repid} = 3\ \tau_{bf}$

$$\begin{cases} K_{iid} = \dfrac{3R_s}{t_{repid}} \\ K_{pid} = \dfrac{3L_d}{t_{repid}} \end{cases} \quad \text{(III.12)}$$

Les gains K_{piq} et K_{iiq} de la boucle de régulation de courant I_q sont calculés par la manière de la boucle de courant I_d :

$$\begin{cases} K_{iiq} = \dfrac{3R_s}{t_{repiq}} \\ K_{piq} = \dfrac{3L_q}{t_{repiq}} \end{cases} \quad \text{(III.13)}$$

III.5 Détermination du régulateur de 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.7) où le régulateur adopté est un régulateur IP [BEN05,SEB07] .

On a :

$$\Omega(P) = \frac{1}{JP+fr}(C_e(P) - C_r(P)) \quad \text{(III.14)}$$

$$C_e = P\varphi_{sf} I_{qref} = K_t I_{qref} \quad \text{(III.15)}$$

Avec :

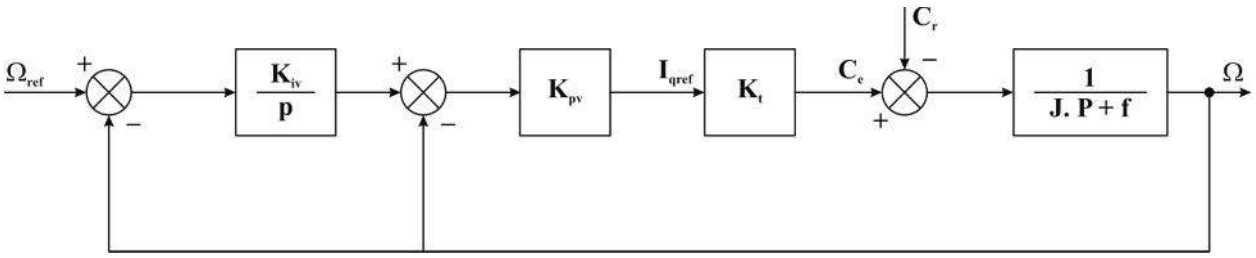


Figure III.7: Schéma fonctionnel de contrôle de la vitesse.

Avec :

K_{pv} , K_{iv} coefficient du régulateur IP

$K_t = P\varphi_{sf}$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on dispose d'une fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne sous la forme :

$$F_{bf}(P) = \frac{\omega_0^2}{P^2+2\varepsilon W_0 P+\omega_0^2} \quad \text{(III.16)}$$

Avec :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_{PV}K_tK_{IV}}{J}} \\ 2\varepsilon\omega_0 = \frac{f}{J} + \frac{K_{PV}K_t}{J} \end{cases} \quad \text{(III.17)}$$

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

III.6 Modélisation de l'association MSAP – Onduleur de tension :

Pour réaliser la régulation de la vitesse de la MSAP, il est indispensable d'utiliser un onduleur de tension qui est constitué d'une source de tension continue constante et de six interrupteurs de puissance avec des diodes en antiparallèle. Grâce à une séquence d'ouverture et de fermeture de ces interrupteurs, l'onduleur de puissance commute le courant dans les phase de la machine afin d'obtenir un système triphasé de tension et de courant d'amplitude et de fréquence réglables.

III.6.1 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 constant. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la MSAP, la (figure III.8), illustre le schéma

global du système complet à étudier [CHE 05] .

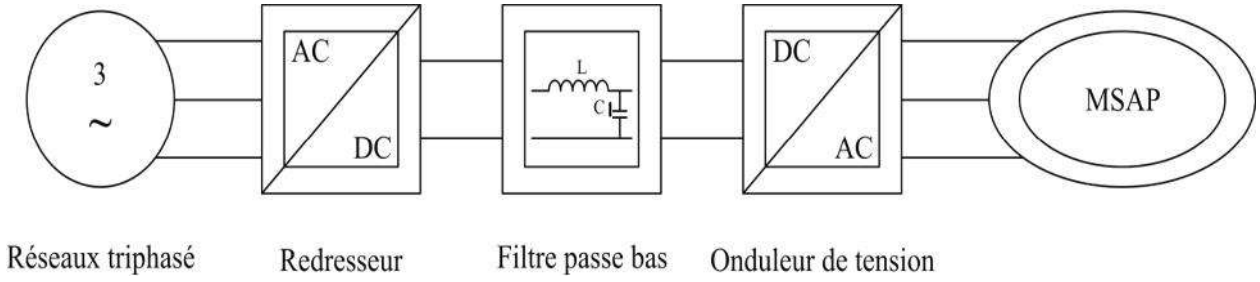


Figure III.8 Schéma global de l'alimentation du MSAP.

III.6.2 Modélisations du redresseur et du filtre associés à l'onduleur :

Pour alimenter le circuit intermédiaire, le moyen simple consiste en un redresseur à diodes en pont triphasé, assurant la conversion de la tension alternative générée par le réseau triphasé en une tension continue. Après un étage de filtrage, l'onduleur est alimenté par une source de tension continue V_{dc}. Les commutateurs d'un même bras de l'onduleur sont toujours complémentaires. Chaque interrupteur de puissance est réalisé par un IGBT en anti-parallèle avec une diode, où ces composants sont supposés parfaits.

L'alimentation V_{dc} est assurée par l'intermédiaire de l'ensemble redresseur et filtre, présenté par le montage de la (figure III.9) ci-dessous :

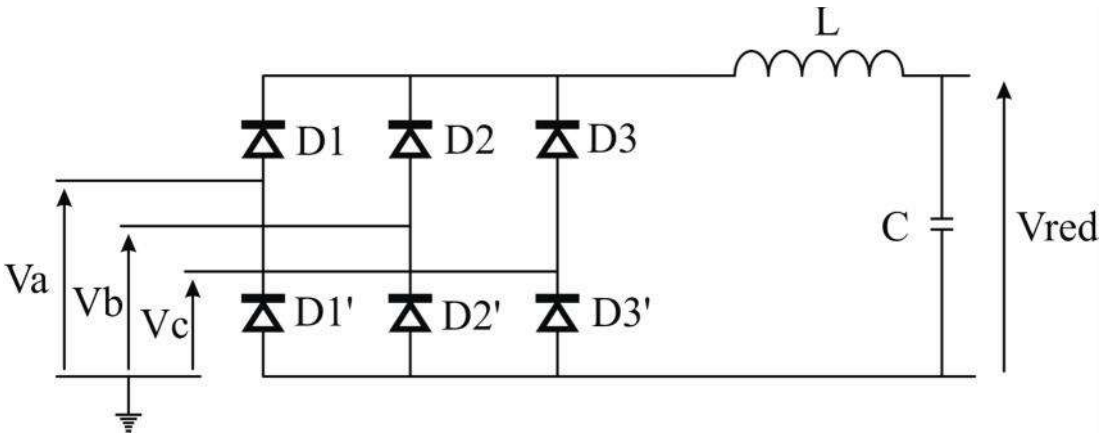


Figure III.9 Schéma de configuration de l'association Redresseur triphasé-filtre.

III.6.2.1 Modélisation du redresseur triphasé :

Ce redresseur comporte trois diodes à cathode commune assurant l'aller du courant id(t) (D1,D2 et D3) ; et trois diodes à anode commune assurant le retour du courant id(t) (D1',D2',D3').

Si l'effet de l'empiètement est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par [KER 13, CHE 05] :

$$V_{red}(t) = \max(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) - \min(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) \quad \text{(III.18)}$$

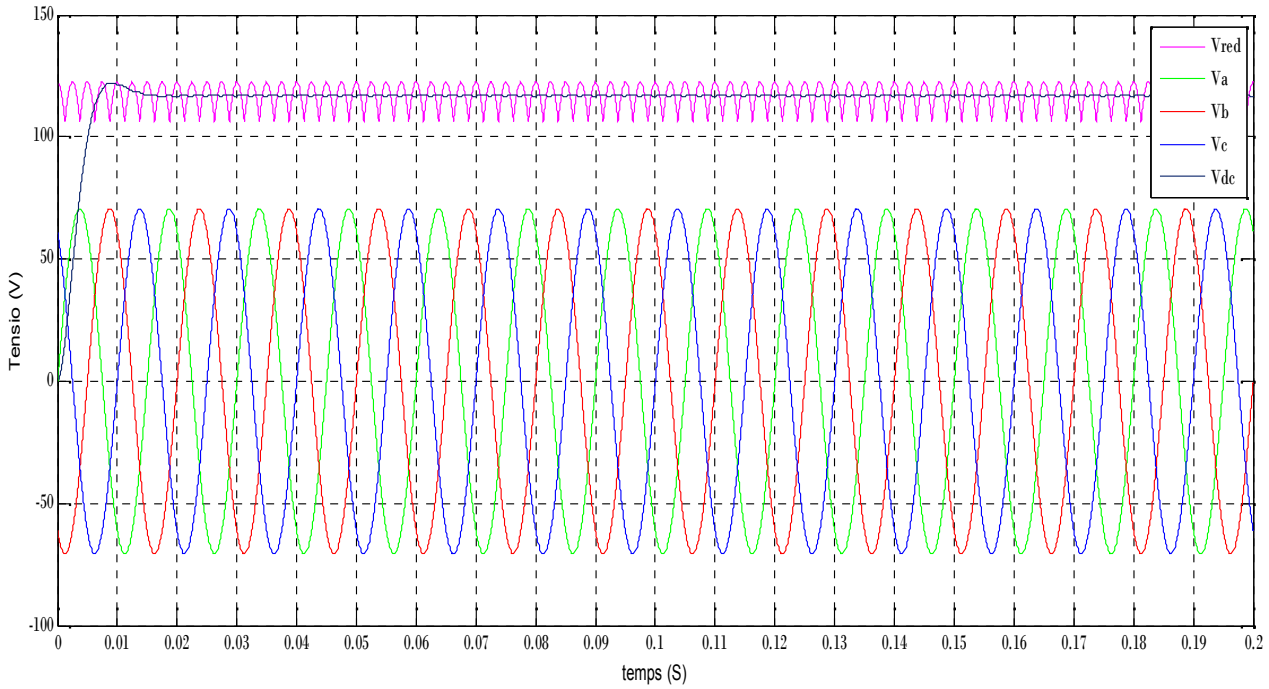
Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

III.6.2.2 Modélisation du filtre de tension redressée :

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

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L}[v_a(t) - E(t)] \\ \frac{dE(t)}{dt} = \frac{1}{C}[i_d(t) - i_f(t)] \end{cases} \quad \text{(III.19)}$$

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



Les tension triphasées, redressé et filtré sont présentes sur la figure III-10

Figure III-10: Représentation de la tension de sortie de redresseur et de filtre.

III.6.3 Modélisation de l'onduleur de tension :

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP « Digital Signal Processing ») [BEN09], permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs [KHO09].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [FAT05].

$S_{a,b,c}$= 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.

La figure III.11 montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge [FAT05,BEN09]

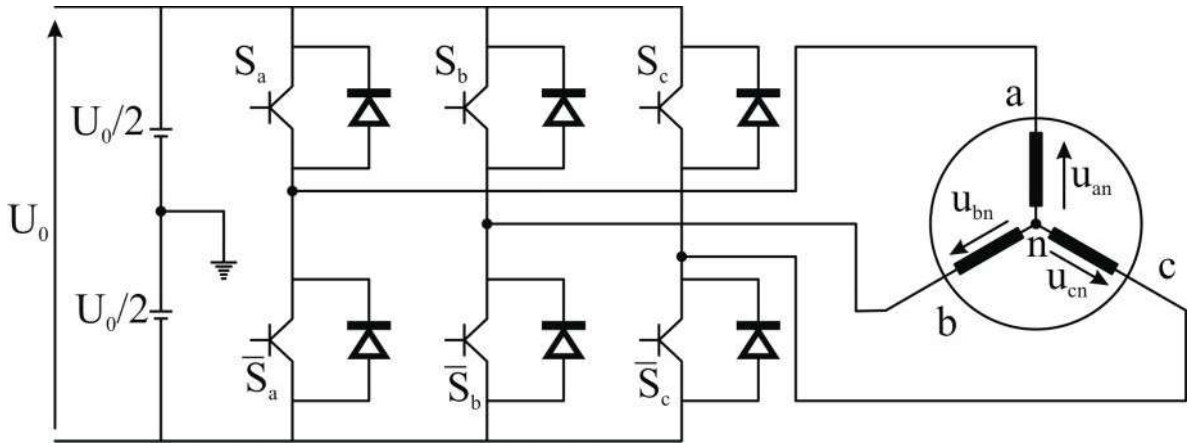


Figure III.11 Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

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

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad \text{(III.20)}$$

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} : peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tension composées).

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

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad \text{(III.21)}$$

U_{an}, U_{bn}, U_{cn} : sont les tensions simples de la machine et (no) est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad \text{(III.22)}$$

La substitution de (III.21) dans (III.22) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad \text{(III.23)}$$

En remplaçant (III.23) dans (III.21), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad \text{(III.24)}$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_o - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_o + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_o - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad \text{(III.25)}$$

Comme on peut le voir, les combinaisons (S_a,S_b,S_c) = (1 1 1) et (0 0 0) correspondent au vecteur nul. La figure III.12 montre les six vecteurs nuls qui peuvent être crées par un onduleur triphasé.

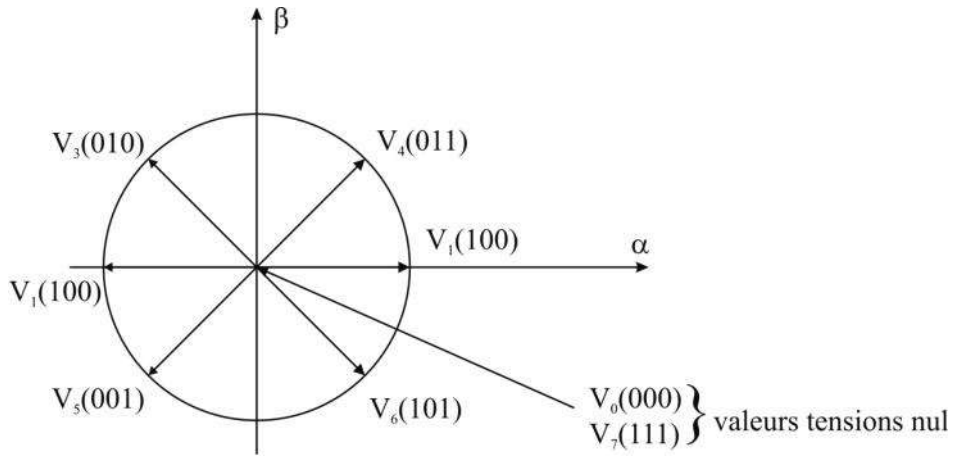


Figure III.12 Vecteurs de tension crées par l'onduleur de tension dans (d,q).

III.6.3.1 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle) :

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de modulation de la largeur d'impulsion (MLI). Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions, hachées à fréquence fixe, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal triangulaire appelé porteuse, ces tensions sont modulées en largeur d'impulsion afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué [BEN09]. [CHE 05]. [KHO09].

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

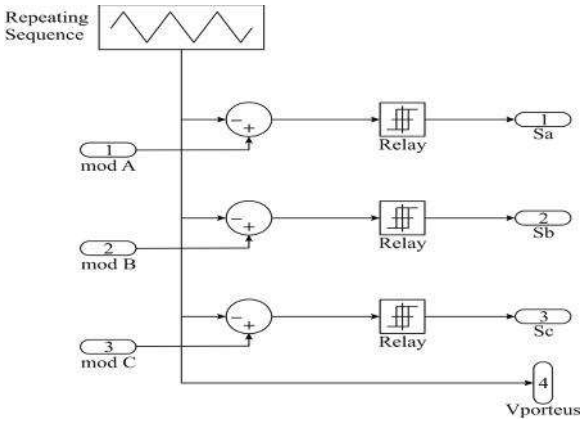


Figure III.13: Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale

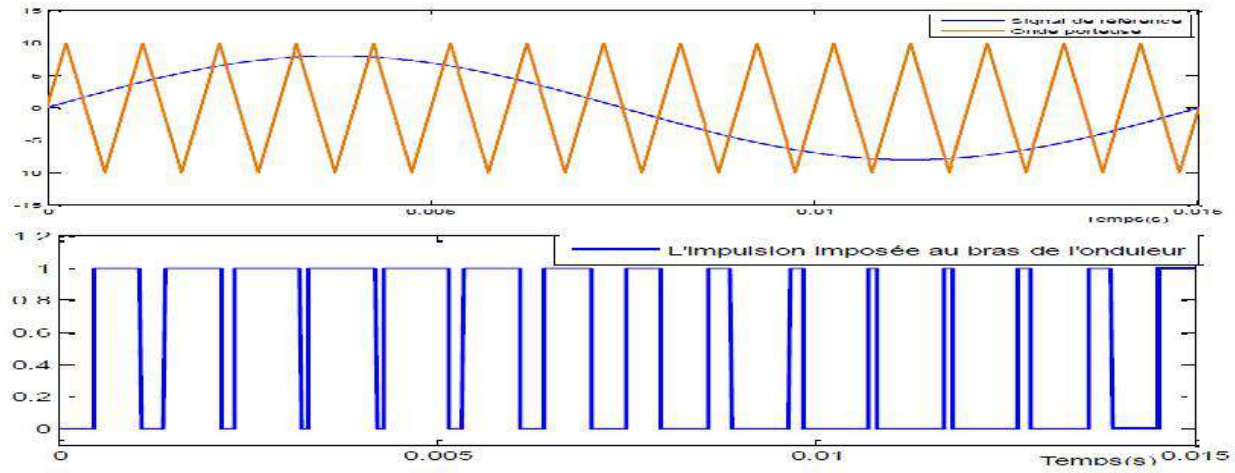


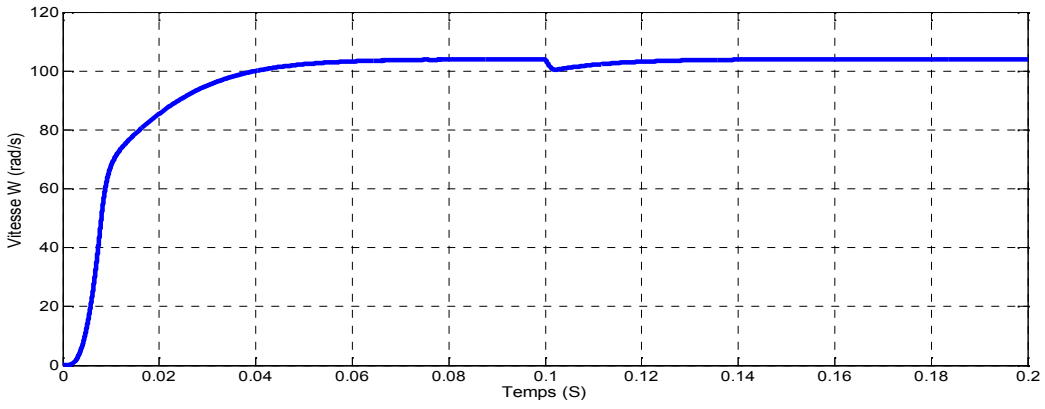
Figure III.4 Principe de la commande MLI naturelle.

