

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE Génie électrique

N° :...../2025



DOMAINE : Génie électrique

FILIERE : Electromécanique

OPTION : Maintenance
industriels

Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme
Master

Par: LEHOUCHI Aziz

LAAMAYAD Mohamed

THEME

*Maintenance d'un équipement électrique basée sur
l'intelligence artificielle*

Soutenu le .. / .. /2025 devant le jury composé de

Hilal RAHALI
Bilal Djamal Eddine CHERIF
Abdelhakim DJALAB

Université de Msila
Université de Msila
Université de Msila

Président
Rapporteur
Examineur

Année universitaire : 2024/2025

Liste des figures

Figure	Page
Figure I.1 : Diffèrent type de défauts agissant sur un système.	2
Figure I.2 : Différentes étapes de diagnostic.	2
Figure I.3 : Redondance physique et analytique.	2
Figure I.4 : Principe de la reconnaissance des formes.	3
Figure I.5: Principe de l'inférence floue.	4
Figure I.6: Principe des méthodes de diagnostic avec modèles.	4
Figure I.7: L'Espace de Parité en Continu.	5
Figure I.8: Principe de l'approche par estimation des paramètres.	5
Figure I.9 : Principe général d'un estimateur de sortie.	5
Figure I.10 : L'Observateur de Luenberger.	5
Figure I.11: Génération des résidus par les UIO.	5
Figure I.12: Génération des résidus une banques d'UIO.	5
Figure. II.1 : Schéma représentant les différents éléments de la MAS.	6
Figure. II.2: Représentation schématique d'une MAS triphasée.	6
Figure. II.3 : Modèle de Park de la MAS.	7
Figure. II.4 : Représentation des axes de la MAS.	7
Figure. II.5: Schéma synoptique de la MAS à vitesse variable avec son alimentation.	9
Figure. II.6 : Principe de la technique sinus-triangulaire.	10
Figure. II.7 : Simulation de la MAS alimentée par le réseau triphasé.	10
Figure. II.8 : Tension de sortie de l'onduleur triphasé commandé par stratégie sinus-triangulaire.	10
Figure. II.9 : Courant statorique, vitesse de rotation et couple de de l'ensemble MAS+onduleur avec la technique sinus-triangulaire pour ($m=24$, $r=0.8$).	10
Figure III.1: Algorithme de MALLAT unidimensionnel.	11
Figure III.2: Filtres miroirs en quadrature.	11
Figure III.3: Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$.	11
Figure III.4: Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes.	11
Figure III. 5 : Arbre de décomposition du signal courant statorique en six niveaux.	12
Figure III.6 : Détails du courant statorique par ondelettes coift.	12
Figure III.7 : Enveloppe spectrale.	13
Figure III.8 : Schéma d'un neurone biologique.	13
Figure III.9 : Schéma d'un neurone biologique.	13
Figure III.10 : Evaluation de l'erreur quadratique en fonction du nombre d'itérations d'apprentissage (en utilisant la méthode de rétro propagation de gradient).	14

Liste des Tableaux

Tableau I.1 : Définition des termes de diagnostic.....	12
Tableau I.2 : Les critères d'évaluations d'un Système de diagnostic.....	14
Tableau III.1 : Approximations, détails et bandes fréquentielles.....	61
Tableau III.2 : Valeurs de RMS.	63
Tableau III.3 : Amplitude de $fsh0$ et $fsh1$	65
Tableau III.4 : Fonctions d'activation.	68
Tableau III.5 : Classifications des différents cas de défaut circuit-ouvert.....	69
Tableau III.6 : Comparaison entre la sortie RNA et la sortie réelle du classificateur ANN.	71

Table des Matières

Introduction Générale	I
Chapitre I : État de l’art, surveillance et diagnostic des entraînements électriques.....	4
I.1 Introduction	4
I.2 Définition et objectif du diagnostic	5
I.2.1 Définition	5
I.2.2 Objectif du diagnostic	5
I.2.3 Terminologies et concepts	6
I.3 Différents types de défauts	8
I.4 Considérations générales sur les systèmes de diagnostic	9
I.5 Les différentes étapes de diagnostic	10
I.5.1 Détection	10
I.5.2 Localisation	11
I.5.3 Identification	11
I.6 Principe de diagnostic de défaut	12
I.6.1 Redondance physique	12
I.6.2 Redondance analytique	13
I.7 Génération et évaluation de résidus	14
I.7.1 Génération de résidus	14
I.7.2 Évaluation des résidus	14
I.8 Classification des méthodes de diagnostic	15
I.8.1 Approche signal	15
I.8.1.1 Analyse spectrale	15
I.8.1.2 Analyse temps-fréquence et temps-échelle	16

I.8.2 Méthodes sans modèle	17
I.8.2.1 Reconnaissance des formes	17
I.8.2.2 Réseaux de neurones artificiels (RNA)	18
I.8.2.3 Systèmes d'inférences floues	19
I.8.3 Méthodes à base de modèles	20
I.8.3.1 Espace de parité	20
I.8.3.2 Estimation paramétrique	21
I.8.3.3 Estimation d'état (Observateur)	22
I.8.3.4 Observateurs à entrées inconnues (UIO)	23
I.9 Conclusion	23
Chapitre II : Modélisation de l'ensemble Moteur - Onduleur	24
II.1 Introduction	24
II.2 Constitution de la machine asynchrone	25
II.3 Modèle dynamique de la MAS	26
II.3.1 Hypothèses simplificatrices	26
II.3.2 Équations des tensions et des flux	27
II.4 Modèle de Park de la MAS	28
II.4.1 Transformation de Park	28
II.4.2 Application aux équations des tensions	29
II.4.3 Application aux équations des flux	30
II.4.4 Choix du référentiel	32
II.5 Expressions du couple électromagnétique	34
II.6 Mise sous forme d'équations d'état	35
II.7 Modélisation de l'alimentation de la MAS	36
II.7.1 Modélisation de l'onduleur	36

