

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



DOMAINE :SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ÉNERGIES RENOUVELABLES
OPTION : ÉNERGIES RENOUVELABLES

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES MASTER
ÉNERGIES RENOUVELABLES

Par:
NOUAR KHERKHACHI Aziza
TAYEBBEY Mounir

Intitulé

Surveillance et diagnostic des défauts du convertisseur
Application à machine asynchrone

Soutenu devant le jury composé de:

<i>Dr Hilal RAHALI</i>	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
<i>Dr Loufi BENYETTOU</i>	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
<i>Dr Toufik ROUBACHE</i>	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2019/ 2020

Résumé :

Les convertisseurs statiques de puissance électrique ont connu un développement remarquable au niveau des performances (fréquence de commutation et puissance commutée) et au niveau des structures (onduleurs multi-niveaux, convertisseurs matriciels). Ce développement est dû principalement au progrès de la technologie des composants d'électronique de puissance ces dernières décennies. Suite à l'extension de l'utilisation des machines à courant alternatif, les convertisseurs DC-AC (onduleurs) sont devenus les plus répandus. Par ailleurs, ces convertisseurs peuvent être exposés aux différents défauts de commande ou de puissance. Ces défauts doivent être détectés rapidement afin d'éviter la destruction totale du convertisseur ce qui rend le diagnostic préventif de ce convertisseur indispensable. Ce travail est consacré à l'étude d'un aspect de modélisation et de diagnostic du convertisseur statique. Ainsi, un thème principal traité dans ce mémoire qui se base sur un méthode détection de défaut dans le convertisseur à MLI alimentant la machine vont être étudiées et simulées basée sur l'analyse des déviations du contour de Park du courant statorique.

Mot-clé: machine, onduleur, transistor ouvert, défaut, diagnostic

Abstract

Static electric power converters have experienced remarkable development in terms of performance (switching frequency and switched power) and in terms of structures (multi-level inverters, matrix converters). This development is mainly due to advances in power electronics component technology in recent decades. With the expansion of the use of AC machines, DC-AC converters (inverters) have become the most popular. Furthermore, these converters can be exposed to various control or power faults. These faults must be detected quickly in order to avoid the total destruction of the converter, which makes preventive diagnosis of this converter essential. This work is devoted to the study of an aspect of modeling and diagnosis of the static converter. Thus, a main topic dealt with in this thesis which is based on a fault detection method in the PWM converter supplying the machine will be studied and simulated based on the analysis of the deviations of the Park contour of the stator current.

Keyword: machine, inverter, open transistor, fault, diagnosis.

Remerciement

Avant de commencer la présentation de ce travail, je profite de l'occasion pour remercier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce projet de fin d'études.

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

Nous remercions Très sincèrement Mr. LOUTFI. BENYETTOU notre encadreur de ce travail, pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses sa patience et diligence, et par ses suggestions a grandement facilité ce travail.

Nous tenons à exprimer notre gratitude aux membres de jury qui ont bien voulu examiner ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département de génie électrique qui ont contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour leur le soutien moral et matériel...



Liste des figures

Figure I.01 : Présentation des méthodes de diagnosti	5
Figure I.02 : Structure d'un système de diagnostic à base d'un modèle	6
Figure I.03 : Détection de défauts basée sur les modèles.....	7
Figure I.04 : Structure d'un système de diagnostic orienté données.....	8
Figure I.05 : Méthodes de diagnostic	9
Figure II.01 : Machines Asynchrones	13
Figure II.02 : Constituants de la machines asynchrones	13
Figure II.03 : Principe de fonctionnement	16
Figure II.04 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	17
Figure II.05 : Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone..	20
Figure II.06 : schéma global de la simulation.....	25
Figure II.07 : La vitesse de rotation	26
Figure II.08 : Le courant statorique d'une phase	26
Figure II.09 : Le couple électromagnétique	26
Figure III.01 : La diode	29
Figure III.02 : Le transistor IGBT	29
Figure III.03 : Le filtre	30
Figure III.04 : Schéma de principe un redresseur.....	31
Figure III.05 : Schéma de principe de l'onduleur	32
Figure III.06 : Structure d'un onduleur triphasé.....	34
Figure III.07 : Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé.....	34
Figure III.08 : MLI sinus- triangle.....	37
Figure III.09 : La commande sinus-triangle	38
Figure III.10 :Les intervalles de conduction des interrupteurs	30
Figure III.11 : Tension simple.	39
Figure III.12 : Tension composée.....	39
Figure III.13 : Le courant statorique.....	41
Figure III.14 : La vitesse.....	41
Figure III.15 : Le couple.....	42
Figure IV.01 : Modules d'une procédure de diagnostic.....	46

Figure IV.02 : Configuration d'onduleur à tension à deux niveaux en mode de fonctionnement sain et en mode dégradé (transistor T11 maintenu ouvert)	47
Figure IV.03 : présenté les forme de courant triphasé, la vitesse de rotation et les forme de trajectoire dans le cas sain et le cas d'un défaut circuit-ouvert de $(S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2})$. (Résultat de simulation).....	49
Figure IV.3a : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode sain.	50
Figure IV.3b : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T11 maintenu ouvert)	50
Figure IV.3c : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T12 maintenu ouvert).....	51
Figure IV.3d : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T21 maintenu ouvert).....	51
Figure IV.3e : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T22 maintenu ouvert).....	52
Figure IV.3f : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T31 maintenu ouvert).....	52
Figure IV.3g : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T32 maintenu ouvert).....	53
Figure IV.04 :Angle θ de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT (Résultat de simulation)..	54

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Au nom de dieu clément et miséricordieux

Dédicaces 

*Avant tout, je tiens à remercier le bon dieu, et l'unique qui m'offre le courage et la
volonté nécessaire pour affronter les différentes difficultés de la vie,*

Je dédie ce modeste travail :

*A ceux qui sont les plus chers du monde, Mon père, et ma mère, à qui je
n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour ses
amours ses soutiens tout au long de mes études.*

A mes frères et mes sœurs.

A toute ma famille.

A mes amis et mes collègues de la promotion 2020 «Génie Electrique».

Table des matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I

Généralités sur les méthodes de diagnostic

I.1. Introduction.....	3
I.2. Concepts généraux.....	3
I.3. I.3.Méthodes de diagnostique.....	3
I.3.1. Définition.....	3
I.3.2. Présentation des méthodes de diagnostic.....	4
I.3.3. Méthodes de diagnostic à base de modèles qualitatifs, quantitatifs.....	5
I.3.3.1 Méthodes de diagnostic à base de modèle et sans modèle	6
I.3.4. Classifications des méthodes de diagnostic.....	8
I.3.4.1. Méthodes internes	9
I.3.4.1. Méthodes externes	9
I.3.4.4. Méthodes déductives	10
I.3.4.5.Traitement signal	10
I.4. Les systèmes de surveillance dans un processus de supervision	10
I.4.1. Méthodes de surveillance	10
I.4.2. Classification des méthodes de surveillance	11
I.5. Conclusion	12

Chapitre II

Généralités et Modélisation de la machines asynchrones

II.1. Introduction	13
II.2. Constituants de la machine asynchrone	13
II.3. Utilisation des machines asynchrones	14
II.3.1. Moteur asynchrone.....	14
II.3.2. Générateur asynchrone.....	14
II.3.3. Avantages et inconvénients la machine asynchrone	14
II.4. Généralités sur les machines asynchrones	15
II.4.1. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	15
II.4.2. Hypothèses simplificatrices	16
II.5. Modélisation de la machine asynchrone	17
II.5.2. Équations générales de la machine asynchrone triphasée	17
a. Equations des tensions.....	17
b. Equations des flux.....	18
II.6. Transformation de Park	20
II.6.1. Modèle biphasé de la MAS	21
II.6.1.1. Forme générale des équations transformées	21
a . Equations des tensions.....	21
b. Equations des flux.....	21
II.6.1.2. Choix du système d'axes de référence.....	22
II.6.1.2.1. Référentiel fixe par rapport au stator	22
II.6.1.2.2. Référentiel fixe par rapport au rotor.....	22
II.6.1.2.2. Référentiel fixe par rapport au rotor.....	22
II.6.1.2.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant.....	22

II.7. Equation d'état du modèle du MAS	23
II.7.1. Equations électromagnétiques.....	23
II.7.2. Equation mécanique.....	24
II.8. Expression du couple.....	24
II.9. Equation du mouvement	24
II.10. Simulation du modèle de la machine asynchrone	24
II.10.1. Schéma de simulation.....	24
II.11. Résultats de la simulation	26
II.12. Interprétation des résultats de simulation	27
II.13. Conclusion	27

Chapitre III

Convertisseurs statiques : Généralités, Structure et Commande

III.1. Introduction	28
III.2. Composants de l'électronique de puissance	28
a. La diode.....	28
b. IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).....	29
III.3. Modélisation du filtre	29
III.4. Les convertisseurs statique	30
III.4.1. Redresseurs.....	30
III.4.1.1. Classification des redresseurs.....	31
III.4.1.1.1. Redresseurs non commandé.....	31
III.4.1.1.2. Redresseur commandé.....	31
III.4.2. Définition de l'onduleur.....	31

III.4.2.1. Classification des onduleurs.....	32
III.4.2.1.1. Onduleur non autonome.....	32
III.4.2.1.2. Onduleur autonome.....	32
III.4.2.2. Différents types d'onduleurs pour l'alimentation des machines asynchrones...	32
III.4.2.2.1. Onduleur de courant.....	33
III.4.2.2.2. Onduleur de tension.....	33
III.4.2.3. Utilisation des onduleurs	33
III.4.2.4. Structure de l'onduleur	33
III.5. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux..	34
III.6. Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	36
III.6.1. Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle	36
III.7. Simulation de l'onduleur a MLI.....	37
III.7.1. Schéma bloc de l'onduleur a MLI sinus-triangle.....	37
III.7.2. Résultat de la simulation.....	38
III.8. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus-triangulaire.....	39
III.8.1. Schéma de simulation.....	39
III.8.2. Résultat de la simulation.....	41
III.9. Discussion.....	42
III.10. Conclusion.....	42

Chapitre IV

Détection et Localisation Défaut Circuit-Ouvert d'un Onduleur alimentant des MAS

IV.1. Introduction	44
IV.2. Comparaison des méthodes de détection de défaut au niveau des semi-conducteurs de puissance	44
IV.3. Analyse du comportement de l'alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé	46
IV.3.1. Analyse du comportement d'onduleur à deux niveaux en mode dégradé.....	47
IV.4. Méthodes de détection et localisation défaut circuit-ouvert	48
IV.4.1. Méthode basée sur la trajectoire de Park	48
IV.5. Conclusion	55
Conclusion générale	56

Liste des tableaux

Chapitre IV

Tableau (IV.1): Comparaison des méthodes de détection de défaut au niveau des semi-conducteurs de puissance (fréquence fondamentale de 50 Hz).....	16
Tableau (IV.2): Intervalle des angles de défaut circuit-ouvert d'un bras et chaque IGBT..	28

Notation, symboles, abréviations et acronyme

Abréviations et Acronymes

AC : Alternating Current (Courant Alternatif).

MLI : (ou PWM) Modulation en Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation) .

MAS : Machine Asynchrone.

DC : Direct Curent.

C-O : Circuit Ouvert .

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor .

Notation et Symboles.

A, B, C : Indices correspondants aux trois phases "A", "b", "C".

d, q : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.

α, β : Axes correspondants au référentiel lié au stator «stationnaire».

Rr, Rs : Résistance statorique et rotorique (Ohm).

d : Indice de l'axe direct.

q : Indice de l'axe en quadrature.

$[P(\theta_a)]$: Matrice de transformation de Park.

$[P(\theta_a)]^{-1}$: Matrice inverse de Park.

θ_s : Position de stator (rad).

θ : Position entre l'axe statorique « sa » et l'axe rotorique ra (rad)..

θ_r : Position électrique de rotor (rad).

g : Coefficient de glissement.

P : Nombre de paires de pôles électriques du moteur .

Ce : Couple électromagnétique du moteur.

Ω : Vitesse de la machine..

f : Coefficient des frottements visqueux.

J : Moment d'inertie..

θ : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases « A » et « a » pris comme axes des références.

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe xa et l'axe u.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

Cr : Couple résistant.

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator).

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator.

np : Nombre de paires de pôles.

ws : Pulsation des courants statoriques (rad/sec).

wr : Pulsation des courants rotoriques (rad/sec).

P=d/dt : Opérateur dérivé de Laplace.

Max : Valeur maximale.

Min : Valeur minimale.

INTRODUCTION GENERALE

Les convertisseurs statiques triphasés à structure tension sont les composantes essentielles de nombreux systèmes d'électronique de puissance telles que les variateurs de vitesse pour machines alternatives, les alimentations sans interruption et les filtres actifs. Concernant leur fonctionnement, sécurité, fiabilité, performances, qualité et continuité de service sont quelques-unes des préoccupations majeures. Les défauts qui peuvent survenir, qu'ils proviennent de la commande rapprochée du convertisseur (par exemple, défauts d'un des drivers), d'un des capteurs ou d'un des composants de puissance commandables (de type IGBT par exemple), conduisent à la perte de contrôle totale ou partielle de courant. Ceux-ci peuvent provoquer le dysfonctionnement du système, voire l'interruption complète de son fonctionnement. En outre, si le défaut n'est pas rapidement détecté et compensé, il peut dans certains cas mettre gravement en danger le fonctionnement du système.

Le diagnostic des convertisseurs statiques, notamment les onduleurs, s'est fortement développé dans le monde industriel depuis plusieurs années afin d'élaborer des méthodes de diagnostic ayant pour objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient indispensable pour certaines applications.

Par ailleurs, Ribeiro, et al. ont défini les différents défauts probables dans un onduleur de tension ce qui constitue une extension de l'étude faite par Kasta, et Bose. Les défauts qui peuvent se produire dans un onduleur sont:

- 1- Court-circuit de la source de tension continue ;
- 2- défaut d'interrupteur (transistor ou diode) maintenu ouvert (bloqué) ;
- 3- défaut d'interrupteur (transistor ou diode) maintenu fermé (conducteur) ;
- 4- défaut de coupure monophasée ;
- 5- défaut de court-circuit entre phases ;
- 6- défaut de court-circuit entre phase et terre ;
- 7- défauts des capteurs de tension et de courant.

Les défauts les plus fréquents sont le défaut d'interrupteur maintenu ouvert/fermé et coupure monophasé.

Le diagnostic est défini comme étant l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) d'un système à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble

d'informations provenant d'une inspection (variables indicatrices), d'un contrôle ou d'un test. Il consiste à résoudre le problème inverse de la relation de cause à effet (causalité) connaissant principalement l'effet par ses symptômes observables.

La tâche la plus importante dans un système de diagnostic est le choix des variables indicateurs de défaut qui doivent être fiables pour les différentes conditions du système afin d'éviter toute confusion entre un défaut et autre. Dans cette mémoire une analyse sera menée dans le but d'identifier ces variables indicateurs pour le diagnostic des défauts de transistor maintenu ouvert d'un onduleur de tension à 2 niveaux. Dans ce sens, une méthode de détection de ce type de défauts sera développée. Cette méthode permet la détection et la localisation des de composants d'électronique de puissance défaillants en utilisant un algorithme basé simultanément sur un "critère temporel" et sur un "critère de courant et de tension". Dans ce contexte, nous nous intéressons plus précisément aux problèmes de détection et de localisation des défauts de transistor maintenu ouvert dans un onduleur de tension à deux alimentant la MAS. Pour ce faire, une série de test de simulation, pour les différents défauts considérés, devra être effectuée afin d'extraire les différentes informations contenues dans les signaux électriques de l'onduleur (les courants et les tensions de phase).

Cette mémoire est structurée en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre expose des approches de diagnostic et de surveillance de fonctionnement d'un système. Des lexiques et vocabulaires utilisés en surveillance et en diagnostic sont détaillés. On présente les différentes procédures pour la surveillance et on synthétise les différentes méthodes de diagnostic et de surveillance.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons la modélisation d'une machine asynchrone par la transformation de Park appliquée à la Machine simple cage. Quelques résultats de simulation numérique seront présentés

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation et simulation de l'onduleur de tension à MLI.

Dans le dernier chapitre, nous étudierons le fonctionnement en mode sain et dégradé d'un onduleur à deux niveaux alimentant la MAS avec les résultats de simulation, afin de développer une méthode de diagnostic.

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale et des perspectives.

I.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des outils de surveillance par une approche classique. Le diagnostic présente un grand intérêt dans l'industrie afin d'assurer une large fiabilité, une productivité optimale et une grande sûreté de fonctionnement des systèmes technologiques. L'apparition de défaillances sur un processus incite à la mise en œuvre des systèmes de surveillance dont l'objectif est de fournir, à tout instant, l'état du processus ou de ces organes constitutifs.

I.2. Concepts généraux

La surveillance et le diagnostic s'étendent à divers domaines. Ils concernent les systèmes embarqués comme les installations complexes. Avant d'aborder les méthodes utilisées, ... il est primordial de définir les concepts généraux qui mettent en œuvre le caractère générique de la sûreté de fonctionnement et la fiabilité des systèmes.

I.3. Méthodes de diagnostic

I.3.1. Définition

Les diagnostics sont de plus en plus utilisés dans les industries. Elles permettent de détecter un défaut d'une manière précoce afin d'éviter des arrêts inattendus de l'installation. Et, ainsi assuré une maintenance rapide et à temps en évitant plus de dépenses. Cependant, on a présenté dans ce chapitre l'essentiel des méthodes de diagnostic.

La sélection de la méthode de diagnostic la plus appropriée à un système industriel donné, ne peut se faire qu'après un recensement des besoins et des connaissances disponibles. L'inventaire des éléments à étudier est le suivant:

- nature des causes de défaillances à localiser .
- connaissance des signatures associées aux défaillances induites par les causes.
- maîtrise des moyens de mesure des symptômes.
- maîtrise des moyens de traitement des symptômes.
- connaissance des mécanismes physiques entre les causes et les effets.
- inventaire du retour d'expérience.
- recensement des expertises disponibles.
- définition du niveau de confiance dans le diagnostic.