III.7 Simulation de la commande vectorielle de la MSAP en absence de défaut (saine) :

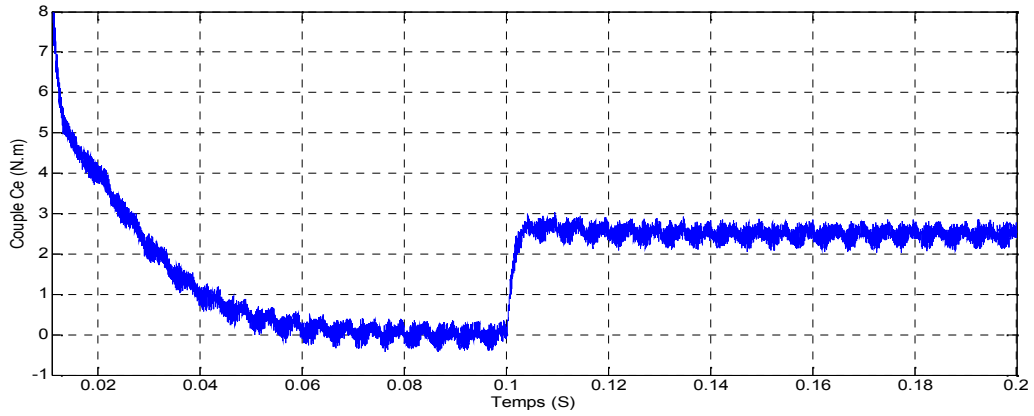
La simulation présentée par la suite est réalisée sur une machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur commandé selon le principe de la MLI. Avec les valeurs de la fréquence de la porteuse = 15 KHz et un temps de simulation de 0.2s. Dans cette simulation, nous avons utilisé la méthode de calcul numérique de « Runge-Kutta » d'ordre 4.

Nous avons simulé le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents dont les paramètres sont indiqués au niveau de l'annexe.

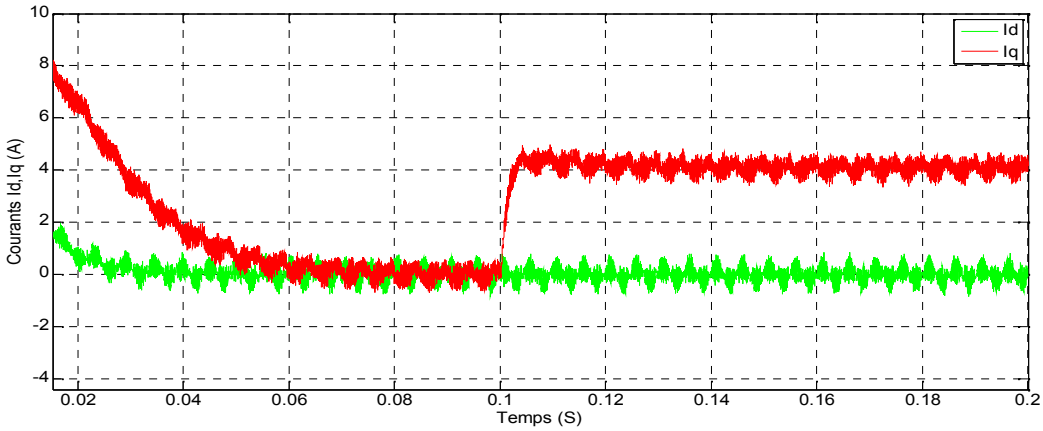
Les résultats de simulation montrés dans la figure III.5 sont obtenus avec un échelon de vitesse égal à 104.8 rad/sec.



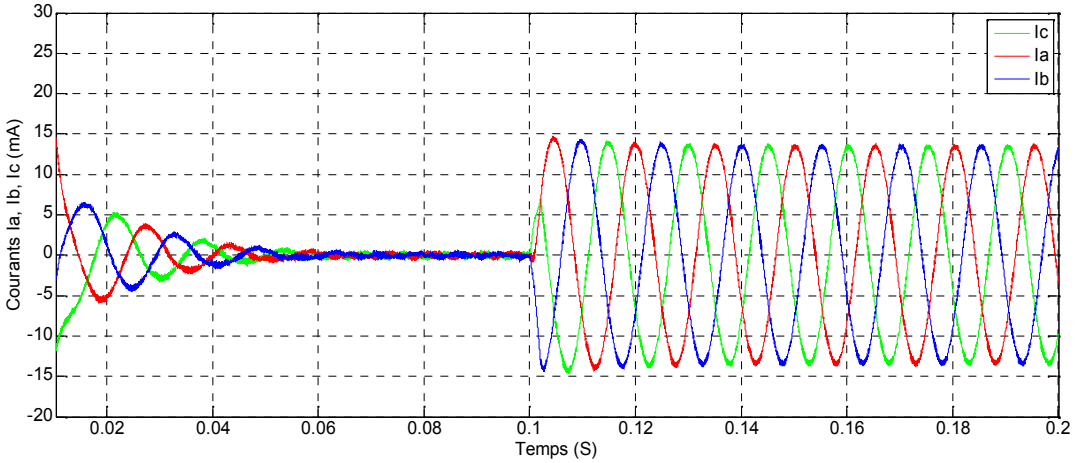
a)Vitesse de rotation [rad/s].



b)-Couple électromagnétique [N.m].



c)-Courants statoriques Id,Iq [A].



d)-Courants statoriques Ia, Ib, Ic [A].

Pour simuler le comportement des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP, on démarre la machine à vide puis on insère un couple de charge, à l'instant t=0.1s. La figure III.15(a), montre l'évolution de la vitesse rotorique après l'application d'un profil de couple de charge. Nous pouvons remarquer que la vitesse diminue puis revient à sa valeur initiale. On observe, à partir III.15 (b), de faibles oscillations du couple et de la vitesse à cause de l'utilisation de l'onduleur MLI.

Dans la figure III.15 (c), on constate que le courant Iq augmente pendant la phase de démarrage puis diminue pour atteindre une valeur constante. En régime permanent et après l'application du couple de charge, le courant Iq est proportionnel au couple électromagnétique. Par ailleurs, le courant I_d est maintenu égal à zéro et il suit la consigne pendant tout le cycle de fonctionnement. D'après cette figure, on remarque que les courants i_d et I_q sont bien réglés, par conséquent la commande est robuste vis –à- vis des variations brusques de la charge. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux des aimants traduit par l'évolution des courants direct et en quadrature. De plus, les mesures suivent les consignes, ce qui permet de valider les performances du régulateur de courant. La figure III.15 (d) montre que les courants de phases statoriques la, Ib et Ic augmentent légèrement, puis ils diminuent pour atteindre une faible valeur en régime permanent à vide, en suivant l'évolution de la charge dans l'instant d'application de la charge.

III.8 Simulation de la commande vectorielle de la MSAP en présence de défaut (défaillante) :

Les défauts qui se produisent dans les machines électriques (défauts électriques, excentricité du rotor) et ceux dans la chaîne d'entraînement (défaut des roulements mécaniques). Nous allons consacrer dans cette partie de simulation à étudier les défauts les plus fréquents qui sont les défauts dans les signaux de commandes des interrupteurs de puissance et les défauts de court-circuit entre-spires.

La simulation présentée dans cette partie est réalisée sur une machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur de tension à MLI. De plus, la commande du MSAP est assurée par un contrôle vectoriel.

Cette simulation est réalisée dans les conditions suivantes :

1- Commande vectorielle de la MSAP en présence des défauts d'onduleur
2- Commande vectorielle de la MSAP en présence des défauts de court-circuit entre-spires

III.8.1 Simulation de la commande vectorielle en présence des défauts d'onduleur :

Cette simulation est réalisée dans les conditions suivantes :

1- Deux interrupteurs de puissance à l'état OFF (circuit ouvert d'une phase).
2- Deux interrupteurs de puissance à l'état ON (court-circuit d'une phase).

Le schéma bloc de simulation des défauts d'onduleur est donné par la figure suivante :

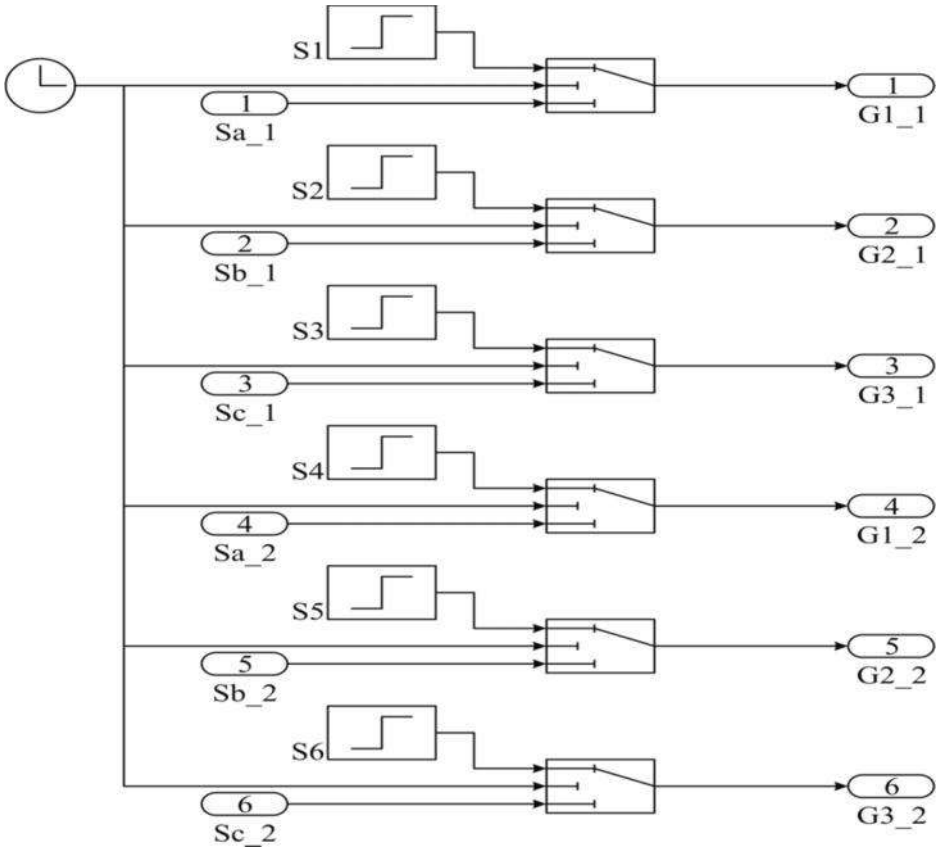
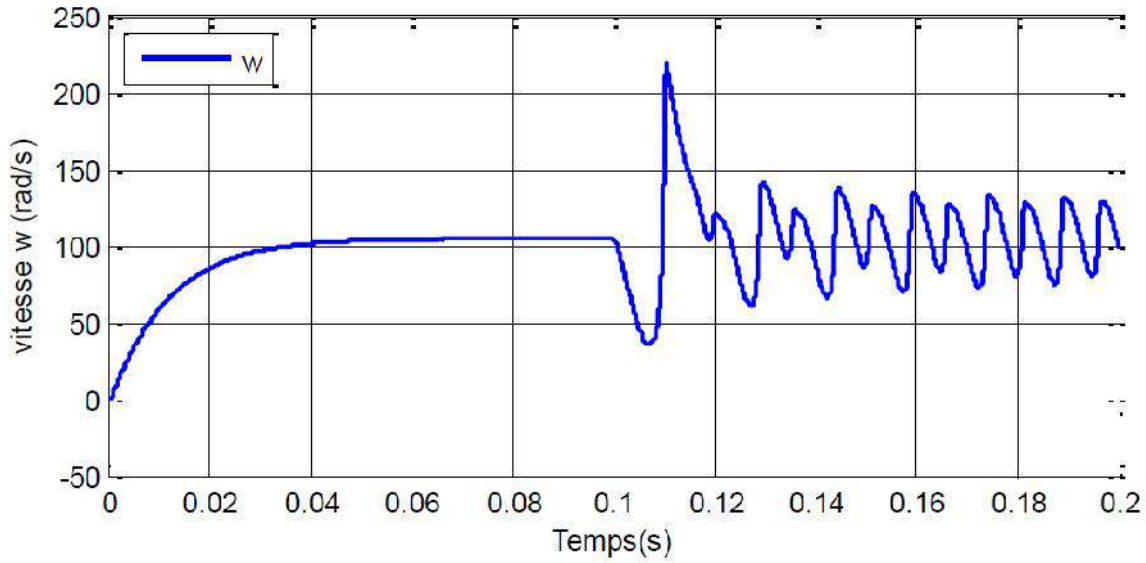


Figure III.16 Schéma bloc de simulation des défauts d'onduleur.

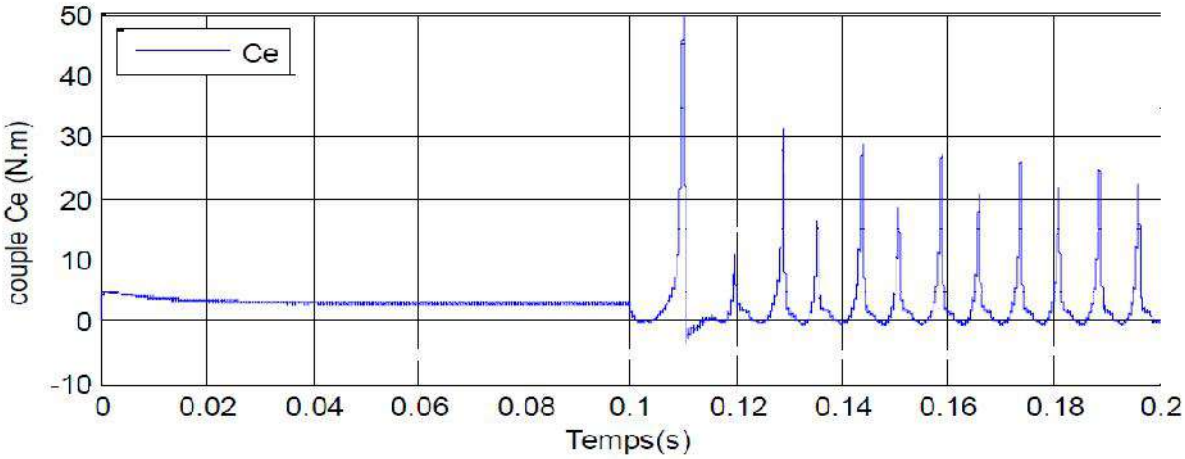
a)- Résultats de simulation lors d'un défaut de circuit ouvert d'une phase :

Dans ce cas, le moteur, est alimenté par les deux phases, car aucun courant ne circule dans l'enroulement de phase de défaut. Nous utilisons le signal de commande de l'IGBT de l'onduleur pour introduire un défaut de circuit ouvert de la phase "a", dans ce cas les deux signaux de commande G1 et G2 sont forcés à "0" à l'instant d'application de défaut [Sha13].

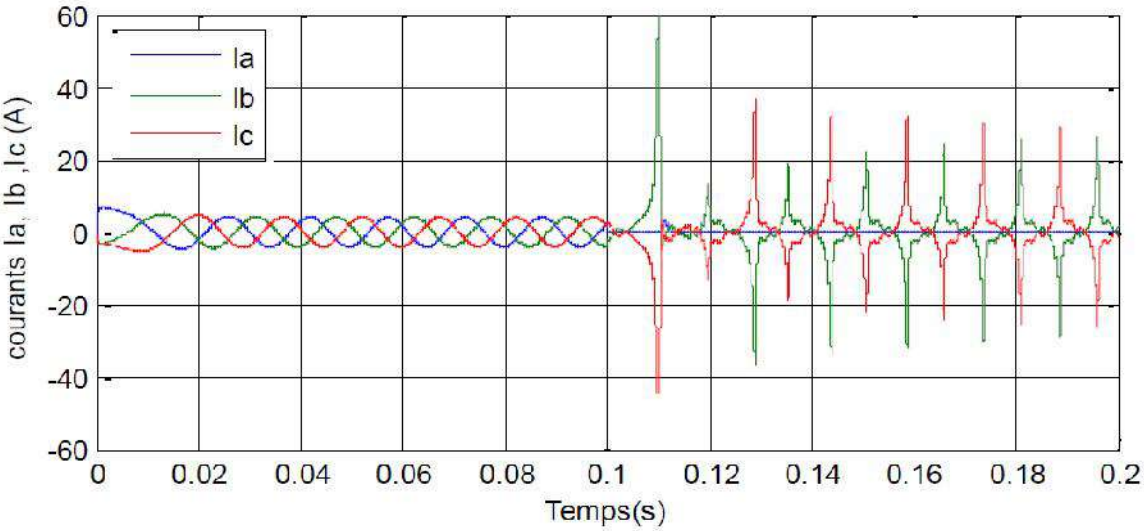
Les résultats de la simulation pour le défaut de circuit ouvert d'une phase sont présentés sur la figure III.17



a)-Vitesse de rotation [rad/s].



c)-Couples électromagnétique [N.m].



c)-Courants statorique Ia,Ib,Ic [A].

Les figures III-17 représentent les évolutions des grandeurs mécanique et électrique de la MSAP en présence d'une rupture d'une phase statorique. La simulation montre un démarrage en charge du moteur sans défaut puis avec un défaut d'ouverture d'une phase à l'instant t=0.1s. La vitesse de référence est fixé à 104 rad/sec avec un couple de charge égal à = 3 Nm, comme le montre la figure III-17. Pendant la phase d'accélération, le courant statorique atteint 4 A (valeur maximale). Les figures III-17 (a) et (b) illustrent l'évolution temporelle de la vitesse et du couple en présence d'un défaut statorique, avec comme conséquence une augmentation des courants de phase. Cette défaillance statorique suscite des ondulations de vitesse et du couple électromagnétique. Ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc un fonctionnement anormal de la machine synchrone.

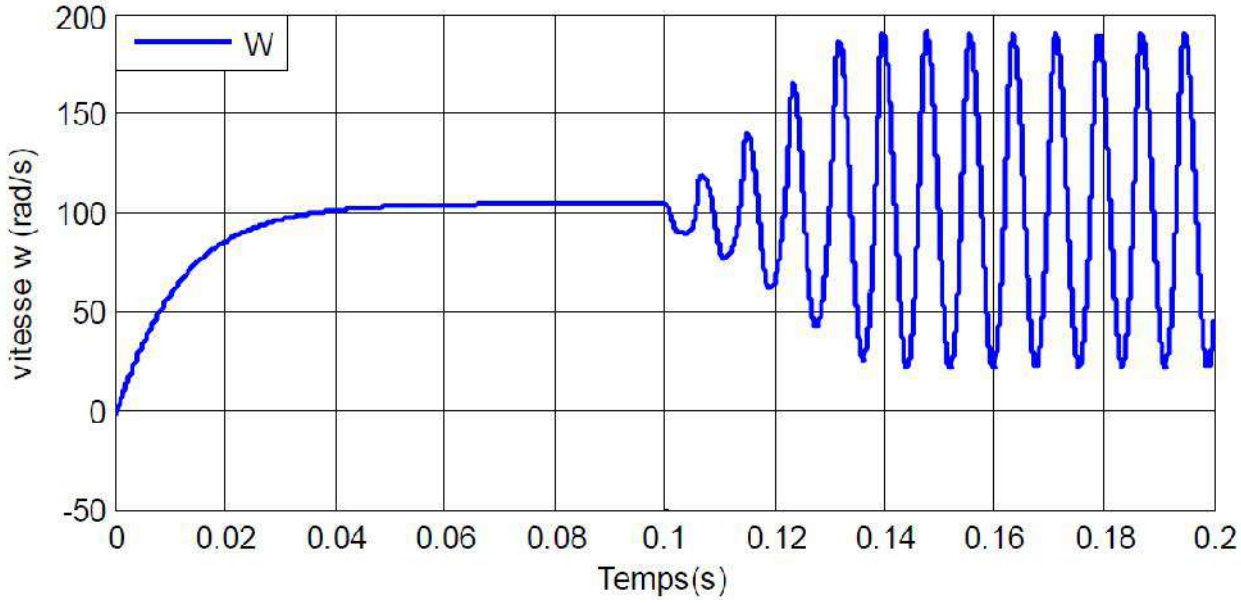
Après le régime transitoire, les courants de phase atteignent un état stable avec une valeur maximale de 4 A. La figure III-17 (b) montre la simulation de courants de phase la, Ib et Ic en présence d'un défaut d'ouverture de phase d'alimentation de la MSAP. Pour les courants Ib et Ic, on peut noter une augmentation de 150% de l'amplitude par rapport à sa valeur nominale. Ainsi, les deux courants des phases sont en opposition de phase, ce qui, par conséquent, peut engendrer un risque de destruction du bobinage du stator.