II.7.2 Modèle mathématique de l'onduleur	37
II.7.3 Commande par la MLI	39
II.8 Résultats de simulation	42
II.8.1 MAS alimentée par réseau triphasé	42
II.8.2 MAS + Onduleur (MLI)	43
II.9 Interprétation des résultats	45
II.10 Conclusion	47
Chapitre III : Détection et localisation du défaut circuit-ouvert d'un IGBT	48
III.1 Introduction	48
III.2 Transformée en ondelettes discrète (TOD)	49
III.3 Algorithme de Mallat	50
III.4 Décomposition en multi-niveau	51
III.5 Application de la TOD au diagnostic	53
III.6 Exigences d'acquisition des signaux	54
III.7 Étude statistique	56
III.8 Enveloppe spectrale de	60
Hilbert-Huang	61
III.9 Conclusion	64
Conclusion Générale	73
Références Bibliographiques	74

Glossaire

IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
TF	Transformée De Fourier
RDF	Reconnaissance Des Formes
RNA	Réseau Neurones Artificiels
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
f.m.m	Force Magnéto Motrice
MAS	Moteur asynchrone
HTT	Transformée D'Hilbert Huang
CEEMD	Décomposition En Mode D'ensemble empirique
IMF	Mode De Fonction Intrinsèque
RMS	Root Mean Squart
EMD	D'composition En Modes Empirique
SD	Diviation Standard
EEMD	EMD D'ensemble
U.S.A	United States Of America
ANN	Artificial Neural Network

Résumé

L'objectif principal de ce travail est de proposer une méthode de diagnostic automatique du défaut circuit-ouvert des *IGBTs* d'un onduleur de tension à deux niveau alimentant un moteur asynchrone. En utilisant l'analyse du courant statorique afin de détecter et localiser ce défaut. La proposition basée sur l'utilisation de la combinaison entre deux technique, technique de traitement signal et technique d'intelligence artificielle. Cette méthode de diagnostic commence d'abord par l'utilisation de la transformée ondelette pour détecter l'harmonique caractérisant le défaut circuit-ouvert d'un *IGBT* basée sur la décomposition du signal de courant en approximation et détails des trois courants statoriques (i_{as} , i_{bs} et i_{cs}). L'ondelette fournit la fonction détails (D) qui contient les informations sur le défaut circuit-ouvert des *IGBTs*. Pour le choix exact de détail, une étude statistique basée sur le calcul des valeurs efficace de chaque détail (RMS). Le choix de D dépend de la condition que les valeurs efficaces des *IGBTs* supérieurs de l'onduleur soient toujours inférieures aux valeurs efficaces des *IGBTs* inférieure. Les résultats obtenus répondent bien à la condition du RMS et l'enveloppe spectrale de Hilbert-Huang de D_4 permet de détecter l'harmonique qui caractérisant le défaut-circuit ouvert d'un *IGBT* de l'onduleur et l'utilisation du réseau de neurones artificiels (*ANN*) permet de localiser l'*IGBT* défaillant.

Mot clé : Moteur asynchrone ; Onduleur deux niveau ; *IGBT* ; Ondelette; Enveloppe spectral ; RMS ; *ANN*.

Introduction générale

Actuellement, les entraînements électriques (convertisseur statique et la machine asynchrone) sont considérés comme l'outil de conversion électromécanique le plus utilisé dans le domaine industriel. Car ce type d'entraînement est justifié par la simplicité de la construction, avec un coût optimal de maintenance et d'achat, ainsi que sa robustesse mécanique. Des applications industrielles de la machine asynchrone à vitesse variable, ont vu le jour dans divers domaines en l'occurrence l'aéronautique, la robotique et dans certains mécanismes industriels à haute précision. De par leur présence grandissante dans des domaines applicatifs toujours plus diversifiés, les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'entraînement électrique prennent une grande part dans les contraintes d'exploitation. La mise en place de dispositifs de sûreté de fonctionnement est souvent exigée afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de l'ensemble (Onduleur-Moteur asynchrone), de minimiser le coût de la maintenance et d'assurer efficacement la sécurité des équipements et des personnes [1].

Néanmoins, les équipements (onduleur et moteur asynchrone) subissent au cours de leurs durées de vie un certain nombre de sollicitations externes ou internes qui peuvent les rendre défaillantes. Les contraintes industrielles en fiabilité, maintenabilité, disponibilité et sécurité des équipements sont par ailleurs très importantes. C'est pour cela le monde industriel est très intéressé par les techniques permettant de déterminer l'état de ces entraînements [2].

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

Selon le cahier des charges de surveillance et de configuration du système, il n'est pas toujours nécessaire de faire cet effort sur tous les éléments composant le système. Dans certains cas, l'utilisation de modèles très précis n'améliore pas les propriétés du système de

surveillance mais au contraire augmente le coût de conception et alourdi largement le traitement [4].

Les convertisseurs statiques plus particulièrement les onduleurs, sont majoritairement présents dans les systèmes d'entraînement électriques à vitesse variable. Les données concernant la fiabilité; issues de la littérature; justifient le périmètre envisagé pour la mise en œuvre de la tolérance de défaut ou de panne. La distribution des défauts en % dans un onduleur sont : 60% défaut court-circuit d'étage continu, 31% défaut d'IGBT, 6% défaut des diodes [5].