- identification des utilisateurs finaux du diagnostic.

Le vocabulaire relatif au diagnostic est [1] :

- **Système "dispositif"** : un ensemble déterminé d'éléments discrets (ou composants) interconnectés ou en interaction.
- **Processus**: ensemble de phénomènes organisés dans le temps rapportés à un même système physique.
- **Anomalie**: particularité non conforme à la loi naturelle ou à la logique. Plus précisément: particularité non conforme à une référence comportementale ou fonctionnelle.
- **Observation**: c'est une information obtenue sur le dispositif réel. Cette information peut être obtenue soit à une entrée, soit à une sortie du dispositif ou encore entre deux composants de celui-ci.
- **Symptôme**: caractère distinctif d'un état fonctionnel anormal (variation anormale d'une quantité observable).
- **Résidu** : souvent, lorsque le modèle comportemental de référence est analytique, les signaux porteurs de signes ou de symptômes sont appelés résidus parce qu'ils résultent d'une comparaison entre un comportement réel et un comportement de référence.
- **Défaillance** : l'altération ou la cessation de l'aptitude d'un système à accomplir sa ou ses fonctions requise(s) avec les performances définies dans les spécifications techniques". Elle définit une anomalie fonctionnelle au sein du système. La défaillance peut se produire à différents niveaux : capteurs, actionneurs, composants du procédé, contrôle dans le cas d'une boucle.
- **Panne** : C'est l'inaptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise. Il est clair que dès l'apparition d'une défaillance, caractérisée par la cessation du dispositif à accomplir sa fonction, on déclarera le dispositif en panne. Par conséquent une panne résulte toujours d'une défaillance mais la présence d'une défaillance n'entraîne pas obligatoirement la présence d'une panne.
- **Défaut** : dysfonctionnement tolérable qui ne cause pas un arrêt complet du système dû à une imperfection physique liée à la conception ou à la mise en œuvre du dispositif, il peut donner lieu à une défaillance.

I.3.2. Présentation des méthodes de diagnostic

Les méthodes de diagnostic se répartissent en deux grandes classes.

- ✓ **Dans le premier cas** : on utilise des redondances d'informations et la connaissance fournie par le modèle mathématique pour caractériser le mode de fonctionnement ou l'état du système, puis décider s'il est normal ou anormal [2].
- ✓ **Dans le deuxième cas** : c'est l'analyse des données fournies par le système qui permet de décider de son état. Les méthodes les plus familières aux automaticiens sont les méthodes basées sur l'utilisation de modèles mathématiques. Celles-ci utilisent la redondance existant entre les différentes variables mesurées en termes de relations statiques ou dynamiques. Dans l'étude qui suit, il sera question de présenter les différentes méthodes de détection et d'isolation des défauts. L'intérêt portera surtout sur les méthodes à base de modèle mathématique [3].

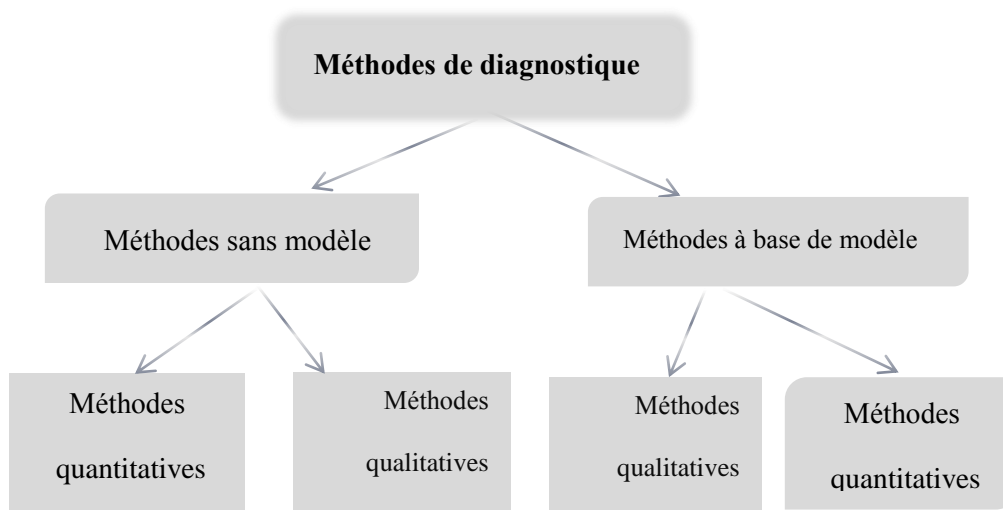


Figure (I.01) : Présentation des méthodes de diagnosti

I.3.3. Méthodes de diagnostic à base de modèles qualitatifs, quantitatifs

Dont les premiers permettent d'abstraire le comportement du procédé avec un certain degré d'abstraction et ne représentent pas la physique du système, mais sa description en termes de mode de fonctionnement [3] ; les secondes méthodes reposent sur l'estimation de l'état, des paramètres ou de l'espace de parité en utilisant des modèles mathématiques du système décrivant le comportement du système [4].

I.3.3.1 Méthodes de diagnostic à base de modèle et sans modèle

Consistent à comparer le comportement du système avec le comportement celui du model qualitatif et/ou quantitatif établi. Ainsi, Tout écart est alors synonyme d'une défaillance, comme indiqué par les schémas des figures 1.2 et figure1.3. Ces deux types d'approches peuvent coexister au sein d'une même méthode de diagnostic [3].

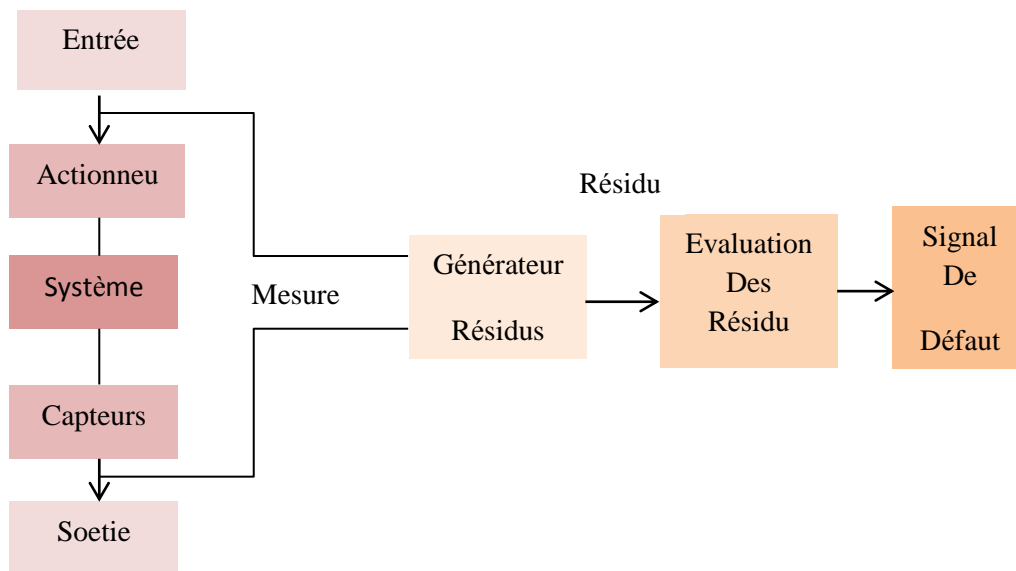


Figure (I.02) : Structure d'un système de diagnostic à base d'un modèle

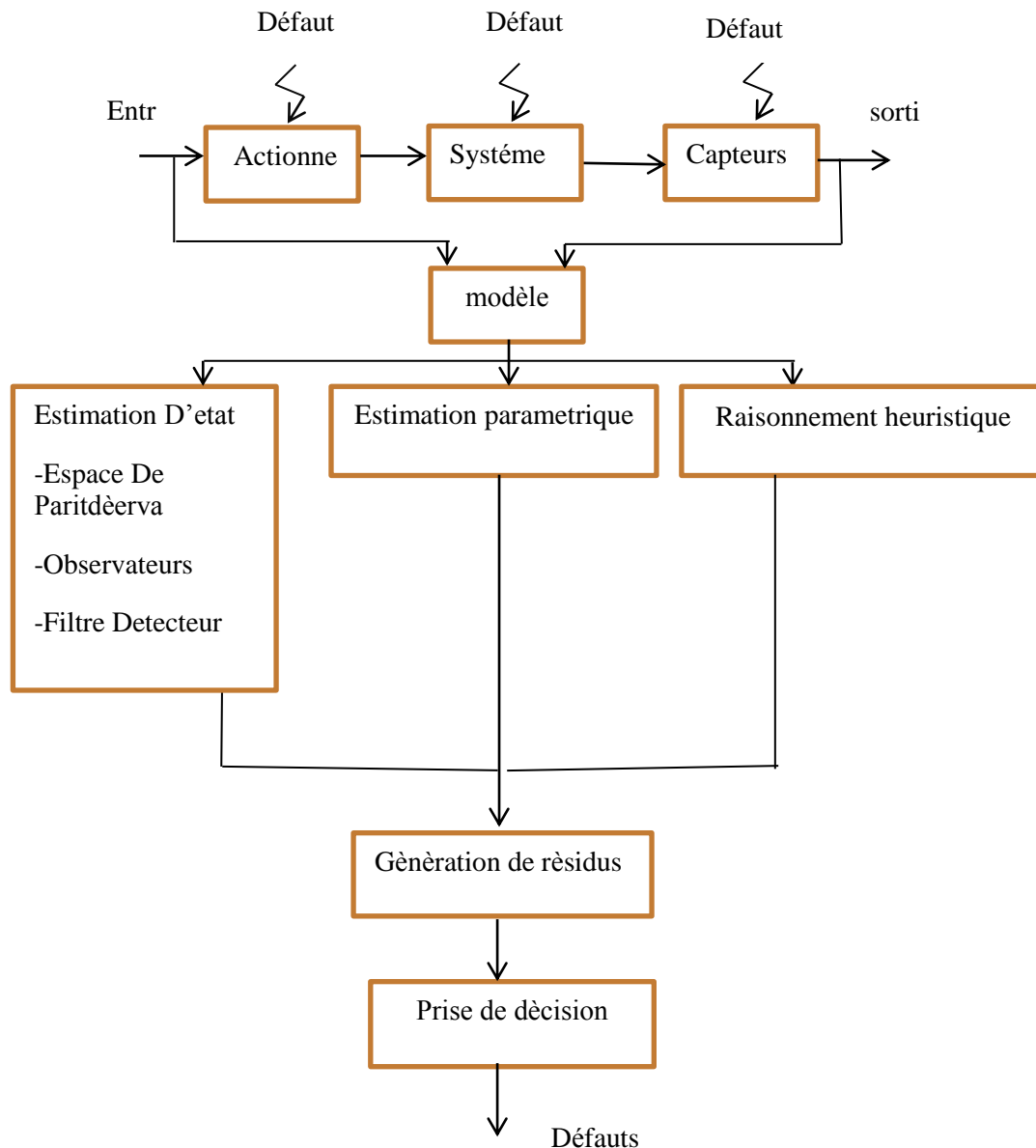


Figure (I.03): Détection de défauts basée sur les modèles

Par ailleurs, des méthodes de diagnostic sans modèle (diagnostic orienté données) ou seule la disponibilité des données de mesure est nécessaire. Les méthodes orientées données peuvent être : des systèmes experts, des méthodes statistiques comme l'analyse en composantes principales (ACP), la classification et des méthodes basées sur l'intelligence artificielle comme les réseaux de neurones. La figure 1.4 donne le schéma conceptuel du diagnostic orienté données [4].

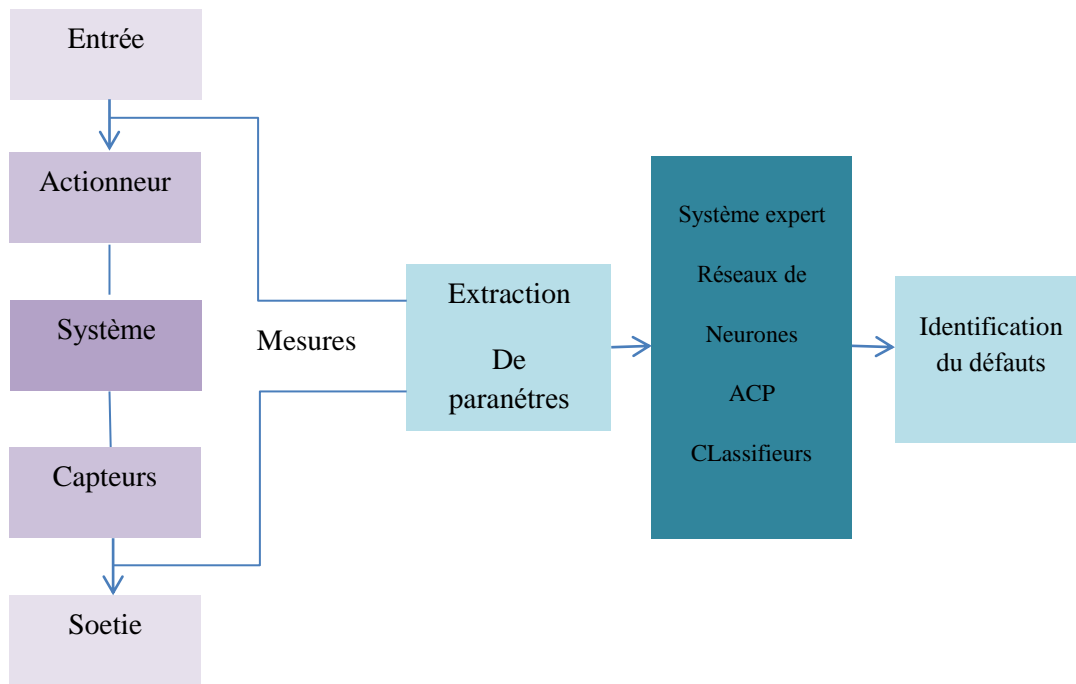


Figure (I.04) : Structure d'un système de diagnostic orienté données

I.3.4. Classifications des méthodes de diagnostic

Les premières méthodes de diagnostic ont été basées sur la redondance matérielle, parce qu'elle est très répandue dans les domaines où la sûreté de fonctionnement est cruciale comme dans l'aéronautique ou le nucléaire. Dans la littérature on distingue plusieurs classifications des méthodes de diagnostic.

Toutes ces méthodes sont résumées à la figure suivante :

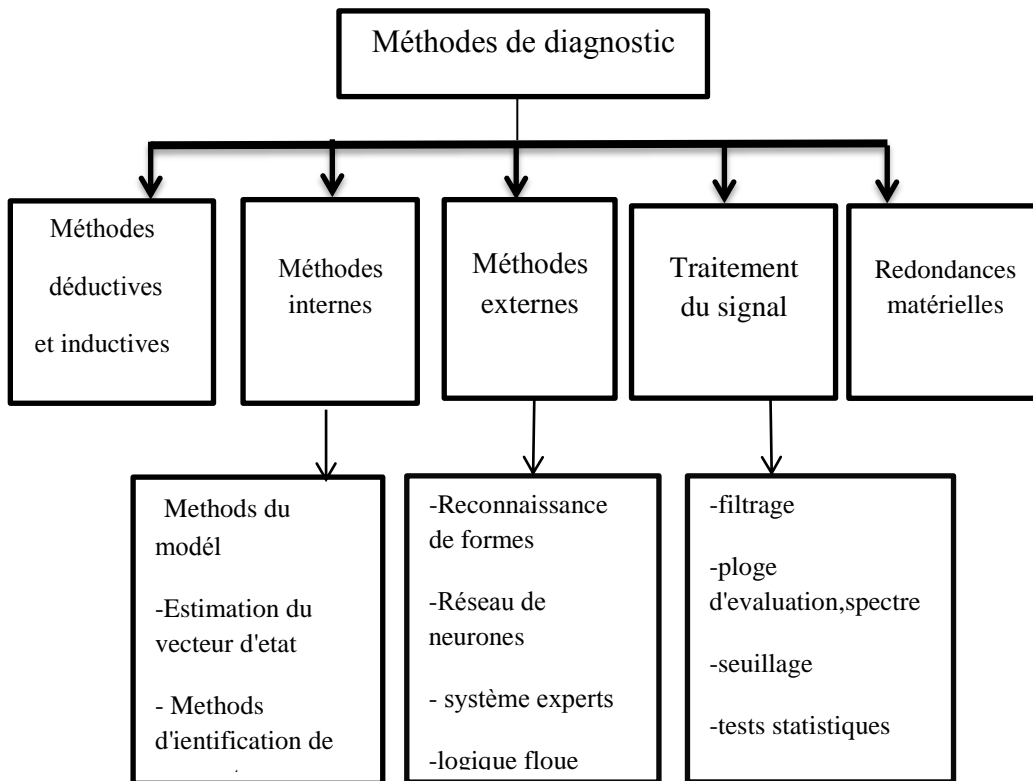


Figure (I.05): Méthodes de diagnostic

I.3.4.1. Méthodes internes

Ces méthodes sont basées sur des modèles physiques ou mathématiques validés par les techniques d'identification de paramètres. Le diagnostic de défaillance est possible en suivant en temps réel l'évolution des paramètres physiques ou bien en utilisant l'inversion de modèles de type « boîte noire ».

I.3.4.1. Méthodes externes

Ces méthodes supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine confortée par un solide retour d'expérience. Dans cette catégorie, on retrouve toutes les méthodes basées sur l'intelligence artificielle et les approches probabilistes [5].

I.3.4.3. Méthodes inductives

Ces méthodes correspondent à une approche montante où l'on identifie toutes les combinaisons d'événements élémentaires possibles qui entraînent la réalisation d'un événement unique indésirable. En d'autres termes, il faut interpréter les symptômes ainsi que leurs combinaisons possibles afin de trouver le défaut.

I.3.4.4. Méthodes déductives

Pour ces méthodes, la démarche est inversée puisque on débâte avec l'événement indésirable et on cherche ensuite toutes les causes possibles par une approche descendante. Une vérification des effets trouvés par rapport aux effets possibles permet de confirmer ou d'infirmer l'existence du défaut.