En effet, en se basant sur ces résultats, les courants statoriques peuvent être utilisés pour une signature adaptée à la détection de défaut d'ouverture d'une phase0

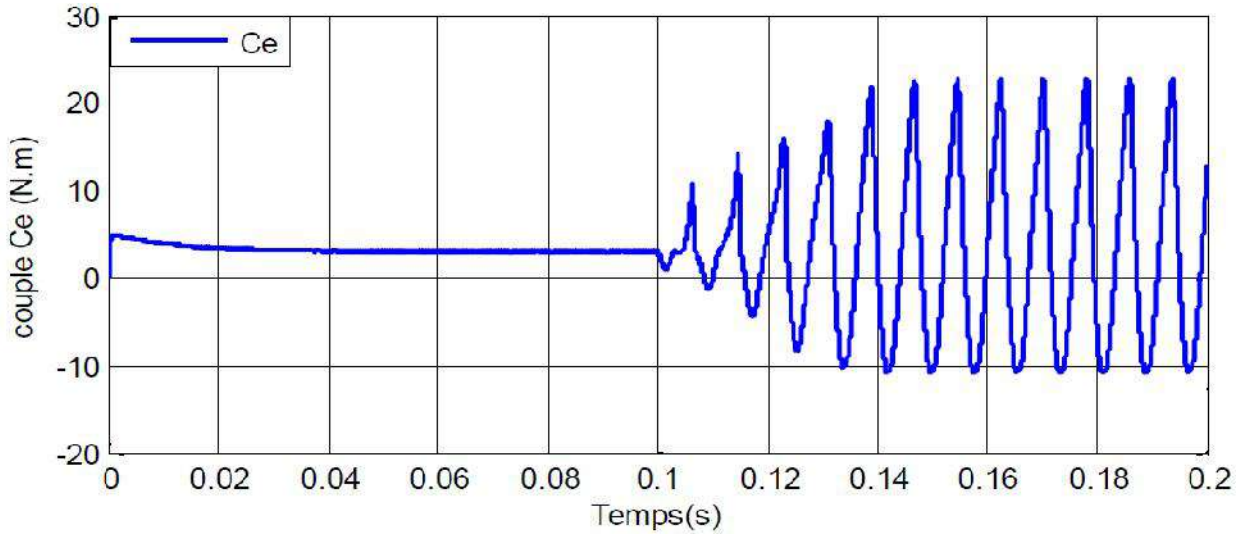
b)- Résultats de simulation lors d'un défaut de court-circuit d'une phase :

Afin d'introduire le défaut de court-circuit d'une phase les de signaux de commande G1 et G2 sont forcés à "1" pendant l'instant d'application de défaut [Sha13].

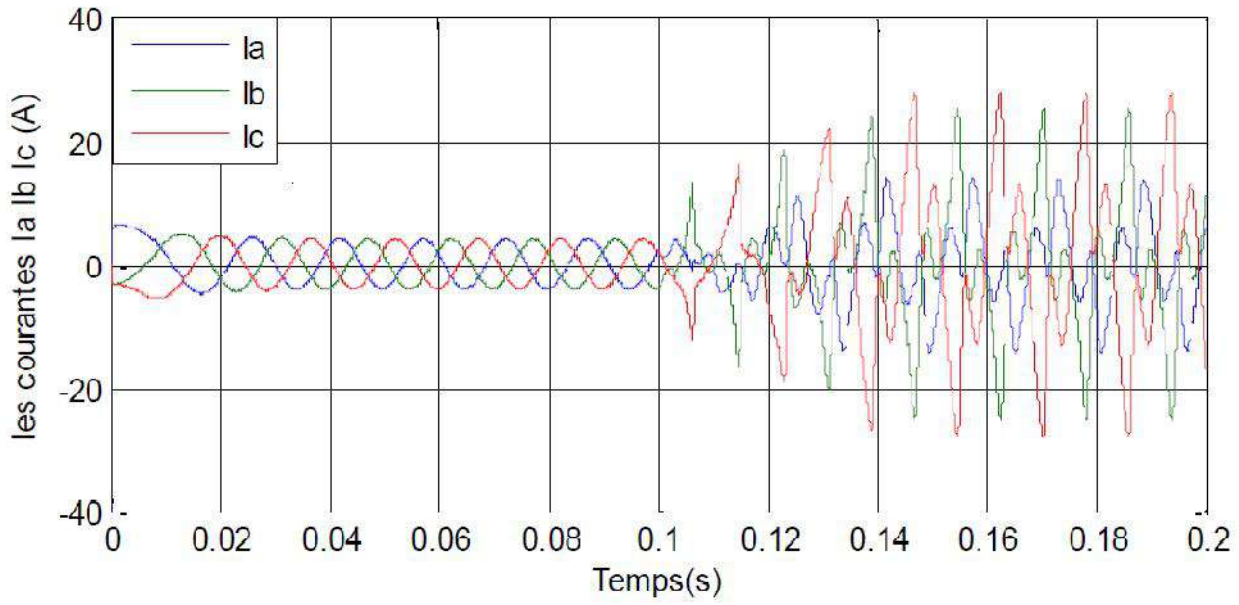
Les résultats de la simulation pour le défaut de court circuit d'une phase sont présents sur la figure III.18



a)-Vitesse de rotation [rad/sec].



b)-Couple électromagnétique [N.m].



c)-Courants statoriques Ia, Ib, Ic [A].

La figure III-8 présente les résultats de simulation obtenus lors de l'implimentation du contrôle vectoriel avec une MLI en présence d'un court-circuit d'une phase statorique. Après l'apparition de court-circuit d'une phase statorique, la vitesse de rotation oscille autour d'une valeur moyenne égale a la vitesse synchrone (104 rad/s). L'apparition de défaut dans cette expérience et a l'instant t=0.1s.

La machine est influé par les courants statoriques qui produisent un couple fortement oscillant et résistant en valeur moyenne.

c)- Diagnostic des défauts par analyse des courants statoriques dans le repère de Concordia :

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le phénomène des machines synchrones triphasés. Une des plus connues repose sur le calcul des courants et tensions dits de Concordia. Elle utilise les grandeurs biphasées qui sont calculées à partir des trois courants et tensions d'alimentation, pour l'obtention de la courbe de Lissajous. Les courants et les tensions biphasés sont donnés par l'expression suivante [BEL13] :

$$\begin{bmatrix} i_{s\beta} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{(III.26)}$$

Le changement de la forme de cette courbe donne une information sur le défaut.

Les figures III-19 et III-20 montrent les signatures de défaut qui sont basées sur une représentation bidimensionnelle du courants statoriques.

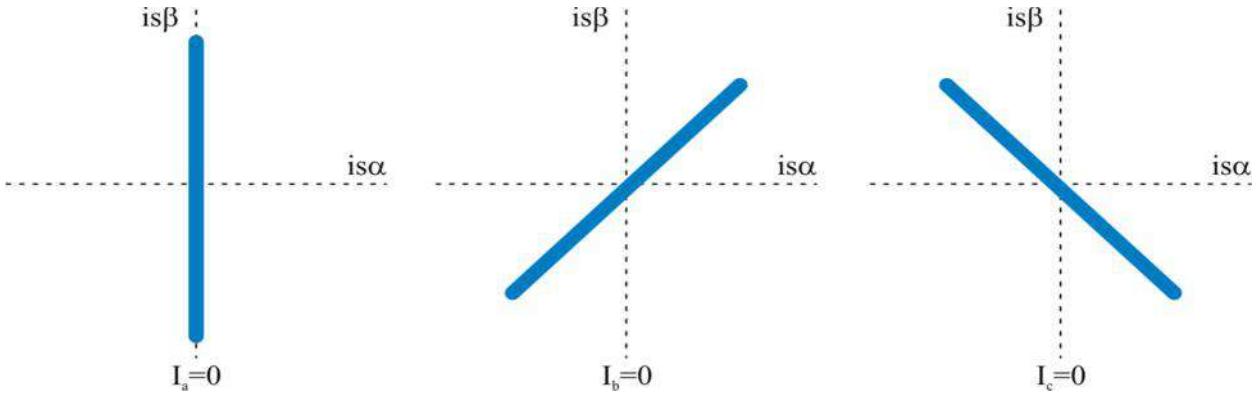


Figure III.19 Représentation bidimentionnelle des courants statoriques lors d'un défaut d'ouverture d'une phase statorique.

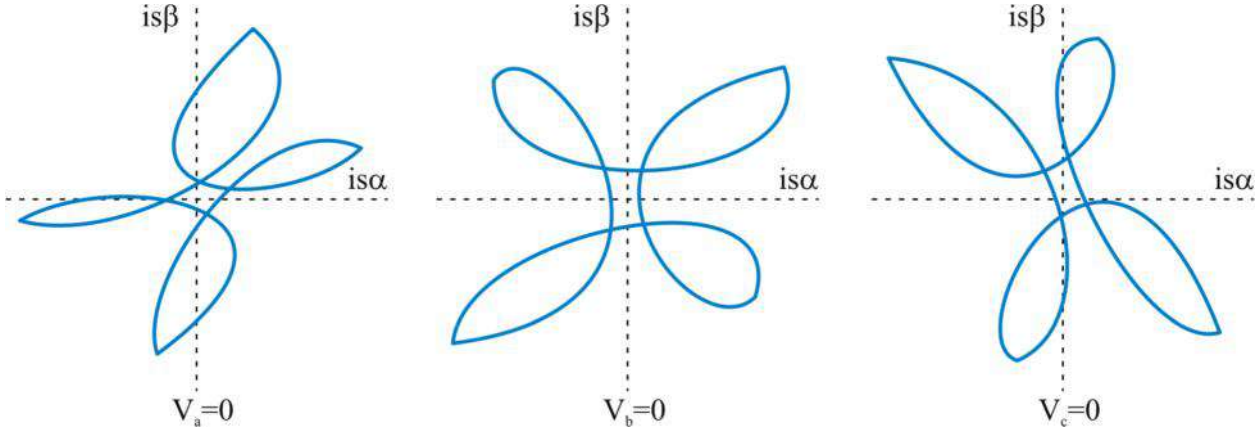


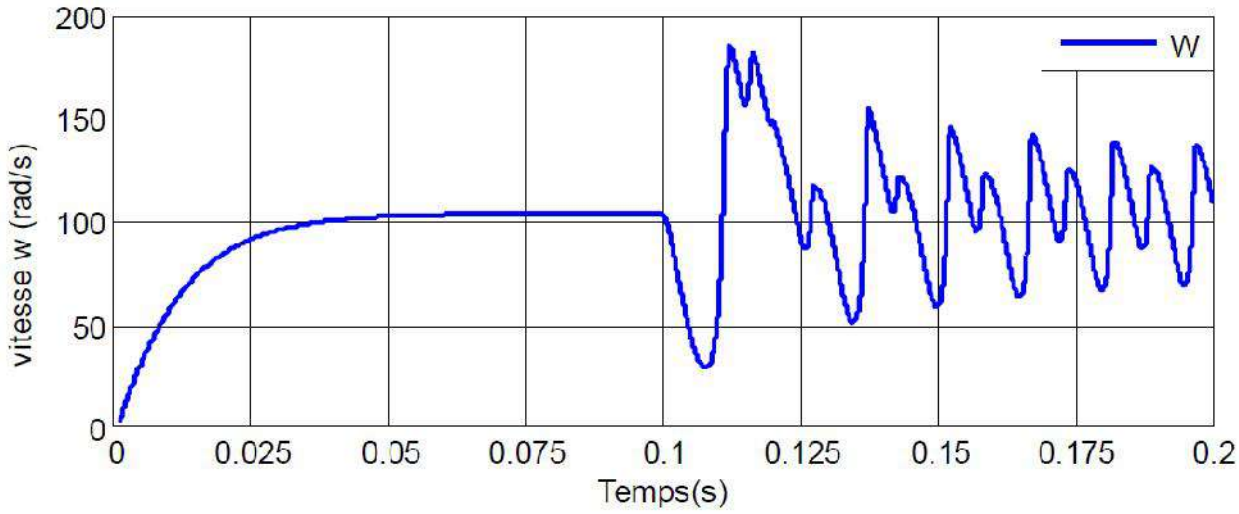
Figure III.20 Représentation bidimentionnelle des courants statoriques lors d'un défaut de court-circuit d'une phase statorique.

Les figures III-19 et III-20 illustrent les trajectoires des courants statoriques pour les différents défauts d'une phase statorique. Ces signatures permettent ainsi la détection de défauts d'une phase statorique. Cette technique est connue sous le nom détection de défaut à base de reconnaissance des formes.

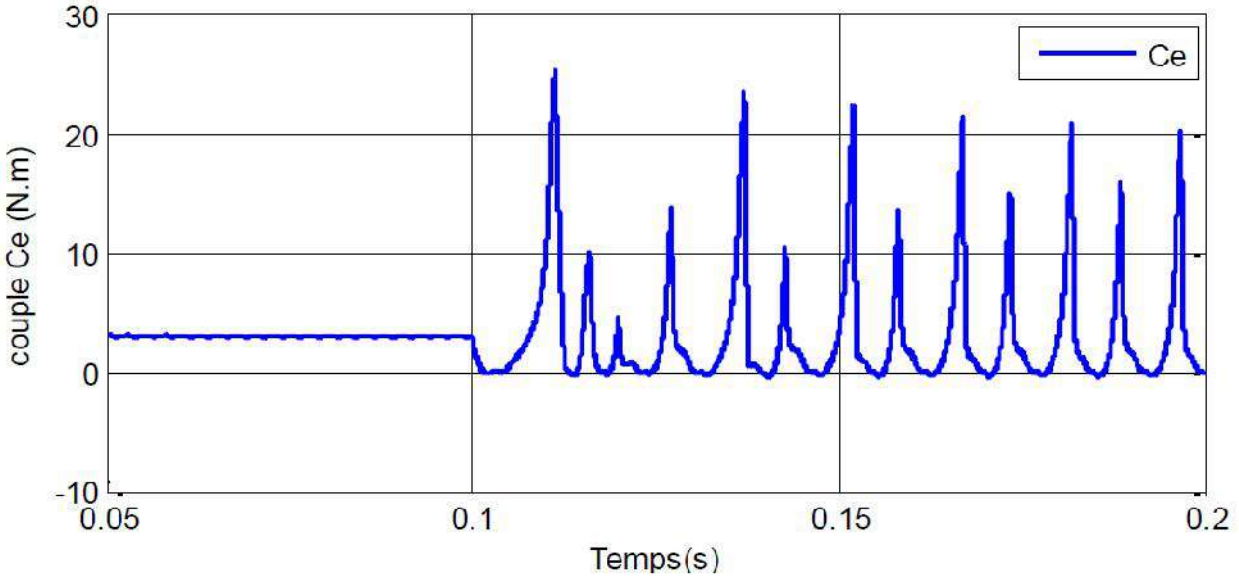
III.8.2 Simulation de la commande vectorielle en présence des défauts de court-circuit entre spires :

Pour ce faire, nous considérons la MSAP à 4 paires de poles précédemment présentée pour effectuer les études. La vitesse de référence que nous allons considérer dans notre étude est de 104 rad/sec qui correspond à une fréquence de 66.67 Hz. La machine est alimentée par une source de tension à 50 V.

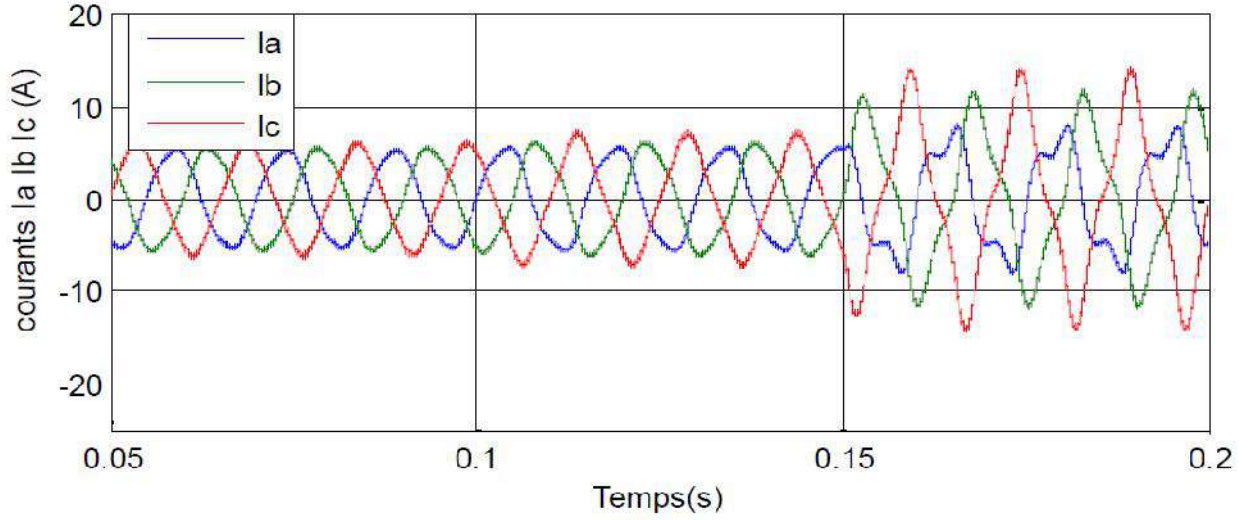
Nous considérons que la phase (a) est concernée par le défaut dans les deux cas suivants (μ = 50%, μ = 25%). C'est-à-dire 80 et 40 spires sur 160 spires de la bobine de phase (a) est en défaut (Figure III.21). afin d'étudier le défaut : Rf = 10Ω, Rf = 5 Ω et Rf = 1 Ω. Cette dernière valeur de résistance de défaut tend vers le cas d'un court-circuit franc. Les résultats des différentes simulations sont donnés sur la figure III.21 pour le cas μ = 50%, et sur la figure III.22 pour le cas μ = 25%.



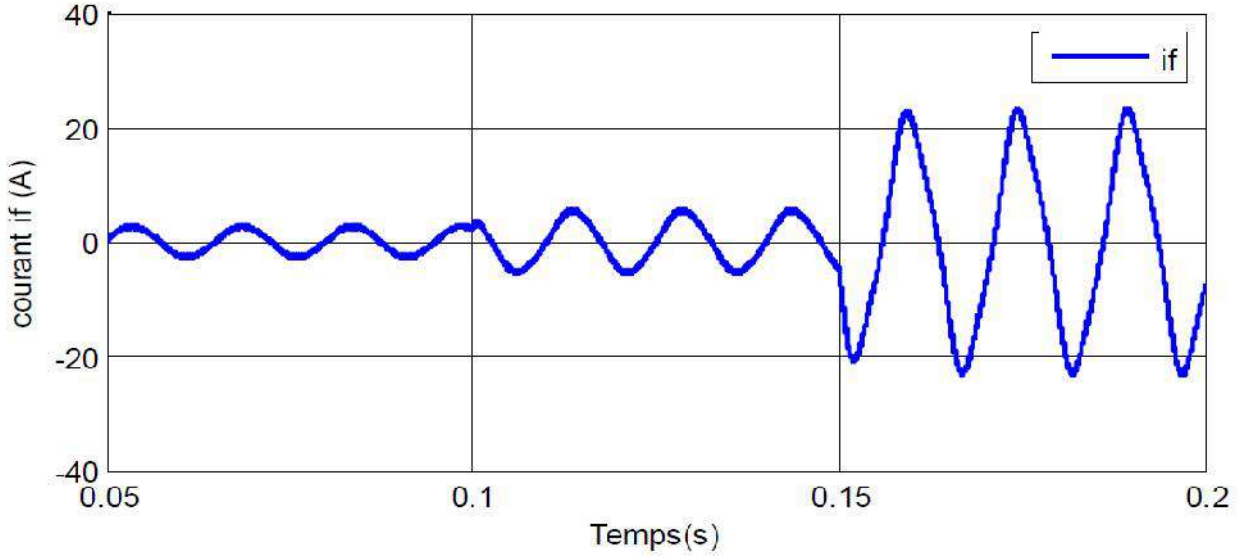
a)-Vitesse de rotation [rad/sec].