Dans le domaine de diagnostic des onduleurs, plusieurs articles ont été publiés pour la détection et localisation de défaut circuit-ouvert d'un IGBT. La plupart des procédés sont basés sur l'analyse des courants au sein du système d'entraînement. Les auteurs [6], ont suggéré la méthode de vecteur de Park pour détecter et localiser le défaut du circuit-ouvert d'un IGBT. Cette technique est basée sur la valeur moyenne des courants de vecteur de Park dans le plan $d-q$ et la détermination de l'angle de phase. La proposition est très dépendante de la charge. Pour éviter cet inconvénient, les auteurs [7, 8], ont suggéré la méthode normalisée du courant continu. Cette technique est basée sur les composants directs et la première composante des coefficients harmoniques des courants alternatifs. Pour détecter et localiser l'IGBT défectueux, la composante continue est divisée par la valeur absolue de la première harmonique et comparée à un seuil (fixé à 0,45). Cette technique présente un certain inconvénient lorsqu'elle est implémentée dans un système de commande en boucle fermée. Les mêmes auteurs ont proposé la méthode de courant continu normalisée. Pour augmenter la fiabilité du procédé et d'éviter des fausses alarmes, le procédé du courant continu normalisé a été affiné. Les auteurs [9, 10 et 11], ont combiné les courants moyens normalisés avec des variables de diagnostic supplémentaires pour un seul et plusieurs IGBT défaillants. Les alarmes de diagnostic ont été réalisées par les signaux de sortie booléenne. Les mêmes auteurs ont proposé une autre méthode basée sur l'utilisation de la logique floue. Les auteurs [12, 13 et 14], ont suggéré deux techniques présentant le diagnostic des défauts de circuit-ouvert. La première méthode utilise la pente de la trajectoire des courants du stator dans le plan complexe ($\alpha-\beta$). Ainsi, selon la valeur de la pente, l'IGBT défectueux peut être détecté. Pour isoler l'IGBT défaillant une bascule de Schmitt a été utilisée pour détecter la polarité du courant dans le bras défaillant. La seconde méthode utilise le vecteur de courant/ fréquence instantanée pour identifier l'IGBT défaillant. Les techniques de diagnostic mentionnées ci-dessus ont été analysées et comparées.

Pour atteindre les objectifs fixés, le travail présenté dans cette thèse est organisé comme suit :

- Le premier chapitre consiste à présenter les différents défauts internes et externes associé les convertisseurs statistiques (onduleur).
- Le deuxième chapitre est consacré premièrement à la modélisation d'un moteur asynchrone triphasé basé sur la transformation de Park. La deuxième partie présente la modélisation du convertisseur statistique triphasé à deux niveaux (onduleur) commandé par la technique MLI-sinus-triangle.
- Le troisième chapitre est consacré à la méthode de détection basée sur la transformée ondelette pour détecter l'harmonique qui caractérise le défaut circuit-ouvert d'un IGBT. Et aussi s'intéresse à la méthode de localisation d'IGBT défaillant. Cette méthode de localisation d'IGBT défaillant basée sur l'intelligence artificielle (réseau de neurone).

Ce travail est clôturé par une conclusion générale.

I.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation du principe de diagnostic, les définitions et la terminologie utilisée dans la littérature dans le but de donner un état de l'art sur les techniques et les méthodes utilisées dans le domaine de la surveillance et la supervision des systèmes. Les principales approches de diagnostic seront présentées.

I.2. Définition et objectif du diagnostic

I.2.1.Définition

La définition du diagnostic selon la norme AFNOR et CEI stipule que : « Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test [14]».

Cette définition résume les deux tâches essentielles du diagnostic :

- Observer les symptômes de la défaillance.
- Identifier la cause de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur les observations.

I.2.2. Objectif du diagnostic

L'objectif d'un système de diagnostic est de prévoir l'apparition d'un défaut le plus rapidement possible et le plus précisément possible. Pour pouvoir expliquer ce principe avec plus de précision, nous allons tout d'abord définir ce que nous entendons par défaut, puis nous rappellerons les fonctions du diagnostic telles que la détection, la localisation, et l'identification des défauts [15].

I.2.3. Terminologies et concepts

Tableau (I.1) [15], donne la définition de quelques termes utilisés dans le domaine de diagnostic.

Terme	Définitions
Une anomalie	Est une particularité non conforme à la loi naturelle ou logique
La panne	Est l'inaptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise. Une panne résulte toujours d'une défaillance.
Un défaut	Est tout écart entre la caractéristique observée sur le dispositif et la caractéristique de référence lorsque celui-ci est en dehors des spécifications. Les défauts sont classifiés d'une façon similaire aux défaillances.
Une défaillance	Est l'altération ou la cessation de l'aptitude d'un ensemble à accomplir sa ou ses fonctions requises avec les performances définies dans les spécifications techniques.
Une perturbation	Consiste en tout phénomène conçu comme normal influençant un processus, non ou mal, représenté par un modèle de référence.
Un résidu	Est un signal conçu pour être un indicateur d'anomalies fonctionnelles ou comportementales, nul en absence de défauts et non nul en leur présence.
Un symptôme	Est caractère distinctif d'un état fonctionnel ou comportemental anormal.
La surveillance	Est une tâche continue, réalisée en temps réel, qui permet de déterminer l'état d'un système physique, elle consiste en l'enregistrement des informations ainsi qu'en la reconnaissance et l'indication des anomalies du comportement.
La sensibilité	Représente la capacité d'un système de diagnostic à générer des résidus sensibles aux défauts à détecter.
La supervision	Est la surveillance d'un système physique et la prise de décision appropriée en vue de maintenir son opération lors de l'apparition de défauts.

Tableau I.1 : Définition des termes de diagnostic [15].

I.3. Différents types de défauts

Un défaut correspond à une déviation du comportement normal du système, de son unité de commande ou de son système d'instrumentation. Les défauts peuvent être aléatoires ou progressifs, dans le cas du vieillissement ou de l'usure.

Les défauts apparaissent à différents endroits du système [15]. Une classification pertinente des défauts peut être basée sur la nature du composant affecté. Nous distinguerons donc, les défauts d'actionneurs, et les défauts de convertisseur statique, de celles liées aux capteurs et celles du système de commande Figure I.1.

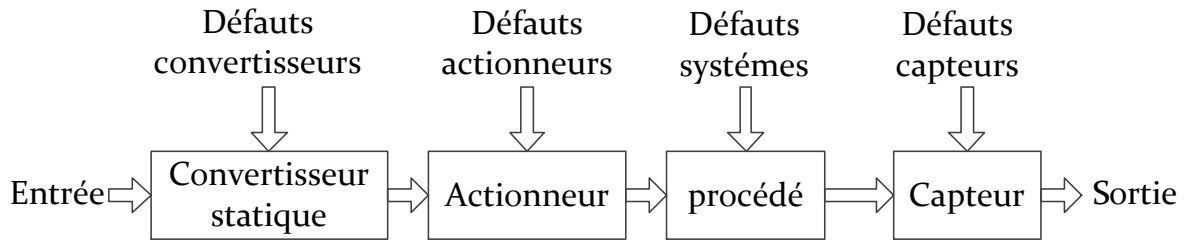


Figure I.1 : Différent type de défauts agissant sur un système.