I.3.4.5. Traitement signal

Le traitement et l'analyse d'un signal pouvant être parfois utiles dans le domaine de diagnostic, En effet, la mesure d'un signal contient des oscillations qui peuvent être harmoniques, de nature stochastique ou les deux simultanément. La variation de ces signaux peut être reliée aux défauts [2].

I.4. Les systèmes de surveillance dans un processus de supervision

I.4.1. Méthodes de surveillance

Il existe plusieurs différentes méthodes utilisées pour le diagnostic des systèmes physiques. Le domaine était très vaste, des choix arbitraires ont été faits. Le but n'est donc pas de faire une synthèse exhaustive de l'existant, mais de montrer la richesse des possibilités qui s'offrent au concepteur de système de diagnostic. Les deux principaux critères de classification des méthodes de surveillance sont le type de connaissance utilisé, et la stratégie de diagnostic. Même s'il faut le souligner, la méthode de diagnostic utilisée dépend fortement du type de modèle, le type de la connaissance a priori sur le système reste le critère principal de classification des méthodes de surveillance.

Les méthodes de surveillance sont principalement basées sur deux approches : les méthodes utilisant des modèles opératoires et celles utilisant des modèles de diagnostic. On les classe souvent en méthodes avec ou sans modèle. On considère toutefois que l'approche dite sans modèle utilise quand même un, même si celui-ci repose sur des descripteurs qui caractérisent le fonctionnement du système observé dans différents modes de fonctionnement (normal, défaillant). L'approche avec modèle, que nous développons surtout par la suite, utilise un modèle opératoire. Bien que la connaissance

exprimée par ces modèles puisse se représenter sous des formes très variées, la méthodologie de surveillance est identique, elle utilise l'idée de la redondance qui existe entre la connaissance exprimée par le modèle et celle que portent les données qu'il produit [6].

I.4.2. Classification des méthodes de surveillance

L'amélioration de la sûreté de fonctionnement repose essentiellement sur la surveillance, qui constitue une interface entre l'installation physique et les opérateurs. La surveillance fournit des informations sur l'état de fonctionnement des dispositifs surveillés. Elle valide les informations issues des capteurs et localise les dispositifs défaillants. Le système de surveillance constitue une couche particulièrement importante du système d'information des processus de production automatisés sûrs de fonctionnement. Les données brutes sont des données connues, elles sont constituées de variables de commande et de variables mesurées.

Les algorithmes de surveillance traitent ces données brutes pour produire des données validées et enrichies. Les données validées sont celles dont la véracité a été "prouvée" par le système. Les algorithmes de diagnostic permettent de compléter la liste des prestations systématiques. Alors, en fonction de la nature des défaillances localisées et de leur importance, des priorités et donc une planification des interventions pourront être établies.

Les algorithmes de surveillances sont en réalité tous basés sur le principe de la redondance des sources d'information. La redondance est obtenue par comparaison des données réelles issues du processus (transmises par les capteurs) et des données théoriques fournies par un type de modèle. Cette comparaison permet de vérifier que l'information obtenue à un instant donné reste conforme à des normes de fonctionnement normal. Le diagnostic se réalise en suivant une procédure qui contient les étapes suivantes :

a – L'acquisition des informations : Cette opération est destinée à obtenir les informations sur le processus réel à surveiller et celles fournies par la connaissance du système. Elle se réalise à l'aide de capteurs spécialisés.

b – Etape de détection : On surveille le fonctionnement réel en testant la cohérence entre ce modèle et les observations. Si celles-ci ne vérifient pas les équations du modèle, on n'en déduit que le fonctionnement réel qui n'est pas le fonctionnement normal. Ces

changements sont alors détectés et traduits en termes de symptômes ou d'événements. On produit alors une alarme ou un résidu.

c – Décision : La procédure de décision conduite à définir des seuils qui permettent d'accepter avec un risque raisonnable une non-détection ou une fausse alarme. Si le défaut est "tolérable", le système peut continuer à fonctionner. Si le défaut est conditionnellement tolérable (un interrupteur est défaillant mais il est possible d'utiliser un autre interrupteur installé en parallèle), alors le système continuera à fonctionner, mais dans un mode dégradé en attendant qu'une maintenance soit effectuée.

d – Etape de diagnostic : Dans cette phase, un modèle de mauvais fonctionnement est utilisé selon le même principe pour déterminer la défaillance présente. C'est l'étape de localisation des défaillances. Cette étape se déclenche quand la comparaison ne correspond pas à un état normal de fonctionnement caractérisé par un état de référence et que la procédure de décision a indiqué que c'est une vraie alarme. Lorsque la faute est localisée, il faut alors identifier les causes précises de cette anomalie. On fait alors appel à des signatures répertoriées par les experts et validées après expertise et réparation des dysfonctionnements.

Le système de surveillance produit également un enrichissement de ces données en générant d'autres données, qui caractérisent l'état de fonctionnement du processus (détection, localisation et diagnostic des défaillances), et qui sont utilisées pour la maintenance, la réparation, la gestion technique. Les prestations de maintenance peuvent être systématiques (identifiées et prévues dans le temps), ou aléatoires. Dans ce dernier cas, les méthodes d'optimisation et d'ordonnement fournissent des outils d'aide aux opérations de maintenance (planification des entretiens, calcul des taux de défaillance ...) [6].

1.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté différentes méthodes diagnostic. Les méthodes de classification offrent la possibilité de travailler à partir d'un logiciel. De telles méthodes sont appropriées en l'absence de connaissances fondamentales utiles à la définition d'un modèle quantitatif. Notons, le contenu de ce chapitre n'est qu'une introduction pour notre travail qui consiste à diagnostiquer les défauts éventuels d'un onduleur triphasé.

II.1. Introduction

Actuellement, le moteur asynchrone est le plus utilisé pour effectuer la commande de la vitesse variable ou le positionnement et ceci pour plusieurs raisons :

- C'est le moteur le plus robuste et le moins cher sur le marché
- Le développement des semi- conducteurs commandés à l'ouverture et autant qu'à la fermeture (selon le niveau de tension) permet l'utilisation de ce moteur dans une large gamme de vitesse et de puissance et en particulier au-delà des limites imposées, autrefois, par la commutation forcée [7]

Le moteur asynchrone triphasé (parfois appelé le moteur d'induction triphasé) comprend deux parties : le stator (fixe) et le rotor (tournant)



Figure (II.01) :Machines Asynchrones

II.2.Constituants de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constitué d'une **partie fixe** qui est le **stator** qui comporte le bobinage et d'une **partie rotative** qui est le **rotor** .



Figure (II.02) : Constituants de la machines asynchrones

II.3. Utilisation des machines asynchrones

II.3.1. Moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur industriel par excellence. La majorité des moteurs asynchrones utilisés sont avec un rotor à cage d'écureuil. Les progrès accomplis ces dernières années dans l'alimentation et la commande des machines n'ont fait que réduire la part des moteurs asynchrone à rotor bobiné par rapport à leurs homologues à cage d'écureuil [8].

II.3.2. Générateur asynchrone

Le générateur asynchrone est beaucoup plus rare que l'alternateur, mais on le trouve dans quelques applications de puissance limitée comme les microcentrales hydrauliques, il occupe surtout la plus grande part du marché des éoliennes (GADA), le plus souvent avec des machines à cage d'écureuil pour les puissances modestes, mais aussi avec des machines à rotor bobiné pour les installations plus importantes [8].

II.3.3. Avantages et inconvénients la machine asynchrone :

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique.

Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas

de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent. Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autrepart on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator.

L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La structure implicite cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier) [9].

II.4. Généralités sur les machines asynchrones

II.4.1. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. De cette façon le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'un transformateur : le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire qui, dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant:

$$n_1 = \frac{f}{p} \quad (\text{II.01})$$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_1) diffère de celle du rotor (n), c'est-à-dire, lorsque $n \neq n_1$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $n = n_1$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport :

$$g = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (\text{II.02})$$

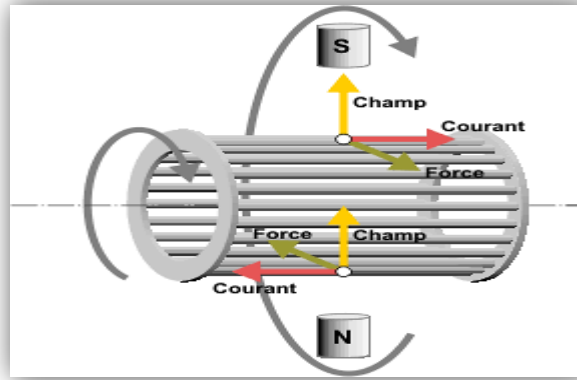


Figure (II.03) : Principe de fonctionnement

II.4.2. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices:

- On suppose les circuits magnétiques non saturés, et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont d'ordres linéaires.
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, L'effet de peau est donc négligé.
- Le phénomène hystérésis et les courants de Foucault sont négligés
- Les enroulements statoriques et rotoriques sont symétriques et la f.é.m. est distribuée sinusoidalement le long de la périphérie des deux armatures.
- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme (constant), les inductances propres sont constantes les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoidales de l'angle entre les axes des enroulements rotoriques et statoriques.
- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré. [8] et [10]

La machine asynchrone est peut être représentée schématiquement par la figure suivantes :

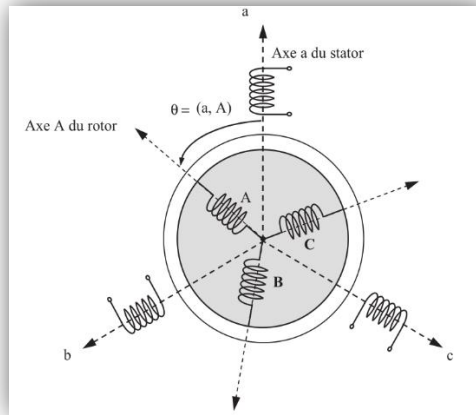


Figure (II.04) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

II.5. Modélisation de la machine asynchrone :

II.5.1. Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc :

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (II.04) et dont les phases sont repérées respectivement par SA, SB, SC. L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases SA et Ra choisis comme axes de référence [11] .

II.5.2. Équations générales de la machine asynchrone triphasée :

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont [12] :

a. Equations des tensions

En partant de la Figure(II.04), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.03})$$

Ou sous la forme compact comme suit :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s]$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{rA} \\ V_{rB} \\ V_{rC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rA} \\ \Phi_{rB} \\ \Phi_{rC} \end{bmatrix} \quad (\text{II.04})$$

Ou sous la forme compact comme suit :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r]$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T \text{ Vecteur de tension statorique.}$$

$$[V_r] = [V_{rA} \quad V_{rB} \quad V_{rC}]^T \text{ Vecteur de tension rotoriques.}$$

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^T \text{ Vecteur du courant statorique.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}]^T \text{ Vecteur de flux statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{rA} \quad \Phi_{rB} \quad \Phi_{rC}]^T \text{ Vecteur de flux rotorique.}$$

Avec :

A, B, C : trois phases du rotor.

a, b, c : trois phases du stator.

b. Equations des flux

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit

$$[\Phi_s] = [L_{cs}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r]$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_{cs}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} \quad (\text{II.05})$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_{cr}] [I_r] + [M_{sr}] [I_s]$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rA} \\ \Phi_{rB} \\ \Phi_{rC} \end{bmatrix} = [L_{cr}] \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.06})$$

Tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

On désigne par:

$[L_s]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_r]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{sr}]$: Matrice de d'inductance mutuelle statorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle rotorique.

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.07})$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.08})$$

Avec :

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator).

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phasedu rotor et une phase du stator.

Ainsi :

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.09})$$

θ : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases

« A » et « a » pris comme axes des références.

M: valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

Les équations (II.05) et (II.06) ainsi obtenues sont à coefficients variables, entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (II.03) et (II.04). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres.

II.6. Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer le système d'axe des enroulements statorique et rotorique (système triphasé équilibré), à un système d'axe des enroulements orthogonaux équivalents. Ce passage est rendu possible par la matrice de Park $P(\theta_s)$ pour la transformation des grandeurs physiques. Cette transformation nous donne un système D'équations différentielles à coefficients non variables [13] .

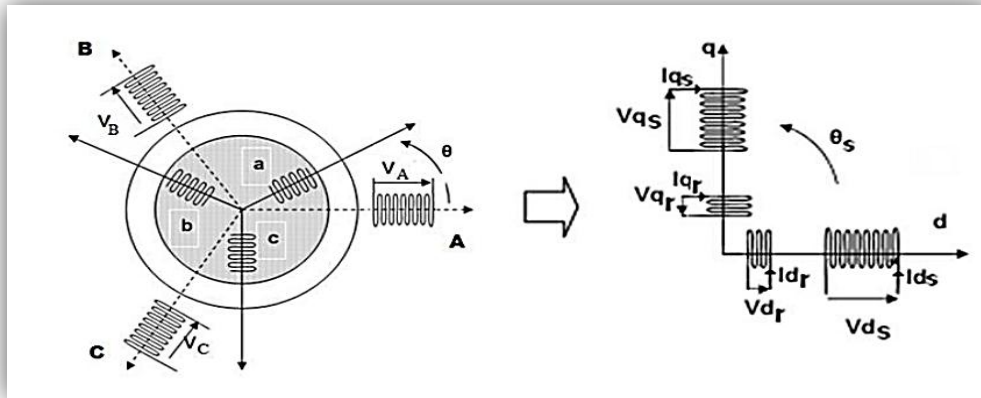


Figure (II.05) : Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} [V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \cos \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right)] \\ V_{sv} = \frac{2}{3} [V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \cos \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right)] \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (II.10) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (\text{II.11})$$

Pour les systèmes triphasés équilibrés, cette composante est nulle. D'après les équations

(II-10) et (II-11) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $p(\theta_a)$

$$p(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression

$$[p(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

II.6.1. Modèle biphasé de la MAS

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

II.6.1.1. Forme générale des équations transformées

a . Equations des tensions

En multipliant les deux équations (II.03) et (II.04) par la matrice de transformation de PARK $[p(\theta_a)]^{-1}$ des deux côtés, et après tout calcul fait, on obtient [14] :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_\alpha \\ \omega_\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_\alpha - \omega) \\ (\omega_\alpha - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

b. Equations des flux

Par la même méthode les équations (II.05) et (II.06) deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

II.6.1.2. Choix du système d'axes de référence

II.6.1.2.1. Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{array} \right\} \text{ ET } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

II.6.1.2.2. Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{array} \right\} \text{ Avec } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

II.6.1.2.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{array} \right\} \text{ Avec } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta \omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_s - \omega \\ \omega_s - \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques.

II.7. Equation d'état du modèle du MAS

II.7.1. Equations électromagnétiques

On cherche à obtenir un système s'écrit sous forme d'équation d'état : [15]

$[X] = [i_{s\alpha} i_{s\beta} i_{r\alpha} i_{r\beta}]^T$: Vecteur d'état.

$[V] = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]$: Vecteur de commande.

$[A]$: matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: matrice de système de commande.

Donc

$$\dot{X} = [L] \frac{d[I]}{dt} = -[R][I] + [V] \quad (\text{II.25})$$

Avec

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & w_r M & R_r & w_r L_r \\ -w_r M & 0 & -w_r L_r & R_r \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \text{ et } [I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}$$

$$V = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta} \ 0 \ 0]^T$$

A la fin de calcul on trouve :

$$A = -[L]^{-1}[R]; B = [L]^{-1} \text{ et } [R] = [R_1] + w_r[R_2].$$

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[R_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

II.7.2. Equation mécanique:

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [16] :

$$c_{em} = p [i_{s(abc)}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (\text{II.26})$$

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suivant :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = c_{em} - c_r - k_f \Omega$$

II.8. Expression du couple:

L'expression du couple électromagnétique c_{em} est donné par :

$$c_{em} = p [I_s]^T \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [I_r] \quad (\text{II.27})$$

II.9. Equation du mouvement :

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier le régime transitoire, met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit [17]:

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (\text{II.28})$$

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f : Coefficient des frottements visqueux.

J : Moment d'inertie.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

II.10. Simulation du modèle de la machine asynchrone :

II.10.1. Schéma de simulation

La structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la Figure (II.06).