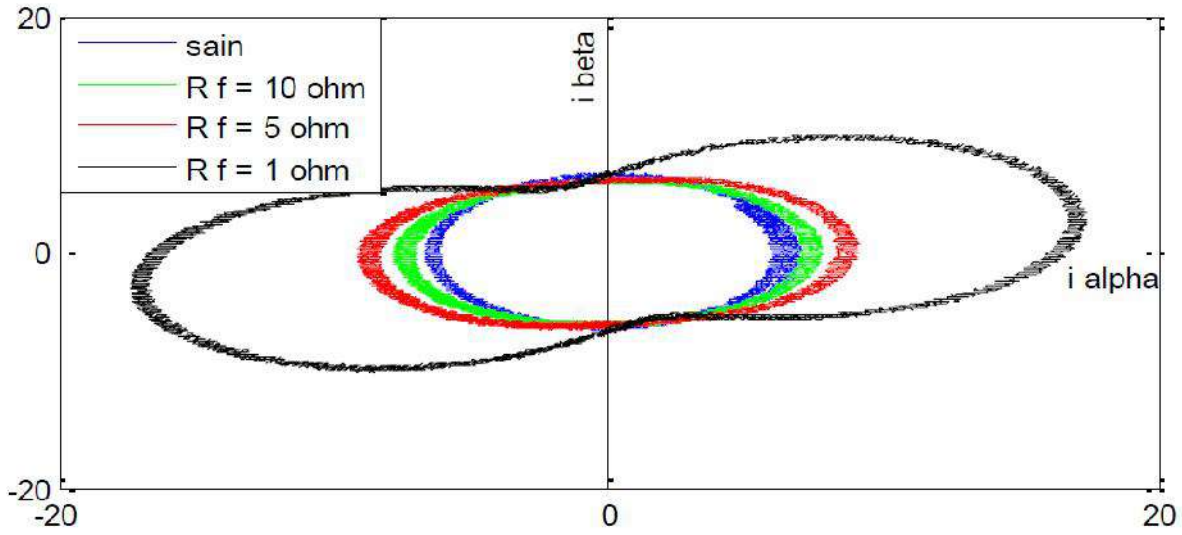
b)-Couple électromagnétique [N.m].



c)-Courants statorique Ia, Ib, Ic [A].

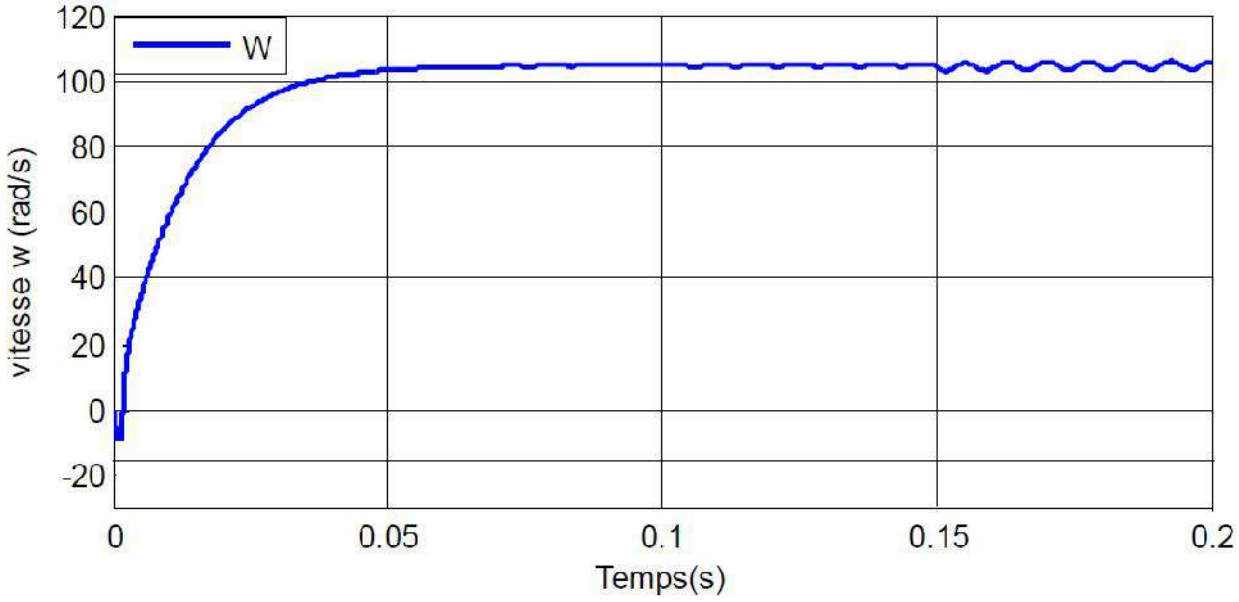


d)-Courant I_f de défaut [A].

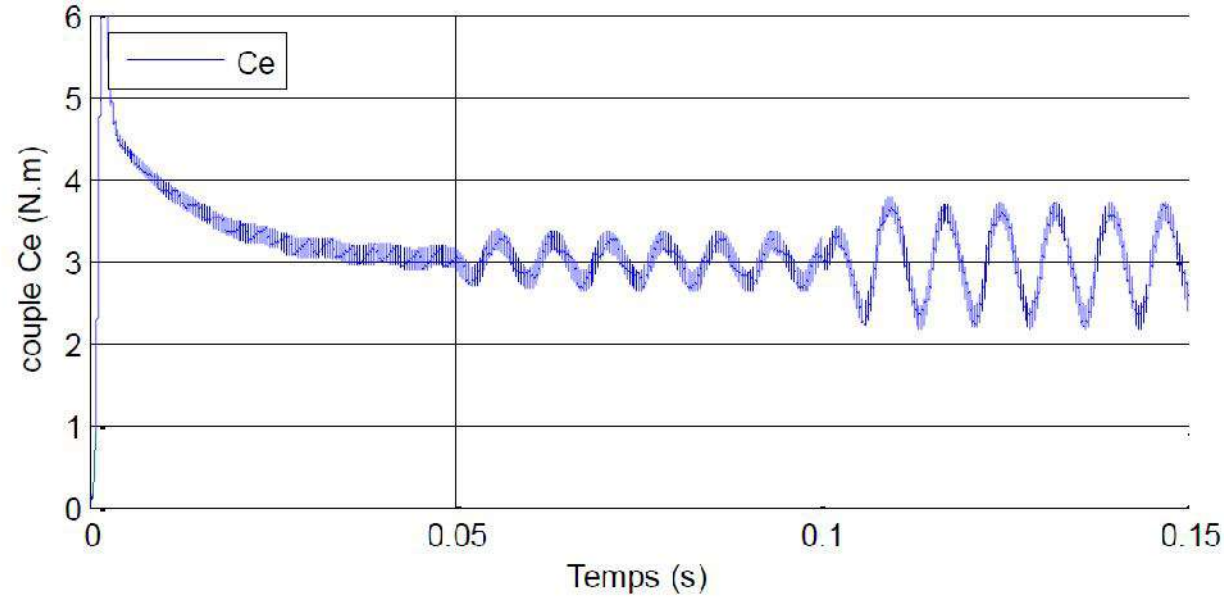


c)-Représentation bidimensionnelle des courants statoriques lors d'un défaut de court-circuit entre-spires.

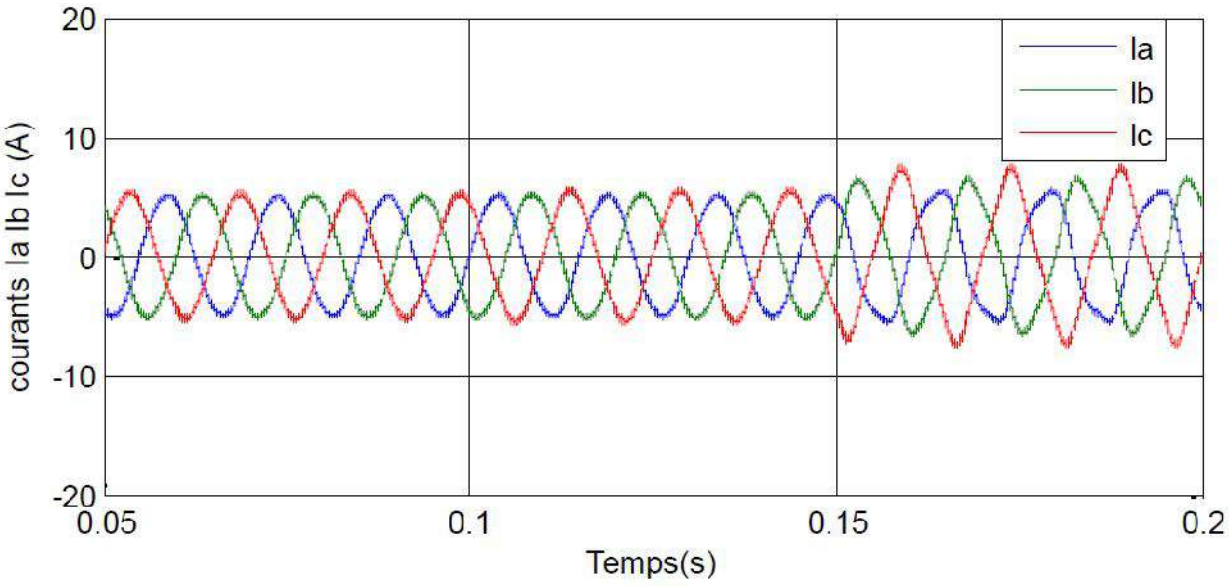
Figure III.21. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre-spires ($\mu = 50\%$)



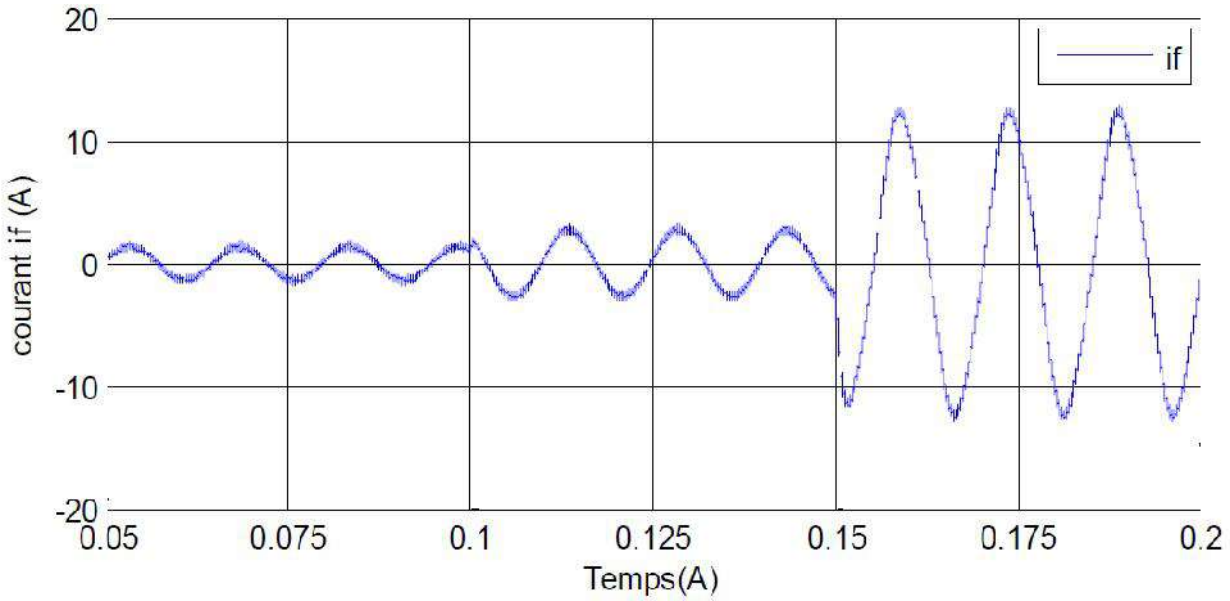
a)-Vitesse de rotation [rad/sec]



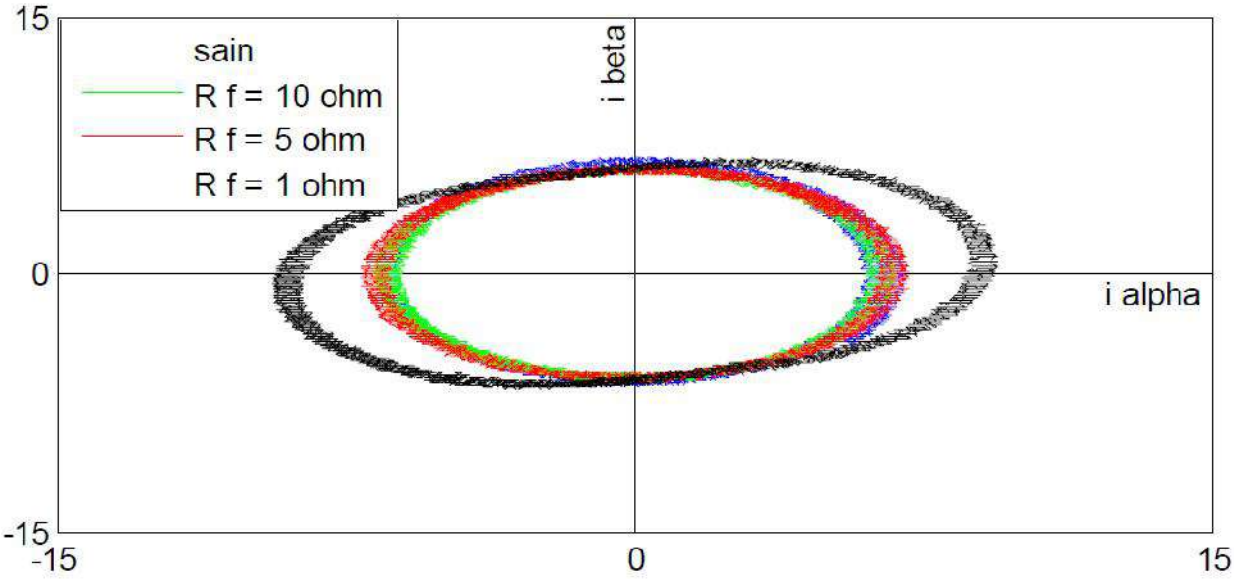
b)-Couple éectromagnétique [N.m].



c)-Courants statoriques Ia, Ib, Ic [A].



d)-Courant I_f de défaut [A].



e)-Représentation bidimensionnelle des courants statoriques lors d'un défaut de court-circuit entre-spires.

Figure III.22. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en présence de défaut de court-circuit entre-spires avec (μ=25%).

Nous avons simulé le cas où la phase « a » est le siège d'un court-circuit mettant en jeu 50% de ses spires. on va prendre trois valeurs de résistance de défaut Rf = 10Ω, Rf = 5 Ω et Rf = 1 Ω. Les résultats obtenues sont présentées sur la figure III-21.

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 Rf. De même, la forme d'onde du courant If à travers la résistance de défaut (Rf) n'est pas parfaitement sinusoïdale. On remarque également que l'amplitude du courant dans la phase en défaut (phase a) est plus élevée que celles des courants des autres phases (phases b,c).

Le courant de défaut obtenu est présenté sur la figure III-21 (d). On peut constater que le courant de défaut croit lorsque la résistance de défaut décroît mais aussi que le déséquilibre des courants de phase devient de plus en important lorsque cette même résistance décroît.

Lorsque la résistance de défaut (Rf) décroît, le courant de défaut (If) augmente et le déséquilibre des courants de phase devient de plus en plus important. De même, l'amplitude du courant dans la phase en défaut (a) est plus élevée que celles des autres phases saines (b,c).

Dans la figure III-22, nous avons présenté l'influence du taux de spires en défaut sur le comportement externe de la machine. Pour ce faire, nous effectuons un court-circuit de 25% des spires d'une phase (phase a ici et $\mu = 0.25$) et nous traçons la vitesse, le coup, les courants de phase ainsi que le courant de défaut sur la figure III-22, pour trois valeurs de la résistance de défaut. Nous constatons que le courant de défaut diminue comparé au le cas de $\mu = 0.50$. Le courant de défaut est pratiquement proportionnel au nombre de spires de sous bobine en défaut de court-circuit.

III.9 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons évalué les performances de la commande vectorielle en présence des défaillances d'une machine synchrone à aimants alimentée par un onduleur de tension à MLI.

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons validé par simulation la commande vectorielle par orientation du flux en présence de défaut d'onduleur de tension. Nous pouvons constater que les résultats obtenus sont conformes avec ceux prévus théoriquement. Dans cette partie, nous avons présenté la méthode d » détection des défauts qui peuvent survenir au niveau du stator de la machine, cette méthode est basée sur la représentation bidimensionnelle des courants statoriques.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté le problème de court-circuit entre spires d'une même phase de la MSAP. Ce défaut provoque un courant de circulation dans les spires en défaut dont l'amplitude peut être très importante. Si le défaut reste non détecté, il se propage et

peut aboutir à défauts de spire-spire ou alors spire-masse. L'augmentation de la chaleur due au court-circuit peut également conduire à la dégradation totale de l'enroulement du stator.

En effet, le courant circulant dans les spires en court-circuit est plusieurs fois plus important que le courant nominal. L'augmentation de la température qui s'en suit entraîne la destruction en cascade des isolants et par effet cumulatif, la destruction complète de la machine.

Dans le chapitre suivant, une méthode de détection des courts-circuits entre-spires dans la MSAP est présentée. Cette méthode doit répondre à plusieurs critères (robustesse, sensibilité, rapidité, implantation en ligne). Ainsi, il a été choisi de travailler plus spécifiquement sur la méthode de détection basée sur l'estimation de paramètres via un modèle mathématique de la machine en utilisant le filtre de Kalman étendu.

IV.1 Introduction :

Comme nous l'avons déjà évoqué en conclusion de chapitre précédent, la détection des courts-circuits entre-spires de la MSAP doit répondre à plusieurs critères. Ces critères, qui sont principalement liés à la problématique du fonctionnement de la machine en tant que moteur.

L'objectif de ce chapitre est de faire, dans un premier temps, une méthode de diagnostic basée sur le traitement de signal à été utilisée pour détecter les courts-circuits entre-spires dans les machines électriques. La méthode de détection par estimation paramétrique via un modèle analytique de la MSAP en utilisant le filtre de Kalman Etendu (FKE), sera décrite dans la seconde partie de ce chapitre.

IV.2 Méthode de détection des courts-circuits entre-spires :

Dans la littérature, il existe de nombreux moyens pour détecter les défauts dans les machines électriques. Ces méthodes peuvent être classées en trois catégories principales (figure IV-1) :

Les méthodes basées sur l'analyse des signaux physiques exploitent essentiellement les signatures fréquentielles du défaut à l'aide outils statistiques ou d'intelligence artificielle.

Les méthodes basées sur un modèle mathématique du système utilisent l'estimation de paramètres pour construire un indicateur du défaut.

Les deux méthodes de diagnostic appliquées à la détection des courts-circuits entre-spires dans la MSAP sont proposées dans la suite de ce chapitre.