- **Défauts convertisseurs** : modélisés en général comme des signaux additifs aux signaux d'entrée, ils agissent au niveau de la partie opérative.
- **Défauts actionneurs** : modélisés en général comme des signaux additifs aux signaux d'entrée, ils agissent au niveau de la partie opérative et détériore ainsi le signal d'entrée du système.
- **Défauts systèmes** : modélisés en général comme des dynamiques additionnelles avec une matrice de distribution, ils s'identifient par la modification des caractéristiques du système.
- **Défauts capteur** : modélisés en général par des signaux additifs aux signaux de sortie, ils fournissent une mauvaise image de l'état physique du système [15].

I.4. Considération générales sur les systèmes de diagnostics

Il existe plusieurs critères permettant d'évaluer les performances d'un système de diagnostic. De manière générale, on note:

- Rapidité.
- Iso labilité.
- Robustesse.
- Adaptabilité.
- Identification de défauts multiples.
- La sensibilité.

Critères d'évaluations	Définitions
Rapidité	Lors de dysfonctionnement de la chaîne de production, le système de surveillance doit réagir rapidement dans cette situation, ainsi que, un système de diagnostic rapide permet d'éviter des dégâts matériels et humains [16].
Isolabilité	D'après [17, 18], c'est l'aptitude du système de surveillance à distinguer les différents modes de dysfonctionnement du processus. Une défaillance engendre souvent une cascade d'alarmes et il peut être difficile de remonter à l'organe défaillant. Le degré d'isolabilité des défaillances est lié à la structure des résidus (signal de détection de défaut) et à la procédure de détection mise en oeuvre.
Robustesse	Il s'agit de vérifier l'aptitude du système de surveillance à détecter et à isoler les défauts affectant le processus surveillé dans un environnement incertain. Il convient de noter que le critère de la robustesse concerne non seulement les méthodes de génération des résidus mais aussi les méthodes d'évaluation. L'évaluation robuste des résidus avait tout particulièrement concerné le problème du seuillage avec l'objectif de minimiser les fausses alarmes [16].
Sensibilité	Caractérise l'aptitude du système de diagnostic à détecter des défauts d'une certaine amplitude, elle dépend non seulement de la structure des résidus mais aussi du rapport entre le bruit de mesure et le défaut [19].

Tableau I.2 : Les critères d'évaluations d'un Système de diagnostic.

I.5. Les différentes étapes de diagnostic

Le terme diagnostic correspond à la caractérisation du défaut, pour effectuer ce dernier il faut passer par un certain nombre d'étapes qui s'enchaînent.

I.5.1. Détection

Cette opération permet de décider si le système est en fonctionnement normal ou non.

- Probabilité de fausse détection : conduit à des arrêts ou des reconfigurations inutiles,
- Probabilité de non détection : peut conduire à une panne intolérable dans les systèmes à haut niveau de sécurité (aéronautique, nucléaire, ...etc).

I.5.2. Localisation

C'est l'identification de l'élément qui a causé le défaut. Parfois il est impossible de localiser les interactions entre les composants du système et l'instrumentation. La solution est

d'isoler un sous-système comportant des composants susceptibles de contenir le ou les défauts [4].

I.5.3. Identification

L'objectif de l'identification est de caractériser plus finement le défaut et déterminer les causes qui ont engendré la défaillance constatée.

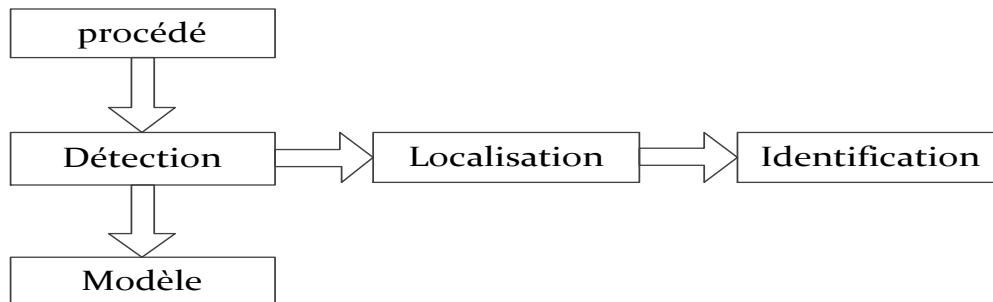


Figure I.2 : Différentes étapes de diagnostic [15].

I.6. Principe de diagnostic de défaut :

I.6.1. Redondance physique (matérielle)

La redondance physique consiste à utiliser plusieurs capteurs, actionneurs, processeur et logiciels pour mesurer et/ou contrôler une variable particulière. Un principe de vote majoritaire est appliqué sur les valeurs redondantes pour savoir s'il y a une faute ou non. Elle entraîne un coût important en instrumentation mais fiable, sûr et simple à implanter [16].

I.6.2. Redondance analytique

Son rôle est d'exploiter les contraintes liant les différentes variables du système. Ces dernières peuvent s'exprimer sous la forme de relation analytique liant les variables connues (relation entrée/sortie ou sortie/sortie). Le diagnostic utilisant la redondance analytique consiste à vérifier si les relations analytiques sont égales à zéro en utilisant les mesures prélevées en ligne sur le système. Le concept de redondance analytique repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système à surveiller [20, 21].