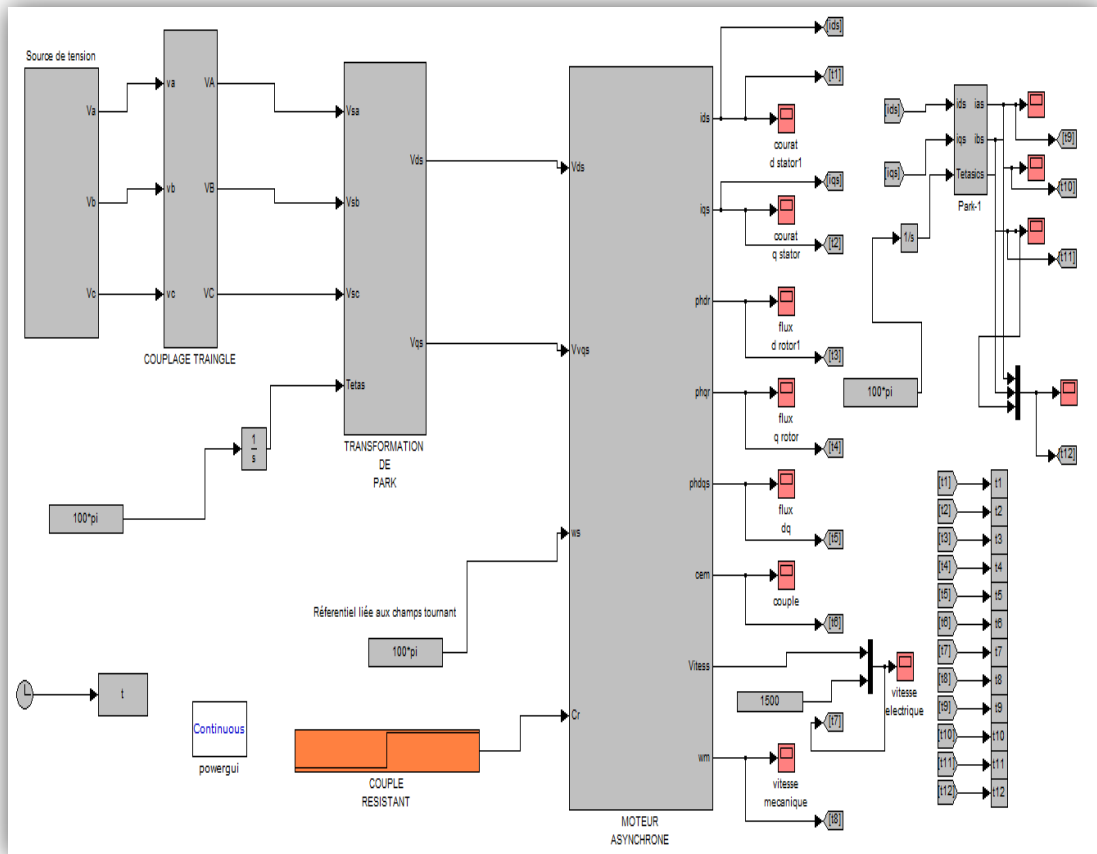


Figure (II.06) :schéma global de la simulation

II.11. Résultats de la simulation :

Démarrage (à vide, et en charge) : ($C_r = 20 \text{ N.m}$ à $t = 1\text{s}$)

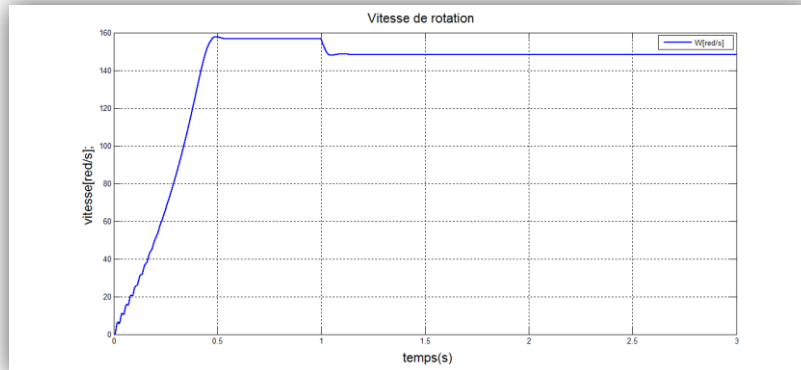


Figure (II.07) : La vitesse de rotation

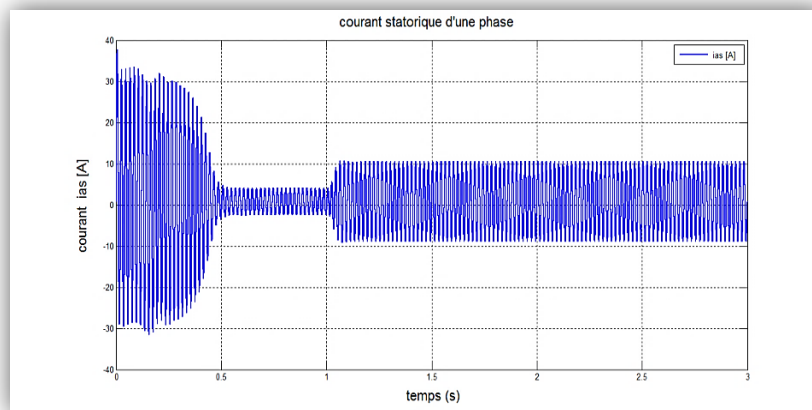


Figure (II.08): Le courant statorique d'une phase

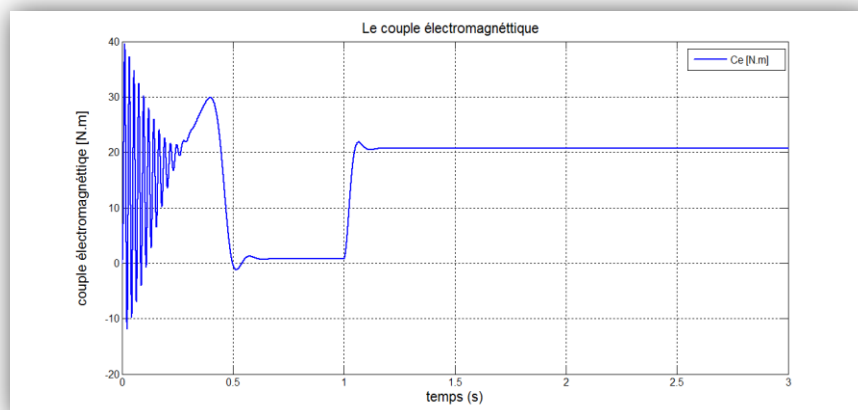


Figure (II.09): Le couple électromagnétique

II.12. Interprétation des résultats de simulation

Nous observons d'après la figure II.7 que l'allure de vitesse correspond à une réponse d'un premier ordre de l'allure avec un faible dépassement et une valeur en régime permanent à 157rad/s correspondante à deux paires de pôles. Un glissement s'établit après application de la charge.

La figure II.8 montre le courant statorique où on reconnaît le classique appel courant au démarrage égal A 5 fois environ le courant nominal (le courant est mesuré en A). Après sa disparation, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide. Après application de la charge le moteur absorbe un courant plus grand afin de compenser le couple de charge.

La figure II.9 montre le couple qui présente des pics atteignant 37N.m correspondant au démarrage du moteur. En régime permanent le couple tend vers à zéro (démarrage à vide). A $t=1s$ le couple remonte à 20 N.m (valeur du couple résistant).

II.13. Conclusion :

Ce travail présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à cage par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction; par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul permet de surmonter cette difficulté. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisée et simulé. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé. D'autres régimes de fonctionnement du moteur peuvent être facilement étudiés.

III.1. Introduction

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications, telles que le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques, ou l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, sont très exigeantes en termes de performances dynamiques.

Les applications de l'électronique furent pendant longtemps limitées à la technique des hautes fréquences. Les possibilités d'application étaient limitées par le manque de fiabilité des éléments électroniques alors disponibles. Cette fiabilité était insuffisante pour répondre aux hautes exigences requises par les nouvelles applications dans le domaine industriel. Ce ne fut qu'à la suite du développement des composants électroniques spéciaux de fiabilité plus élevée et de tolérance plus restreintes, que les nouvelles techniques peuvent être envisagées, ainsi naît une nouvelle branche de l'électronique appelée l'électronique de puissance.

A la base de l'électronique de puissance se trouvent les éléments de puissance, qui peuvent être subdivisés en éléments redresseurs non contrôlables (diodes) et éléments redresseurs contrôlables (thyristors, triacs, transistors ...).

Les éléments de puissance, associés à des dispositifs auxiliaires appropriés (commande de gâchettes, radiateurs de dissipation, circuit RC de protection), composent des modules standard permettant la conversion de puissance, tel que les redresseurs, les onduleurs, les cycle convertisseur ... etc.

III.2. Composants de l'électronique de puissance

a. La diode

La diode est un semi-conducteur non contrôlé comportant deux régions P (anode) et N(cathode) et qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens, de l'anode vers la cathode. Elle conduit quand l'anode a une tension supérieure à celle de la cathode : elle se comporte alors comme un interrupteur fermé. Elle bloque le courant et se comporte comme un interrupteur ouvert, si la tension d'anode devient moins positive que celle de la cathode [18].

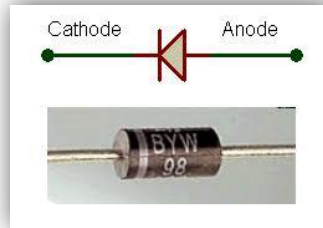


Figure (III.01): La diode

b. IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Le transistor IGBT est l'un des composants de puissance le plus utilisé actuellement. Sa structure associe en sortie celle d'un transistor bipolaire BJT et celle d'un MOSFET en entrée. Donc l'IGBT regroupe les avantages en conduction du transistor bipolaire BJT, et les avantages en commutation et simplicité de commande du transistor MOSFET.

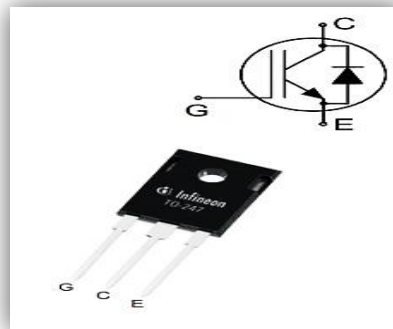


Figure (III.02) : Le transistor IGBT

III.3. Modélisation du filtre :

Pour améliorer la qualité de la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C_f , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et le courant I , ainsi elle supprime les brusques variations de U_{dc} lors de la commutation, par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage L_f (de résistance interne R) l'ensemble L-C constitue un filtre passe bas. On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences.



Figure (III.03) : Le filtre

_Soit V_E une différence de potentiel analogique.

_Soit V_S la différence de potentiel analogique filtrée.

Les équations du filtre sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_e}{dt} = \frac{V_{red} - V_S}{L_f} \\ \frac{dV_S}{dt} = \frac{i_e - i_S}{C_f} \end{array} \right. \quad (\text{III.1})$$

Calcul des paramètres du filtre :

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{V_S(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (\text{III.2})$$

Cette fonction de transfert est de deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$f = 1 / \sqrt{L_f C_f} \quad (\text{III.3})$$

La détermination de L_f et C_f , se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer de $V_{red}(t)$.

III.4. Les convertisseurs statiques

Par définition la fonction de base d'un convertisseur est conçue pour réaliser des transferts d'énergie de façon contrôlable d'une source électrique vers une charge. Les convertisseurs statiques sont principalement construits à partir d'un ensemble de semi-conducteurs (Diodes, Transistors, Thyristor...). L'énergie transférée est contrôlée par commande à l'ouverture et à la fermeture de ces derniers [19].

III.4.1. Redresseurs

Les montages redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternative- continue. Ils sont alimentés par une source

de tension alternative monophasée ou polyphasée. Souvent, les tensions monophasées et triphasées du réseau industriel de 50 Hz sont redressées. [20]



Figure (III.04) : Schéma de principe un redresseur

III.4.1.1. Classification des redresseurs

III.4.1.1.1. Redresseurs non commandé

L'objectif de ce type de redressement, est littéralement de transformer un régime de tension alternatif, qu'il soit monophasé ou triphasé, en un régime de tension continue et fixe (non réglable). En réalité, la tension de sortie sera considérée comme continue à partir du moment où ses variations (ondulations) seront petites devant sa valeur moyenne.

III.4.1.1.2. Redresseur commandé

L'objectif de ce type de redressement, est littéralement de transformer un régime de tension alternatif, qu'il soit monophasé ou triphasé, en un régime de tension continue dont la valeur de tension peut être fixée par un paramètre de commande. En réalité, comme dans le cadre du redressement non commandé, la tension de sortie sera considérée comme continue à partir du moment où ses variations (ondulations) seront petites devant sa valeur moyenne.

III.4.2. Définition de l'onduleur

Les onduleurs sont des convertisseurs statique assurant la conversion continu-alternatif. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs de puissance (interrupteurs électroniques), il est possible à la sortie d'un convertisseur statique une tension alternative (ou courant alternatif) de valeur moyenne nulle ; la tension peut comporter une ou plusieurs créneaux par alternance [21].

Ce sont des onduleurs autonomes puisque l'établissement, le maintien et l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs, comme il impose sa propre fréquence à la forme d'onde de la tension alternative fournie au récepteur. Il est tributaire des caractéristiques de la source (générateur) et de la charge (récepteur) entre les quelles il est inséré. Contrairement à

l'onduleur non autonome qui est relié au réseau alternatif c'est lui qui impose la fréquence et la forme de l'onde de la tension de sortie

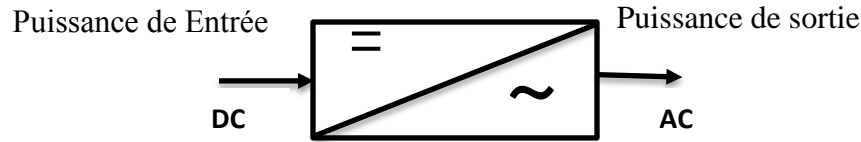


Figure (III.05) : Schéma de principe de l'onduleur

III.4.2.1. Classification des onduleurs

III.4.2.1.1. Onduleur non autonome

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est « naturelle » contrairement à l'onduleur autonome.

L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

III.4.2.1.2. Onduleur autonome

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes. La charge est quelconque, cet onduleur n'est pas réversible

III.4.2.2. Différents types d'onduleurs pour l'alimentation des machines asynchrones

Pour fonctionner, un onduleur a besoin d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé. La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension. L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tous les cas,

l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande [22].

III.4.2.2.1. Onduleur de courant

Lorsqu'il fonctionne en source de courant, le redresseur fournit un courant constant à l'onduleur, une inductance de lissage l'aide à maintenir le courant constant [23].

III.4.2.2.2. Onduleur de tension

Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le redresseur fournit à l'onduleur une tension constante. La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide alors à maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur. Pour réaliser des onduleurs destinés à alimenter une charge ordinaire d'impédance très variable à partir d'un redresseur, on choisit des onduleurs de tension. [23]

III.4.2.3. Utilisation des onduleurs

Les onduleurs sont largement utilisés dans les applications industrielles par exemple : variateur de vitesse des moteurs à courant alternatif, chauffage par induction, les alimentations de secours, les alimentations non interrompues. L'entrée d'un onduleur peut être une batterie, une tension continue issue des panneaux solaires, ou d'autre source de courant continu obtenu à partir d'un redressement monophasé ou triphasé [24].

III.4.2.4. Structure de l'onduleur

Les onduleurs sont largement utilisés dans les applications industrielles par exemple : variateur de vitesse des moteurs à courant alternatif, chauffage par induction, les alimentations de secours, les alimentations non interrompues. L'entrée d'un onduleur peut être une batterie, une tension continue issue des panneaux solaires, ou d'autre source de courant continu obtenu à partir d'un redressement monophasé ou triphasé [16]. L'onduleur est composé de six transistors avec une diode antiparallèle pour chacun. Les transistors T1 et T1' comme T2 et T2' et T3 et T3' sont complémentaires en théorie c'est-à-dire que lorsque l'un deux est ouvert l'autre est fermé et inversement. Dans la théorie seulement car les commutations réelles des interrupteurs de puissance ne sont pas instantanées. La configuration la plus dangereuse est celle où les deux transistors sont fermés, car la tension de bus (de l'ordre de plusieurs centaines de volts) est mise en court-circuit. Un courant très important se déverse alors dans les transistors entraînant leur destruction. C'est donc cette

configuration que l'on va éviter. On ouvrira donc l'un des transistors avant de fermer l'autre. Le temps de sécurité entre l'ouverture de l'un et la fermeture de l'autre est appelé « temps mort ». Il doit être parfaitement calibré pour un fonctionnement optimal de l'onduleur. Le moteur étant un circuit inductif qui n'apprécie pas les discontinuités de courants, c'est pour cela que chaque transistor possède une diode en anti parallèle. Pour laisser passer le courant pendant les phases où les deux transistors sont ouverts [25].

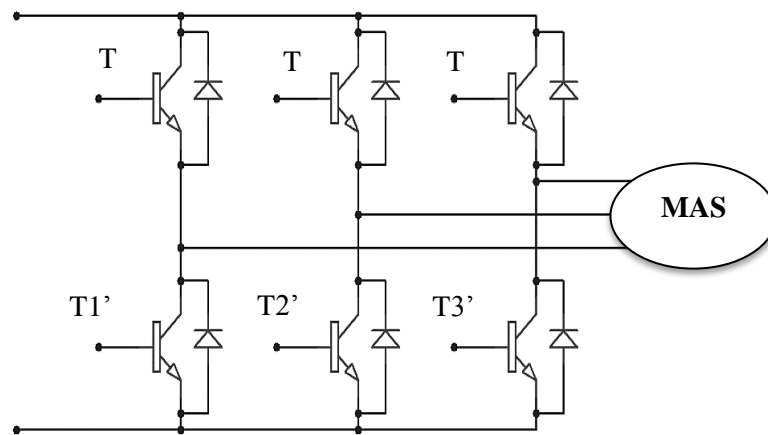


Figure (III. 06) : Structure d'un onduleur triphasé

III.5. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

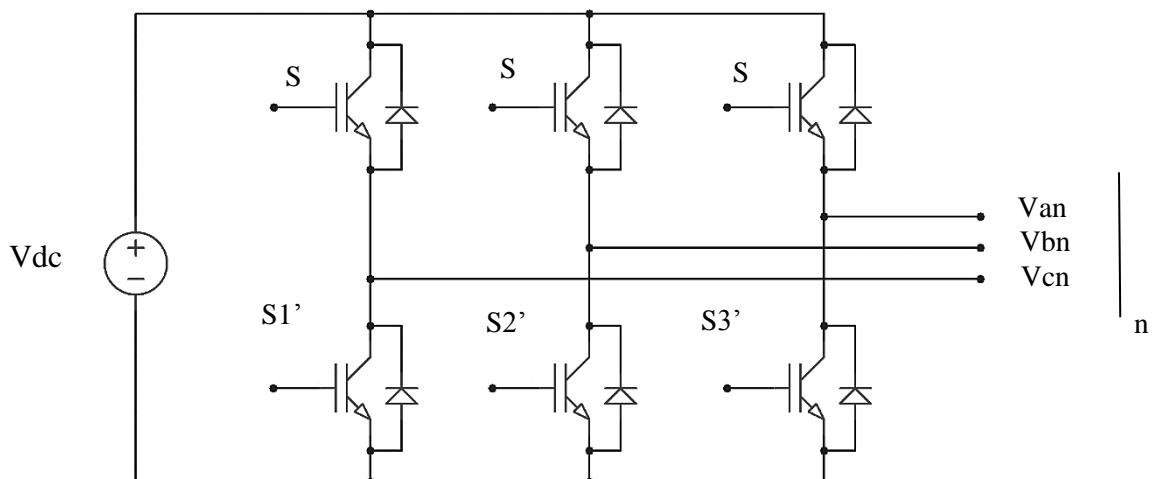


Figure (III.07) : Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé

L'onduleur triphasé dit deux niveaux est illustré par son circuit de puissance de la Figure (III.07) On doit distinguer d'une part les tensions de branche V_{an} , V_{bn} et V_{cn} mesurées

par rapport à la borne négative de la tension continue V_{dc} , d'autre part, il y a les tensions de phases V_{an} , V_{bn} et V_{cn} mesurées par rapport à un point neutre flottant n représentant une charge équilibrée montée en étoile. Des tensions simples on peut tirer facilement les tensions composées V_{AB} , V_{BC} et V_{CA} .

