

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

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE
N° :



DOMAINE : Génie électrique
FILIERE : Electromécanique
OPTION : Maintenance des Equipements Industriels

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Professionnel

Intitulé

SURVEILLANCE AUTOMATIQUE DU DEFAUT COURT-CIRCUIT
ENTRE SPIRES D'UN MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE

Proposé et dirigé par :

Dr. Bilal Djamal Eddine CHERIF

Présenté par :

Laid SOUYEB

Mohammed SAHRAOUI

Soutenu devant le jury composé de :

Defdaf Mabroukh	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Président
B.D.E Cherif	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Rapporteur
Loutfi Benyattou	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Examineur

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2021 / 2022

Dédicaces

A la mémoire de mon père,

A ma mère,

A mon cher ami,

Et mes frères et sœurs.

Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu Le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces longues années d'étude.

Nos sincères remerciements à tous les enseignants de l'UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, notamment à mon encadreur Mr CHERIF Bilal Djamel Eddine, qui a assuré la direction et l'encadrement du travail présenté dans ce mémoire.

Nous tenons notamment, à adresser nos sincères reconnaissances aux membres du jury, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail.

Enfin, nos remerciements vont à tous ceux qui nous ont soutenus de près ou de loin à réussir ce travail.

Vives salutations

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure (I .1) Proportion de défauts d'un moteur asynchrone	01
Figure (I .2) Répartition des pannes sur les machines asynchrones de faibles ou moyennes puissances	02
Figure (I .3) Répartition des pannes sur les machines asynchrones de fortes puissances	02
Figure (I .4) Répartition des causes des défauts pour une machines asynchrones	03
Figure (I .5) Différents types de défauts statoriques	03
Figure (I .6) Court-circuit entre spires.....	04
Figure (I .7) Court-circuit entre phases	05
Figure (I .8) Défaut rupture des barres de rotor.....	06

CHAPITRE II

Figure (II .1) Schéma représentant les différents éléments de la MAS.....	09
Figure (II .2) Représentation schématique d'une MAS triphasée.	10
Figure (II .3) Modèle de Park de la MAS.	12
Figure (II .4) Représentation des axes de la MAS	13
Figure (II .5) Courants statoriques, vitesse de rotation et couple d'un moteur asynchrone état sain.....	18
Figure (II .6) Simulation de défaut de court-circuit entre spire (3spire).	19
Figure (II .7) Simulation de défaut de court-circuit entre spire (7 spire).	20

CHAPITRE II

Figure (III .1) Algorithme de MALLAT unidimensionnel	22
Figure (III .2) Filtres miroirs en quadrature.	22
Figure (III .3) Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$	23
Figure (III .4) Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes	23
Figure (III .5) Détails cas sain.....	26
Figure (III .6) Détails cas de défaut court-circuit entre spire 3 spire.. ..	26
Figure (III .7) Détails cas de défaut court-circuit entre spire 7 spire.	27
Figure (III .8) Spectre. (a) : Cas de défaut court-circuit entre spire 3spires. (b) : cas de défaut court-circuit entre spire 7 spires.. ..	28

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE III

Tableau (III .1) Les coefficients et les bandes fréquentielles	25
---	----

NOTIONS ET SYMBOLES

B_s	Induction magnétique créée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
C_e	Couple électromagnétique [N.m]
d, q	Indices pour les composantes de Park directe et en quadrature, respectivement
e	Entrefer [m]
f	Fréquence d'alimentation [Hz]
f_{cc}	Fréquence de court-circuit [Hz]
f_r	Fréquence des courants rotoriques [Hz]
F_e	Fréquence d'échantillonnage [Hz]
Δf	Fréquence de résolution spectrale [Hz]
J	Moment d'inertie [Kg m ²]
L_p	Inductance d'une barre rotorique [H]
L_e	Inductance totale de l'anneau de court-circuit [H]
L_{rc}	Inductance cyclique rotorique [H]
L_{sc}	Inductance cyclique statorique [H]
L_{sf}	Inductance de fuite statorique [H]
L_{sp}	Inductance propre statorique [H]
l	Longueur active du circuit magnétique [m]
M_{sr}	Mutuelle cyclique entre le stator- rotor [H]
M_s	Mutuelle entre phase statorique [H]
N_s	Nombre de spires statoriques par phase
n	Entier naturel
p	Nombre de paires de pôles
r_s	Résistance de l'enroulement statorique par phase [Ω]
R_r	Résistance de l'enroulement rotorique par phase [Ω]
s, r	Indices stator et rotor, respectivement
T_s	Constante de temps statorique [s]
T_r	Constante de temps rotorique [s]
g	Glissement
k	Coefficient de frottement
i_{ds}, i_{qs}	Composantes biphasées du courant statorique direct et en quadrature [A]
i_a, i_b, i_c	Courants des phases statoriques [A]
V_{abc}	Les tensions statoriques [V]

$\omega_r = \Omega$	Vitesse de rotation mécanique [rd/s] [tr/min]
ω_s	Pulsation des grandeurs statoriques [rd/s]
$\omega = p \Omega$	Vitesse électrique du rotor [rad/s]
σ	Coefficient de dispersion de Blondel
θ_r	position du rotor [rd]
θ_s	Position des grandeurs statoriques [rd]
μ_0	Perméabilité magnétique du vide [H.m-1]
Φ_s	Flux magnétique par pôle créé par le courant statorique [Wb]
Φ_{abc}	Les flux statoriques [Wb]
Ψ	Onde lette mère
Φ	Fonction d'échelle
a	Paramètre d'échelle
b	Paramètre de translation

ABRÉVIATIONS

MAS	Machine asynchrone
FFT	Fast Fourier Transformation
TOD	Transformées en ondelettes discrètes (discrete wavelet transform DWT)

Table de matières

Titre	Page
Introduction générale	1
Chapitre I : Défaits des Machines Electriques et Différents Méthodes de Diagnostic	2
I.1. Introduction	2
I.2. Etude statistique des défaillances de la machine asynchrone	2
I.3. Causes des défauts	3
I.4. Principaux défauts dans la machine asynchrone	4
I.4.1. Défaillances au stator	4
I.4.2. Défaillances au rotor	6
I.4.3. Défauts mécaniques	7
I.5. Différentes méthodes de diagnostic	8
I.5.1. Méthodes internes	8
I.5.2. Méthodes externes	9
I.5. Conclusion	9
Chapitre II : Modélisation d'un Moteur Asynchrone Dans L'état Sain et Avec Défaut Court-Circuit	10
II.1. Introduction	10
II.2. Constitution de la machine asynchrone	10
II.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone	10
II.3.1. Hypothèses simplificatrices	11
II.3.2. Equations des tensions et des flux	12
II.4. Modèle de Park de la MAS	13
II.4.1 : Transformation de Park	13
II.4.2 : Application aux équations des tensions	14
II.4.3 : Application aux équations des flux	15
II.4.4: Choix du référentiel	16
II.5 : Expressions du couple électromagnétique	17

II.6 : Mise sous forme d'équations d'état	18
II.7 : Résultats de simulation	19
II.8 : Conclusion	21
Chapitre III : Détection et Localisation du Défaut Court-Circuit Entre Spire d'un Moteur Asynchrone Basée sur la Transformée Ondelette Discret (TOD)	22
III.1 : Introduction	22
III.2 : Transformée en ondelette discrète (TOD)	22
III.3 : Algorithme de MALLAT	22
III.4 : Décomposition en multi-niveau du signal	23
III.5 : Application de la technique des Ondelettes (TOD) au diagnostic du moteur asynchrone	25
III.6 : Exigences d'acquisition des signaux	26
III.7 : Conclusion	29
Conclusion Générale	31
Référence bibliographiques	32

Introduction générale

Les machines asynchrones (MAS) sont largement utilisées ces dernières années dans des applications nécessitant une vitesse variable. A cet effet, le développement des utilisations de ce type de machine électrique de construction simple et robuste et de coût réduit, est tel que nous les trouvons maintenant dans tous la majorité des secteurs, entre autre, l'aéronautique, le nucléaire, la chimie et les transports ferroviaires [1].

Des applications industrielles de la machine asynchrone à vitesse variable, ont vu le jour dans divers domaine en l'occurrence l'aéronautique, la robotique et dans certains mécanismes industriels à haute précision. De par leur présence grandissante dans des domaines applicatifs toujours plus diversifiés, les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'entraînement électrique prennent une grande part dans les contraintes d'exploitation [2].

La mise en place de dispositifs de sûreté de fonctionnement est souvent exigée afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de machine, de minimiser le coût de la maintenance et d'assurer efficacement la sécurité des équipements et des personnes [2].

Plusieurs méthodes de surveillances emploient un modèle du système considéré. Le principe général de ces approches consiste à vérifier la consistance des données prélevées en ligne sur l'installation avec un modèle comportemental. La qualité du modèle utilisé conditionne les performances du système de surveillance. La localisation des défaillances parfois nécessite l'utilisation du modèle du système défaillant. Plusieurs niveaux de connaissance sur les défaillances peuvent être utilisés. Il est à noter que l'obtention d'un modèle précis du comportement défaillant est souvent difficile et coûteux [3].

Pour atteindre les objectifs fixés, le travail présenté dans ce mémoire est organisé comme suit :

Dans Le premier chapitre, nous présentons les différents défauts affectant les moteurs asynchrones et panorama de méthodes de diagnostic.

Dans Le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation du moteur asynchrone dans le cas sain et le cas du défaut court-circuit entre spire alimenté par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établie sous des hypothèses simplificatrices. Ensuite, nous utilisons la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles.

Dans le troisième chapitre, nous présentons une méthode de détection et localisation de défaut court-circuit entre spire. La technique de transformée on ondelette pour détecter et localisé la fréquence qui caractérisé le défaut court-circuit entre spire.

Chapitre I : Défaits des Machines Electriques et Différents Méthodes de Diagnostic

I.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents défauts affectant les moteurs asynchrones et panorama de méthodes de diagnostic.

I.2. Etude statistique des défaillances de la machine asynchrone

Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes [4] :

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

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a donné les résultats suivants (figure I.1) [4] :

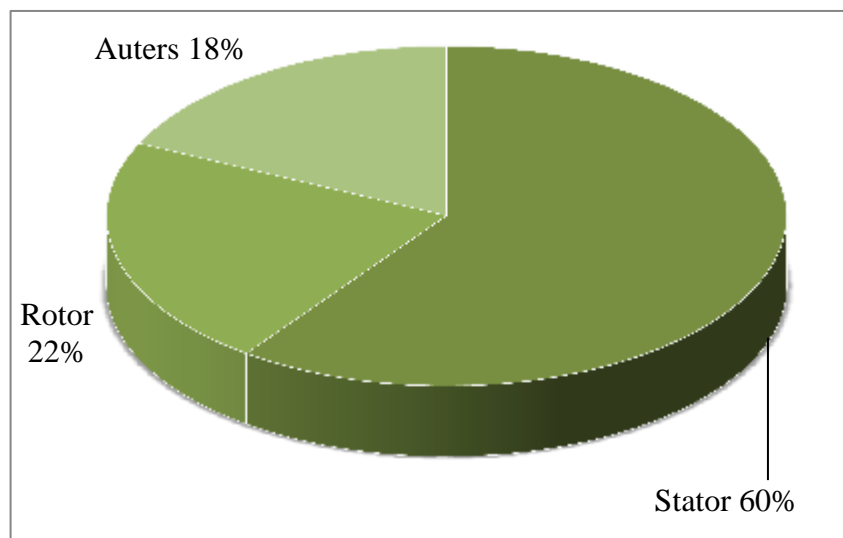


Figure I.1: Proportion de défauts d'un moteur asynchrone [4].