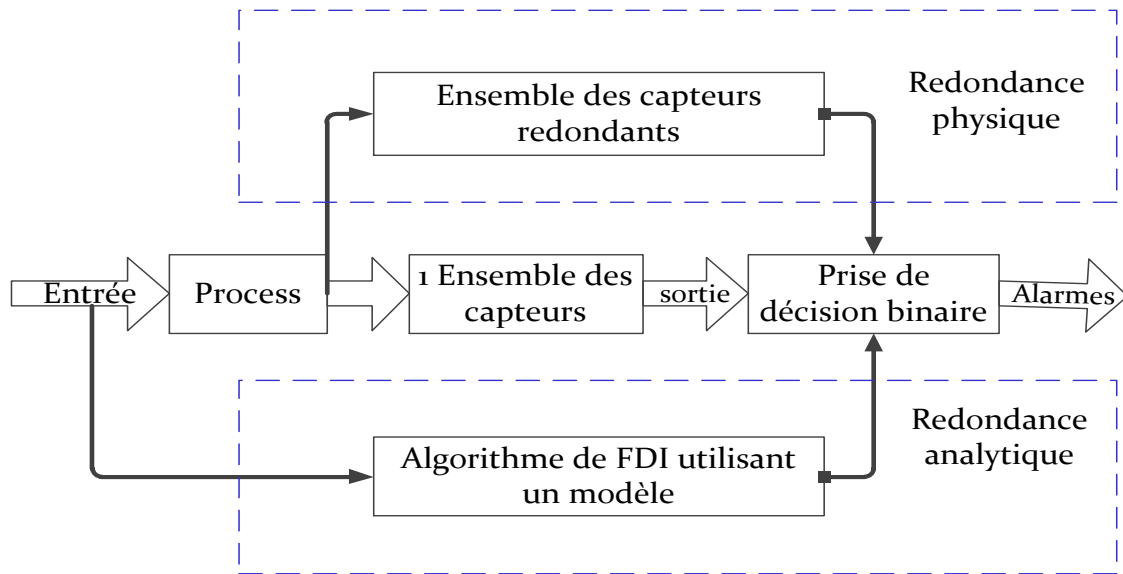


Figure I.3 : Redondance physique et analytique [16].

I.7. Génération et évaluation de résidus

Un résidu ou indicateur de faute est un signal généralement électrique qui exprime l'incohérence entre les informations disponibles et les informations théoriques fournies par un modèle (supposées décrire correctement le processus).

I.7.1. Génération de résidus

Les résidus générés, en utilisant l'approche par redondance analytique, se basent sur les relations nominales du système en exploitant l'entrée U et la sortie mesurée Y . Les relations de redondance à évaluer peuvent être considérées comme la dynamique de la relation entrée/sortie. Dans le cas de l'apparition d'une faute, cette relation n'est jamais satisfaite et des résidus non nuls ne sont obtenus. Ces résidus sont utilisés pour prendre les décisions appropriées. Ils seront évalués dans la composante de la logique de décision de faute pour déterminer le temps d'apparition de la faute et localiser l'origine de la faute [14].

I.7.2. Evaluation des résidus

Un résidu converge vers une valeur proche ou égale à zéro dans le cas sans défaut, et quitte d'une manière significative cette valeur après l'occurrence d'un défaut. Il est lié à la différence entre les sorties mesurées et leurs estimées [22].

I.8. Classification des méthodes de diagnostic

Les méthodes de diagnostic des défauts sont très variées [23]. On les distingue à partir de leur type de connaissance utilisée pour vérifier la cohérence entre les observations réelles et de références [22]. Ces dernières se répartissent en deux classes : les méthodes avec modèle et les méthodes sans modèle. Dans cette partie, nous présentons une classification des principales méthodes de diagnostic rencontrées dans la littérature.

I.8.1. Approche signal

Le diagnostic d'une défaillance ou d'une dégradation fait appel le plus souvent à l'utilisation de signatures. Ces signatures contiennent les informations jugées pertinentes par les spécialistes des matériaux pour la détection d'une défaillance ou d'une dégradation. La complexité des signatures dépend de la nature des systèmes et des matériels à diagnostiquer et varie en fonction de l'anomalie recherchée. Cette approche fait appel à des techniques du traitement de signal.

I.8.1.1. Méthodes de diagnostic des défauts basées sur l'analyse spectrale des signaux

L'analyse spectrale [24] est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les court-circuités dans les bobinages et les circuit-ouvert des IGBT's des convertisseurs statiques. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

La surveillance par analyse spectrale des entraînements électriques consiste à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine [25]. Les grandeurs accessibles et mesurables d'un ensemble onduleur-machine asynchrone peuvent être:

- Courants absorbés.
- Flux de dispersion.
- Tension d'alimentation.
- Couple électromagnétique.

CHAPITRE I: Etat de l'art, surveillance et diagnostic des entrainements électriques

- Vitesse rotorique.
- Vibrations.
- Tension de neutre.

I.8.1.2. Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle

L'analyse spectrale basée sur la transformée de Fourier (TF), fournit une bonne description des signaux stationnaires et pseudo-stationnaires, mais présente de nombreuses limitations quand les signaux à analyser ne sont pas stationnaires. Dans ce cas, la solution serait d'utiliser ce qu'on appelle les outils d'analyse temps-fréquence. Parmi ces méthodes, on peut citer [26]:

- Transformée de Fourier sur une fenêtre glissante.
- Transformée en Ondelettes.
- Transformée de Wigner Ville.
- Transformée d'Hilbert-Huang.

I.8.2. Méthodes sans modèles

Cette méthode suppose que les connaissances du processus se limitent à son observation passée et présente. Elle repose sur l'expertise humaine. L'historique de ce système constitue une base de données qui sert à l'extraction de descripteurs dans divers mode de fonctionnements du processus.

I.8.2.1. La reconnaissance des formes (RDF)

Les méthodes de diagnostic qui utilisent la reconnaissance des formes ne sont pas nombreuses [27]. Elle s'intéresse au problème de reconnaissance de situations significatives d'un système dans un environnement complexe ou noyé dans le bruit. Le principe de la RDF repose sur la représentation numérique du $k^{\text{ème}}$ objet observé par le vecteur $x_k = [x_{k1}, \dots, x_{kq}]^k$ Appelé 'vecteur forme', où :

x_{kj} : indique la $j^{\text{ème}}$ caractéristique associée à l'objet ;

k : température, pression, débit, fréquence de bruit sonore, etc.

q : la taille du vecteur forme [28].