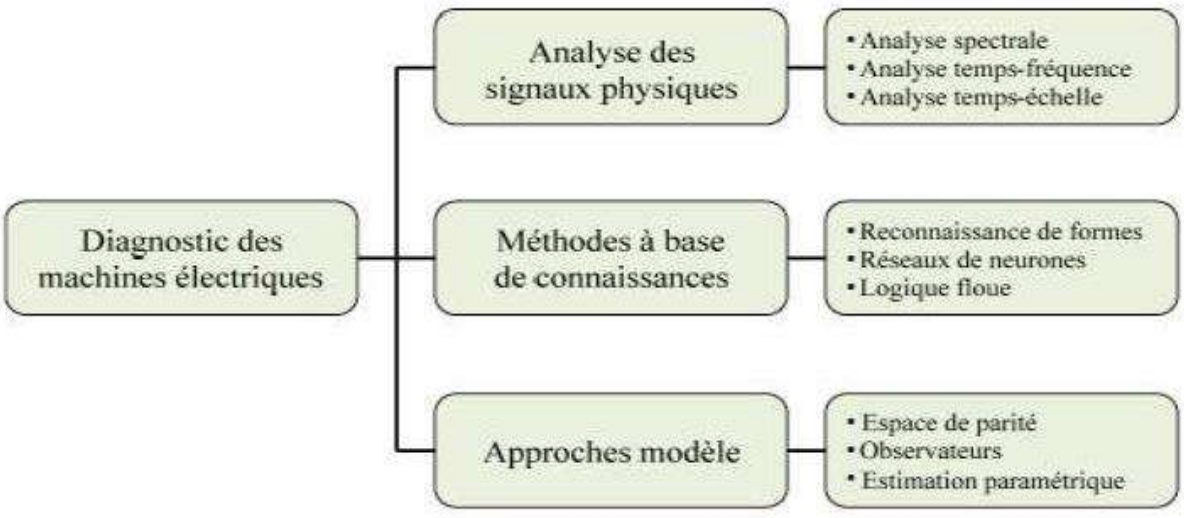


Figure VI.1.Différentes méthodes de diagnostic dans les machines électriques

IV.3 détection des défauts par traitement du signal :

L'objectif des méthodes de diagnostic et de surveillance de la MSAP à partir des informations données par des capteurs non invasifs. Les signaux utilisés sont les tentions (même la tension de neutre), les courants et le flux (ou de fuite) de la machines. Les informations données par les différents capteurs peuvent être utilisées séparément ou traitées dans l'ensemble pour détecter les défauts électriques de courts-circuits entre spires ou entre phase ou des déséquilibres dans l'alimentation au niveau du stator. La méthode de traitement numérique de base utilisée est la transformée de fourrier discrète (DFT). [6].

Dans la littérature, les techniques les plus répandues pour la détection des courts-circuits entre-spires sont basées sur l'analyse des courants statoriques. Ces méthodes, couramment appelées MCSA (motor current signal analysis), présentent l'avantage de n'utiliser que des capteurs de courant, qui sont souvent déjà présents dans le systèmes pour la commande et/ou la surveillance de la machine. Parmi ces méthodes, le diagnostic par analyse spectrale sur les courants statoriques consiste à détecter des raies aux fréquences caractéristiques du défaut. En effet, les perturbations des forces magnétomotrices, induites par un défaut entre-spires, entraînent la présence d'harmoniques supplémentaires dans les courants statoriques des machines et permettent ainsi la détection de la défaillance. Dans cette méthode en détectant l'apparition d'une composante à (3.fs) sur les courants de ligne sur une MSAP défaillante.

IV.3.1 Résultats de simulation de détection des défauts par traitement de signal :

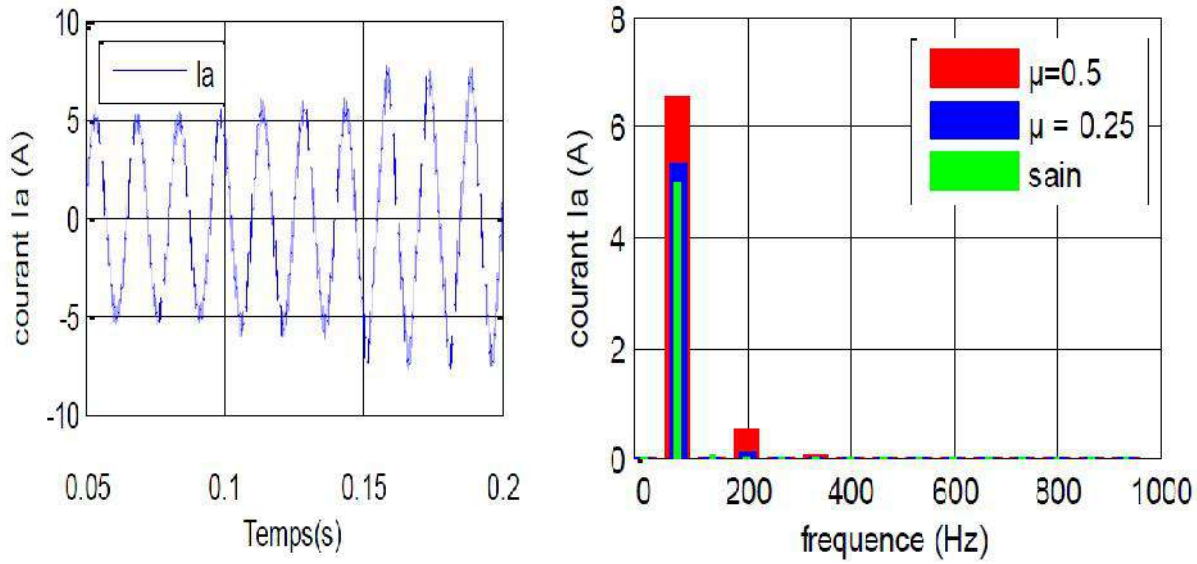
Le modèle proposé pour le défaut de court-circuit entre-spires a été mis en œuvre dans le logiciel Matlab/Simulink….. Le défaut (entre spire) a été initialisé par le contrôle de la résistance de grande valeur 'Rf' du modèle proposé. La machine saine est représentée par une résistance de grande valeur (Rf=230 ohm), en revanche le court circuit se traduit par une faible valeur de Rf, (Rf=5 ohm).

Dans ces simulations nous allons à présent étudier le comportement de la machine en présence d'un défaut pour deux valeurs du taux de nombre de spires en défaut μ = [25% et 50%]. Etant donné que le nombre de spires par bobine élémentaire (par paire de pôles) est de 40 et le nombre total de spires par phase 160 ($P = 4$), les valeurs de μ choisies correspondants aux cas ou 40, et 80 spires sont respectivement en défaut de court-circuit.

Dans la suite, nous proposons de faire une étude spectrale de courant statorique la, de courant de défaut If, et du couple électromagnétique afin de mettre en évidence l'effet du défaut sur les composantes harmoniques.

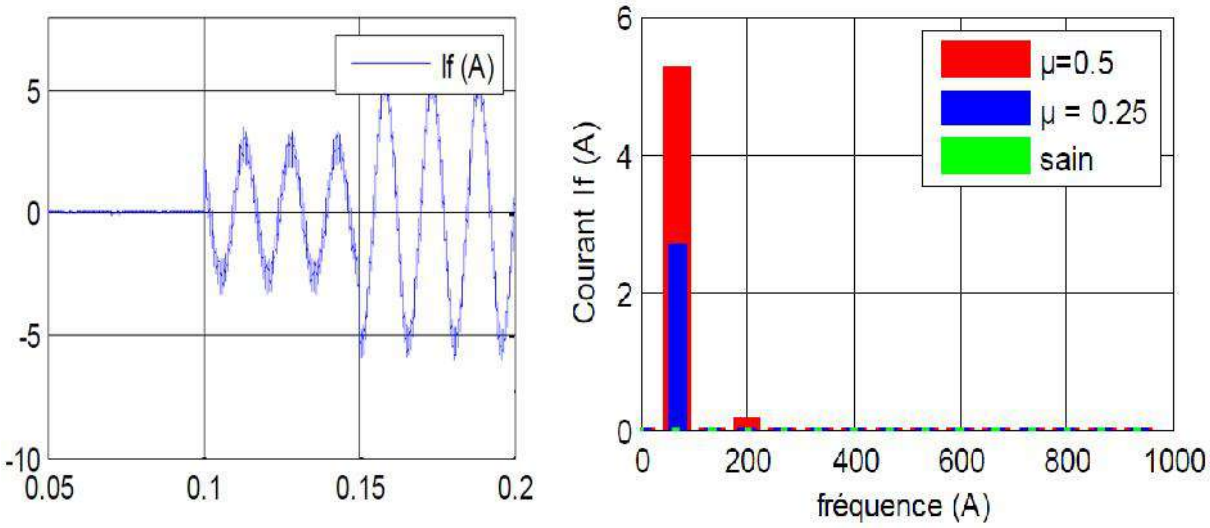
Nous traçons les spectrales harmoniques pour deux valeurs de $\mu = [25\% \; et \; 50\%]$. qui sont appliqués aux instants (t=0.1 s puis t=0.15s) après avoir atteint le régime permanent.

Les figures (IV-2) à (IV-5) montrent les différents paramètres de la machines avant et après le court-circuit.



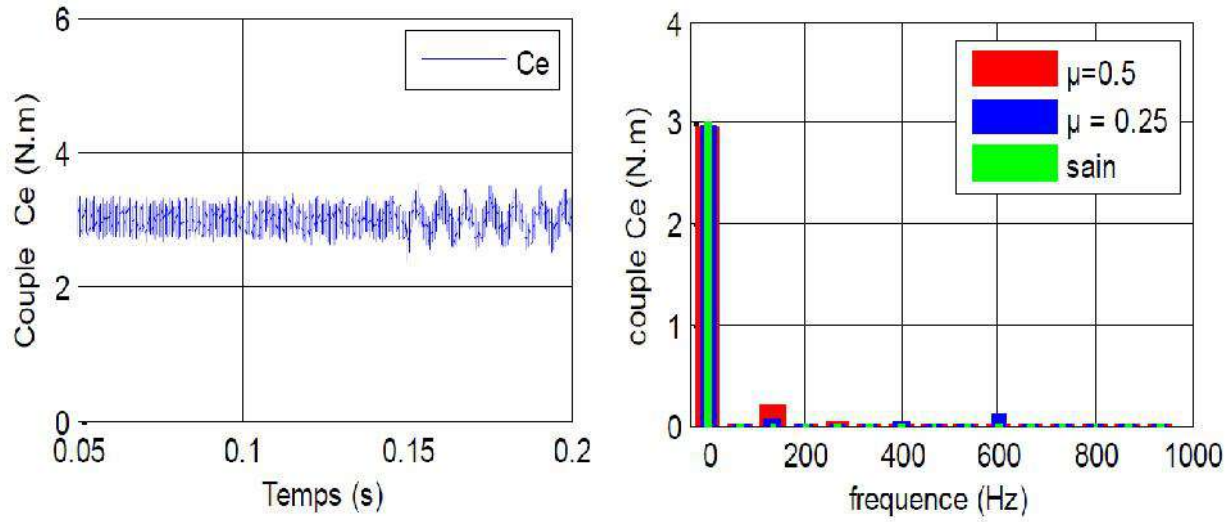
(a) (b)

Figure VI.2.a)-Courant de la phase (a), et (b)- le spectre harmonique.



(a) (b)

Figure VI.3.a)-Courant de défaut dans la branche Rf, et (b)- le spectre harmonique.



(a) (b)

Figure IV.4.(a)-Couple électromagnétique, et (b)- le spectre harmonique.

La figure (IV-5) montre l'évolution de la vitesse pour différent nombre de spires court-circuitée. Il est évident que la machine commence a décroche en augmentant le nombre de spires court-circuitées.

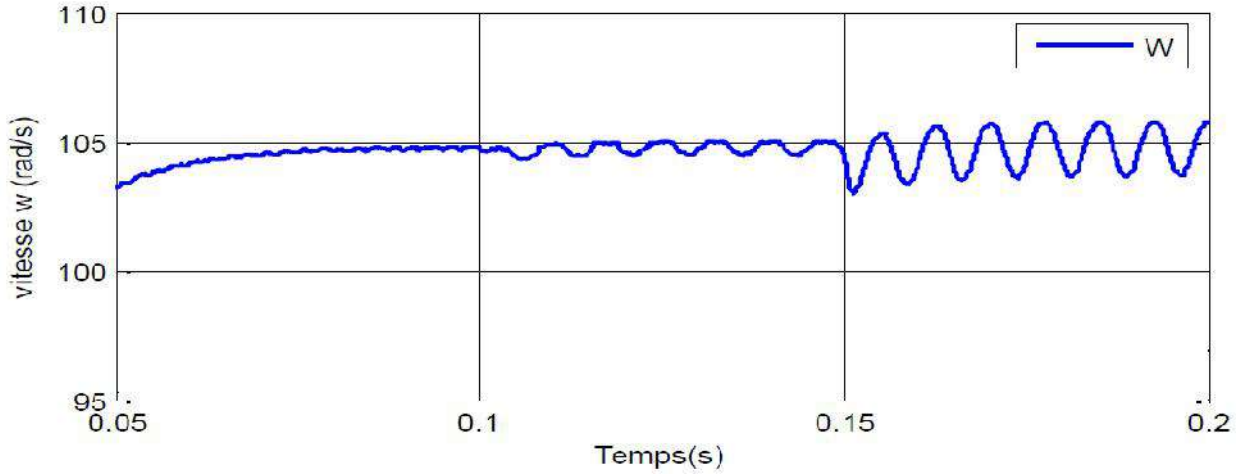


Figure IV.5. L'évolution de la vitesse en fonction de nombre de spires court-circuitées.

IV.3.1.1 Interprétation des résultats :

Dans le cas d'une machine saine dès que la résistance de défaut devient grande devant l'impédance de la bobine concernée par le défaut. Par ailleurs, nous constatons que c'est le courant de la phase a (phase en défaut) qui est le plus perturbé. Les deux autres phases ne sont influencées que par l'effet mutuel entre phases. En effet, pour une machine saine les courants sont équilibrés et à somme nulle.

Dans ce cas, les courants des phases ne comportent pas d'harmoniques de rangs multiples de trois, même si la forme d'onde de la fém en contient. En présence d'un défaut de court-circuit entre spires, les courants des phases ne forment plus un système équilibré, même si la machine est alimentée par un système de tension sinusoïdale triphasée équilibrée et les courants sont à somme nulle. Dans ces conditions, les spectres harmoniques des courants des phases contiennent des harmoniques de rangs multiples de trois car les fém des phases contiennent.

La détection d'harmoniques de rangs multiples de trois dans les formes d'ondes des courants de phases peut être utilisée comme une signature d'un défaut électrique, notamment celui de court-circuit entre spires.

Les courants statoriques ne sont pas les seuls signaux qui permettent de détecter les courts circuits entre-spires par une analyse fréquentielle. Les grandeurs électromagnétiques, comme le flux et le couple électromagnétique, ainsi que les grandeurs mécaniques, comme la vitesse de rotation du rotor, mettent également en évidence, dans leur contenu spectrale, des harmoniques témoignant de l'apparition d'un court-circuit entre-spires.

L'analyse harmonique du couple (la figure IV.4 (b)) montre une apparition de la composante harmonique de $2^{ème}$ ordre après le défaut.

On peut conclure que l'évolution des colonnes des spectres aux fréquences 133.34, 200 et 266.67 Hz ont montré qu'il y a un défaut (court-circuit entre spire) d'une phase de la MSAP. En outre, les figures (IV-.2) à (IV-.5) montrent que la différence entre un fonctionnement normal et celui avec un défaut (court-circuit entre spire) d'une phase apparaît sur les amplitudes des spectres de courants statoriques (les raies caractéristiques d'un défaut court-circuit entre spire d'une phase). En effet, l'amplitude de ces composantes augmente en présence de défaut. Dans cette analyse fréquentielle, il est visible sur le spectre des courants d'alimentation. Mais faire une FFT sur chaque courant risque d'être pénalisant en temps de calcul, et de ne pas bien localiser le défaut de la phase coupée. Pour remédier à ce problème, une technique consiste à étudier l'évolution temporelle des signaux et à représenter les courants statoriques dans un référentiel lié au stator α β montre les signatures de défaut qui sont basées sur une représentation bidimensionnelle des courants statoriques comme présenter dans le chapitre précédent.

IV.4 détection des défauts par estimation d'état et des paramètres :

Ces méthodes de détection reposent sur des connaissances a priori du système. Elles supposent la connaissance des modèles et des paramètres représentant le processus physique à étudier. La comparaison des signaux expérimentaux représentant le fonctionnement du système et des signaux génères par les modèles (ou des paramètres estimes) permet la détection ainsi que l'identification de la défaillance susceptible de se produire. Ces techniques supposent la connaissance de la plage de variation de ces modèles et de ces paramètres selon les conditions de fonctionnement du système. Ces techniques peuvent être classées en trois catégories [17] :

- Technique de génération de résidus
- Techniques d'identification
- Techniques d'estimation d'état

IV.5 Techniques d'estimation d'état :

Les modèles analytiques font intervenir un nombre fini des variables internes, appelés aussi variable d'état. Ces variables sont généralement non mesurables pour des raisons d'inaccessibilité, elles peuvent être dépourvues de sens physique ou le cout d'installation de capteurs est trop élevé. Comme l'évolution temporelle du système est caractérise par l'évolution de ces variables, on a souvent recours à des techniques d'estimation (capteurs logiciels) pour suivre l'évolution de leurs valeurs. La figure IV.6 présente le schéma de principe de l'estimation d'état à partir des grandeurs mesurées (les signaux d'entrée et les signaux de sortie du système). [17]

Cette méthode propose deux manières différentes pour la reconstruction de l'état du système en connaissant son modèle mathématique. Les techniques qui découlent de ces deux concepts sont le filtre de Kalman. Des techniques se basant sur une représentation linéaire autour d'un point de fonctionnement du système, ont permis d'adapter ces techniques aux modèles non linéaires. Nous pouvons citer comme exemple le filtre de Kalman étendu. Nous pouvons citer aussi d'autres techniques applicables pour les systèmes qui ne peuvent pas être linéarités par un changement de coordonnées, comme les observateurs à grand gain. Les observateurs à gain adaptatif ou la combinaison des observateurs de type grand gain et du filtre de Kalman. Le cas du filtre de Kalman étendu, estimant des variables d'état et des paramètres, nous renvoie aux techniques d'identification. Comme exemple, dans le domaine de la surveillance et du diagnostic de la machine synchrone, nous pouvons citer l'estimation des courants statoriques, de courant de défaut, sur la base du modèle de Park de la machine synchrone, qui peut nous renseigner sur la présence de certains types de défaut, ces estimations étant utilisées par ailleurs par les algorithmes de commande [17]

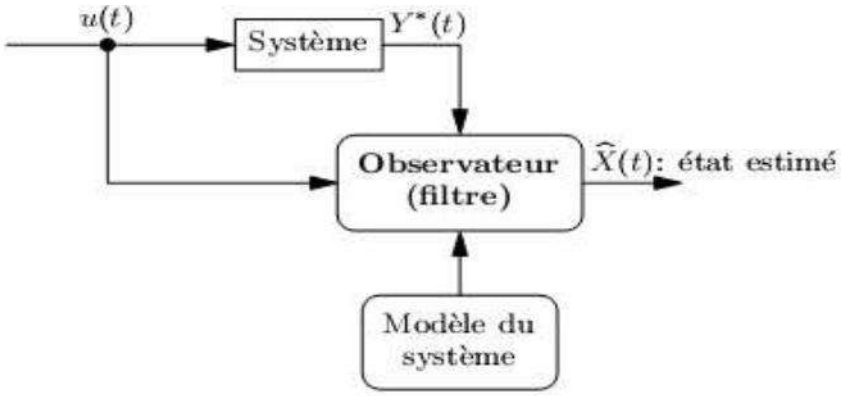


Figure IV.6: Principe d'estimation d'état.