La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est présentée sur la figure (I.2) [5] :

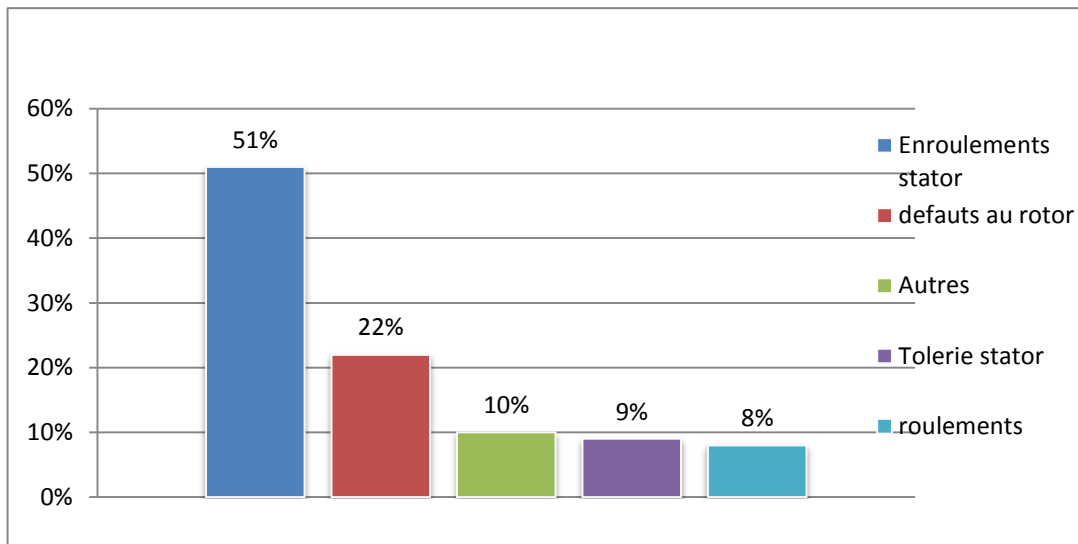


Figure I.2: Répartition des pannes sur les machines asynchrones de faibles ou moyennes puissances [5].

Une autre étude statistique faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) donne des résultats qui sont présentés sur la figure (I.3) [6].

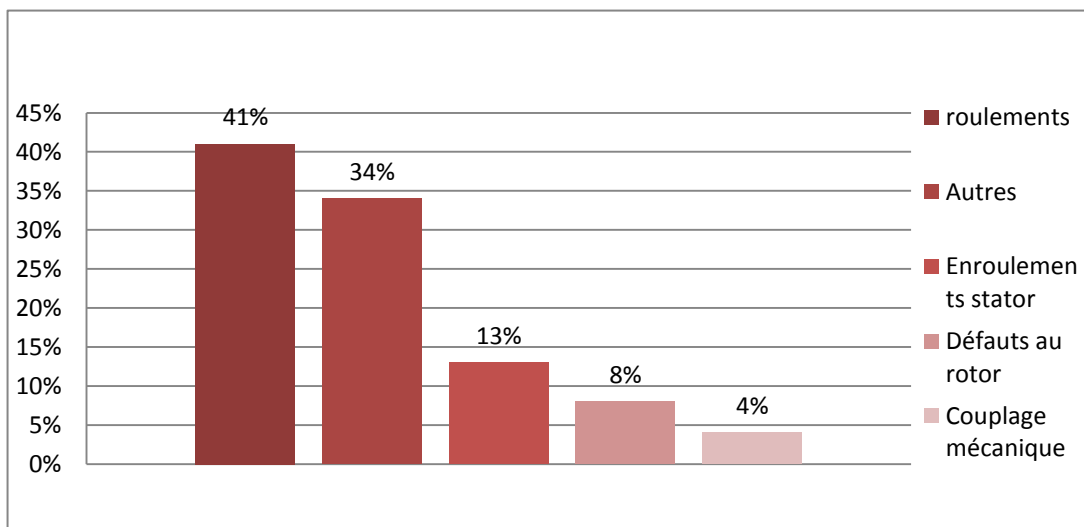


Figure I.3: Répartition des pannes sur les machines asynchrones de fortes puissances [6].

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance mécanique accrue [7].

I.3. Causes des défauts

La figure (I.4) présente les phénomènes à l'origine des défauts dans la machine. La principale source de défauts provient de la mécanique. La deuxième cause de défauts est la surchauffe du moteur qui accentue le vieillissement des composants. La troisième cause de défauts référencée est le claquage d'isolants conduisant à des court-circuit. Notons que de nombreuses sources de défauts ne sont pas bien connues [8].

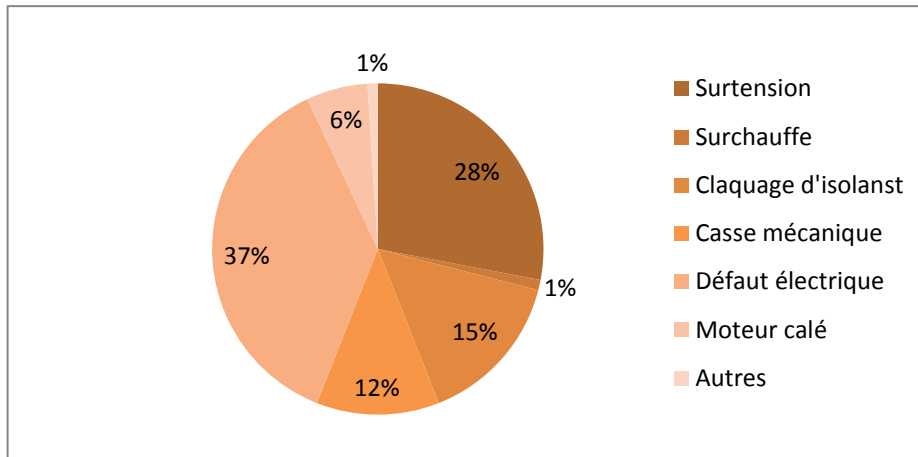


Figure I.4: Répartition des causes des défauts pour une machines asynchrones [9].

I.4. Principaux défauts dans la machine asynchrone

Avant d'étudier les différents types de défauts, il est important de présenter les causes donnant naissance à ces défauts ainsi que leurs conséquences.

Les défauts majeurs affectant les moteurs électriques sont dus à un ensemble de contraintes nocives qui sont généralement de nature thermique, électrique, mécanique, environnementale, électromagnétique, résiduelle et dynamique [10, 11 et 12].

Généralement les défauts fréquemment rencontré dans les machines électriques sont :

I.4.1. Défaillances au stator

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème [13] :

- ✚ Thermique (surcharge) ;
- ✚ Électrique (diélectrique) ;
- ✚ Mécanique (bobinage) ;
- ✚ Enivrement (agression).

Les défauts les plus récurrents, au niveau du stator peuvent être mentionne comme suit [14]:

- Court-circuit entre spires de la même bobine ;
- Court-circuit entre bobines de la même phase ;
- Court-circuit entre phases ;
- Ouverture d'une phase ;
- Défaut à la terre.

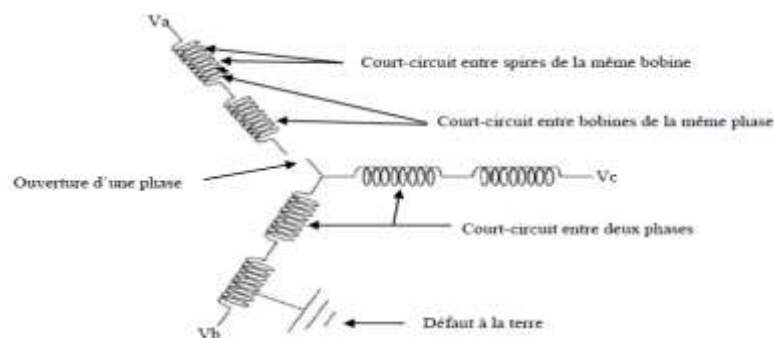


Figure I.5: Différents types de défauts statoriques [14].

A : Défauts d'isolant dans les enroulements

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts circuits. En effet, les différentes pertes (joule, fer, mécanique) engendrent des phénomènes thermiques qui se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température et de tension [15].

De ce fait si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, il se dégrade de manière prématurée à l'accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction, les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- ❖ Dégradation de l'isolant a la fabrication ;
- ❖ Tension de l'enroulement supérieure la limite du matériau d'isolation ;
- ❖ Vibration mécanique ;
- ❖ Courant élevé dans l'enroulement du au court-circuit, une surcharge, ceci entraine une élévation de la température qui dégradant le matériau d'isolation ;
- ❖ Vieillessement naturel des isolants.

B : Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent, cette défaillance a pour origine une ou plusieurs défauts d'isolement dans l'enroulement concerne.

Il entraine une augmentation des courant statoriques dans la phase effectuée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotoriques. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et de ce fait, une dégradation accélérée [16 et 17].



Figure I.6: Court-circuit entre spires [18].

C : Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver entre tout point du bobinage. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phase, induirait des courants très élevées qui conduirait la fusion des conducteurs d'alimentation.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît [19].



Figure I.7: Court-circuit entre phases [19].

D : Défauts de circuit magnétique

Ces défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension [20].

I.4.2. Défaillances au rotor

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème [21]:

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

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

A : Rupture de barres dans les machines

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration du machin, Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées [22 et 23].



Figure I.8: Défaut rupture des barres de rotor [24].

B : Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations Différentielles entre les barres et les anneaux.

Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voire confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques.

Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure [25].

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres [26].

C : Désaimantation

Une des problématiques importantes des actionneurs associé avec les aimant 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, accentués par un niveau élevé de réaction induit.

I.4.3. Défaits mécaniques

A : Défaits du flasque

Les défauts créés par les flasques de la machine asynchrone sont le plus généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire où analyse harmonique des courants absorbés par la machine [27].

B : Défaits de l'arbre

L'arbre de la machine peut laisser apparaître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. A court ou à long terme, cette fissure peut mener à une

fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine [28].

I.5. Différentes méthodes de diagnostic

I.5.1. Méthodes internes

Ces méthodes reposent sur la comparaison des mesures réelles sur le système à surveiller et des informations qui fournissent le modèle. Les écarts caractérisent le fonctionnement du système :

- ✓ A un écart nul, le fonctionnement de type normal ;
- ✓ A un écart non nul, le fonctionnement de type défaillant.