Un vecteur de forme est extrait de nombreuses mesures. Les règles de décisions permettent de classer les observations décrit par le vecteur de forme par rapport aux autres fonctionnements avec ou sans défaut. Pour les classer, il faut être en mesure de donner pour l'un ou l'autre un mode de fonctionnement. Il faut avoir une base de données pour construire la classe correspondant au défaut créé. Une autre méthode consisterait à calculer le vecteur de forme en effectuant les simulations numériques. Dans la dernière configuration, il faut un modèle comportemental précis pour avoir des paramètres proches de la réalité [29].

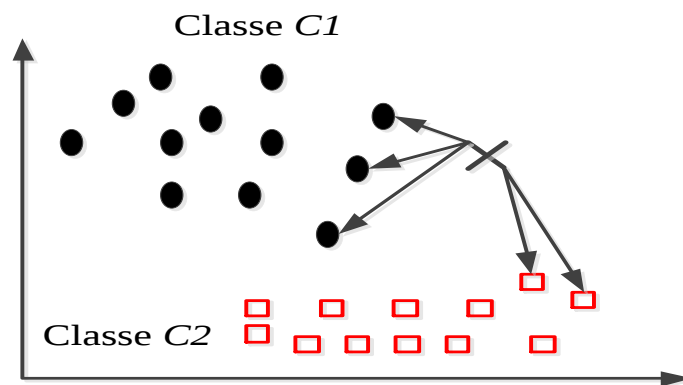


Figure I.4 : Principe de la reconnaissance des formes.

I.8.2.2. Les réseaux de neurones artificiels (RNA)

C'est un modèle de calcul, sa conception est inspirée de vrais neurones humains, c'est l'intelligence artificielle qui permet de prendre des décisions en s'appuyant sur la précipitai que sur le raisonnement logique formel [15].

Cette approche fait l'objet de recherches dans beaucoup de domaines tels que la compréhension et la synthétisation de la langue naturelle, la classification, le diagnostic, etc. Cette technique comporte des caractéristiques très intéressantes comme la faculté d'apprentissage et d'auto-organisation. Un réseau de neurones peut être considéré comme une boîte noire [30].

Pour identifier des défauts dans un système, le diagnostic réalisé par réseaux de neurones doit disposer d'un nombre suffisant d'exemples de bon fonctionnement et de défauts pour pouvoir les apprendre. La synthèse du réseau est réalisée et comprend plusieurs étapes : le choix du type de réseau, du type de neurones, du nombre de couches, des méthodes d'apprentissage [17]. Pendant la phase d'apprentissage qui consiste à ajuster de façon incrémentale les poids, ou

forces des connexions entre neurones [29], les exemples sont présentés au réseau en entrée avec les diagnostics correspondants à la sortie. Après l'apprentissage, le réseau ne reconnaît pas seulement les exemples appris mais également des paradigmes leur ressemblant, ce qui correspond à une certaine robustesse par rapport aux déformations de signaux par le bruit [16].

I.8.2.3. Les systèmes d'inférences floues (SIF)

Les systèmes d'inférence floue (SIF) sont une des applications les plus courantes de la logique floue. Ils implémentent des concepts, sous la forme de variables linguistiques, ainsi qu'un raisonnement déductif, à l'aide de règles floues [29]. La structure de base d'un SIF est constituée de [27]:

- Un univers de discours qui contient les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie à des classes. Ces fonctions peuvent avoir différentes formes, les plus usuelles étant les formes triangulaires, trapézoïdales et gaussiennes.
- Une base de connaissances qui regroupe les règles liant les variables d'entrée et de sortie sous la forme « SI...ALORS ».
- Un mécanisme de raisonnement qui base son fonctionnement sur la logique du modus Ponens généralisée.

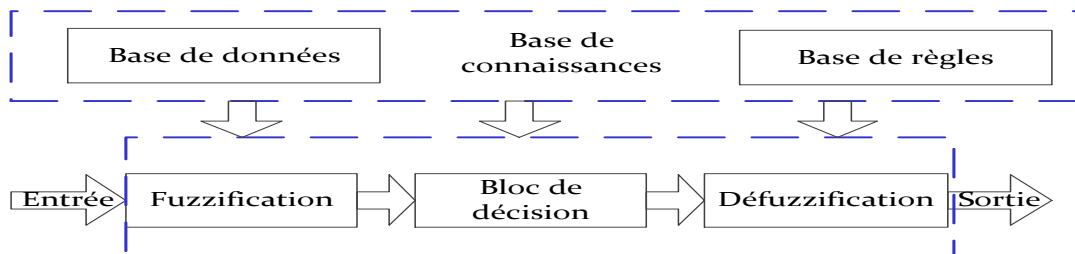


Figure I.5: Principe de l'inférence floue [15].

I.8.3. Méthode à base de modèles

L'approche de diagnostic à base de modèles permet le suivi et la supervision en ligne du système. Elle consiste à embarquer un modèle du système permettant l'estimation de son état. Une faute est alors détectée par comparaison, en temps réel, de l'état prédit et des mesures issues des capteurs. Le diagnostic est ensuite établi en déterminant l'état (de faute) du système qui est cohérent avec les mesures et qui permet d'expliquer la faute [31]. On distingue trois grandes approches selon la connaissance: l'approche par estimation de paramètres, celle par estimation

d'état (à base d'observateur) et enfin celle par espace de parité [30]. La figure suivante montre le principe des méthodes de diagnostic avec modèles.