On rappelle que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires. En utilisant ces états des interrupteurs, nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative de la tension du côté continu comme suit:

$$V_{an} = S1.V_{dc}$$

$$V_{bn} = S2.V_{dc}$$

$$V_{cn} = S3.V_{dc}$$

Où S_1 , S_2 et S_3 désignent les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement.

Et V_{dc} est la borne négative de la tension continue [26].

Les tensions composées sont :

$$V_{ab} = V_{an} + V_{nb} = V_{an} - V_{bn} = (S1 - S2).V_{dc}$$

$$V_{bc} = V_{bn} + V_{nc} = V_{bn} - V_{cn} = (S2 - S3).V_{dc}$$

$$V_{ca} = V_{cn} + V_{na} = V_{cn} - V_{an} = (S3 - S1).V_{dc}$$

Sous la forme matricielle, on a :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S1 \\ S2 \\ S3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.04})$$

Les tensions simples sont :

$$V_{ab} = \left[\frac{2}{3} \cdot V_{an} \right] - \left[\frac{1}{3} \cdot (V_{bn} + V_{cn}) \right]$$

$$V_{bn} = \left[\frac{2}{3} \cdot V_{bn} \right] - \left[\frac{1}{3} \cdot (V_{an} + V_{cn}) \right]$$

$$V_{cn} = \left[\frac{2}{3} \cdot V_{cn} \right] - \left[\frac{1}{3} \cdot (V_{an} + V_{bn}) \right]$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \quad (\text{III.05})$$

III.6. Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion

(MLI) :

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée [27].

III.6.1. Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle :

La M.L.I. sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence. La porteuse étant triangulaire, il y a proportionnalité entre V_{ref} et le temps t de fermeture de l'interrupteur [28].

Propriétés :

Si la référence est sinusoïdale, on définit trois grandeurs :

- ✓ L'indice de modulation I_m égale au rapport de la fréquence de modulation (porteuse) sur la fréquence de référence (modulante).

$$I_m = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{III. 06})$$

- ✓ Le taux de modulation T_m égal au rapport de l'amplitude de la modulante sur celle de la porteuse.

$$T_m = \frac{A_p}{A_m} \quad (\text{III.07})$$

- ✓ L'angle de calage δ .

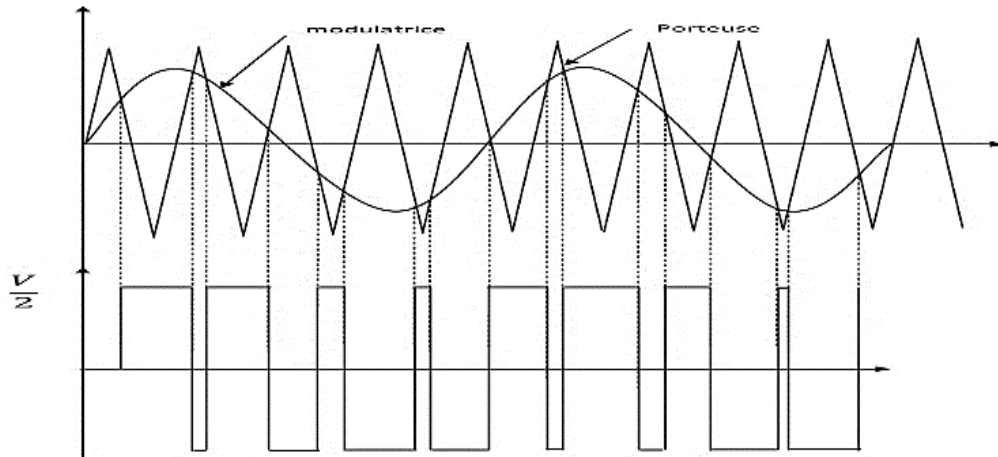
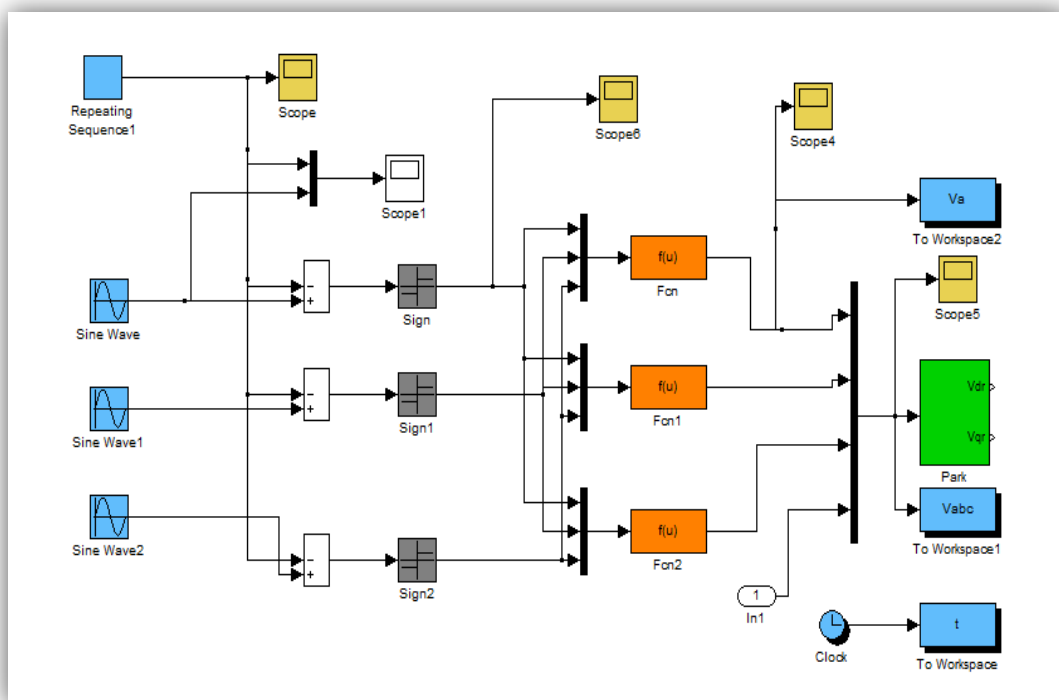


Figure (III.08) : MLI sinus- triangle

III.7. Simulation de l'onduleur a MLI

III.7.1. Schéma bloc de l'onduleur a MLI sinus-triangle



III.7.2. Résultat de la simulation

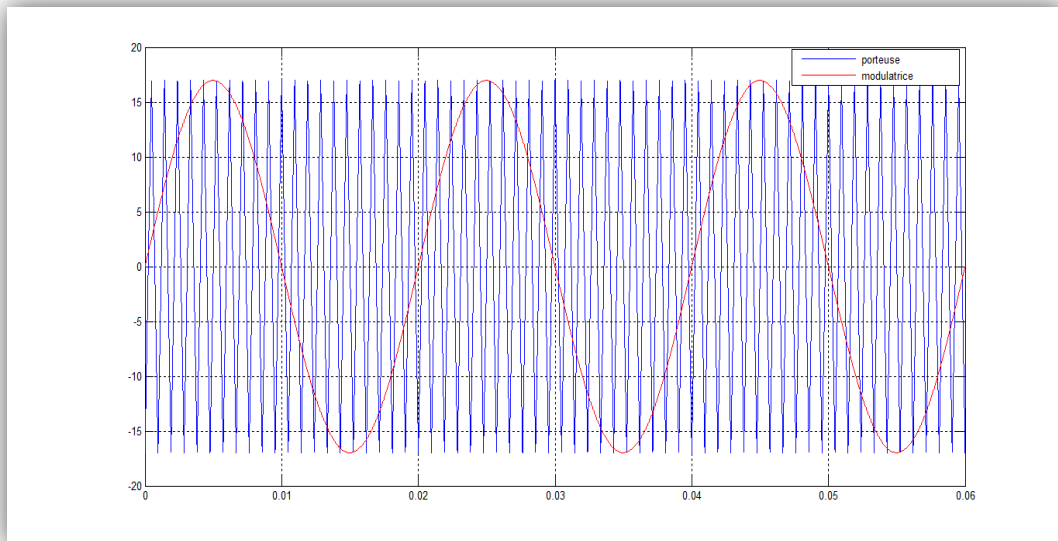


Figure (III.09) : La commande sinus-triangle

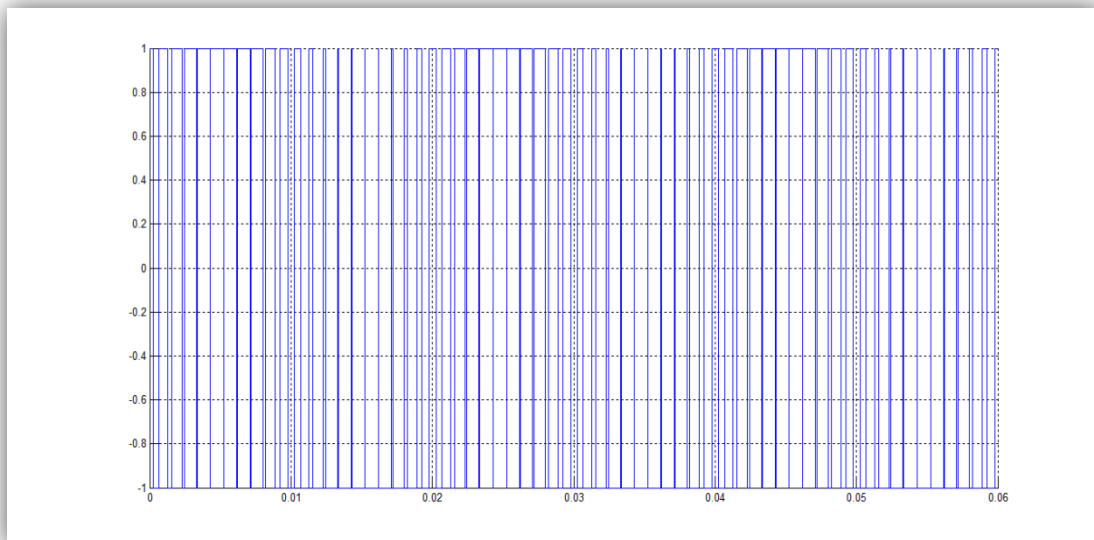


Figure (III.10) : Les intervalles de conduction des interrupteurs

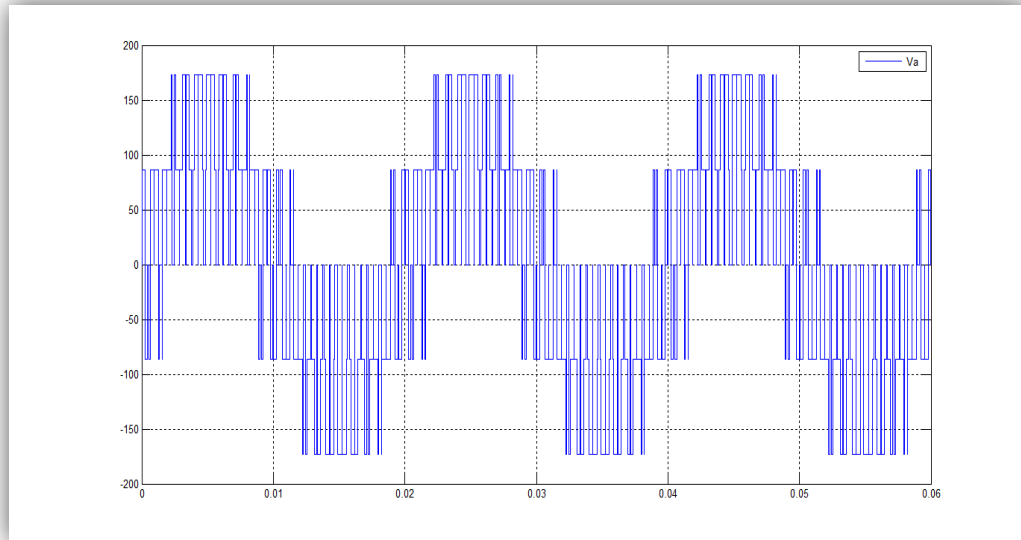


Figure (III.11): Tension simple

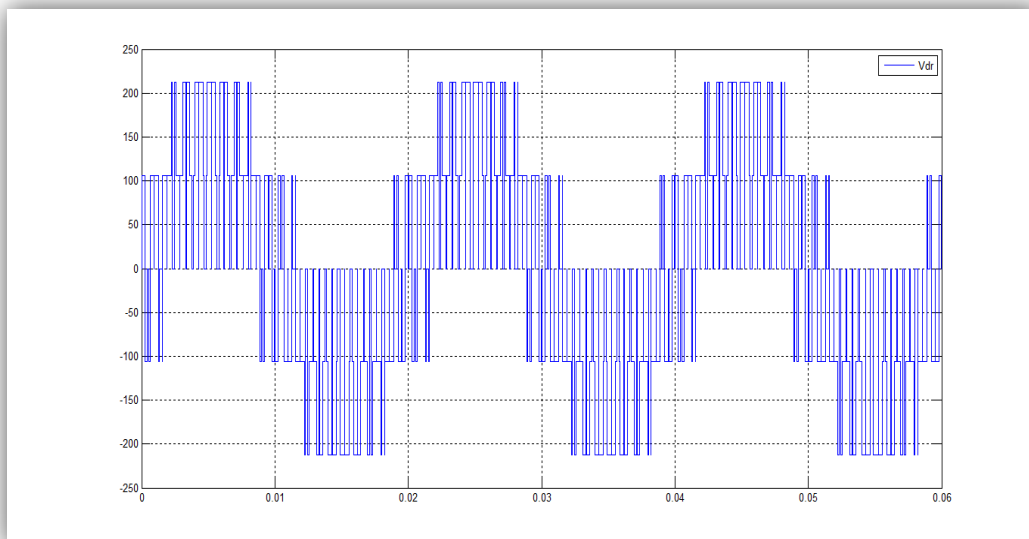


Figure (III.12): Tension composée

III.8. Alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI sinus-triangulaire

Dans cette partie nous associons la MAS avec l'ondeur de tension commandé par la technique MLI.

III.8.1. Schéma de simulation

III.8.2. Résultat de la simulation

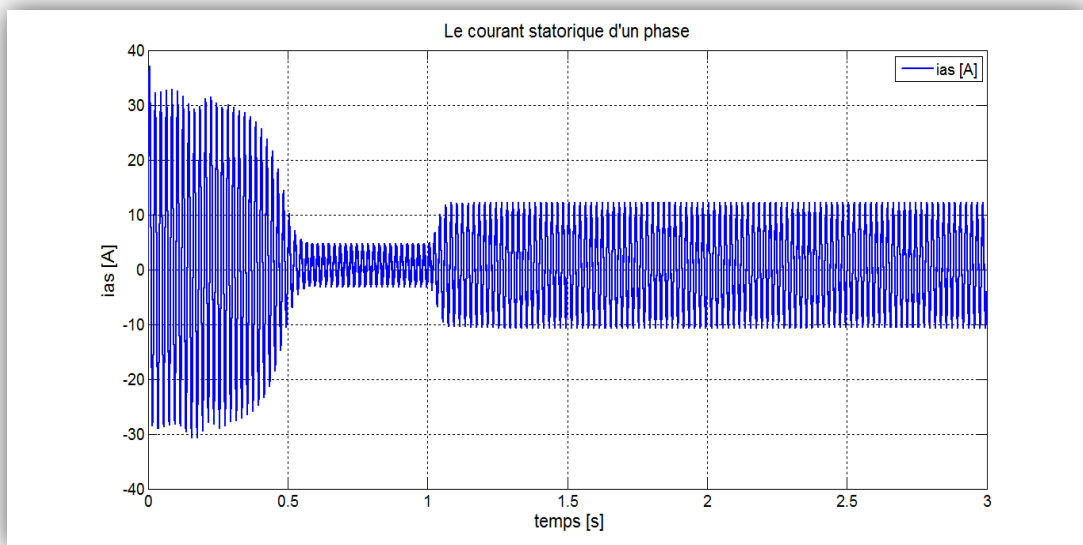


Figure (III.13) : Le courant statorique

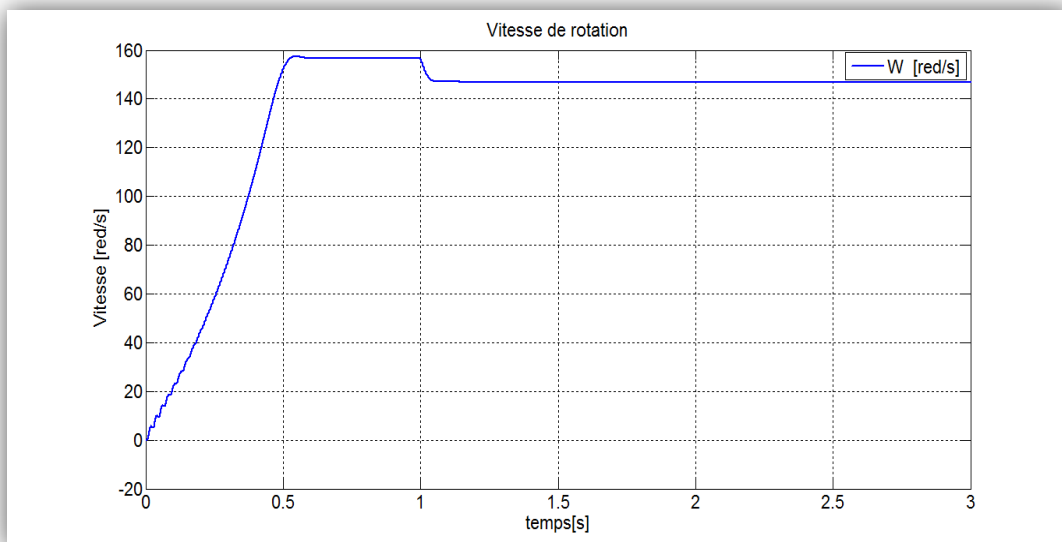


Figure (III.14): La vitesse

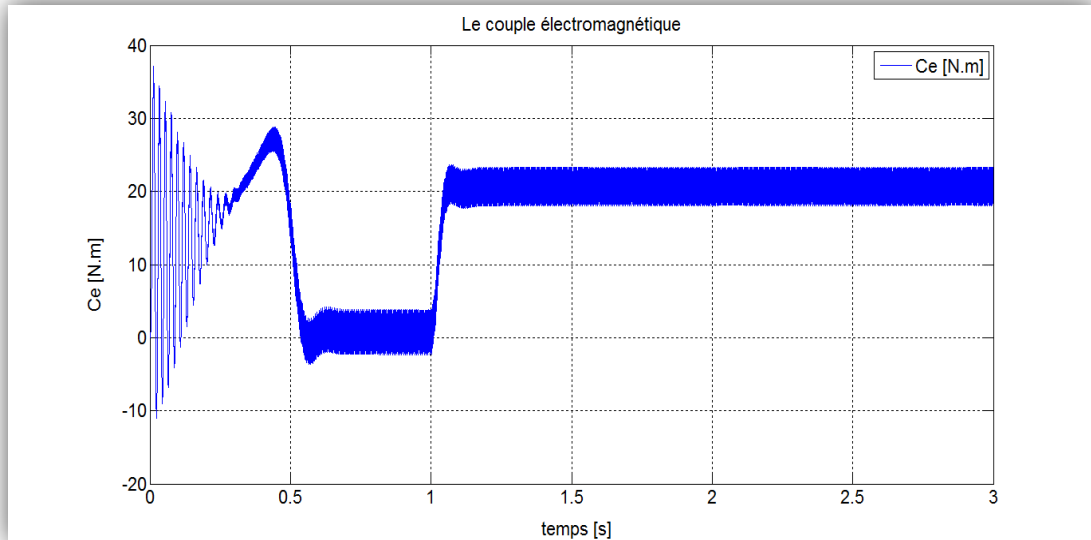


Figure (III.15): Le couple

III.9. Discussion

Lors du démarrage, on constate des pics de courants importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire, ainsi que lors du démarrage à vide, la courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2 sec la vitesse stabilise à une valeur constante (157 rad/s) puisque le moteur posséd 2 pôles.