Ces méthodes internes se classent en deux grandes catégories ; les méthodes de redondance analytique qui utilisent les techniques d'estimation d'état et les techniques d'estimation paramétrique qui ont pour but d'estimer des paramètres de modèles [29].

Les méthodes internes de diagnostic se distinguent selon les modèles utilisés.

A : Modèle de simulation

C'est une description de la structure physique et du comportement du système. Les modèles analytiques utilisés dans ce mode de diagnostic sont représentés Par des équations d'état ou des fonctions de transfert. Les perturbations sont prises en Compte de manière additive à travers des matrices, les défauts sont pris en compte soit de La même manière soit en modifiant la structure même du modèle. C'est dans cet esprit que Nous avons développé notre modèle de simulation [29].

B : Equations de parité

Une relation ou équation qui génère un résidu est appelée relation ou équation de parité. Les équations de parité primaires peuvent être obtenues à partir des équations qui décrivent la structure et le comportement du système et les équations de parité additionnelles sont obtenues par l'intermédiaire de transformations afin d'améliorer la tâche de diagnostic [29].

C : Observateurs

Un module capable d'engendrer une approximation du vecteur d'état est Appelé estimateur d'état ou observateur d'état. Le modèle est décrit sous une Représentation de variables d'état. L'analyse du comportement des estimations des états qui ont un sens physique permet la réalisation du diagnostic [29].

D : Estimation paramétrique

L'estimation paramétrique est la détermination des valeurs des paramètres qui gouvernent le comportement dynamique du système. Il s'agit de déterminer les valeurs numériques des coefficients des équations qui décrivent, au niveau de la structure, le modèle du système [29].

E : Modélisation des signaux

Dans cette méthode, le contenu spectral, l'évolution temporelle des variables mesurées sont exploitées pour détecter et localiser les défauts. L'analyse Spectrale plus particulièrement est utilisée depuis de très nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux défauts (rupture de barres, dégradation des roulements...) Se traduisent par l'apparition de fréquences caractéristiques directement liées à la vitesse de la machine [29].

I.5.2. Méthodes externes

Face à la difficulté liée à la génération de modèles physiques représentatifs du fonctionnement d'un système et de ses différents composants, les méthodes externes ont souvent prouvé leur efficacité. Ces méthodes exploitent les informations délivrées par les signaux des capteurs installés sur les machines, tels que les signaux vibratoires pour le cas des machines tournantes, pour construire une image représentative « instance, observation » et l'assigner à son mode de fonctionnement. Tout ceci est réalisé sur plusieurs étapes, en premier lieu l'information la plus complète possible est extraite à partir des signaux délivrés par les capteurs, sous forme d'indicateurs ; cette information est traitée ensuite via des techniques de transformation et de sélection d'indicateurs, pour la rendre plus robuste et plus pertinente ; l'ensemble d'indicateurs pertinents est utilisé par la suite comme vecteur d'entrée aux classifieurs permettant d'assigner les différentes instances et observations aux modes de fonctionnement. Ces méthodes semblent les plus adaptées au diagnostic des défauts des machines tournantes exploitant au mieux les informations issues des capteurs, installés sur les machines et ne nécessitant pas le développement de modèles élaborés, difficile dans ce cas complexe. Les différentes étapes permettant le développement de cette méthode de diagnostic sont détaillées dans les sections suivantes [30].

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir présenté les principaux éléments de constitution d'un moteur asynchrone triphasé à cage, nous nous sommes intéressés aux différentes défaillances qui induisent, pour la plupart d'entre elles, un mauvais fonctionnement ou un arrêt intempestif du moteur, ainsi que les causes et les conséquences de leur apparition.

Ensuite, nous avons abordé les méthodes de diagnostic appliquées au moteur asynchrone pour établir la présence d'un défaut en précisant leurs avantages et leurs inconvénients.

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur Asynchrone Dans L'état Sain et Avec Défaut Court-Circuit

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation d'un moteur asynchrone basée sur le modèle de Park. Dans le cas sain et le cas du défaut court-circuit entre spire.

II.2. Constitution de la machine asynchrone

La MAS est constitué des principaux éléments suivants:

- Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement.
- Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

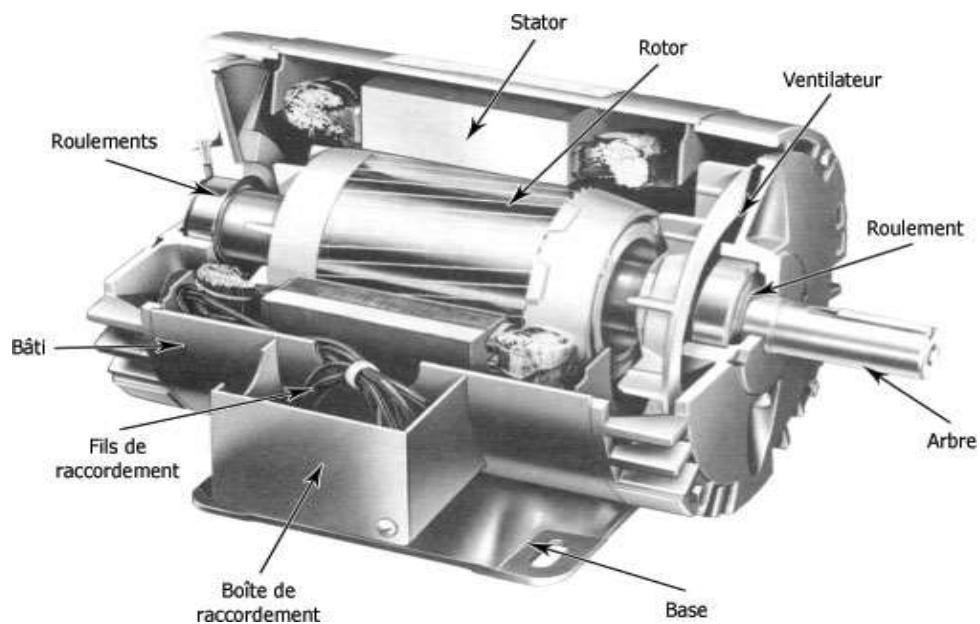


Figure. II.1 : Schéma représentant les différents éléments de la MAS.

II.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel. De plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.

Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine.

II.3.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MAS est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [31] :

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- ✓ Le régime de fonctionnement est non saturé.
- ✓ Le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner une *f.m.m.* sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ✓ Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- ✓ L'additivité des flux.
- ✓ La constance des inductances propres.
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme le montre la figure II.2. Elle est munie de six enroulements :

Le stator est formé de trois enroulements fixes décalés dans l'espace de 120° et traversés par trois courants variables.

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

Nous posons θ l'angle électrique entre la phase 1 statorique et la phase 1 rotorique.

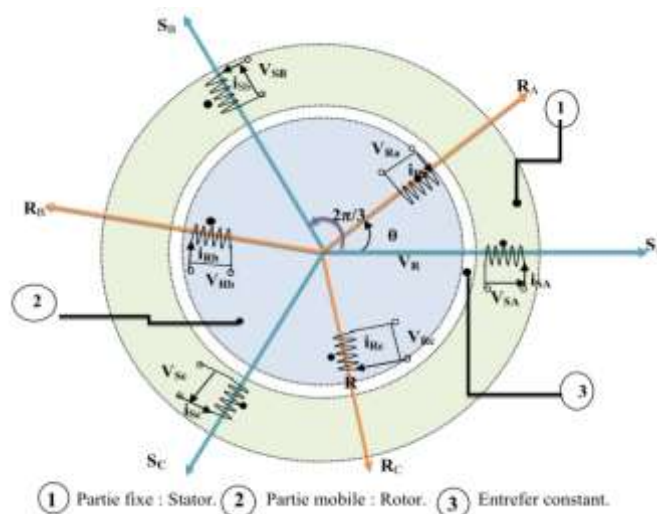


Figure. II.2 : Représentation schématique d'une MAS triphasée.

II.3.2. Equations des tensions et des flux

L'équation des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par :

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

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par :

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (\text{II.2})$$

Où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix};$$

$$[\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix};$$

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, sont donnés par :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{II.3})$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \quad (\text{II.4})$$

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix};$$

Et :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

En mettant (II-3) et (II-4) dans, respectivement, (II-1) et (II-2), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] \cdot [I_r] \} \quad (\text{II.5})$$

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \} \quad (\text{II.6})$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (II.5) et (II.6). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la MAS à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la

puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la MAS réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite la transformation de Park.

II.4. Modèle de Park de la MAS

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la Figure II.3 [32] :

$$\theta + \theta_r = \theta_s \quad (II.7)$$

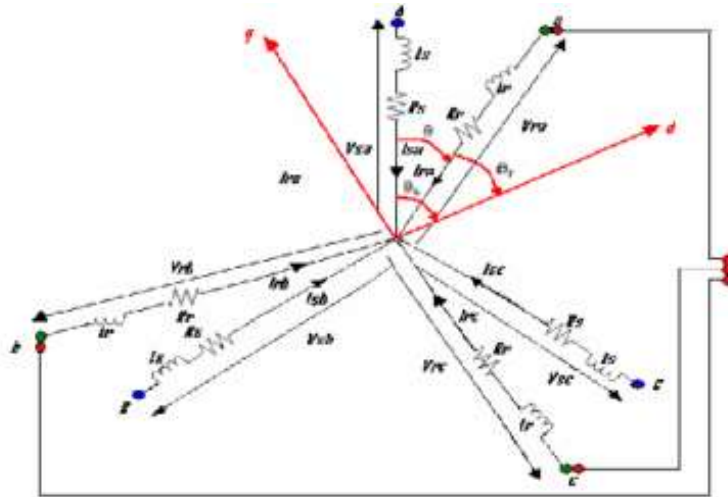


Figure. II.3 : Modèle de Park de la MAS.

II.4.1 : Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère mobile (d, q).

Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par θ_s l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et θ_r celui des grandeurs rotorique figure II.4, on obtient la relation suivante:

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [33] :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

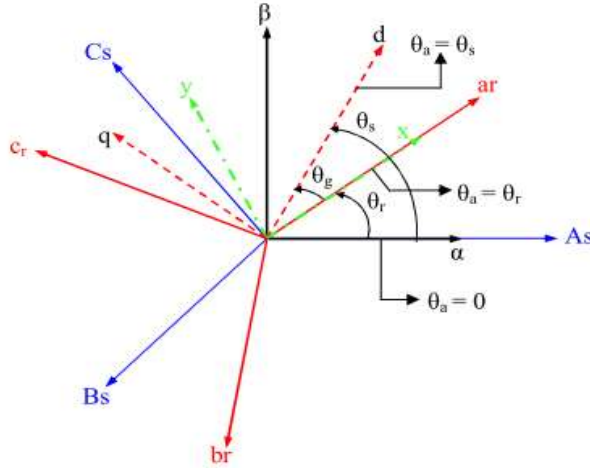


Figure. II.4 : Représentation des axes de la MAS.