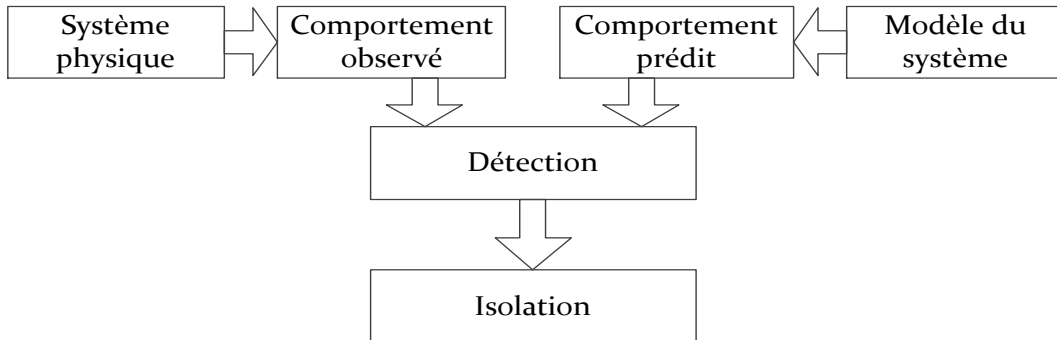


Figure I.6: Principe des méthodes de diagnostic avec modèles [15].

I.8.3.1. Espace de parité

Le terme « parité » a été emprunté au vocabulaire employé pour les systèmes logiques où la génération de bits de parité à partir d'une relation de redondance analytique, permet la détection d'erreur [24].

Une relation de redondance analytique (RRA) est une équation dans laquelle toutes les variables sont connues. Elle doit être sensible aux défauts et insensible aux perturbations. La génération de telles relations permet d'engendrer des résidus en projetant les données mesurées dans un espace [15]. Elle est souvent définie comme l'orthogonale de la matrice d'observabilité, ce qui revient à éliminer l'influence de l'état sur le résidu. L'objet de cette méthode est d'explicitier son utilisation pour la détection et la localisation des défauts. Le principe est d'analyser la consistance des mesures et détecter les défauts en cherchant à établir des relations de parité qui sont indépendantes des grandeurs inconnues mais qui restent sensibles aux défauts. Cette approche conduit à une réécriture des équations d'état et de mesure, dans laquelle seules des variables connues (commandes et sorties) sont autorisées à figurer. Le principe de l'espace de parité repose sur la représentation numérique du vecteur de parité $r(t)$ projection du vecteur des mesures $y(t)$. Qui est présenté dans le cas général par l'équation de mesure [28].

▪ Exemple l'espace de parité en continu

Soit le système :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (\text{I.1})$$

CHAPITRE I: Etat de l'art, surveillance et diagnostic des entrainements électriques

$$Y(t) = CX(t) \quad (I.2)$$

Où :

$X(t)$: est le vecteur des états, de dimension $n \times 1$.

$\dot{X}(t)$: est la dérivée du vecteur d'état.

$U(t)$: est le vecteur des entrées, de dimension $p \times 1$.

$Y(t)$: est le vecteur des sorties mesurées, de dimension $q \times 1$.

A, B, C : sont des matrices réelles et constantes de dimensions $n \times n$, $n \times p$ et $q \times n$.

Avec : n, p, q des nombres entiers.

Ces équations peuvent être utilisées directement pour générer des résidus.

$$r_1(t) = \dot{X}(t) - AX(t) - BU(t) \quad (I.3)$$

$$r_2(t) = Y(t) - CX(t) \quad (I.4)$$

Les équations (I.3) et (I.4) représentent soit des résidus primaires, soit des équations de parité primaires [20]. Il est à noter que les signatures sont des vecteurs de symptômes, obtenus à partir des résidus évalués. Dans ce contexte les résidus et l'espace de parité sont des concepts synonymes. Cependant, nous utilisons dans cet exemple de l'espace de parité, pour désigner les résidus obtenus à partir d'une représentation dans l'espace d'état, dont la sortie estimée $\hat{Y}(t)$ est engendrée en utilisant seulement l'entrée $U(t)$. La représentation en continu de l'espace de parité peut être obtenue à partir de la description dans l'espace d'état du système. Il faut dériver l'équation I.2 et ensuite substituer $\dot{X}(t)$.

$$\dot{Y}(t) = C\dot{X}(t) \quad (I.5)$$

$$\dot{Y}(t) = C[AX(t) + BU(t)] \quad (I.6)$$

En répétant cette opération m fois, l'équation (I.7) est obtenue.

$$\begin{bmatrix} Y(t) \\ \dot{Y}(t) \\ \ddot{Y}(t) \\ \vdots \\ Y^{m-1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{m-1} \end{bmatrix} X(t) + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ CB & 0 & 0 \\ CAB & CB & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(t) \\ \dot{U}(t) \\ \ddot{U}(t) \\ \vdots \\ U^{m-1}(t) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Où :

m : est l'ordre de l'espace de parité.

n : est le nombre d'équations de l'espace d'état; $m \leq n$.

La valeur optimale de m est obtenue à l'aide d'un test d'observabilité. Si $m = n$ l'espace de parité est appelé espace de parité d'ordre complet [20]. Les dérivées successives des signaux $Y(t)$ et $U(t)$ sont obtenues à partir d'un filtre de variables d'état. L'équation (I.7) devient alors :

$$Y_f(t) = TX(t) + \varphi U_f(t) \quad (I.8)$$

L'équation (I.8) est multipliée à gauche par une matrice W qui décrit l'espace nul de T .

$$WY_f(t) = WTX(t) + W\varphi U_f(t) \quad (I.9)$$

$$WT = 0 \quad (I.10)$$

$$WY_f(t) = W\varphi U_f(t) \quad (I.11)$$

La matrice W a un double objectif: en premier lieu, elle doit rendre les résidus indépendants des états $X(t)$ non mesurables et elle doit ensuite permettre de générer des résidus structurés. Le choix de la matrice W n'est pas unique. L'espace de parité ou espace de résidus est obtenu à partir de l'équation (I.11).

$$r(t) = WY_f(t) - W\varphi U_f(t) \quad (I.12)$$

$$r(t) = WY_f(t) - W\hat{Y}_f(t) \quad (I.13)$$

Ou $\hat{Y}(t)$: est la valeur estimée de la sortie $Y_f(t)$: à partir de l'entrée $U_f(t)$.