IV.6 Filtre de Kalman :

IV.6.1 Principe :

IV.6.1.1 Filtre de Kalman standard discret :

Le filtre de Kalman standard est un observateur stochastique qui permet, à partir du vecteur d'entrée U(t) et du vecteur de sortie Y(t), de reconstruire le vecteur d'état X(t) d'un système linéaire bruité décrit par le modèle d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = AX(t) + BU(t) + W(t) \\ Y(t)=CX(t)+V(t) \end{cases} \quad \text{(IV-1)}$$

Les termes W(t) et V(t) sont, respectivement, les bruits sur l'état ou bruit de modèle X(t) et sur la sortie Y(t). un éventuel bruit sur l'entrée U(t) ou des erreurs de modélisation peuvent être introduites dans W(t) et V(t). Afin d'obtenir une estimation optimale par filtre de Kalman. W(t) et V(t) doivent être centrés, blancs, gaussiens et décorrélés de l'état X(t).

Nous supposerons, en outre, que W(t) et V(t) sont non corrélés entre eux. Ces bruit sont donc entièrement caractérisés par leurs matrices de covariance Q et R.

Les vecteurs W(t) et V(t) sont donc le bruit du système et le bruit de mesure, qui admettent les propriétés statistiques suivantes :

- Leurs valeurs moyennes sont nulles :

$$\begin{cases} E[W(t)] = 0 \\ E[V(t)] = 0 \end{cases} \quad \text{(IV-2)}$$

- Leurs auto-corrélations s'expriment par :

$$\begin{cases} E[W(t_1)W(t_2)^T] = Q\delta(t_2 - t_1) \\ E[V(t_1)V(t_2)^T] = R\delta(t_2 - t_1) \end{cases} \quad \text{(IV-3)}$$

E : l'espérance mathématique, δ(t) est une fonction impulsion de Dirac, les matrices Q et R, définies non négatives, sont symétriques et présentent les densités spectrales de puissance moyenne W(t) et V(t) ;

- Ils se caractérisent par l'absence de corrélation entre W(t) et V(t) :

$$E[W(t_1)V(t_2)^T] = 0$$

- Et entre les bruits et l'état initial :

$$E[W(t_1)V(t_2)^T] = E[W(t_1)V(t_2)^T]$$

Afin d'implanter l'algorithme du filtre de Kalman sur un calculateur, le modèle d'état de la machine doit être discrétisé. La méthode de discrétisation choisie est l'approximation au premier ordre suivant Euler, telle que : [18]

$$e^{A.Ts} \cong I + A.Ts \qquad \text{(IV-4)}$$

IV.6.1.2 Filtre de Kalman Etendu :

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables [8].

Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, ils supposent que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blanc et que ceux-ci sont décorrelés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrelés des bruit de mesure.

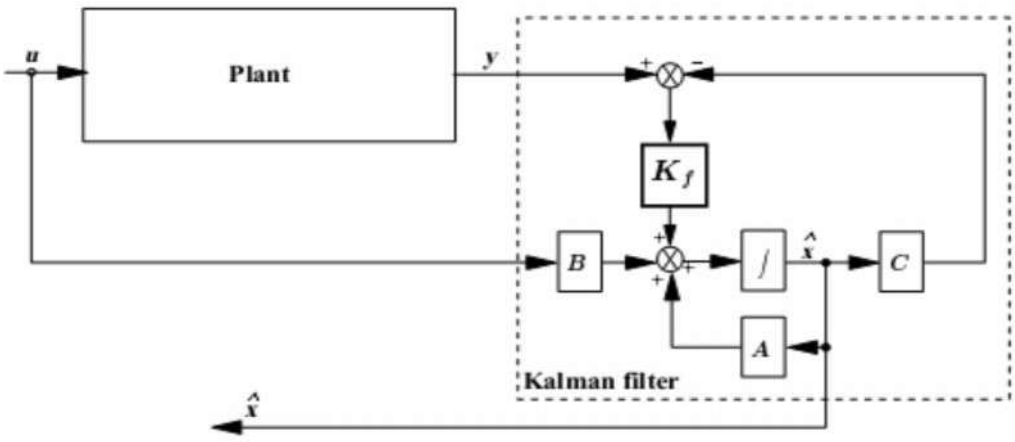


Figure IV.7. Schéma fonctionnel d filtre kalman.

IV.6.2 Algorithme du FKE :

Le filtre Kalman étendu FKE se décompose en deux étapes exécutées à chaque période d'échantillonnage, après avoir pris soin d'initialiser le vecteur d'état étendu x(k+1)

On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et en déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes :

- *Etape de prédiction :*

Les états et les paramètres sont tout d'abord prédits d'après l'équation d'état du système :

$$\begin{cases} x(k+1) = f\big(x(k), u(k)\big) + w(k) \\ y(k) = h\big(x(k)\big) + v(k) \end{cases} \quad \text{(IV-5)}$$

Avec : w(k) : vecteur de bruit d'état

V(k) : vecteur de bruit de mesure

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant (k+1).

On cherche alors à déterminer sa variance. Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

$$P(k+1 \ldots . k) = F(k)p(k)F(k)^T + Q \quad \text{(IV-6)}$$

$$F(k) = \frac{\partial f(x(k),u(k))}{\partial X^T(k)} \quad \text{(IV-7)}$$

- *Etape : de correction :*

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée Y_{k+1}. Et la sortie prédite. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1}. En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

- Calcul du gain de Kalman :

$$K(k+1) = P(k+1..k).H(k)^T.(H(k)P(k++1..k).H(k)^T + R)^{-1} \quad \text{(IV-8)}$$

$$H(k) = \frac{\partial h(x(k))}{\partial X(k)} \quad \text{(IV-9)}$$

Avec :

- Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k)P(k+1/k) \quad \text{(IV-10)}$$

- Estimation du vecteur d'état à l'instant k+1 :

$$(k+1/k+1) = (k+1/k) + K(k+1)(y(k+1) - H \ldots (k+1/k)) \quad \text{(IV-11)}$$

La figure II.1 présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu .

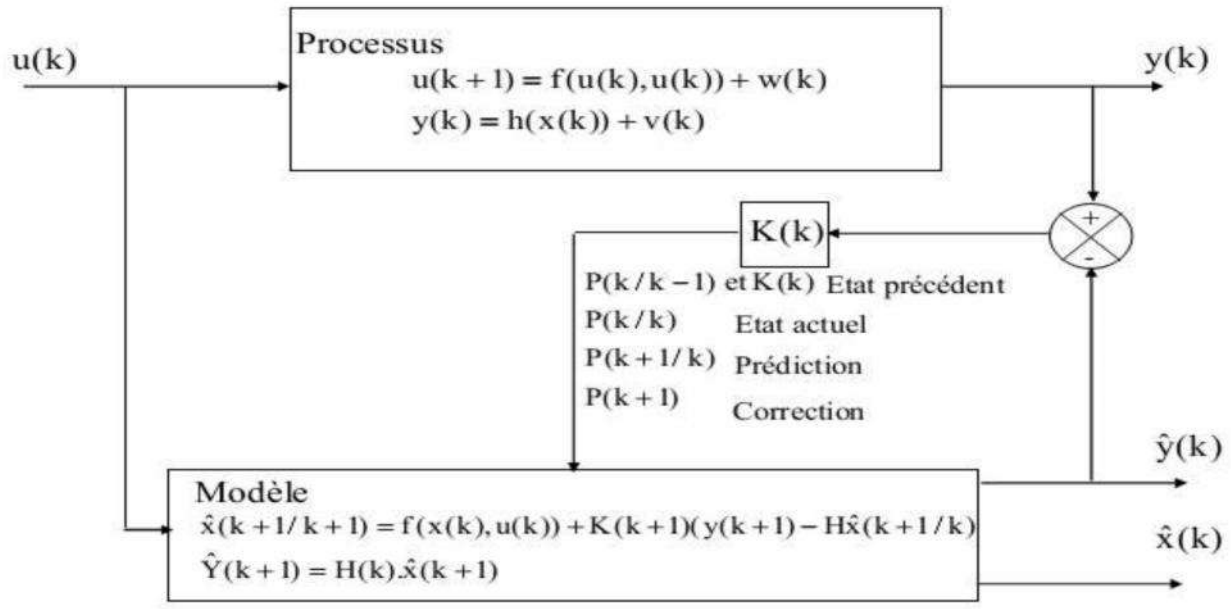


Figure IV.8. Principe d'un filtre de kalman étendu.

IV.7 Application du filtre de kalman étendu à la MSAP :

Le FKE est un observateur stochastique qui donne une estimation optimale des états pour les systèmes non linéaires en se basant sur la présence des bruits. Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivants :

- Sélection du modèle de la MSAP :

Nous avons le modèle d'état les équations (II.9,II.8) continu non linéaire comme suit

Avec : $\frac{dX}{dt} = [A][X] + [B][U]$

Selon le paramètre estimé, le vecteur d'état étendu Xe et le vecteur de sortie Y s'expriment :

$$[X] = \left[i_\alpha \; i_\beta \; i_f \; \Omega \; R_s \; c_r\right] \quad ; \quad [Y] = [i_\alpha \; i_\beta \; V_\alpha \; V_\beta]$$

Et $A = \begin{bmatrix} a11 & a12 & a13 & a14 & a15 & 0 \\ a21 & a22 & a23 & a24 & a25 & 0 \\ a31 & a32 & a33 & a34 & a35 & 0 \\ a41 & a42 & a43 & a44 & a45 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} -La2 * Z & 0 \\ 0 & 1/Ls \\ MfaLfa * Z & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$

- Discrétisation du modèle MSAP :

Le modèle discret de la MSAP se produit du modèle continu. Le choix de la méthode et le pas de discrétisation est le résultat d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul. En supposant que la période d'échantillonnage « Ts » est assez petite devant le temps de réponse.

On peut exprimer la discrétisation par l'approximation au premier ordre suivant Euler :

$$Ad = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a11 & a12 & a13 & a14 & a15 & 0 \\ a21 & a22 & a23 & a24 & a25 & 0 \\ a31 & a32 & a33 & a34 & a35 & 0 \\ a41 & a42 & a43 & a44 & a45 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} * Ts \qquad \text{(IV-12)}$$

$$Bd = \begin{bmatrix} -La2 * Z & 0 \\ 0 & 1/Ls \\ MfaLfa * Z & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} * Ts \qquad \text{(IV-13)}$$

Les valeurs a11,a12,a13 …voire annexe B.

IV.8 Structure globale de la commande vectorielle d'une MSAP munie d'un filtre de Kalman étendu :

Le schéma bloc de la structure globale est montré dans figure IIV-9.

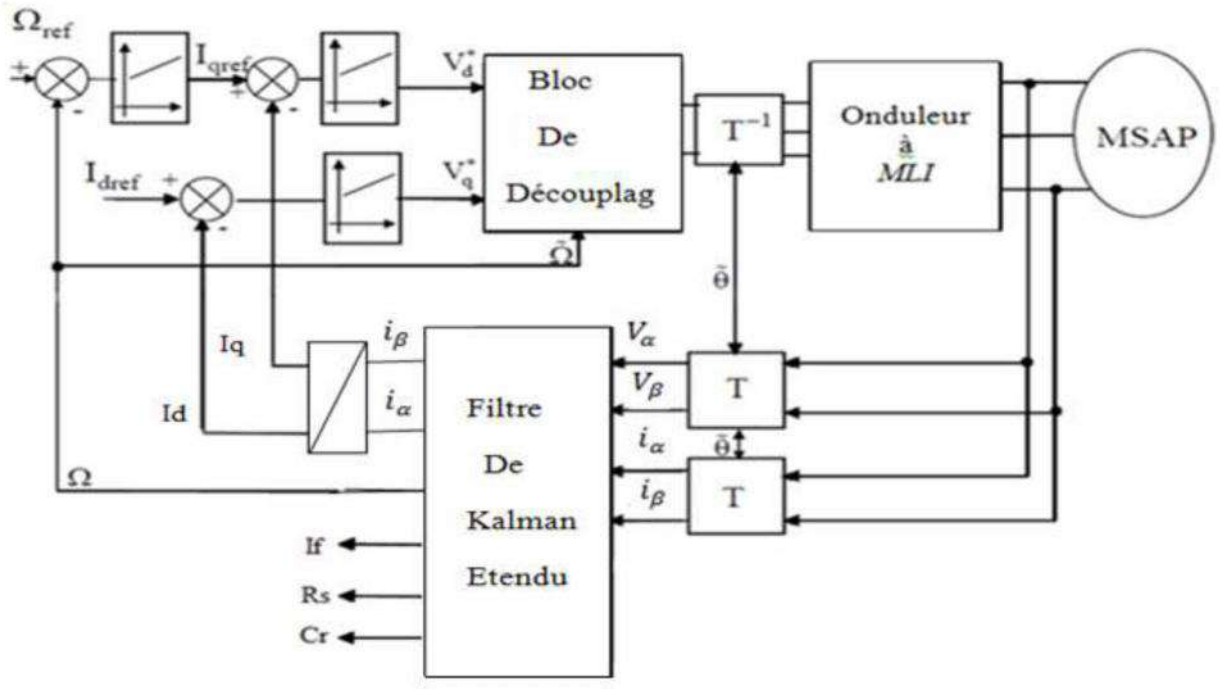


Figure VI.9. Structure d'une commande vectorielle munie d'un filtre kalman étendu.

IV.9 Résultats de simulation :

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation les grandeurs I_a,I_f,C_r,R_s et Ω sont estimés par le filtre de kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entrainement global, nous avons soumis notre système à ces tests de simulation (en absence de défaut et en présence de défaut de court-circuit entre-spires).

On choisi les matrices initiales de filtre de Kalman étendu suivantes :

Matrice initiale de prédiction d'état $P = \begin{bmatrix} 200 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 200 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 200 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 200 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 200 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 200 \end{bmatrix}$

Matrice de covariance de bruit d'état $Q = \begin{bmatrix} 1e-4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1e-4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1e-2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1e-5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1e-5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1e-5 \end{bmatrix}$

Matrice de covariance de bruit de mesure : $R = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix}$

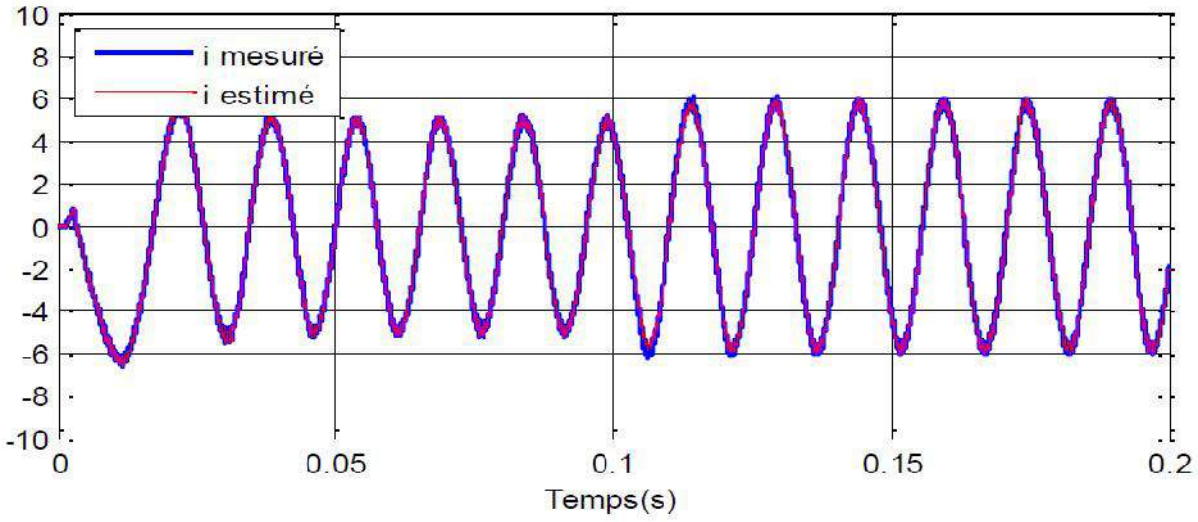
Afin d'illustrer les performances et la robustesse de l'estimation par filtre de Kalman, on a simulé une multitude de cas qu'on présentera et discutera dans ce qui suit.

IV.9.1 Résultats de simulation d'une commande vectorielle munie d'un observateur stochastique par filtre de Kalman en absence de défaut :

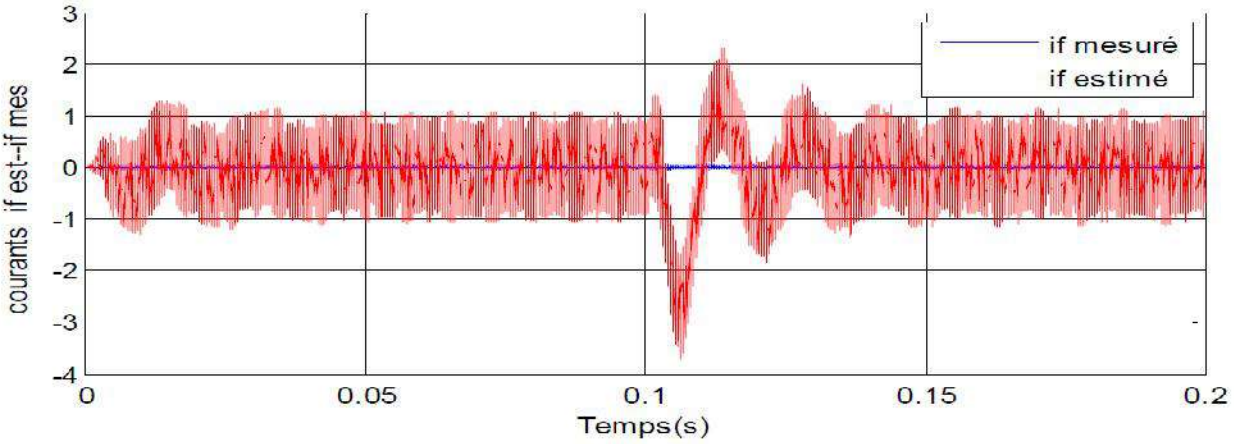
Dans cette partie, la simulation en présence de court-circuit entre-spires est présentée.

Elle est basée sur l'estimation de l'état et des paramètres via le FKE issue d'un modèle de MSAP « sain » ou « défaillant ». Dans un premier temps, la réponse des paramètres estimés lors de fonctionnement sain est présentée. Ensuite, le comportement lors de l'apparition d'un court-circuit entre-spires est présenté afin de construire un diagnostic dé défaut pertinent.

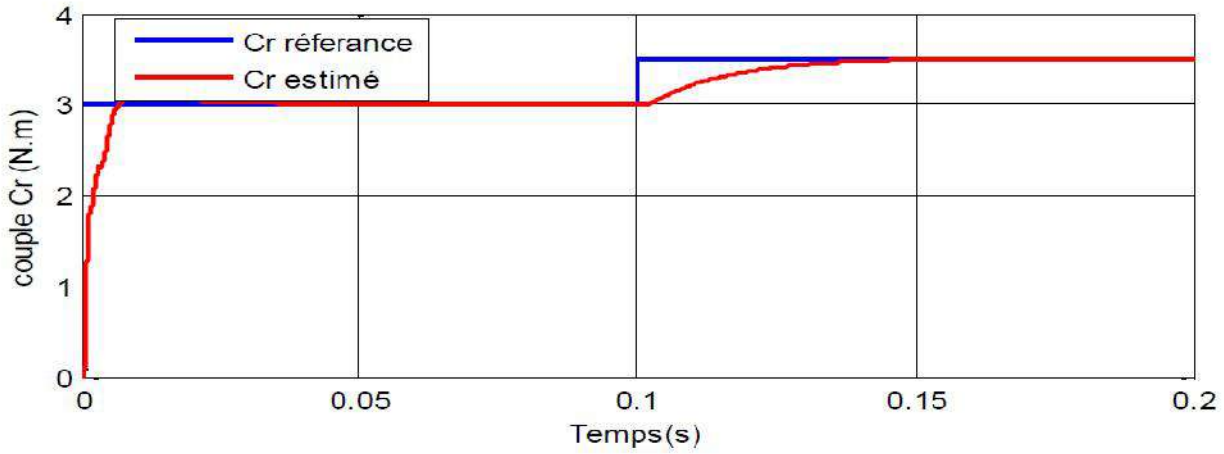
Les résultats présentés dans cette section sont issus de simulation, avec un pas de calcul de 10µs.