Où c est une constante qui peut prendre soit les valeurs $\frac{2}{3}$ ou 1 pour la non-conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance.

Dans notre cas, nous prendrons :

$$c = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II.10})$$

Les équations précédentes peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles que les courants et les flux.

II.4.2 : Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park ((II-8) et (II-9)) à l'expression (II-1) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \} \quad (\text{II.11})$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (\text{II.12})$$

Or:

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\sin \theta_s & -\cos \theta_s & 0 \\ -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ -\sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & -\cos \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Et l'expression (II-12) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (\text{II.15})$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

De manière similaire et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

II.4.3 : Application aux équations des flux

Appliquons la transformation de Park ((II-8) et (II-9)) à l'expression (II-3) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (\text{II.18})$$

Soit:

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (\text{II.19})$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

et:

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Or, d'après l'égalité (II-7), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

En introduisant les inductances cycliques: $L_s = l_s - M_s$

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \quad (\text{II.23})$$

L'expression (II-19) devient alors:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique, nous obtenons:

$$L_r = l_r - M_r \quad (\text{II.25})$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

II.4.4: Choix du référentiel

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan (d, q). d'après (II-16), (II-17), (II-24) et (II-26), nous avons les équations suivantes :

✚ Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

✚ Equations des flux:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour le référentiel (d, q). En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

✚ **Référentiel lié au stator** : caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_r = -\theta$. Le système d'équations (II-27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Où $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ est la pulsation mécanique.

✚ **Référentiel lié au rotor** : caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquence $\theta_s = \theta$. Le système d'équations (II-27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

✚ **Référentiel lié au synchronisme**: dans ce cas, la vitesse repère d,q est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), donc $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$, et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$. Le système d'équations (II-27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_s \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [34]. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

II.5 : Expressions du couple électromagnétique

La détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières :

- ✚ Par un bilan de puissance instantané.
- ✚ Par la méthode dite « des travaux virtuels » [35].

Nous allons utiliser la première méthode. La puissance électrique instantanée fournie aux deux enroulements statorique et rotorique en fonction des grandeurs d'axes dq est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (\text{II.32})$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source et la puissance mécanique :

$$P_e = P_j + P_{em} + P_{mec} \quad (\text{II.33})$$

Où:

$$P_j = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{II.34})$$

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (\text{II.35})$$

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \cdot \varphi_{qr} - I_{qr} \cdot \varphi_{dr}) \quad (\text{II.36})$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = P \cdot \frac{P_{mec}}{\omega} \quad (\text{II.37})$$

En tenant compte des expressions (II-28), (II-36) et (II-37), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = P \cdot (\varphi_{qr} \cdot I_{dr} - \varphi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot (\varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e = P \cdot L_m (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{array} \right. \quad (\text{II.38})$$

II.6 : Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la MAS sous forme d'équations d'état. Pour une MAS alimentée en tension, les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} sont les variables de commande et nous considérons les flux rotoriques, les courants statoriques et la pulsation mécanique comme variables d'état.

L'équation mécanique de la MAS est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (\text{II.39})$$

Où C_r est le couple résistant incluant les frottements et le couple de charge.

En utilisant les expressions (II-28), (II-31), (II-39) et après arrangement, nous aurons le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \varphi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{qs} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J} \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) - \frac{P}{J} \cdot C_r \end{array} \right. \quad (II.40)$$

Où :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$ est le facteur de dispersion.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique. (II.41)

II.7 : Résultats de simulation

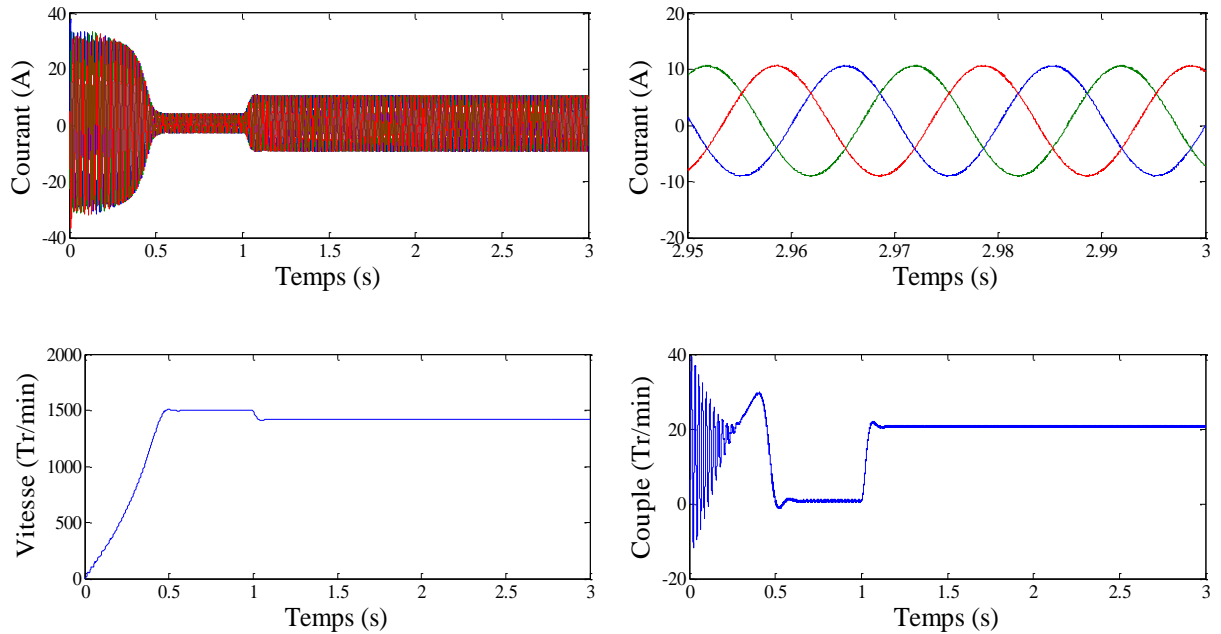


Figure. II. 5 : Courants statoriques, vitesse de rotation et couple d'un moteur asynchrone état sain.

On a simulé le modèle de la MAS associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI-Vectorielle comme précédemment à vide puis on a appliqué un couple résistant de $C_r = 20 \text{ N.m}$ à l'instant $t=1\text{s}$. Si on compare ces résultats avec ceux obtenus avec le modèle sans onduleur, on constate qu'ils sont similaires mais ils présentent des oscillations autour d'une valeur moyenne, ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

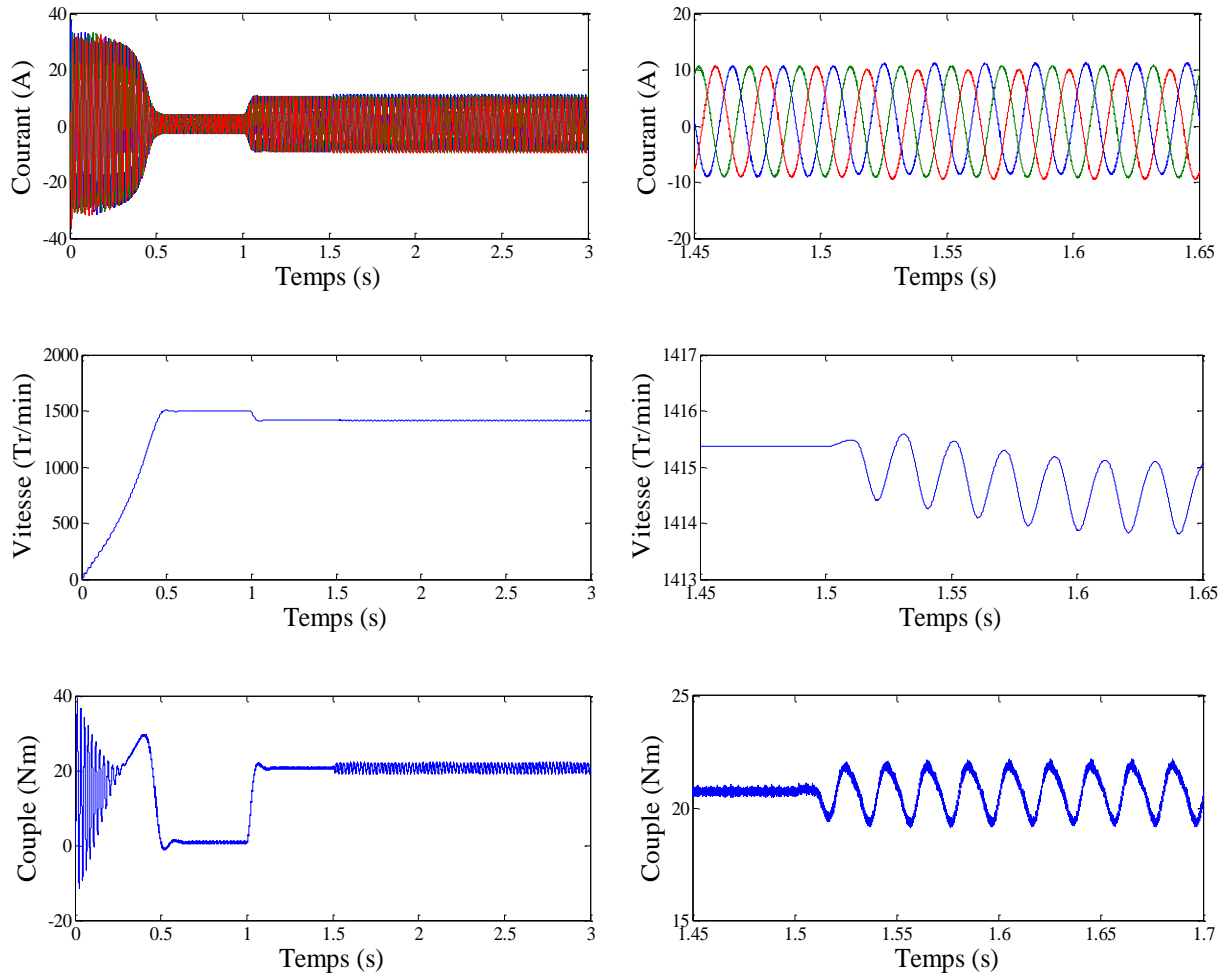
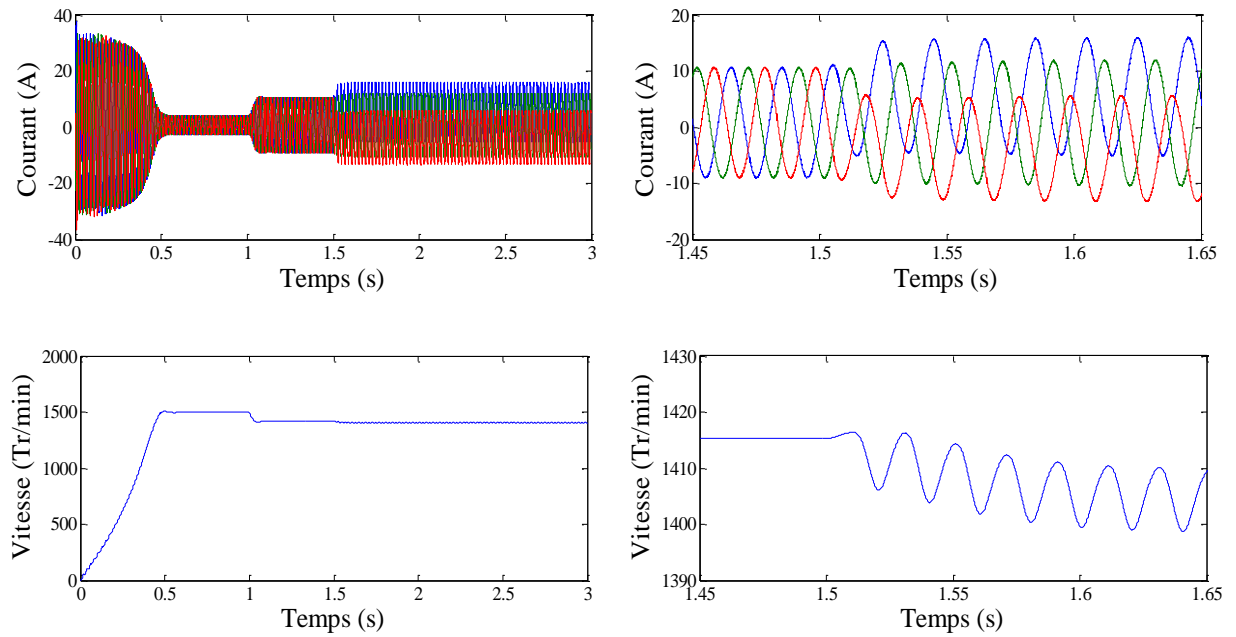