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 0.5 s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime permanent. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant $t = 0.5$ s (ou bien d'un régime en charge vers un autre) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

III.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système convertisseur-moteur asynchrone (MAS). L'onduleur joue un rôle très important en électronique de puissance grâce à ses nombreux avantages, la fluidité et la simplicité de commande qu'il offre. Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la machine, puisqu'elle est

destinée à travailler à haute fréquence. Pour des raisons de rendement, et d'encombrement réduit, l'onduleur à MLI présente une meilleure solution dans l'unité de moyennes et faibles puissances. L'onduleur de tension ne donne un fonctionnement assez simple pour notre étude de diagnostic, ceci fera l'objet du prochain chapitre.

IV.1. Introduction

Les convertisseurs statiques triphasés à structure tension sont les composantes essentielles de nombreux systèmes d'électronique de puissance telles que les variateurs de vitesse pour machines alternatives, les alimentations sans interruption et les filtres actifs. Concernant leur fonctionnement, sécurité, fiabilité, performances, qualité et continuité de service sont quelques-unes des préoccupations majeures. Les défauts qui peuvent survenir, qu'ils proviennent de la commande rapprochée du convertisseur (par exemple, défauts d'un des drivers), d'un des capteurs ou d'un des composants de puissance commandables (de type IGBT par exemple), conduisent à la perte de contrôle totale ou partielle de courant. Ceux-ci peuvent provoquer le dysfonctionnement du système, voire l'interruption complète de son fonctionnement. En outre, si le défaut n'est pas rapidement détecté et compensé, il peut dans certains cas mettre gravement en danger le fonctionnement du système. Par conséquent, afin d'empêcher la propagation du défaut aux autres composants et assurer la continuité de service en toute circonstance en présence d'un tel défaut, des méthodes efficaces et rapides de détection et de compensation du défaut doivent être adoptées.

Dans ce chapitre nous allons étudier le cas d'alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en fonctionnement sain et mode dégradé (transistor maintenu ouvert) pour choisir les variables indicateurs de défaut et proposer une méthode de détection et localisation de défaut.

IV.2. Comparaison des méthodes de détection de défaut au niveau des semi-conducteurs de puissance

Récemment, le comportement des convertisseurs statiques lors du défaut d'un semi-conducteur de puissance ou d'un driver ainsi que les topologies dites "fault tolerant" associées ont fait l'objet de publications internationales. Dès 1994, Kastha et Bose ont présenté une étude systématique des conséquences des défauts d'un l'onduleur de tension alimentant une machine asynchrone [29]. Cependant, ils n'ont pas proposé de méthode permettant de détecter ces défauts. Peugeot et al. ont présenté une méthode de détection de défaut basée sur le suivi de la trajectoire du vecteur courant de phase [30]. En effet, en condition normale (sans défaut) la trajectoire de ce vecteur courant dans le repère $\alpha\beta$ de Concordia est un cercle. Ce cercle devient un demi-cercle lors d'un défaut de type circuit-

ouvert d'un bras, causé par une défaillance au niveau d'un interrupteur bloqué à l'état ouvert. La position de ce demi-cercle dans le repère $\alpha\beta$ identifie alors l'interrupteur défectueux. Mendes et Cardoso ont quant à eux proposé d'utiliser la valeur moyenne des courants de phase dans le repère de Park pour le diagnostic de défaut de type circuit-ouvert [31]. Les méthodes proposées ci-dessus ont été appliquées au seul cas des machines électriques et nécessitent au moins une période du fondamental des courants de phase pour détecter le défaut.

Plus récemment encore, la réduction du temps nécessaire à la détection du défaut (délai entre l'apparition du défaut et sa détection) a fait l'objet de travaux de recherche. Ribeiro et al. ont alors proposé d'utiliser des capteurs de tension supplémentaires pour la détection de défauts de types circuit-ouvert ou court-circuit [32] et [33]. Ils ont montré qu'à l'aide de la mesure des trois tensions entre chaque phase du convertisseur et le point milieu des 2 condensateurs de la source continue (appelées conventionnellement "pole voltage" en anglais) et leurs comparaisons avec les tensions estimées, le défaut peut être alors détecté en un quart de période du fondamental des courants de phase. Yu et al. et aussi Shamsi-Nejhad et al. utilisent les tensions mesurées aux bornes des interrupteurs du bas de chaque bras pour détecter le défaut, [34] et [35]. Ils ont également montré qu'à partir de ces tensions mesurées et de leurs comparaisons avec un seuil, le défaut peut être détecté dans un quart de période du fondamental des courants de phase. Le tableau (IV-1) compare les quelques méthodes citées auparavant en termes de limites d'application, de temps de détection et de nombre de capteurs supplémentaires nécessaires pour un onduleur de tension à deux niveaux.

Principe de la méthode	Limite d'application	Temps de détection	Nombre. de capteurs Supplémentaires par rapport aux trois capteurs conventionnels
Suivi de la trajectoire du vecteur courant de phase [30]	Machines électriques	> 20 ms	-
Valeur moyenne des courants de phase dans le repère de Park [31]	Machines électriques	> 20 ms	-
Mesure des tensions "pole voltage" du convertisseur [32]	-	> 5 ms	3
Mesure des tensions aux bornes des interrupteurs [34]	-	> 5 ms	3

Tableau (IV.1): Comparaison des méthodes de détection de défaut au niveau des semi-conducteurs de puissance (fréquence fondamentale de 50 Hz)

Dans la suite, nous proposons une nouvelle méthode de détection du défaut de type composant maintenu ouvert d'un des semi-conducteurs ou des drivers d'un onduleur triphasé à structure tension à 2 niveaux dans le cas d'alimentation de la MAS. Cette méthode permet de réduire le nombre des capteurs utilisés.

IV.3. Analyse du comportement de l'alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé

Le diagnostic signifie simplement la détermination des composants défectueux au sein d'un système physique. Le principe général du diagnostic consiste à vérifier la cohérence entre un comportement observé et un comportement attendu. Le diagnostic d'un système est effectué à travers la détection, la localisation et l'identification des défauts.

La détection de défauts consiste à signaler la présence d'un défaut, c'est-à-dire déterminer si l'état courant du système et de ses éléments est normal ou non, en signalant toute déviation par rapport au fonctionnement attendu. Cette tâche est ensuite complétée par celle de la localisation qui doit indiquer quel organe ou quel composant est affecté par le défaut. Enfin, la tâche d'identification a pour objet de caractériser le défaut en durée et en amplitude afin d'en déduire sa sévérité.

Le diagnostic constitue donc une étape d'une procédure plus complète que nous désignons sous le nom de surveillance. La surveillance nécessite la mise en œuvre de nombreuses tâches décrites selon l'organigramme représenté par la figure (IV.1) [36].

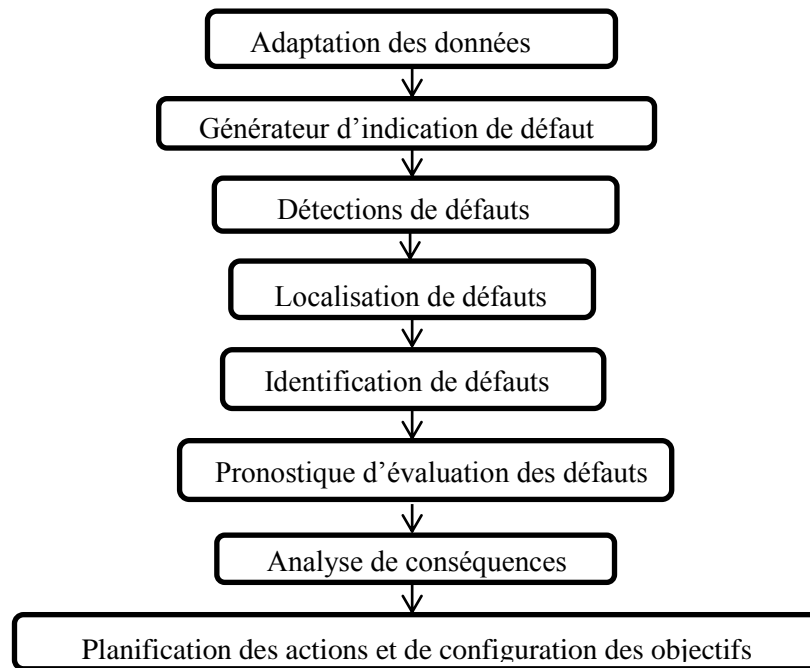


Figure (IV.1) : Modules d'une procédure de diagnostic

IV.3.1. Analyse du comportement d'onduleur à deux niveaux en mode dégradé

Pour un onduleur de tension à deux niveaux en mode sain, le courant positif de la phase 1 (i_a) peut être croissant et conduit par le transistor T11 ou décroissant et conduit par la diode D_4 . Le même courant peut être négatif et croissant de le sens négatif et conduit par le transistor T12 ou décroissant et conduit par la diode D_1 (Figure (IV-2.a)). Lorsque le transistor T11 est maintenu ouvert, la partie positive du courant de la phase 1 (i_a) sera conduit seulement par la diode D_4 . Cela conduit à ce que le courant de la phase 1 ne suit pas sa référence lorsqu'elle est positive en restant inférieur à cette référence dans la plus part du temps. Dans cette période, les courants des autres phases s'éloignent aussi de leurs références sous l'effet du courant de la phase 1 puisque la charge est à neutre isolé ($i_a + i_b + i_c = 0$). Les courants des phases seront asymétriques présentant des composantes continues non-nulles.

Lorsque la référence est négative, le courant de la phase 1 suit parfaitement sa référence puisque les deux composants responsables de la conduction de courant i_{a1} négatif (T12 et D_1) sont sains (Figure (IV-2.b)).

L'analyse du comportement du onduleur de tension à deux niveaux est détaillée en plus dans la partie réservée à la simulation de ce système.

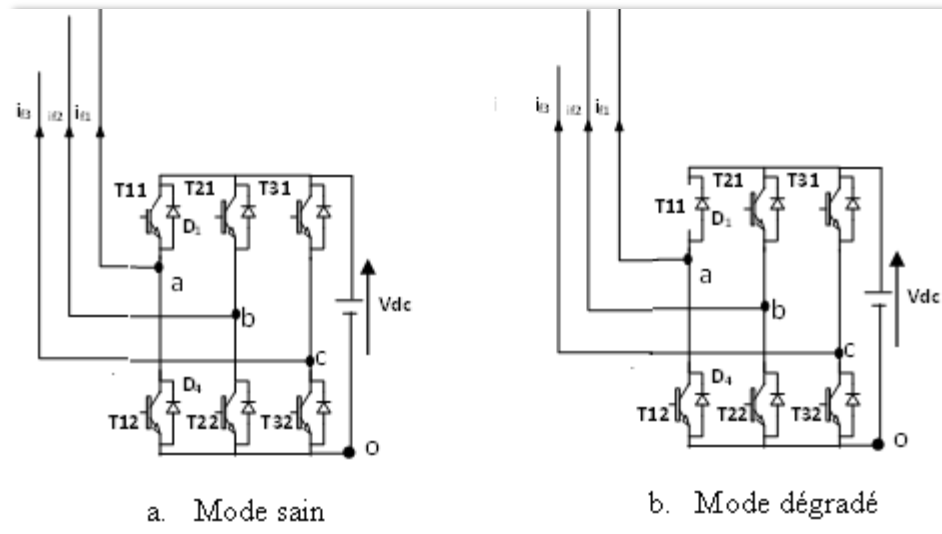


Figure (IV.2) : Configuration d'onduleur à tension à deux niveaux en mode de fonctionnement sain et en mode dégradé (transistor T11 maintenu ouvert)

IV.4. Méthodes de détection et localisation défaut circuit-ouvert :

IV.4.1. Méthode basée sur la trajectoire de Park :

Cette méthode basée sur le suivi de la trajectoire du courant de Park a été présentée. En effet, en condition normale (sans défaut), la trajectoire de ce vecteur de courant dans le repère (d, q) est un cercle. Par exemple, ce cercle devient un demi-cercle lors d'un défaut de type circuit-ouvert d'un IGBT.

Dans le régime triphasé équilibré sinusoïdal, les courants de phase on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{as} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{bs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) \\ i_{cs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Si on applique la transformation de Park, l'équation (IV.1) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_a - i_b - i_c) \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

1^{ère} cas : On applique un défaut circuit-ouvert d'un IGBT, S_{a1} , c'est-à-dire le courant dans la phase A égale à zéro. L'équation (IV.1) devient :

$$\begin{cases} i_{as} = 0 \\ i_{bs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) \\ i_{cs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

On applique la transformation de Park, l'équation (IV.3) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_b - i_c) \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

2^{ème} cas : On applique un défaut circuit ouvert d'un IGBT, S_{bl} , c'est-à-dire le courant dans la phase B égale à zéro. L'équation (IV.1) devient :

$$\begin{cases} i_{as} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{bs} = 0 \\ i_{cs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

On applique la transformation de Park, l'équation (IV.5) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_a - i_c) \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

3^{ème} cas : On applique un défaut circuit ouvert d'un IGBT, S_{cl} , c'est-à-dire le courant dans la phase C égale à zéro. L'équation (IV.1) devient :

$$\begin{cases} i_{as} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{bs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) \\ i_{cs} = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

On applique la transformation de Park, l'équation (IV.7) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_a - i_b) \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Figure (IV.3), présenté les forme de courant triphasé, la vitesse de rotation et les forme de trajectoire dans le cas sain et le cas d'un défaut circuit-ouvert de ($S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2}$). (Résultat de simulation).