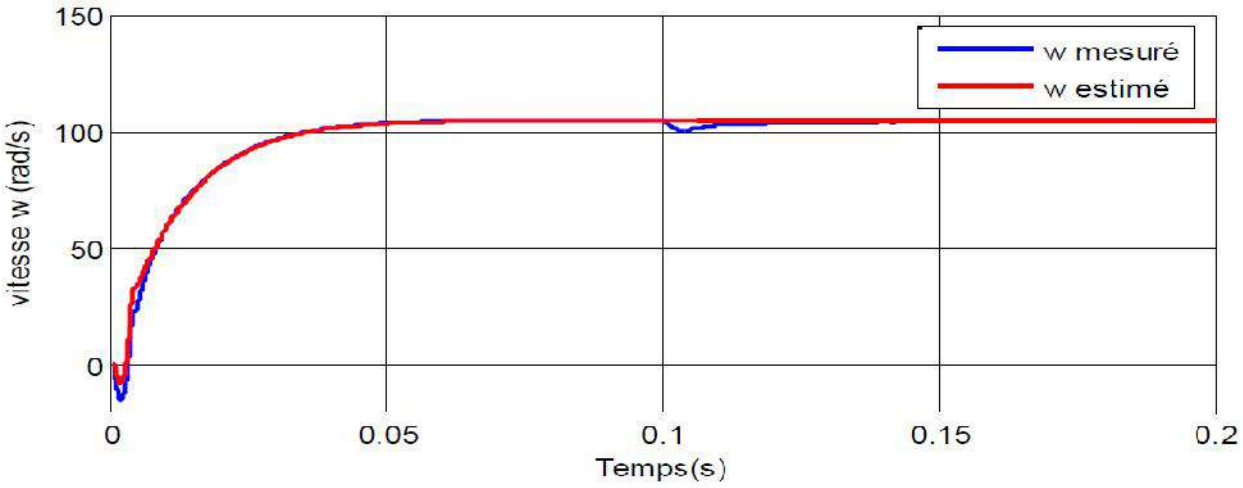
a)-Courant de phase (a) mesuré et éstimé.



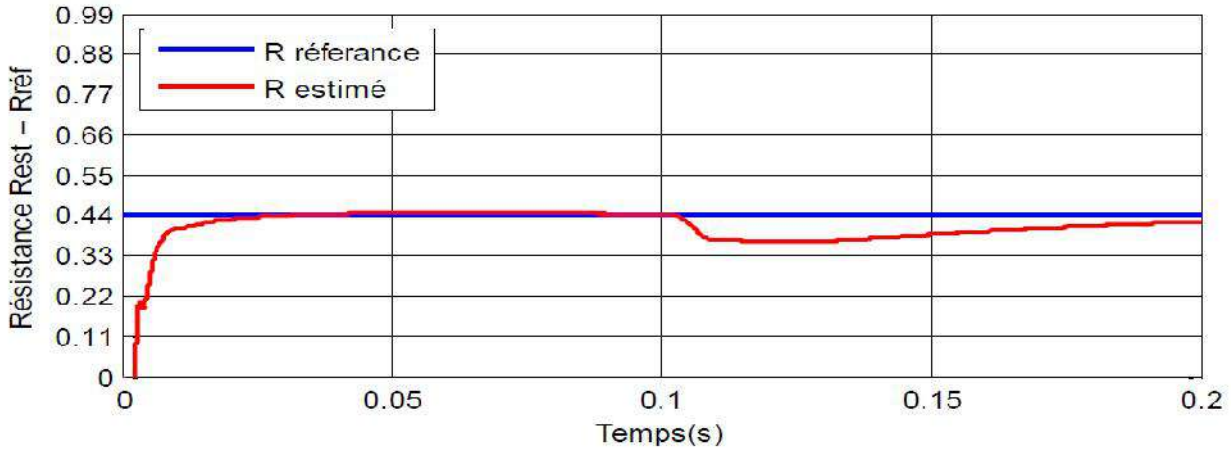
b)-Courant de défaut (If) mesuré et estimé.



c)- Couple résistant de référence et estimé.



d)-Vitesse Wr estimée et mesurée.



e)-Résistance statorique (Rs) estimée et référence.

Figure IV-10 : Résultats de simulation obtenus avec l'observateur de kalman pour une vitesse de référence de 104.8 rad/s suit à l'introduction d'un couple de charge de 3Nm à t=0.1s pour le fonctionnement en absence de défaut de la MSAP.

La Figure IV-10 montre l'évolution de chaque paramètre estimé à partir du modèle « sain » de la MSAP, lors du démarrage à vide avec une référence de vitesse de 104.7 rad/sec.

Nous montrons les formes de courant de phase Ia, le courant de défaut If, le couple résistant, la vitesse de rotation et la résistance statorique.

On constate l'installation correcte de courant de phase, l'allure du courant reste parfaitement en quadrature et leur amplitude est identique. On observe également que l'estimation du courant se fait de façon satisfaisante, De même pour le courant de défaut, lors du démarrage de la procédure d'estimation avec le filtre de Kalman.

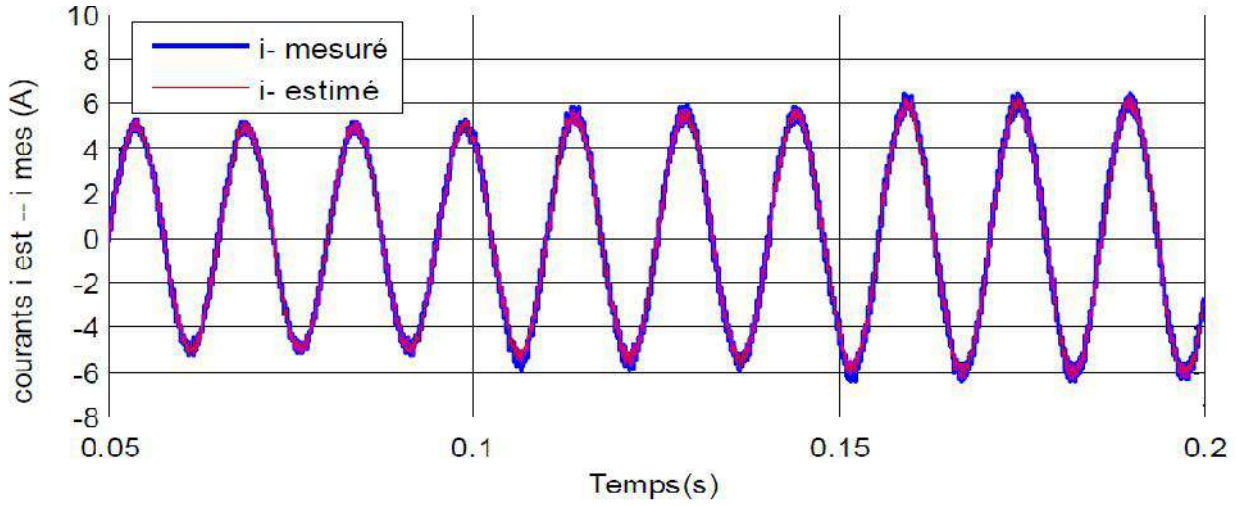
Dans la figure IV-10 (c), l'estimation de couple de charge est présenté, on note également une insensibilité de l'algorithme d'estimation vis-à-vis de la variation du couple de charge, du fait que l'estimation de couple de charge FKE se fait toujours d'une façon satisfaisante.

La Figure IV-10 (d), présente la vitesse estimée par filtre de Kalman étendu. D'après ces résultats, on constate que l'observateur par filtre de Kalman étendu manifeste bien encore une robustesse vis-à-vis de la variation de la charge, puisque l'estimation de la vitesse mécanique se fait toujours d'une façon satisfaisante.

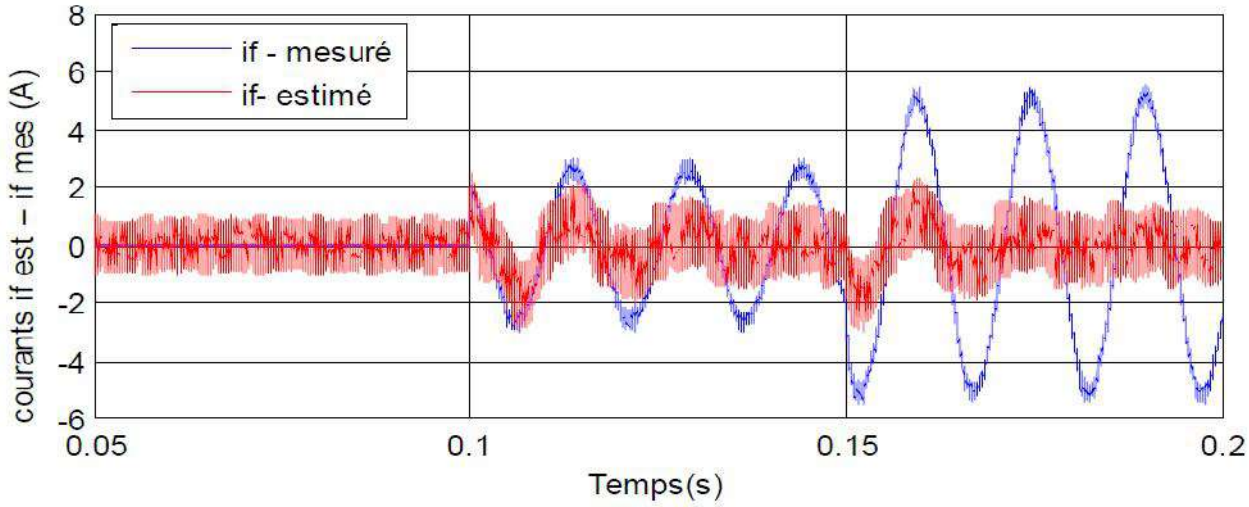
Pour vérifier la robustesse du filtre de Kalman étendu vis-à-vis la variation de la charge. On appliqué un couple de charge à l'instant t=0.1s (Fig IV-10 (e)). D'après ce résultat on constate que l'algorithme d'estimation est robuste vis-à-vis la variation du couple de charge (3Nm), du fait que l'estimation de la résistance statorique se fait toujours d'une façon satisfaisante en transitoire et en permanent.

IV.9.2 Résultats de simulation d'une commande vectorielle munie d'un observateur stochastique par filtre de Kalman en présence de défaut de court-circuit entre-spires :

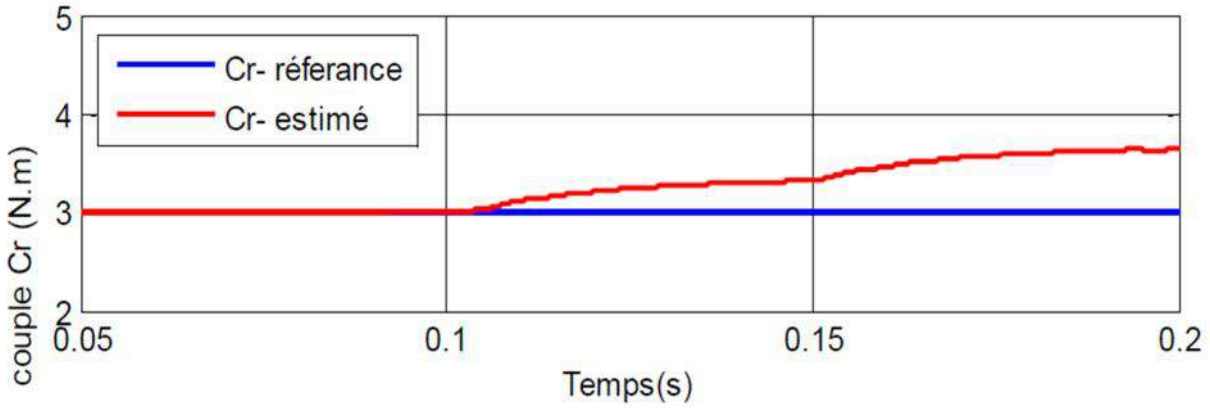
Dans cette partie de simulation nous considérons que la phase (a) est concernée par le défaut dans les deux cas suivants (μ =50, μ=25%). C'est-à-dire 80 et 40 spires sur 160 spires de la bobine de phase (a) est en défaut (Figure IV.11). Afin d'étudier le défaut entre-spires, la simulation est effectue pour deux valeurs de la résistance de défaut : Rf=10 Ω,et Rf=5 Ω. Cette dernière valeur de résistance de défaut tend vers le cas d'un court-circuit franc. Les résultats des différentes simulations sont donnés sur la figure IV.11 pour le cas μ=50%, et sur la figure IV.12 pour le cas μ=25%.



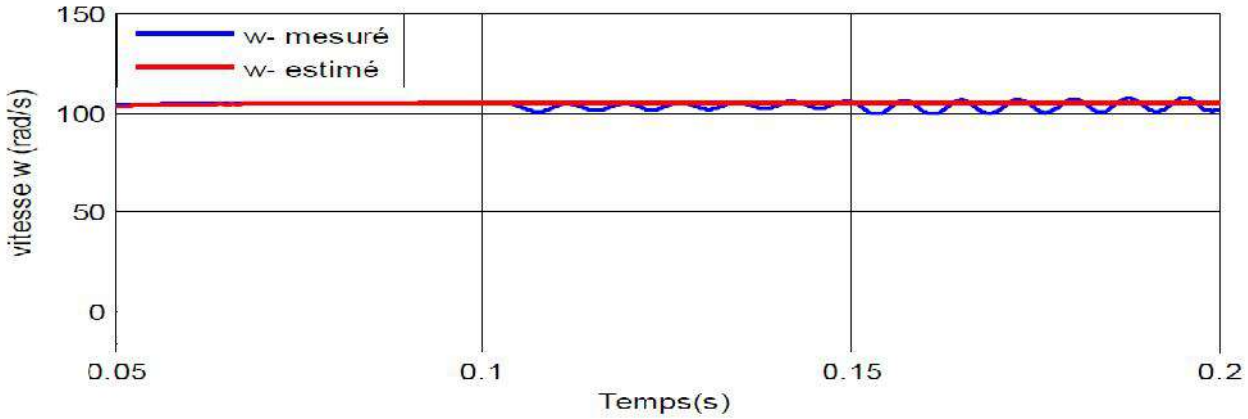
a)-Courant de phase (a) mesuré et estimé.



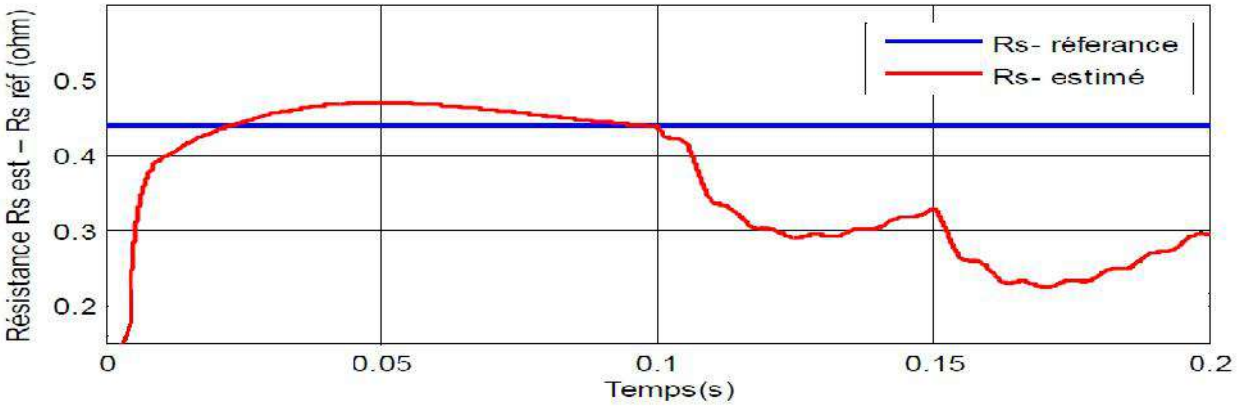
b)-courant de défaut mesuré et estimé.



c)-Couple résistant de référence et estimé.

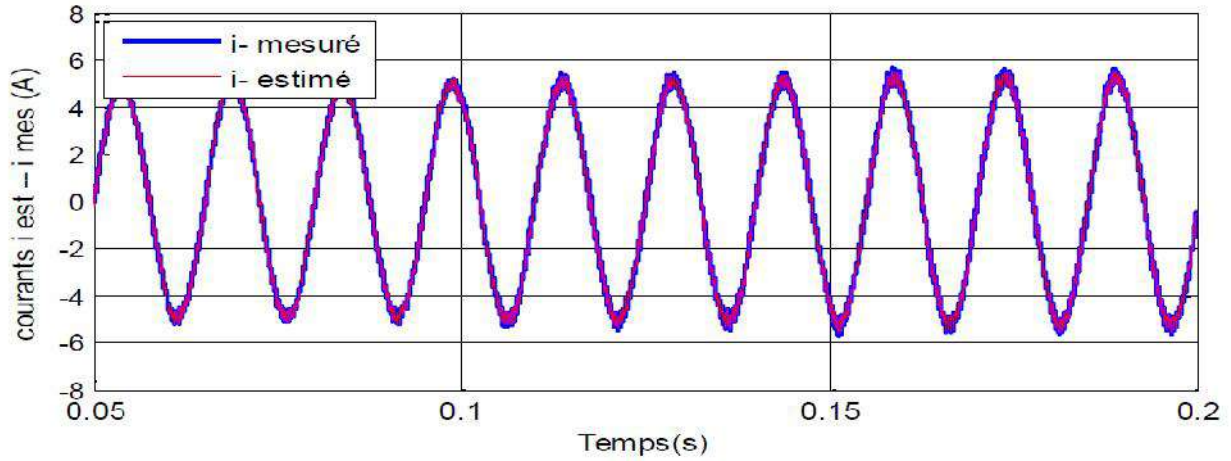


d)- Vitesse rotorique Wr estimée et mesurée.

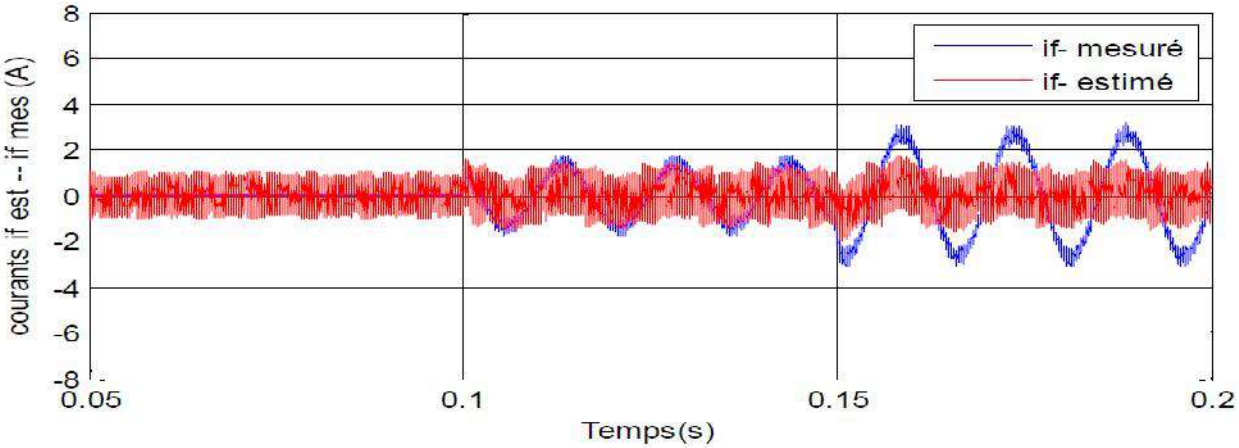


e)-Résistance statorique Rs estimée.