Figure. II.6: Simulation de défaut de court-circuit entre spire (3spire).



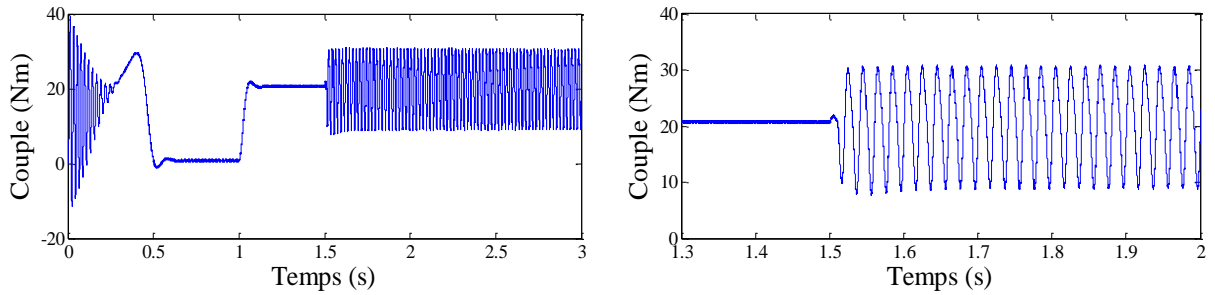


Figure. II.7: Simulation de défaut de court-circuit entre spire (7 spire).

Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure (II.6, 7), ces dernières représentent les courbes : courant statorique, vitesse de rotation et couple électromagnétique.

Dans le régime anormal, il peut être observé que l'établissement du régime dégradé génère un déséquilibre transitoire des courants, dont les intensités sont alors portées à des valeurs encore supérieures enfin, ce régime de court-circuit se manifeste également par de fortes oscillations de couple et le courant statorique.

II.8 : Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établie sous des hypothèses simplificatrices. Nous avons ensuite, utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de ce moteur. Ceci entraîne une facilité de résolution et de simulation du système d'équation du moteur asynchrone.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons présenté l'impact de défaut sur le comportement du moteur asynchrone, cet impacte traduit par une augmentation significative des amplitudes des courants et sur le plant mécanique du moteur asynchrone, cette influence est caractérisée par une chute de la valeur de vitesse, ainsi que la variation du couple électromagnétique.

Chapitre III : Détection et Localisation du Défaut Court-Circuit Entre Spire d'un Moteur Asynchrone Basée sur la Transformée Ondelette Discret (TOD)

III.1 : Introduction

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de détection et localisation de défaut court-circuit entre spire. La technique de transformée on ondelette pour détecter et localisé la fréquence qui caractérisé le défaut court-circuit entre spire.

III.2 : Transformée en ondelette discrète (TOD)

La transformée en ondelettes discrète (TOD) est issue de la version continue, à la différence de cette dernière, la TOD utilise un facteur d'échelle et une translation discrétisée. On appelle transformée en ondelettes discrète toute base d'ondelettes travaillant avec un facteur d'échelle $a = 2^i$. Il est clair que la TOD est pratique en implémentation sur tout système numérique [36].

L'analyse en multi-résolution permet d'analyser un signal en différentes bandes de fréquences, ce qui permet une vue de la plus fine à la plus grossière. Soit φ la fonction échelle, cette dernière doit être dans L^2 et ayant une moyenne non nulle [37].

On forme une base de fonctions d'échelle pour tout $i \in \mathbb{Z}$ comme suit :

$$\varphi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \varphi(2^{-i}t - j) \quad (\text{III.1})$$

Et de la même manière la base d'ondelette :

$$\Psi_{i,j} = 2^{-i/2} \Psi(2^{-i}t - j) \quad (\text{III.2})$$

Le facteur d'échelle dyadique mène à :

$$\varnothing(t) = \sum_j 2h(j)\varphi(2t - j) \quad (\text{III.3})$$

$$\Psi(t) = \sum_j 2g(j)\varphi(2t - j) \quad (\text{III.4})$$

Les équations (III.3) et (III.4) représentent la décomposition de la fonction échelle et de l'ondelette en combinaisons linéaires de la fonction échelle à la résolution haute.

On note que $h(j)$ et $g(j)$ sont les filtres passe bas et passe haut respectivement lors d'une décomposition par ondelettes.

III.3 : Algorithme de MALLAT

Cet algorithme est schématisé par la structure suivante [38] :

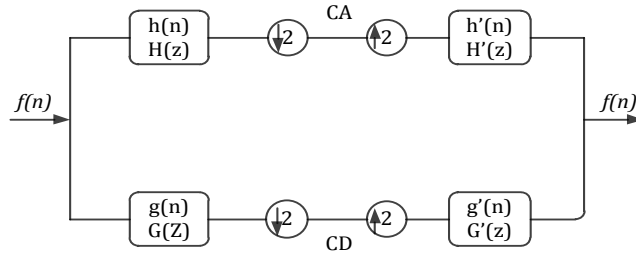


Figure III.1: Algorithme de MALLAT unidimensionnel.

$H(z)$, $G(z)$, $H'(z)$ et $G'(z)$ représentent respectivement les transformées en z de $h(n)$, $g(n)$, $h'(n)$ et $g'(n)$.

Le signal $f(n)$ est décomposé par les deux filtres d'analyse $h(n)$ (filtre basses fréquences) et $g(n)$ (filtre hautes fréquences) pour donner deux vecteurs respectivement CA (Coefficients ondelette d'approximation) et CD (Coefficients ondelette de détails). Tous deux sont de taille approximativement égale à la moitié du vecteur d'origine. Ceci est dû au fait de l'opération de décimation par 2.

La reconstruction parfaite est théoriquement possible. Les deux vecteurs CA et CD, en les faisant passer par un sur-échantillonnage (up-sampling) puis un filtrage en utilisant respectivement les filtres $h'(n)$ (filtre passe bas de reconstruction) et $g'(n)$ (filtres passe haut de reconstruction) donnent en somme le vecteur d'origine $f(n)$.

Cette «décomposition/reconstruction» est appelée décomposition/reconstruction en banc de filtres. Elle est caractéristique aux signaux unidimensionnels. Le quadruple ($h(n)$, $g(n)$, $h'(n)$ et $g'(n)$) forme un banc de filtres miroirs en quadrature montré sur la figure suivante [38].

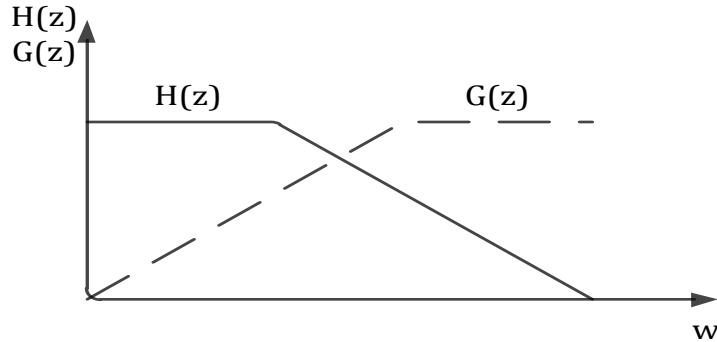


Figure III.2 : Filtres miroirs en quadrature.

III.4 : Décomposition en multi-niveau du signal [39]

L'algorithme de Mallat permet de décomposer le signal $f(n)$ en plusieurs niveaux comme illustré à la Figure III.3.

$$\begin{cases} F_{TOD}(0, k) = D_{k,0} = D_0 \\ F_{TOD}(1, k) = D_{k,1} = D_1 \\ F_{TOD}(2, k) = D_{k,2} = D_2 \end{cases} \quad (III.5)$$

La figure III.3, présente la décomposition en multi-niveau du signal.

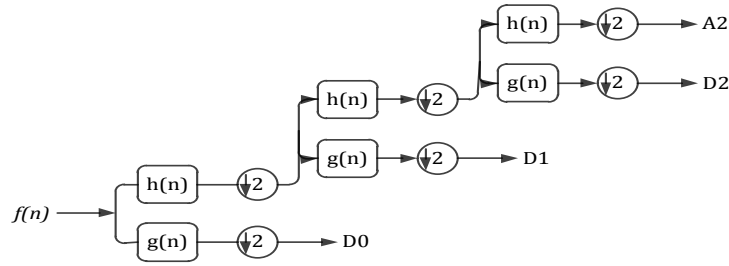


Figure III.3 : Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$.

Le processus de décomposition peut être réitéré avec des approximations successives étant décomposées alternativement, de sorte qu'un signal soit décomposé en beaucoup de composants de hautes résolutions. Ceci s'appelle l'arbre de décomposition en ondelettes. Puisque le processus d'analyse est itératif dans la théorie il peut être continu indéfiniment. En réalité, la décomposition peut procéder seulement jusqu'à ce que les différents détails se composent d'un échantillon ou d'un pixel simple. Dans la pratique, on choisira un nombre approprié de niveaux basés sur la nature du signal à décomposer ou sur un critère approprié tel que l'entropie.