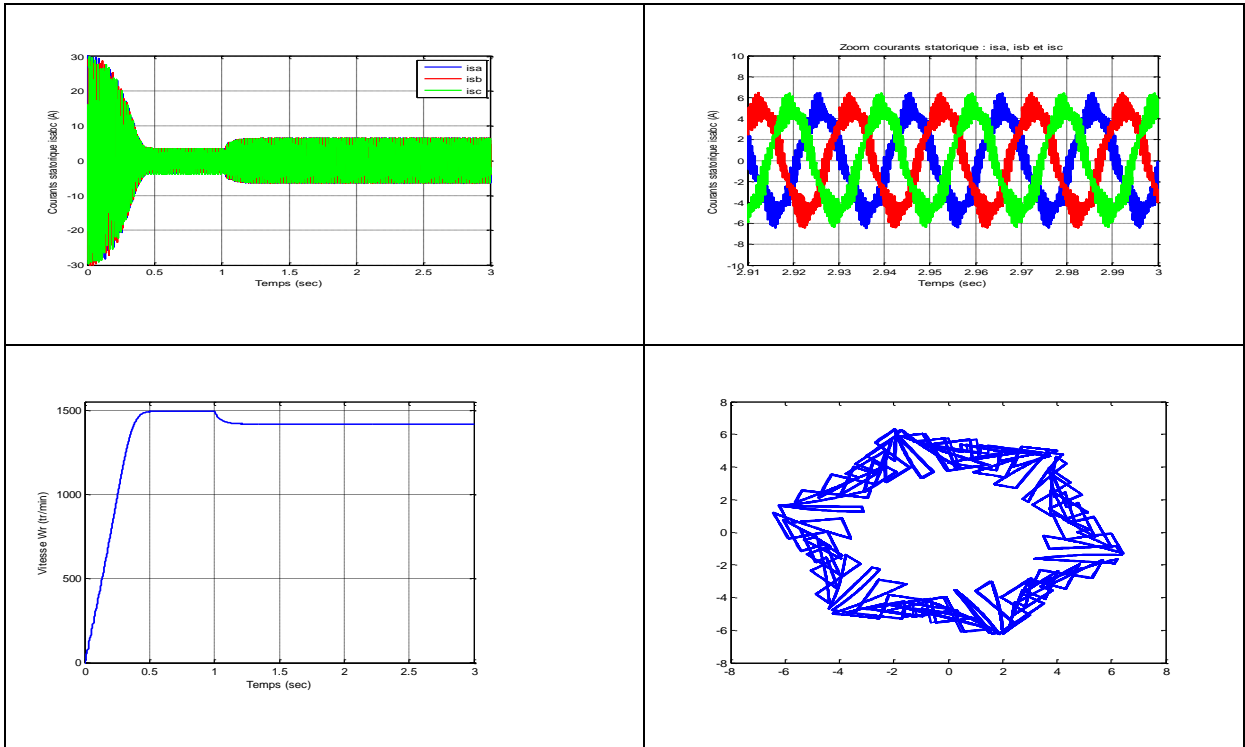
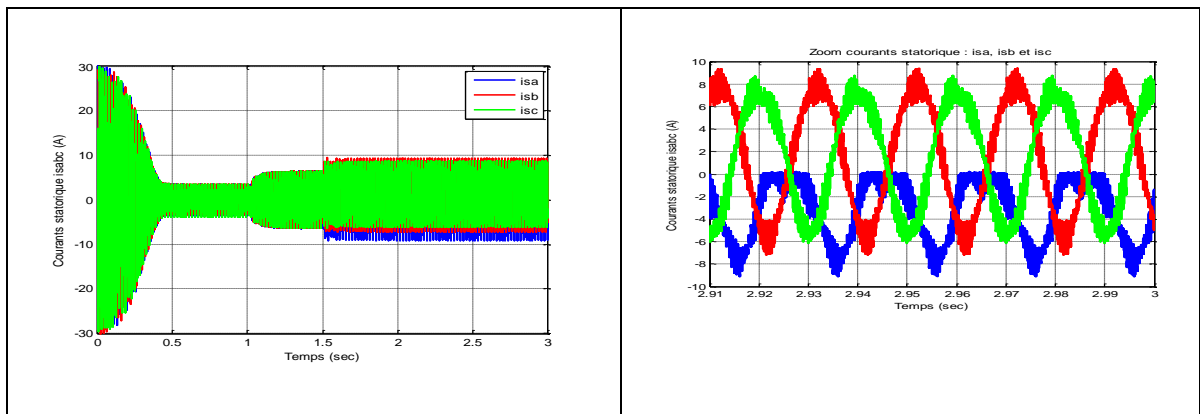


Figure (IV.3a) : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode sain



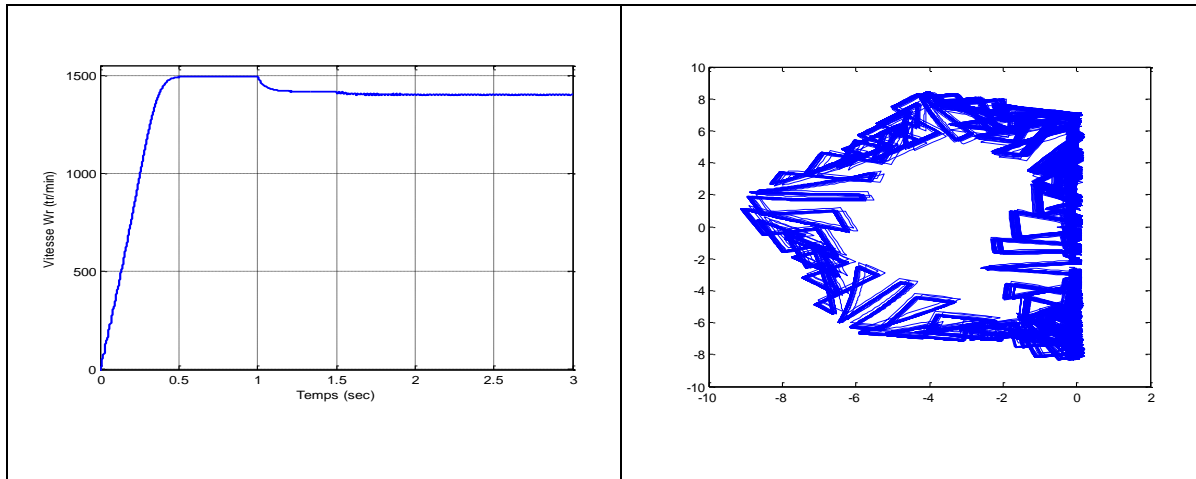


Figure (IV.3b) : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T11 maintenu ouvert)

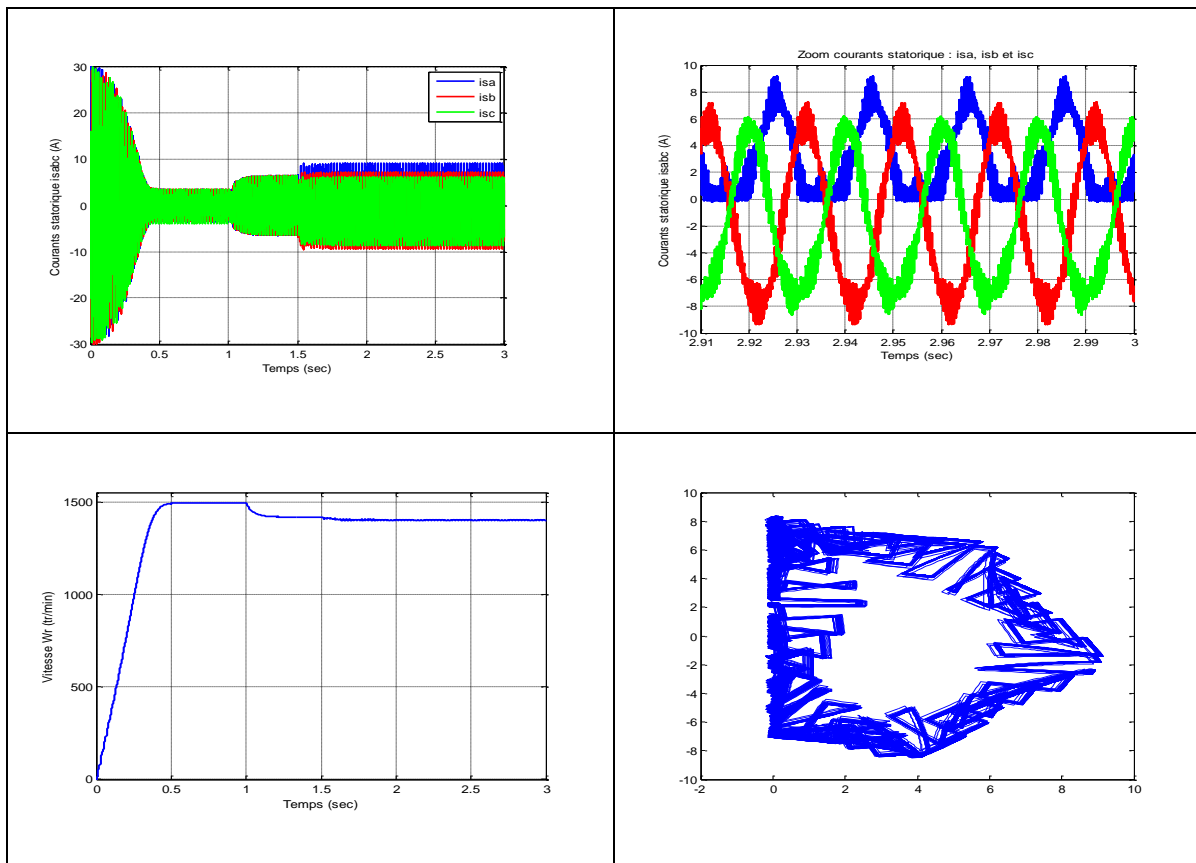


Figure (IV.3c) : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T12 maintenu ouvert)

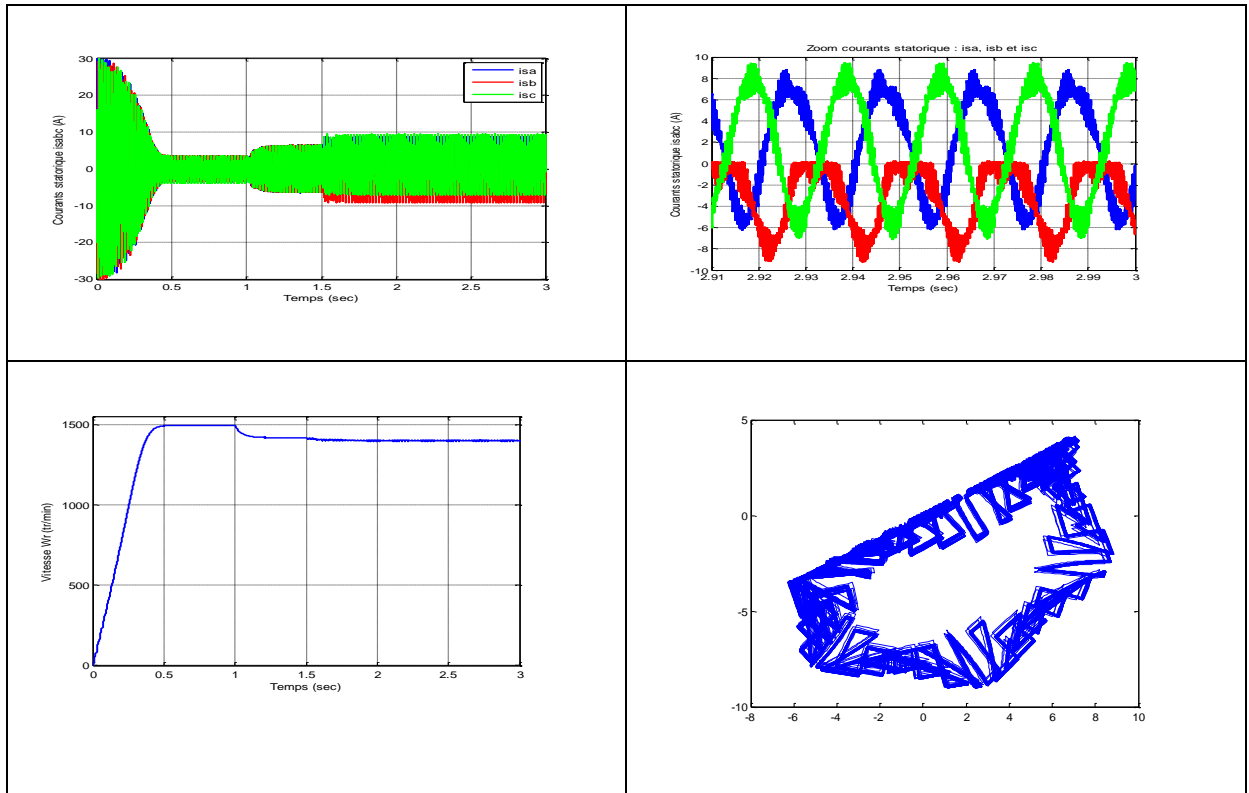


Figure (IV.3d) : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T21 maintenu ouvert)

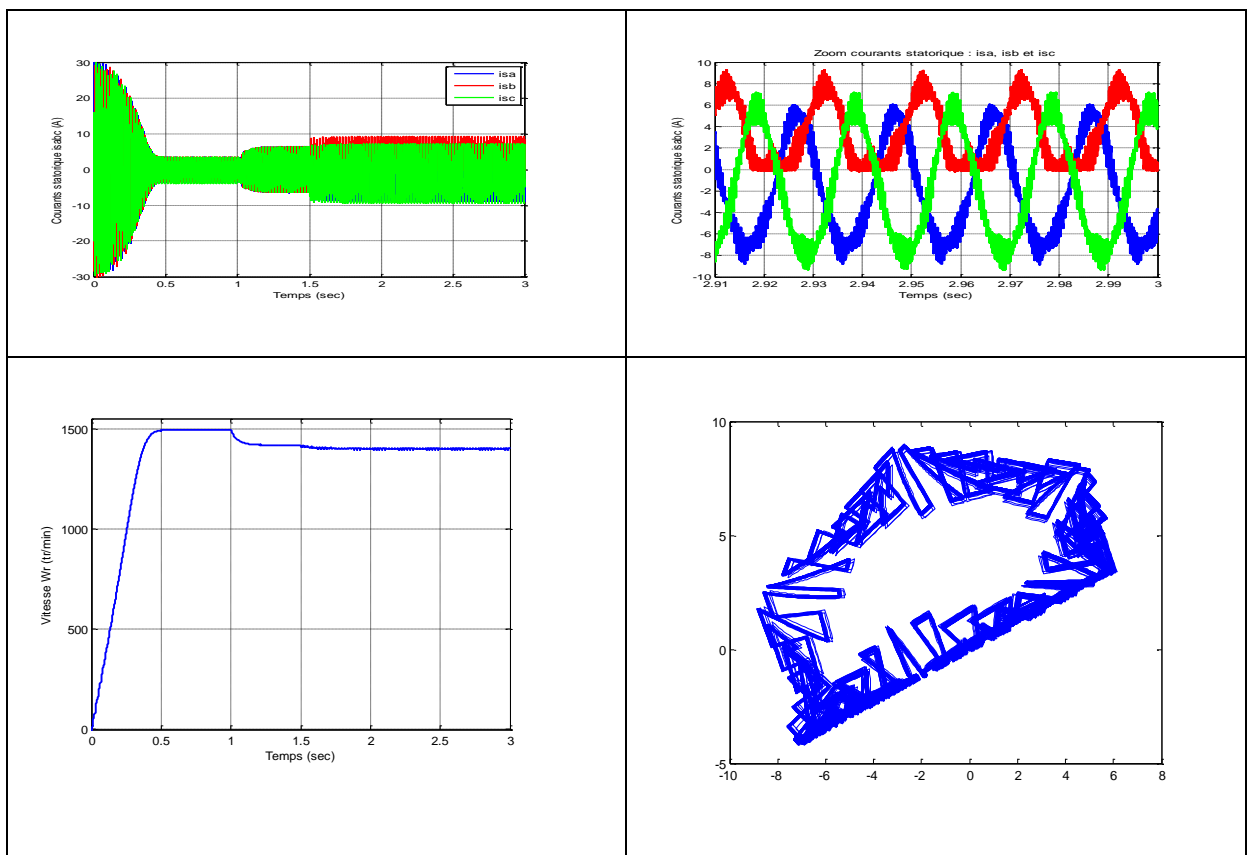


Figure (IV.3e) : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T22 maintenu ouvert)

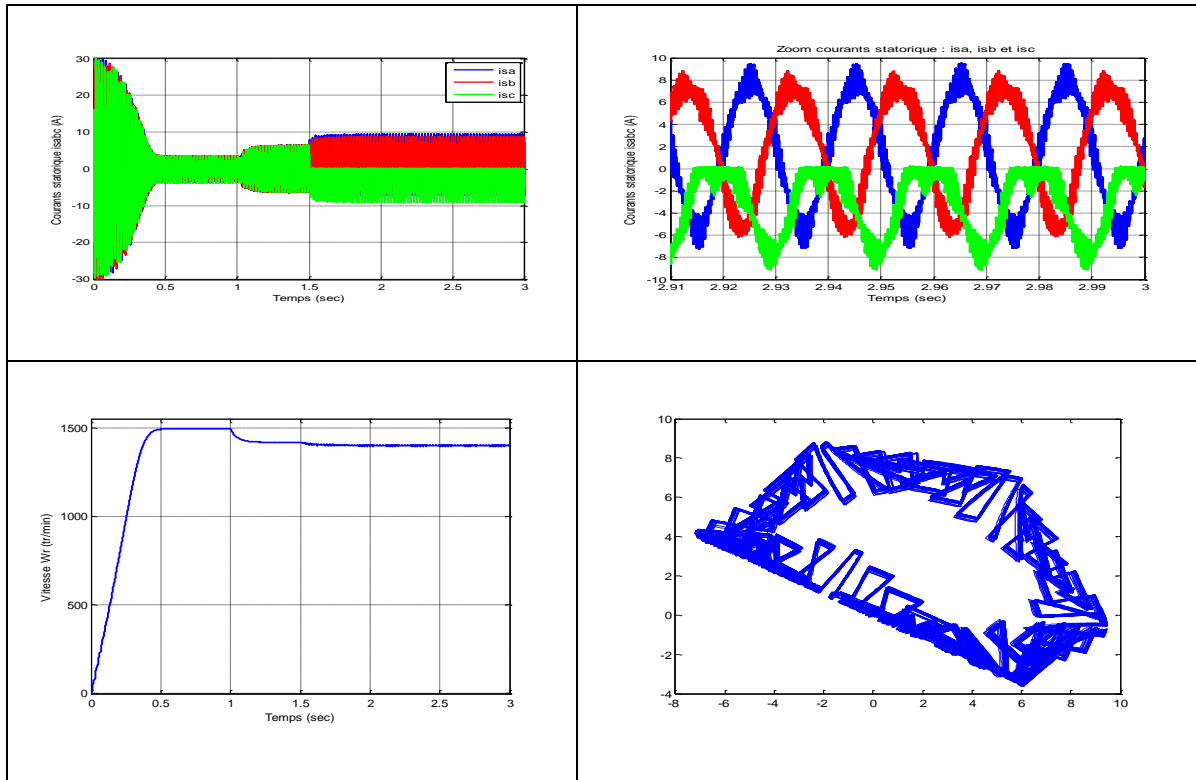


Figure (IV.3f) : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T31 maintenu ouvert)