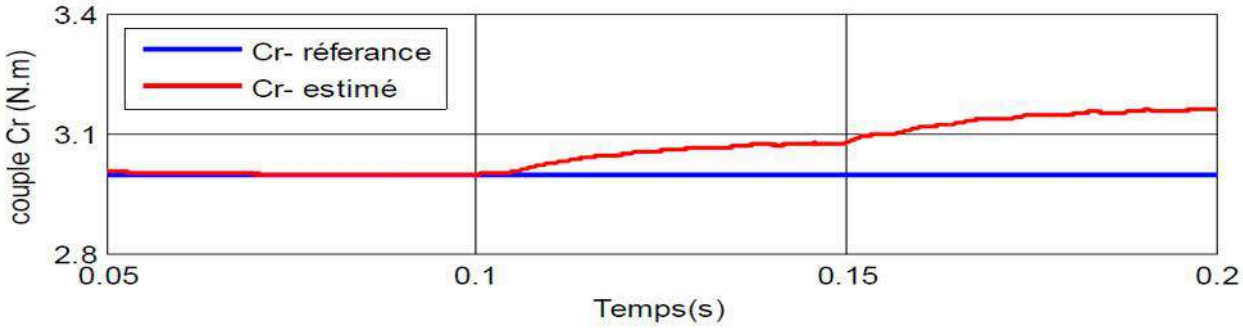
Figure IV.11. Résultat de simulation de la MSAP munie d'un filtre Kalman en présence de défaut de court circuit entre-spires avec µ=50%.



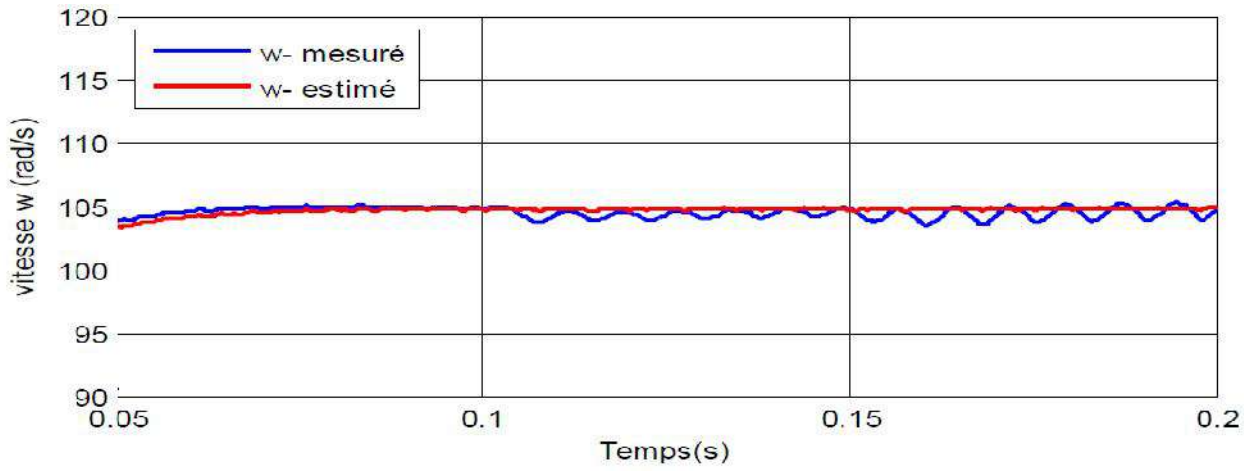
a)- Courants de phase (a) mesuré et estimé.



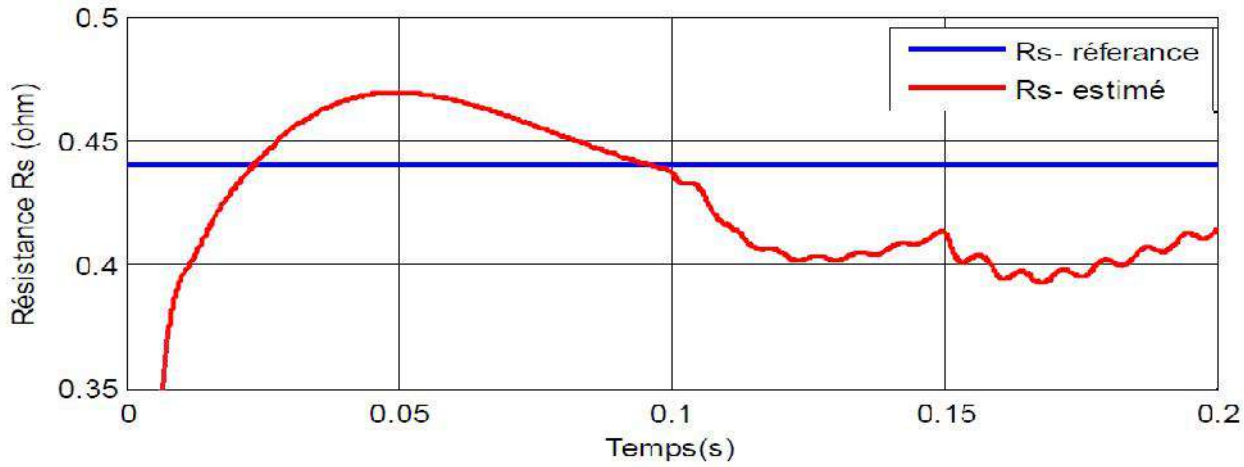
b)- courants de défaut mesuré et estimé.



c) Couple résistant de référence et estimé.



d)-vitesse rotorique Wr estimé et mesuré.



e)-Résistance statorique Rs mesurée et estimée.

Figure IV.12 : Résultats de simulation de la MSAP munie d'un filtre de Kalman en présence de défaut de court-circuit entre-spires avec μ = 25%.

Les Figures (IV-11 et IV-12) montrent l'évolution des états et des paramètres estimés, par FKE pour une MSAP saine (t < 0.1s) et une MSAP en défaut (t > 0.1s), avec deux valeurs de nombres de spires en court-circuit et pour différentes valeurs de résistance de défaut. Dans le cas sain, les paramètres estimés restent proche aux paramètres mesurés, ce qui reflète une bonne estimation des paramètres par rapport à leur valeur mesurée. Les légères fluctuations en fonctionnement sain ont pour origine les approximations de modélisation du MSAP dans le repère de Park (notamment les fem considérées comme sinusoïdales) ainsi que les bruits de mesure sur les tensions et les courants, ces derniers étant pris en compte lors des simulations. En cas de court-circuit entre-spires, le couple résistant croit et la résistance statorique décroit avec la résistance de défaut Rf et le nombre de spires en court-circuit. Cela confirme le fait que la détection du défaut est plus délicate pour un faible nombre de spires court-circuitées alors que

ces mêmes défauts sont pourtant les plus critiques (valeurs des courants de court-circuit les plus élevées). En effet, les changements topologiques au stator, dans le cas d'un faible pourcentage de spires en court-circuit, ont peu d'influence par rapport à la topologie du modèle de représentation d'une MSAP « saine » car le déséquilibre engendré par le défaut est faible. Plus le nombre de spires en court-circuit franc augmente, plus le déséquilibre entre le modèle sain et le moteur défaillant est perceptible, donc plus la réaction paramétrique sera importante.

On peut conclure que comme pour le modèle d'observation « sain », les paramètres estimés sont fortement impactés en régime défaillant, avec une modification de leur valeur moyenne et l'apparition d'oscillations. Alors que le défaut est localisé sur la phase A, nous pouvons remarquer que le courant de la phase (a) n'est pas le seul paramètre affecté par le défaut, la charge, la vitesse de rotation et la résistance statorique sont également sensibles, dans une moindre mesure, au court-circuit entre spires. Ceci est lié aux hypothèses simplificatrices de symétrie des inductances lors de sa mise en équations du modèle « défaillant ». Cependant, l'identification de la plus forte variation paramétrique permet de localiser la phase en défaut, ce dernier pouvant être clairement localisé sur la phase A dans cette simulation. Des essais similaires ont permis de valider ce principe avec des défauts localisés sur les phases B et C.

IV.10 Conclusion :

Ce chapitre a permis de présenter l'estimation des différents paramètres pouvant être utilisés pour détecter l'apparition de courts-circuits entre-spires au sein du bobinage statorique d'une MSAP. En effet, l'estimation des paramètres basés sur le modèle « sain » de la MSAP sont calculés en fonction de la variation de l'estimation par rapport à la valeur théorique du paramètre.

Nous avons étudié les possibilités offertes par le diagnostic des défauts de courts-circuits entre-spires. Deux approches ont été abordées. La première est basée sur le diagnostic par l'analyse de spectral en utilisant la FFT.

La seconde approche est basée sur l'estimation paramétrique de la MSAP en présence de défaillances au stator, associée à l'algorithme de suivi paramétrique en utilisant le filtre de Kalman étendu. Le comportement de l'algorithme est testé pour différents modes de fonctionnement. Les résultats obtenus montrent un bon comportement de l'algorithme pour les différents cas envisagés. Nous avons notamment pu mettre en évidence le potentiel de l'algorithme à détecter, à partir des variations des paramètres estimés, les changements topologiques liées à une modification du bobinage statorique. Dans tous les cas, une technique de seuillage peut être envisagée sur les paramètres estimés pour informer la présence du défaut. En moteur, quelque soit le mode de fonctionnement de la machine, la résistance estimée est un bon indicateur de défaut. Elle permet, de donner également une image de la sévérité du défaut introduit.

Conclusion générale

Le travail exposé dans ce mémoire, a porté sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP). L'étude de l'état de l'art de la surveillance des machines électriques a démontré que le défaut de court-circuit entre spires est le défaut le plus néfaste pour les MSAP. Il a été également démontré que les techniques actuellement utilisées dans la surveillance des MSAP nécessitent leur modélisation précise et rapide, vis-à-vis des défaut. Cette état majeure dans le processus de surveillance et de commande des MSAP a été donc, le premier contre d'intérêt de ce mémoire. Deux défauts fréquents dans ces machines ont été ainsi étudié: les défauts d'onduleur de tension et le court-circuit entre spires.

En ce qui concerne le défaut de court-circuit entre spires dans les MSAP, un modèle dynamique a été développé. Sa caractéristique importante est qu'il met en équation la machine de façon décomposée: équations de la machine saine et celles qui apparaissent lors d'un défauts. Cette décomposition facilite la compréhension des effets induits dans les grandeurs électromagnétiques et mécaniques (courant, tension, couple, vitesse,...), suite au défaut. Les résultats de simulation montrent qu'un court-circuit entre spires produit des ondulations de fréquence double dans le couple et un harmonique d'ordre 3 dans les courant statoriques.

En raison de contexte d'utilisation du MSAP au sein d'une architecture aéronautique et des propriétés du défaut à détecter, des contraintes fortes en terme de rapidités, de robustesse, de sensibilité et de temps de calcul sont imposées dans la construction de ce indicateur de défaillance. Compte tenu de ces contraintes, la méthode de détection basée sur l'utilisation du filtre de kalman étendu (FKE), afin d'estimer les paramètres d'un modèle de MSAP, a été privilégiée. Cinq indicateurs de défaut entre-spires de la MSAP commandée vectoriellement sont exprimés par l'estimation des paramètres issus d'une représentation de la MSAP <<saine>>on sur un modèle d'une MSAP <défaillant> exprimé spécifiquement pour la prise en compte des court-circuit entre-spires.

Afin de tester les performances de l'algorithme de FKE, nous avons utilisé un modèle fin de machine permettent de reproduire précisément le comportement d'une machine à aimants en présence de défauts statoriques. Ce modèle, basé sur une description de circuits électriques magnétiquement couplés. Ce modèle permet de disposer d'une plate forme d'expérimentation virtuelle, permettent de reproduire le comportement de la machine en régime défaillant sans systématiquement avoir recours à une mise en œuvre expérimentale couteuse, parfois complexe et pouvant s'avérer dangereuse pour l'actionneur si les courants de courts-circuits ne sont pas correctement maitrisés.

Les perspectives de nos travaux à court terme sont:

- L'établissement des expressions analytiques pour déterminer les paramètres des machines synchrones à aimants à rotor lisse, à plusieurs encoches par poles et par phases. Ces expressions pourraient être par la suite utilisées pour la détermination du modèle circuit des machines asynchrones en présence de défaut électriques au stator.

- Prendre en compte la saturation dans les modèles analytiques.

- Prendre en compte les défauts mécaniques dans le modèles de la MSAP.

ANNEXE A

Paramètre		*valeur*
Resistance d'un stator	*Rs (ohm)*	*0.44*
Inductance d'un stator	*Ld (H)*	*0.0031*
Inductance d'un stator	*Lq (H)*	*0.0031*
Coefficient de frottement	*fr(Nm/rad/s)*	*0.00001*
Nombre de paire de pole	*P*	*4*
Moment	*J(Kg*m^2)*	*0.0032*
Flux (max) d'excitation des aimant permanents	*Qp(Wb)*	*0.124*
Fréquence du réseau industriel	*Fs(Hz)*	*66.67*
Tension du réseau	*V(v*	*50*
Nombre de spire statorique	*Ns*	*160*
Puissance de la machine	*W(kw)*	*1.1*

ANNEXE B

$$a11 = x(6) * Z * \left(L_{a2} + \left(\frac{\sqrt{6}}{3}\right) * MfaLfa * \mu\right)$$

$$a12 = 0$$

$$a13 = -Z * (MfaLfa * rf + x(6) * \mu * \left(MfaLfa + \left(\frac{\sqrt{6}}{3}\right) * La2\right))$$

$$a14 = -(La2 + MfaLfa * \mu) * Z * F * p * \sin(x(5))$$

$$a15 = -(La2 + MfaLfa * \mu) * Z * F * p^2 * x(4)^2 * \cos\left(x(5)\right)$$

$$a16 = x(1) * Z * \left(La2 + \left(\frac{\sqrt{6}}{3}\right) * MfaLfa * \mu\right) - x(3) * \mu * Z * (MfaLfa + \left(\frac{\sqrt{6}}{3}\right) * La2)$$

$$a21 = 0$$

$$a22 = -\frac{x(6)}{Ls}$$

$$a23 = 0$$

$$a24 = -\left(\frac{1}{Ls}\right) * F * P * \cos(x(5))$$

$$a25 = \left(\frac{1}{Ls}\right) * F * P^2 * x(4)^2 \sin(x(5))$$

$$a26 = -\frac{x(2)}{Ls}$$

$$a31 = -x(6) * Z * (MfaLfa + (\left(\sqrt{6}/_3\right) * Ls * \mu)$$

$$a32 = 0$$

$$a33 = Z * (Ls * rf + x(6) * \mu * (Ls + \left(\sqrt{6}/_3\right) * MfaLfa)$$

$$a34 = (MfaLfa + Ls * \mu) * Z * F * p * \sin(x(5))$$

$$a35 = (MfaLfa + Ls * \mu) * Z * F * p^2 * x(4)^2 * \cos(x(5))$$

$$a36 = -x(1) * Z * \left(MfaLfa + \left(\frac{\sqrt{6}}{3}\right) * Ls * \mu\right) + x(3) * \mu * Z * (Ls + \left(\frac{\sqrt{6}}{3}\right) * MfaLfa)$$

$$a41 = -\left(F * \frac{p}{J}\right) * \sin(x(5))$$

$$a42 = \left(F * \frac{p}{J}\right) * \cos(x(5))$$

$$a43 = \left(f * \frac{p}{J}\right) * \mu * \sin(x(5))$$

$a44 = -fr/J$

$a45 = \left(F * \frac{p}{J}\right) * (-x(1) * p * x(4) * \cos(x(5)) - x(2) * p * x(4) * \sin(x(5)) + x(3) * p * x(4) * \mu * \cos(x(5)))$

$a46 = 0$

$Lbob = 0.00085$

$Mbob = -0.00005$

$rf = 230$

$K = \frac{(q-1)+\mu bob}{p}$

$La1 = (p - q)\left(Lbob + \left((p - q - 1)Mbob\right)\right) + (1 - \mu bob)^2 * Lbob + 2(1 - \mu bob)(p - q) * Mbob$

$La2 = \left((q - 1) * \left(Lbob + \left((q - 2) * Mbob\right)\right)\right) + (((\mu bob)^2 * Lbob) + (2 * \mu * (q - 1) * mbob)$

$Ma1a2 = \left((q - 1) * (q - p) * Mbob\right) + (\mu bob * (p - q) * Mbob) + \left((1 - \mu bob) * (q - 1) * Mbob\right) + (\mu bob * (1 - \mu bob) * Lbob)$

REFERENCE BIBIOGRAPHIQUES

[1] AL KASEM jebai <Commande sans capteur des moteurs synchrones a aimants permanents par injection de signaux> Thèse de doctorat école de Paris 2013

[2] KAROUI Abdelmounaim < Détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un moteur synchrone a aimant permanent > Thèse de master Université Kasi Merbah Ouargla 2014

[3] ANDRIAN Ceban <méthode globale de Diagnostic des machines electriques>, Thèse de l'université Lille de nord de France 2012.

[4] BEBRAHIM Amel <Commande Prédictive Généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents> thèse magistère Université de BATNA 2009.

[5] BELBECHE Adel < Modélisation, diagnostic et commande d'une machine asynchrone avec rupture d'une phase>, Diplôme ingénieur d'état en eléctrotechnique de l'université de Batna 2013.

[6] BESSOUS nouredine <Contribution au diagnostic des machines asynchrones> Diplome magister université Mentouri de Constantine 2007.

[7] BABAK Vaseghi <Contribution a l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires modélisation-réduction du courant de défaut>, Thèse doctorat, université Nancy 2009.

[8] BENCHABANE fateh < commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring> Diplôme magister université Mohamed Khaider de biskra 2005.

[9] AMOR khlaif <Contribution à la commande vectorielle sans captur mécanique des machine synchrones à aimants permanents (MSAP) > Thèse de doctorat école centrale Marseille 2012

[10] BOUZIDI Zouhir <diagnostic des défaillances par la technique de Réseau de neurone artificier appliqué sur la machine synchrone à aimants permanents> Diplôme d'ingénieur université Mohamed Boudiafe e M'sila 2004.

[11] CHEMMOURI Boudjemaa <commande Non-linéaire d'une machine synchrone a aimants permanent> Diplôme d'ingénieur d'état en Génie électrotechnique université Mohamed Boudiaf de M'sila 2005.

[12]LEBOEUF Nicolas <contribution a l'étude des machines synchrones a aimants permanents en présence de défauts inter-spires-modélisation-détection de défauts inter-spires>, thèse doctorat l'université de Lorraine 2012.

[13] M.Sebba, A Chaker, Y.Meslem, S.Hasssaine <Commande en vitesse du moteur synchrone a aimants permanents dopée d'un observateur d'état de lueberger>, Article IEEE2007.

[14] KERRACHE Abdelaziz, KORICHI Ahmed <commande DTC-SVM prédictive d'un moteur asynchrone a cage sans capteur mécanique>, Diplôme master académique, Université Kasdi Merbah Ouargla 2013.

[15] KHOV Makara <surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents>, Thèse doctorat de l'université de Toulouse 2009.

[16] SHASHNK Gupta, ANURAG Tripathi <total harmonic distortion analysis during inverter fault in permanent magnet synchronous motor using matlab & simulink>, article IEEE 2013

[17] ABED A <Contribution a l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone> Thèse de l'université Henri Poincaré, Faculté Des sciences de Nancy 2009.

[18] AUBERT Brice <détection des courts-circuits inter-spires Dan les générateurs synchrones a aimants permanents -Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu> Thèse doctorat de l'université de Toulouse 2014.