Le signal $f(n)$ est un signal de temps discret pour être décomposé en ses versions approximatives et détaillées en utilisant l'analyse multi-résolutionnel.

Les premiers coefficients de décomposition sont A_1 et D_1 , où A_1 est la version approximative du signal original $f(n)$ et D_1 est la représentation détaillée du signal original $f(n)$ qui est défini dans la Figure III.4.

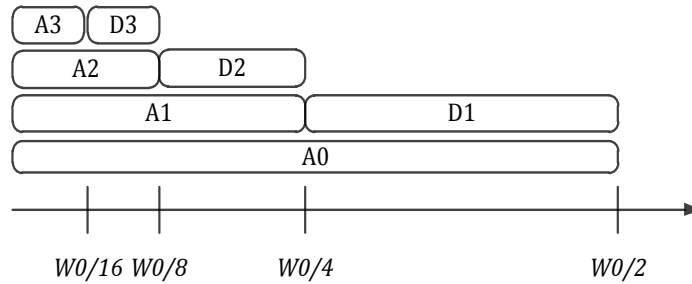


Figure III.4: Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes.

On note que $h(n)$ et $g(n)$ sont les filtres de décomposition de $f(n)$ dans D_1 et A_1 respectivement. Le prochain niveau de décomposition est basé sur A_1 et les coefficients sont exprimés comme suit:

$$A_2 = \sum_k h(k - 2n)A_1(k) \quad (\text{III.6})$$

$$D_2 = \sum_k g(k - 2n)A_1(k) \quad (\text{III.7})$$

Des décompositions de niveau supérieur peuvent être obtenues d'un mode semblable. Les coefficients A_j et D_j sont calculés en utilisant l'algorithme de décomposition d'arbre laissant stockée l'information de base du signal fréquence aussi bien que les discontinuités.

Pour décomposer un signal dans la bande de fréquence entière, une décomposition en ondelettes peut être utilisée. Après la décomposition par périodes, nous obtiendrons 2^i bandes de fréquence chacune avec la même largeur de bande :

$$\left[(i-1)f_n/2, if_n/2 \right], i=1, 2, \dots, 2^i \quad (III.8)$$

Où f_n est la fréquence de Nyquist dans la bande i de fréquence.

D'après la relation (III.8), on peut présenter les différents niveaux de décomposition avec leurs bandes de fréquences comme indiqué par la Figure III.5.

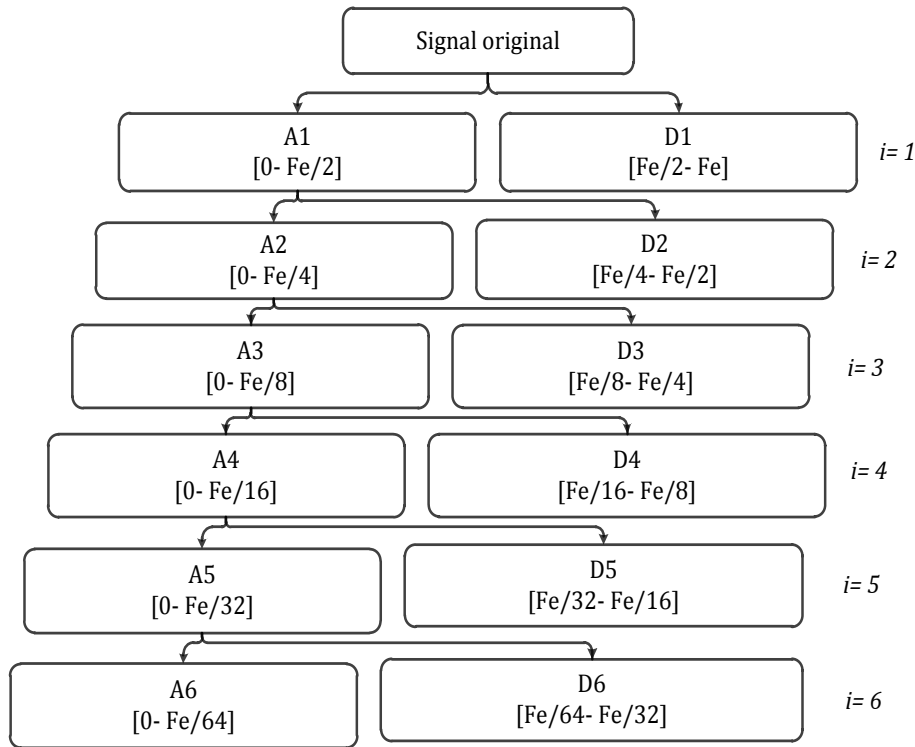


Figure III. 5: Arbre de décomposition du signal courant statorique en six niveaux.

D'après l'arbre de décomposition (Fig. III.5), on peut estimer le signal original à n'importe quel niveau par la somme des signaux approximations et de détails. Pour une décomposition en six niveaux, le signal original est reconstruit en chaque niveau comme suit :

$$i = 1, f(n) = A_1(n) + D_1(n) \quad (III.9)$$

$$i = 2, f(n) = A_2(n) + D_2(n) + D_1(n) \quad (III.10)$$

$$i = k, f(n) = A_k(n) + D_k(n) + D_{k-1}(n) \quad (III.11)$$

III.5 : Application de la technique des Ondelettes (TOD) au diagnostic du moteur asynchrone

La signature du courant statorique du MAS représente une source très riche en informations concernant les défauts qui se manifestent souvent dans les moteurs asynchrone. A cet effet, la majorité des travaux du diagnostic sont fondés sur l'analyse du courant statorique soit dans sa partie transitoire ou dans sa partie permanente.

Dans le cas de notre étude, nous nous sommes basés sur l'application de la TOD pour traiter et analyser le courant d'une phase statorique de la machine pendant son régime permanent afin de détecter d'éventuels défauts de court-circuit dans les moteurs asynchrones.

III.6 : Exigences d'acquisition des signaux

Pour une bonne analyse du signal du courant statorique on doit prendre en considération :

- Une résolution en fréquence adéquate pour l'analyse par (FFT).
- Un niveau de décomposition suffisant en cas d'utilisation des ondelettes discrètes.

Les informations importantes contenues dans le signal du courant statorique sont localisées dans la bande fréquentielle [0-400 Hz]. Le théorème de Nyquist implique une fréquence d'échantillonnage plus que 800 Hz. Dans cette analyse on prend $F_e=200000$ Hz et $f_s=50$ Hz.

D'autre part l'analyse on ondelette discrète montrera différentes bandes de fréquence centrées sur des fréquences différentes. Ces bandes de fréquences dépendront de la fréquence d'échantillonnage.

Les bandes de fréquences issues de la décomposition en ondelettes présentent sur le tableau suivant.

$$N_{niveau} = int \left(\frac{\log \left(\frac{F_e}{f_s} \right)}{\log(2)} \right) + 2 \quad (III.12)$$

- **Application numérique :**

$$N_{niveau} = int \left(\frac{\log(200000/50)}{\log(2)} \right) + 2 = int(11.96) + 2 = 12 \text{ niveaux}$$

Tableau (III.1), présentée les coefficients et les bandes fréquentielles de décomposition de signal i_{as} .

Niveau	Approximation (Hz)	Détail (Hz)
1	[0,100000]	[100000, 200000]
2	[0,50000]	[50000, 100000]
3	[0,25000]	[25000, 50000]
4	[0,12500]	[12500, 25000]
5	[0,6250]	[6250, 12500]
6	[0,3125]	[3125, 6250]
7	[0,1562.5]	[1562.5, 3125]
8	[0,781.25]	[781.25, 1562.5]
9	[0,390.625]	[390.625, 781.25]
10	[0,195.31]	[195.31, 390.625]
11	[0,97.65]	[97.65, 195.31]
12	[0,48.82]	[48.82, 97.65]

Tableau (III.1) : Les coefficients et les bandes fréquentielles.

Figure III.5, présenté les détails cas sain.

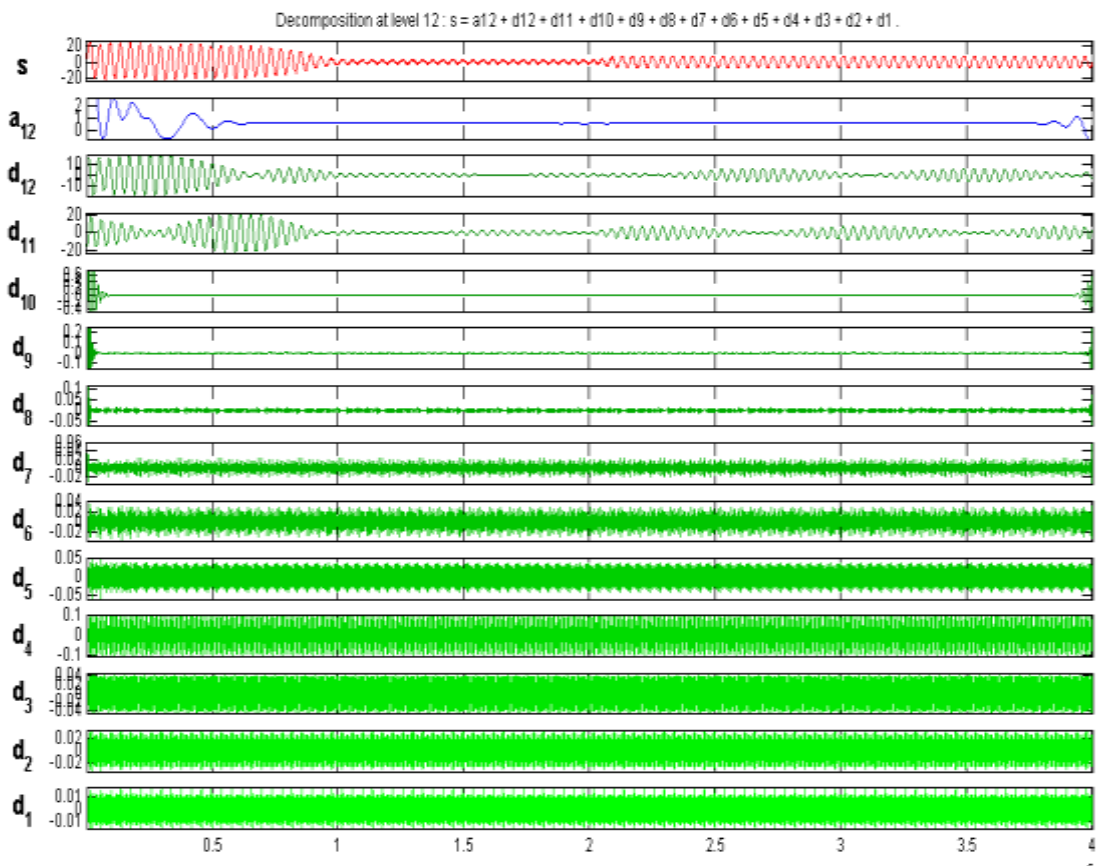


Figure III.5 : Détails cas sain.