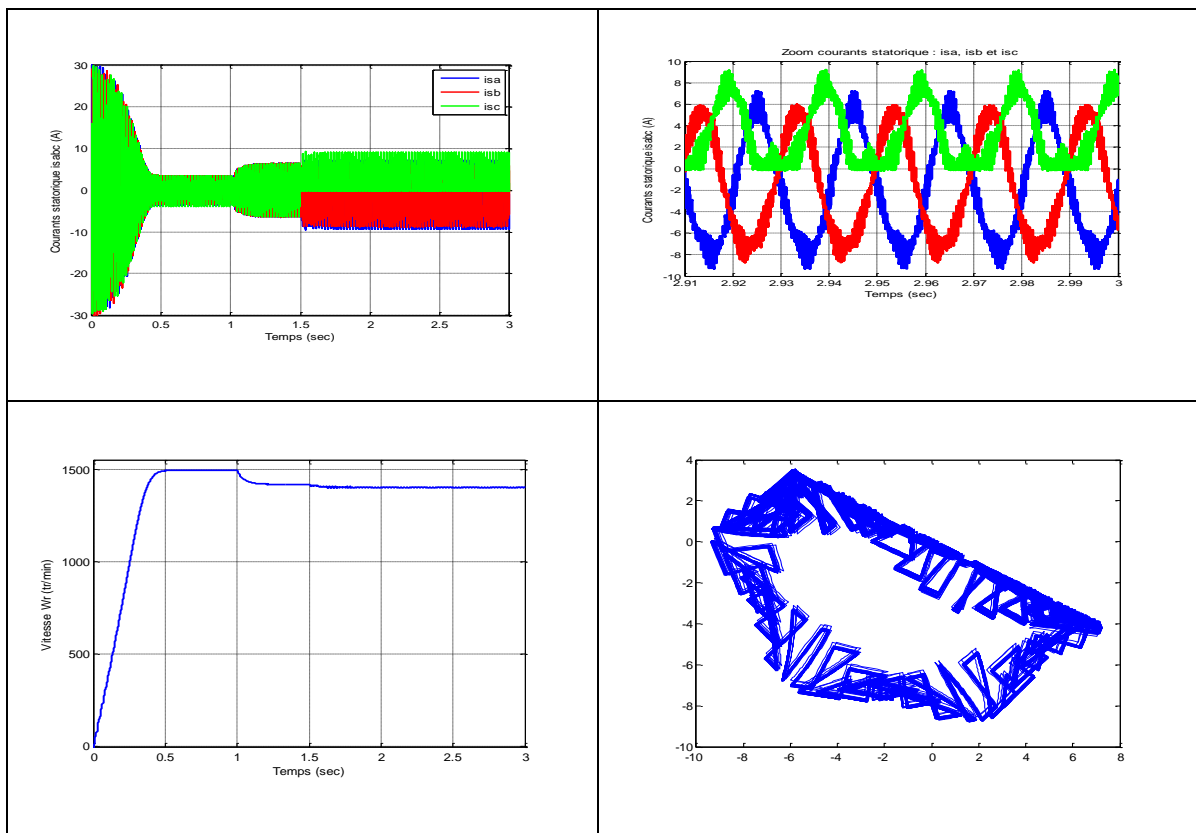


Figure (IV.3g) : Résultats de simulation d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI en mode dégradé (T32 maintenu ouvert)

Selon les Figure (IV.3a→g), les trajectoires utilisée pour identifie le bras et IGBT défaillant, comme mentionné ci-dessus, l'extraction des informations de l'angle de défaut circuit-ouvert de chaque bras et chaque IGBT pour la détection et localisation de défaut à partir de calcule l'angle θ de défaut, exprimée par l'équation suivant :

$$\theta = \arctan\left(\frac{i_q}{i_d}\right) \quad (\text{IV.9})$$

Figure (IV.4), présenté les angles θ de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT. (Résultat de simulation).

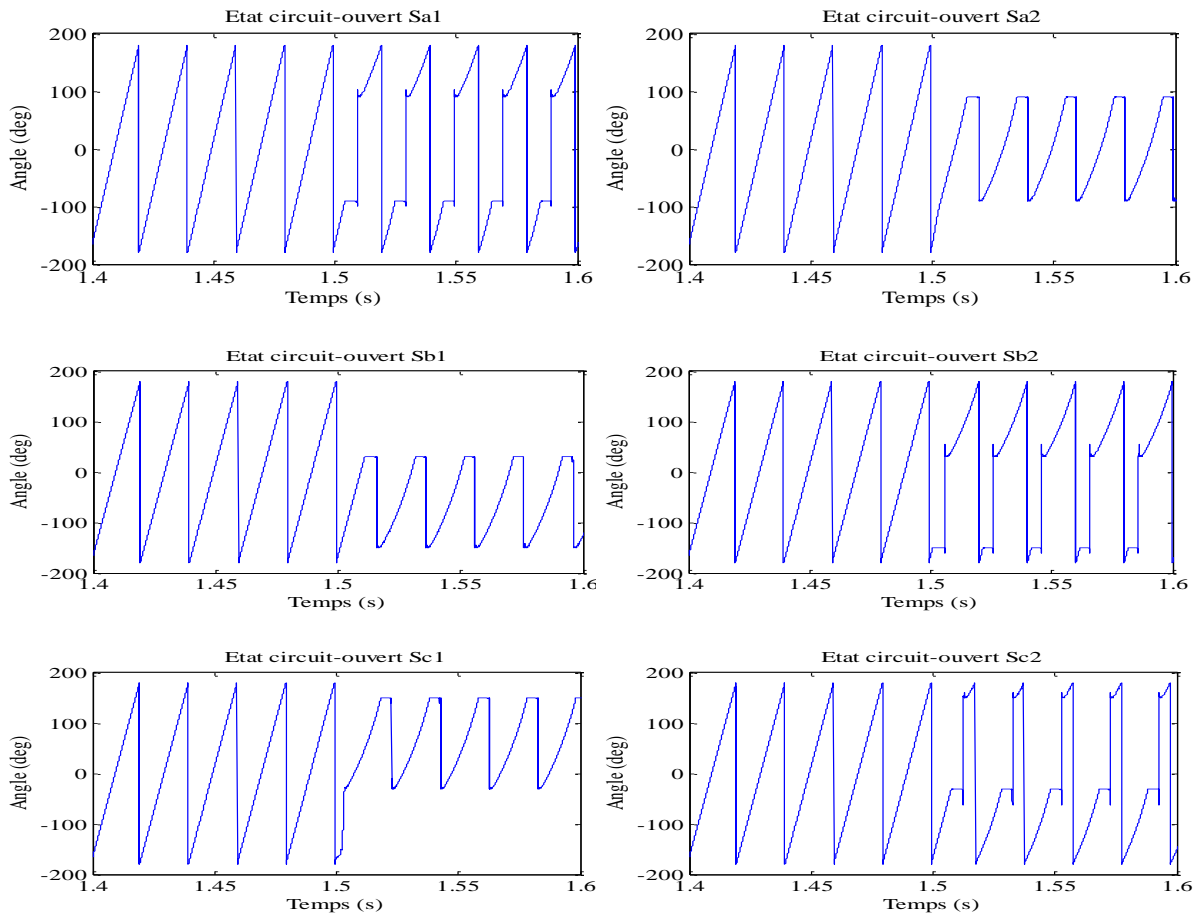


Figure (IV.4) : Angle θ de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT (Résultat de simulation).

Pour calculé les intervalles des angles de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT, en utilise les équations suivant :

$$\theta = [\theta_{min}, \theta_{max}] \tag{IV.10}$$

$$\theta_{min} = \tan^{-1}(i_{qmean}/i_{dmean}) \tag{IV.11}$$

$$\begin{cases} i_{dmean} = \sum_{i=1}^N i_d / \text{lenght}(i_d) \\ i_{qmean} = \sum_{i=1}^N i_q / \text{lenght}(i_q) \end{cases} \tag{IV.12}$$

$$\theta_{max} = 360^\circ - \theta_{min} \tag{IV.14}$$

Selon la Figure (IV.4), on peut calculée les intervalles des angles de défaut, Tableau (IV.2), présentée les intervalles des angles :

IGBT's	Défaut circuit-ouvert d'un bras		Défaut circuit-ouvert d'un IGBT		
	A		θ_{min}	θ_{max}	θ
Etat sain	[0°, 360°]		0°	360°-0°	[0°, 360°]
Circuit-ouvert S _{a1}	Bras A	[-90°, 90°]	150°	360°-150°	[150°, 210°]
Circuit-ouvert S _{a2}			330°	360°-330°	[330°, 30°]
Circuit-ouvert S _{b1}	Bras B	[-150°, 30°]	270°	360°-270°	[270°, 330°]
Circuit-ouvert S _{b2}			90°	360°-90°	[90°, 150°]
Circuit-ouvert S _{c1}	Bras C	[-30°, 150°]	30°	360°-30°	[30°, 90°]
Circuit-ouvert S _{c2}			210°	360°-210°	[210°, 270°]

Tableau (IV.2) : Intervalle des angles de défaut circuit-ouvert d'un bras et chaque IGBT.

IV.5. Conclusion

L'étude effectuée dans ce chapitre a été, particulièrement, dédiée à la simulation de fonctionnement en mode sain et dégradé d'un onduleur à deux niveaux alimentant la MAS. Après une analyse détaillée d'évolution des différentes grandeurs électriques des différents défauts Pour l'onduleur à deux niveaux, la trajectoire du courant de Park peuvent être considérées comme indicateurs fiables de défaut.

CONCLUSION GENERALE

Les techniques de diagnostic sont multiples et les domaines d'application sont très étendus. De nombreuses études ont déjà abouti à des solutions mais le diagnostic précis de tout système employant des convertisseurs statiques reste un des problèmes actuels notamment pour les systèmes en boucle fermée.

La tâche la plus importante dans un système de diagnostic est le choix des variables indicateurs de défaut qui doivent être fiables pour les différentes conditions du système afin d'éviter toute confusion entre un défaut et autre. Dans cette mémoire une analyse est menée dans le but d'identifier ces variables indicateurs pour le diagnostic des défauts de transistor maintenu ouvert onduleur de tension à 2 niveaux alimentant la MAS.

L'étude effectuée dans cette mémoire a été, particulièrement, dédiée à la simulation de fonctionnement en mode sain et dégradé d'un onduleur à deux niveaux alimentant la MAS. Après une analyse détaillée d'évolution des différentes grandeurs électriques des différents défauts Pour l'onduleur à deux niveaux, la trajectoire du courant de Park peuvent être considérées comme indicateurs fiables de défaut.

L'apport des techniques proposées réside dans le fait qu'elles sont faciles à implémenter et permettent d'assurer « la couverture » d'une large gamme de défauts, et une bonne fiabilité de diagnostic.

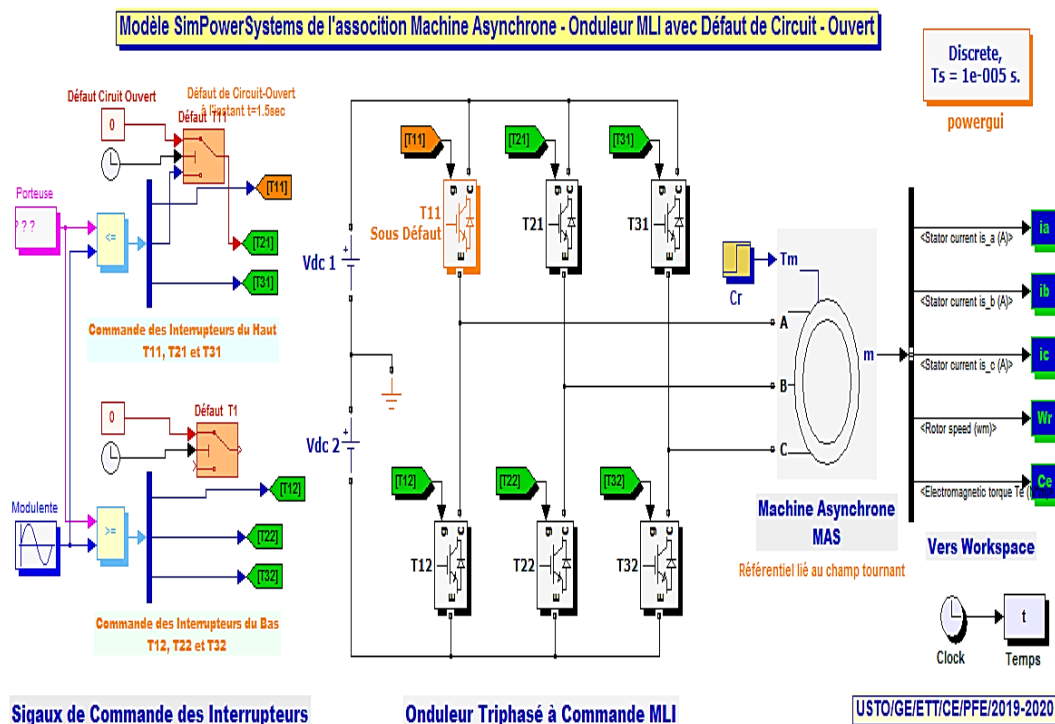
Comme perspectives à ce travail, nous préconisons d'approfondir les points suivants :

- Appliquer avec adaptation de la technique de diagnostic proposée sur les onduleurs multiniveaux à structures NPC, capacités flottante, et à structures combinées (hybrides).
- Proposition de méthodes intelligentes, telle que la logique floue, pour la diagnostic
- La réalisation expérimentale et le développement du système intégral de diagnostic.

A	
Puissance nominale	$P_n = 4\text{KW}$
Tension nominale	$U_n = 220/380\text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 15\text{ A}$
Résistance statorique	$R_s = 6\ \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2.8\ \Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 0.5663\text{ H}$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 0.5142\text{ H}$
Inductance cyclique mutuelle	$M = 0.5142\text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.058\text{ Kg.m}^2$
Le couple résistant	$C_r = 20\text{ N.m}$
Fréquence nominale	$F = 50\text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$N_p = 2$
La vitesse nominale	$\Omega_n = 1500\text{ Tr/mn}$
Coefficient de frottement	$F = 0.005\text{ I.S}$

Tableau :Les données du moteur asynchrone (MAS)

❖ Schéma bloc du Détection de défauts dans le convertisseur à MLI d'une machine asynchrone



Bibliographie

- [1] NEMIRI Asma, « Détection et Diagnostic de Défauts D'un Onduleur », Mémoire fin d'étude, université badji mokhtar annaba 2017.
- [2] Nait Slimani Boukhalfa, « synthèse d'observateur non linéaires : application au diagnostic de défaut », mémoire magister, université mouloud Mammeri Tizi-Ouzou.
- [3] Benlaloui Idriss, « commande, observation et diagnostic d'un système non-linéaire : application à la machine asynchrone en présence de défauts », Université de Batna 2 faculté de technologie département d'électrotechnique 2016.
- [4] Gaëtan Didier, « modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », docteur de l'université Henri le 29 octobre.
- [5] Bedoud Kholoud, «Modélisation et diagnostic de défaillance d'une électrovanne pneumatique », mémoire de magister Université, de Badji Mokhtar 2010.
- [6] BOUKAROURA Abdelkader, « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond-Graph », Université Ferhat Abbas De Setif 2009.
- [7] Carlos CANUDAS de Wit, «Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrone 1», Edition DUNOD, année 2005.
- [8] Z. Damech, B. Mokhtari, « Modélisation et simulation d'une génératrice asynchrone en saturation, », Mémoire fin d'étude, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2012.
- [9] Abed Khoudir, «Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone»,Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 22/06/2010. DSP. Ellipses, Mars 2000.
- [10] L. Lamia, « Contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique », Mémoire Magistère en Electrotechnique, Université de Batna, 2008.
- [11] Tamrabet Hanene, « Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone », Thèse de magistère, Batna, 2006.
- [12] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura ,« Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques », PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.

- [13] BENDEMAGH Walid, « Commande de la machine asynchrone par la cascade hyposynchrone à base des logiciels SIMPLORER et MATLAB », Mémoire de fin d'étude, UNIVERSITE DE SETIF1 2013.
- [14] P. VIDAL, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse Doctorat, Toulouse (2004) .
- [15] S. ZAIDI, « Commande non Linéaire du moteur à induction », Mémoire Magister, Batna 2006.
- [16] R.Mohamed, « Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau », Mémoire de fin d'étude, institut d'électrotechnique, université de Batna 2002.
- [17] L. BAGHLI, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », Notes de Cours, IUFM de Lorraine – UHP 2005.
- [18] Schneider electric « Guide des solutions d'automatisme », livre, 2008.
- [19] Ch. Le Chevalier, « Analyse fonctionnelle des convertisseurs statiques en vue de la conception », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 30/11/1998.
- [20] Laroche Jacques «L'électronique de puissance, cours et exercices corrigés », Edition DUNOD, année 2005,
- [21] GUY SEGUIER, FRANCIS LABRIQUE « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, volume 4, La conversion continu-alternatif», Technique et documentation Lavoisier 1989.
- [22] Allal abderrahim « grandeur non invasives pour le diagnostic des machine Asynchrones », magister en en électronique, 2010.
- [23] Julien dumont « systeme multiagents pour le diagnostic pluridisciplinaire », specialite informatique, 5 fevrier 2010.
- [24] A. Boukaroura, « Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bond-Graph », Mémoire Magistère en Electrotechnique, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2009.
- [25] Henri FOCH, François FOREST et Thierry MEYNARD, « Onduleurs de tension - Structures. Principes. Applications », technique de l'ingénieur d3176 (article), 1998.
- [26] L. BAGHLI, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », Cours personnel, IUFM de Lorraine-UHP, France, 2005.

-
- [27] Berrezek Farid. « Modélisation non linéaire des machines électriques pour la commande et le diagnostic », Thèse de doctorat en sciences de l'université Badji Mokhtar-Annaba 2016.
- [28] Mr Mebrek Yahia. « Contribution à l'étude et à la modélisation des éléments d'un système photovoltaïque », Thèse de magister en physique de l'université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen 2011.
- [29] 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, Jul.-Aug.1994.
- [30] 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.
- [31] 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, Suisse, pp. 1-9, 1999.
- [32] 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.
- [33] 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 Conference on Industrial Electronics, pp.792 – 797, 2002.
- [34] L. Ying; N. Ertugrul, « An observer-based three-phase current reconstruction using DC link measurement in PMAC motors», International Power Electronics and Motion Control Conference, vol. 1, pp. 1-5, Aug. 2006.
- [35] M.-A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, « Fault tolerant and minimum loss control of double-star synchronous machines under open phase conditions», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, pp. 1956-1965, May 2008.
- [36] D. Maquin and J. Ragot, « Diagnostic des systèmes linéaires», Editions Hermes, 2000.