Figure III.6, présenté les détails cas de défaut court-circuit entre spire 3 spire.

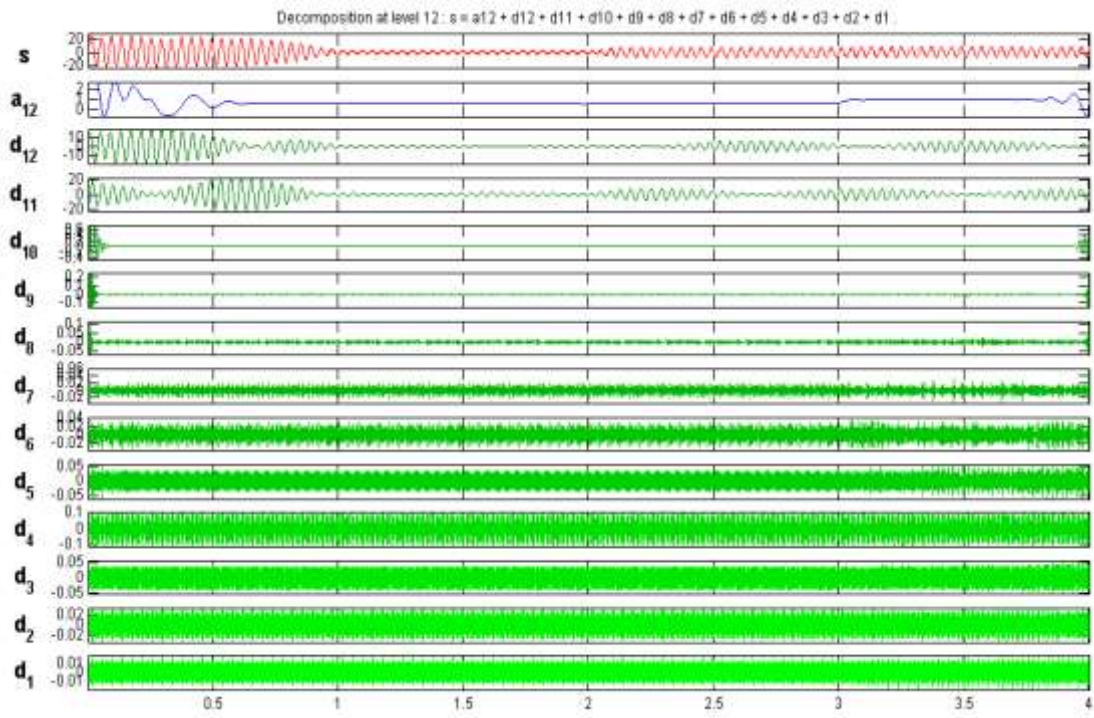


Figure III.6 : Détails cas de défaut court-circuit entre spire 3 spire.

Figure III.7, présenté les détails cas de défaut court-circuit entre spire 7 spire.

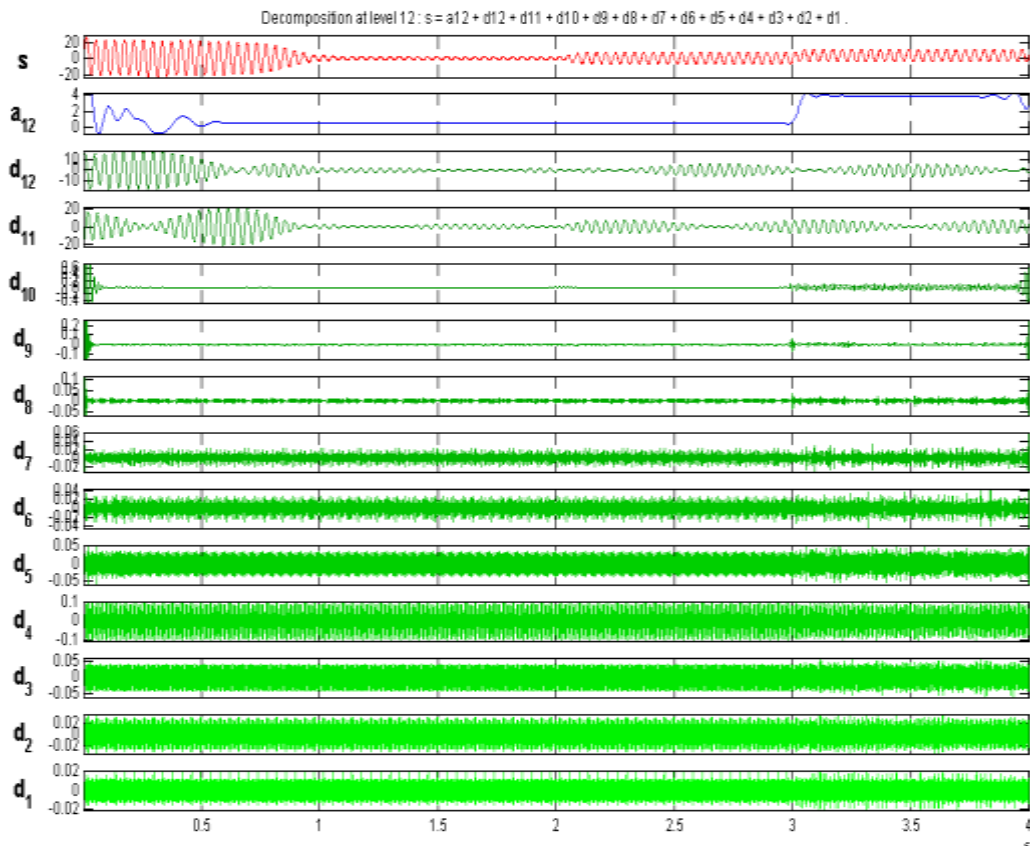


Figure III.7 : Détails cas de défaut court-circuit entre spire 7 spire.

Etude statique

A partir de cette résultat on peut résumée les amplitudes de chaque détaille dans le Tableau III.1:

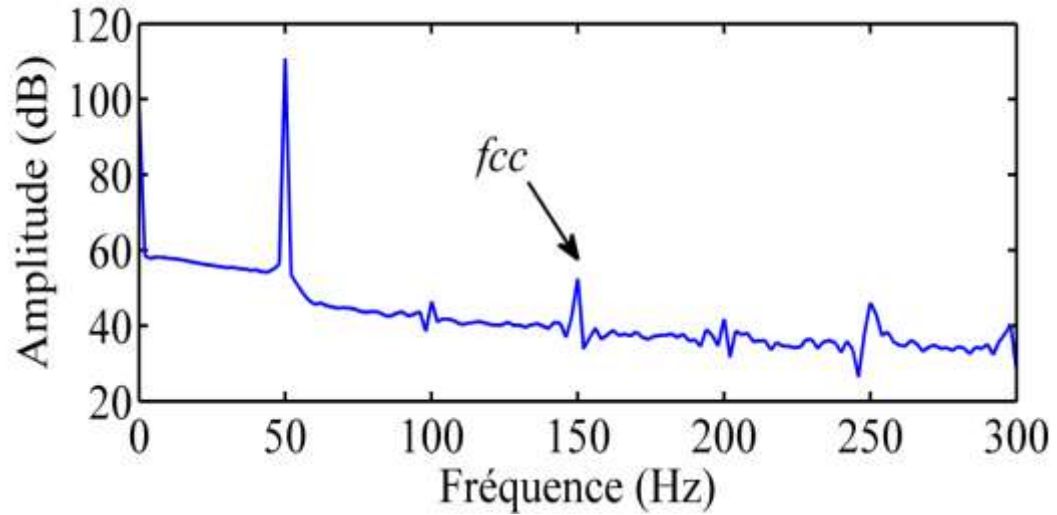
Etat	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	D_7	D_8	D_9	D_{10}	D_{11}	D_{12}
Etat sain	0.95	1.83	1.95	2.03	2.68	2.95	3.02	3.21	4.30	5	10	20
Court-circuit 3 spire	0.95	1.83	1.95	2.03	2.68	2.95	3.02	3.21	4.30	5.01	4.37	20
Court-circuit 7 spire	0.85	1.57	1.68	2.01	2.35	2.73	2.98	3.14	4.32	50.1	3.36	20

Tableau III.1 : Les amplitudes de chaque détaille cas sain et cas de défaut court-circuit 3 spire et 7 spire.

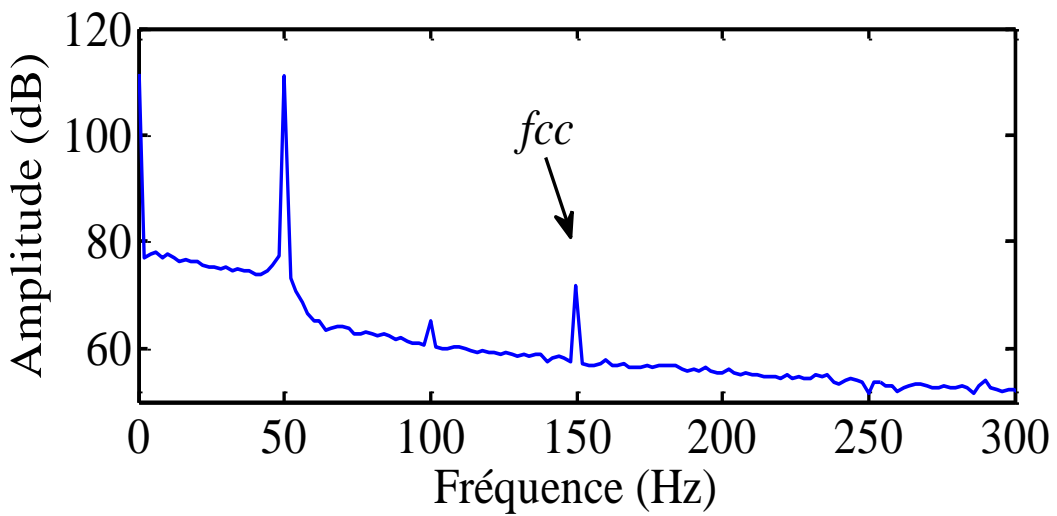
Par comparaison l'état sain avec l'état défaut court-circuit entre spire, comme illustré dans la Figure III.6-III.7, et le Tableau III.1, on remarque un changement notable des d'un détaille D_{11} , et facilement observé. Le changement de détaille D_{11} indique l'existence de certaines informations dans notre signal de courant de stator. Pour extraire et expliquer cette

information, une analyse spectrale de courant de stator basée sur la FFT est effectuée pour le détail.

Figure III.8, présente les spectres de détail cas défaut court-circuit entre spire de 3 spires et 7 spires.



(a)



(b)

Figure III.8 : Spectre. (a) : Cas de défaut court-circuit entre spire 3 spires. (b) : cas de défaut court-circuit entre spire 7 spires.

Une étude comparative entre le spectre de l'état sain et l'état défaut court-circuit entre spire, montre avec plus de observé une signature de fréquence particulière autour 150 Hz, dans le spectre de détail D_{11} . Noté que la fréquence $f_{cc} = 3f_s = 150$ Hz si la fréquence qui caractérisé le défaut court-circuit entre spire.

III.7 : Conclusion

Dans ce chapitre, traité une méthode de diagnostic et de détection de défaut court-circuit entre spire d'un moteur asynchrone à rotor bobiné. La méthode basé sur la transformé en ondelette discret cette méthode basé sur la décomposition de signal de courant pour

l'extraction des détails pour le cas sain et cas défaut court-circuit entre spire. L'étude des harmoniques liée aux détails obtenus en particulier de détaille D_{11} . D'après l'extraction les changements des détails par rapport à l'état sain on utilisant la technique de FFT pour trouver l'harmonique qui caractérise le défaut court-circuit entre spire.

Conclusion générale

L'importance croissante des entraînements électriques et leur dépendance à la performance et la fiabilité des moteurs asynchrones ont motivé de nombreux efforts de recherche dans ce domaine. Une variété de techniques a été appliquée pour diagnostiquer les défauts dans les moteurs asynchrones triphasés (MAS).

Le présent travail de ce mémoire se concentre sur l'étude, de technique de détection et de localisation de défaut de court-circuit entre spire dans un moteur asynchrone.

Nous avons en premier lieu présenté dans le chapitre 1, les différents défauts affectant les moteurs asynchrones et panorama de méthodes de diagnostic.

Nous avons ensuite présenté et discuté dans le chapitre 2, tout d'abord, la modélisation d'un moteur asynchrone basée sur le modèle de Park. Dans le cas sain et le cas du défaut court-circuit entre spire.

Une étude détaillée a été menée dans le chapitre 3 ; une méthode de détection et localisation de défaut court-circuit entre spire. La technique de transformée on ondelette pour détecter et localisé la fréquence qui caractérisé le défaut court-circuit entre spire.

- [1] **Bendiabdallah Azzedine** « Cours modélisation machine électrique ». université USTO.ORAN.2012.
- [2] **Moumna Mohammed** « Détection et Diagnostic Des Défauts d'une Machine Synchrones A Aimants Permanents », Mémoire de Magister en électrotechnique, USTO, Avr 2011.
- [3] **Jean Luc Thomas**, « Problématique industrielle, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1». Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, pp. 27-68, 2000.
- [4] **Ramirez. J. M.** « Contribution à la commande optimale des machines asynchrones ». Thèse de Doctorat. Spécialité : Automatique et productique. Institut National Polytechnique de Grenoble, 1998.
- [5] **Xavier Roboam, Bernard De Fornel et Maria Pietrzak David**,« Lois de commande de couple du moteur asynchrone, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1 ». Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, 2000, pp.183-216.
- [6] **Bernard De Fornel**, « Modélisation dynamique des machines asynchrones, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC Modèles pour la commande des actionneurs électriques », Jean Paul Louis, Sermes Sciences Publications, 2004, pp.215-287.
- [7] **Olivier ONDEL**, « Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone », thèse de doctorat en spécialité de génie électrique, l'école centrale de Lyon, 2006.
- [8] **H.TAMRABET** « Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone » thèse de magister de l'université de Batna, Algérie 2006.
- [9] **A.A.PUJOL** « Improvements in direct torque control of induction Motors » thèse de doctorat de l'université polytechnique de catalogne, Espagne 2000.
- [10] **L.BAGHLI** « Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré. Nancy-1 France 1999.

- [11] **K.BOULAAM.E.M.M.S.BOUCRIT.G.MANESSE** « Linear feed back control of the input DC voltage of a three-level NPC VSI application to the speed control of PMSM fed by a three-level NPC PWM rectifier three-level NPC VSI cascade » IFAC 2000.avril2000.bruxelle.belgique.
- [12] **Aireche Abdelhalim ; Bouazza Yousef** « Etude Comparative Des Performances De La Commande Triangulo-Sinusoidale Et La Commande Vectorielle D'un Onduleur A MLI (Application A La Machine Asynchrone) », PFE, UHBC, 2008.
- [13] **R. Aouine ; A. Merouchi** « Diagnostic De La Machine Asynchrone A Rotor Bobiné (Défaut D'excentration) En Tenant Compte Des Harmoniques D'espace Et De Temps Par : FFT – Ondelettes », PFE, UHBC, 2010.
- [14] **M. Jerome Cieslak** « Analyse Et Synthèse D'une Architecture Coopérative Pour La Commande Tolérante Aux Défauts : Application A Un Système Aéronautique », Thèse De Doctorat L'Université Bordeaux, Juillet 2007.
- [15] **A. Benbouali** « Commande Par Logique Floue Adaptative D'une Machine Asynchrone Avec Estimation De La Constante De Temps Rotorique », Mémoire De Magister En Electrotechnique, UHBC, 2008.
- [16] **Ondel Olivier** «Diagnostic Par Reconnaissance des Formes : Application à un Ensemble Convertisseur –Machine Asynchrone», Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon, 2007.
- [17] **H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny, G. V. Stanke**, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 24, No. 1, Jan./Feb. 1988, pp. 142-150.
- [18] **Jérôme MAVIER**, " Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique ", thèse de DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE, TOULOUSE, 2007.
- [19] **J. Vallon**, "Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes", thèse de doctorat, INP Toulouse, 2003.
- [20] **A.Kheldoun**, "Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté". Thèse de doctorat à l'université de Boumerdes – 2007.

- [21] **T. Benslimane**, "Caractérisation Précise des Défauts d'un Variateur de Vitesse en Vue d'Elaborer un Système Automatique de Surveillance et de Diagnostic". Thèse de doctorat à l'université de Boumerdes – 2009.
- [22] **M.-A. Shamsi-Nejad**, "Architectures d'Alimentation et de Commande d'Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante Electrique", thèse de Doctorat, I.N.P.L., 2007.
- [23] **D. Kastha, B. KJ. Bose**, "Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 4, pp. 1028-1038, July-August 1994.
- [24] **R. Peugeot, S. Courtine, J. Rognon**, "Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, pp. 1318-1325, 1998.
- [25] **A. M. S. Mendes, A. J. M. Cardoso**, "Fault diagnosis in a rectifier – inverter system used in variable speed AC drive, by the average current Park's vector approach", European Power Electronics Conference, Lausanne, pp. 1-9, 1999.
- [26] **B.Park, T.Kim, J. Ryu and D. Hyun**, "Fault tolerant Strategies for BLDC Motor Drives under Switch Faults", IEEE IAS Annual Meeting, Tampa, Florida, 2006, Oct.
- [27] **S. Jung, J.Park, H.Kim, H.Kim, and M.Youn**, "Simple Switch Open Fault Detection Method of Voltage Source Inverter", 978-1-4244-2893-9/09/\$25.00 ©2009 IEEE.
- [28] **R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima**, "A fault tolerant induction motor drive system by using a compensation strategy on the PWM-VSI topology" IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 1191-1196, 2001.
- [29] **R.L.A. Ribeiro, F. Profumo, C.B. Jacobina, G. Griva, E.R.C. da Silva**, "Two fault tolerant control strategies for shunt active power filter systems", IEEE International Conference on Industrial Electronics, pp.792 – 797, 2002.
- [30] **I.Medboub** " Commande Tolérante aux Défauts d'une Chaîne de Traction Electrique ", Mémoire de magister, EMP, 2011.

- [31] **T. M. Jahns**, "Improved reliability in solid-state AC drives by means of multiple independent phase-drive units", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA- 16, No. 3, 321-331, 1980.
- [32] **Jen-Ren Fu Thomas A. Lipo**, "A Strategy to Isolate the Switching Device Fault of a Current Regulated Motor Drive". 0-7803-1462-x/93\$03.00 Q19931EEE.
- [33] **H.Lin,H.Li,Y.Wang,M.Li,P.Wen,C,Zhang**, "On Inverter Fault-Tolerant Operation Vector Control of PMSM Drive", 978-1-4244-4738-1/09©2009 IEEE.
- [34] **Tian-Hua Liu, Jen-Ren Fu, Thomas A. Lipo, Fellow**, "A Strategy for Improving Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives". IEEE Transactions on industry applications, VOL. 29, NO. 5, September/October 1993.
- [35] **S. Bolognani, M. Zordan, M. Zigliotto**, "Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, issue 5, pp. 1134-1141, Oct. 2000.
- [36] **R.Rao.Errabelli, P.Mutschler**, "Fault Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives".Copyright (c) 2011 IEEE .
- [37] **J. Guitard, F.Richard, K. Bouallaga**, "Fault-tolerant inverter with real-time monitoring for aerospace applications", IEEE 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2010.
- [38] **M. AISSANI**, " Commande numérique d'un convertisseur triphasé à quatre bras par MLI vectorielle à trois dimensions (application au filtrage actif) ", Thèse de Magistère, EMP, Alger, 2009.
- [39] **F. Richardeau, H. Piquet, J. Mavier**, "Onduleur de tension reconfigurable à tolérance de pannes", brevet INPI n°05.53116, octobre 2005.

Résumé :

Dans ce travail, nous abordons la modélisation des moteurs asynchrones et cela dans le but de l'identification du défaut court-circuit entre spire.

A cet effet, nous rappelons dans ce travail le défaut court-circuit entre spire qui peut affectés le bon fonctionnement du moteur asynchrone ainsi que leurs causes et les différentes techniques de diagnostic en présentant leurs points faibles et leurs points forts.

Nous nous intéressons aussi sur la technique de traitement signal basé sur la technique ondelette discret pour détecter l'harmonique qui caractérise le défaut court-circuit entre spire.

Mot clé : Moteur asynchrone ; Défaut ; Court-circuit entre spire ; TOD ; FFT.

Summary :

In this work, we approach the modeling of asynchronous motors and this with the aim of identifying the short-circuit fault between turns.

To this end, we recall in this work the short-circuit fault between turns which can affect the proper functioning of the asynchronous motor as well as their causes and the various diagnostic techniques by presenting their weak points and their strong points.

We are also interested in the signal processing technique based on the discrete wavelet technique to detect the harmonic which characterizes the short-circuit fault between turns.

Key word: Asynchronous motor; Default ; Short-circuit between turns; TOD; FFT.

ملخص

في هذا العمل ، نقترب من نمذجة المحركات غير المتزامنة وذلك بهدف تحديد خطأ ماس كهربائي بين المنعطفات تحقيقاً لهذه الغاية ، نذكر في هذا العمل خطأ ماس كهربائي بين المنعطفات والذي يمكن أن يؤثر على الأداء السليم للمحرك غير المتزامن بالإضافة إلى أسبابها وتقنيات التشخيص المختلفة من خلال تقديم نقاط ضعفها ونقاط قوتها نحن مهتمون أيضاً بتقنية معالجة الإشارات القائمة على تقنية الموجة المنفصلة لاكتشاف التوافقي الذي يميز خطأ ماس كهربائي بين اسلاك

كلمات المفتاحية

TOD ;FFT ; قصر الدارة ; عطب ; محرك غير متزامن