La Figure (I.7), montre le synoptique de la génération de résidus représentée par l'équation (I.12).

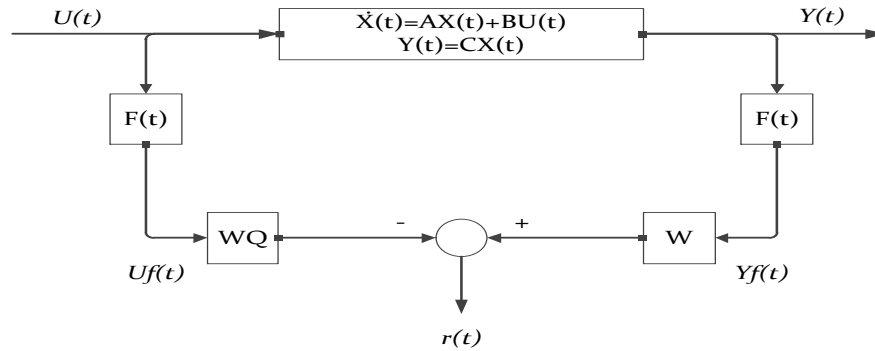


Figure I.7: L'Espace de Parité en Continu.

I.8.3.2. Estimation paramétrique

L'approche de l'estimation paramétrique considère que l'influence des défauts se reflète sur les paramètres qui gouvernent le comportement dynamique du système [21, 22]. Le principe de cette méthode consiste à estimer en continu des paramètres du procédé en utilisant les mesures d'entrées/sorties et en évaluant la distance qui les sépare des valeurs de référence de l'état normal du procédé. On entend par paramètre, certaines constantes physiques [22] du système (masse, coefficient de viscosité,...) ou une agrégation de plusieurs paramètres physiques. L'estimation paramétrique possède l'avantage d'apporter de l'information sur l'importance des déviations. Toutefois, un des inconvénients majeurs de la méthode réside dans la nécessité d'avoir un système physique excité en permanence. Ceci pose donc des problèmes d'ordre pratique dans le cas de procédés dangereux, coûteux ou fonctionnant en mode stationnaire. De plus, les relations entre paramètres mathématiques et physiques ne sont pas toujours inversibles de façon unitaire, ce qui complique la tâche du diagnostic basé sur les résidus.

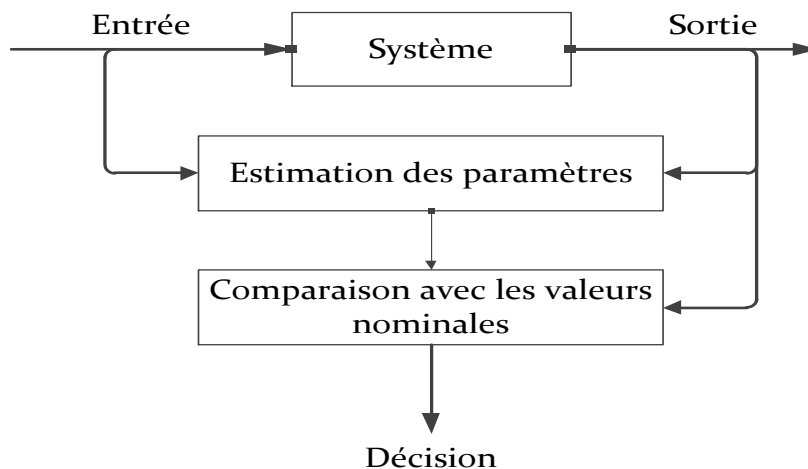


Figure I.8: Principe de l'approche par estimation des paramètres [15].

I.8.3.3. Estimation d'état (observateur)

Une approche semblable à l'estimation des paramètres est l'estimation de l'état [20]. La génération de résidus à l'aide d'une estimation d'état consiste à comparer des fonctions de sorties estimées avec les mêmes fonctions de sorties mesurées [23]. Cette méthode s'est beaucoup développée car elle donne lieu à la conception de générateurs de résidus flexibles [27]. Plusieurs techniques d'observation ont été appliquées au diagnostic à l'aide d'un capteur.

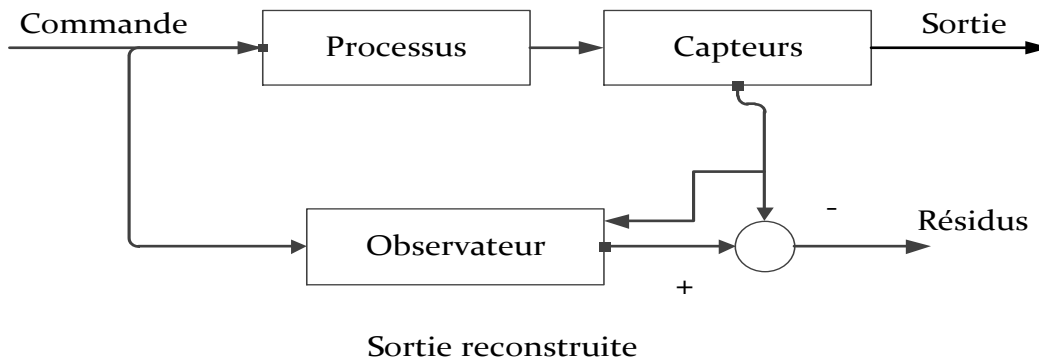


Figure I.9 : Principe général d'un estimateur de sortie [15].

Une manière brute d'observer les états d'un système consiste à dériver numériquement l'information mesurée grâce aux capteurs. L'expérience a montré que cette méthode à l'inconvénient de donner des résultats erronés à cause de l'amplification du bruit due aux imperfections des mesures.

Pour remédier à ce problème, KALMAN-BUCY ont introduit une solution pour les systèmes linéaires stochastiques. Leur résultat est connu actuellement par le Filtre de KALMAN. Ce Filtre donne aussi de bons résultats pour les systèmes déterministes [24]. Ensuite, LUENBERGER a fondé la théorie d'un observateur qui porte son nom " Observateurs de LUENBERGER". Son idée est d'ajouter au modèle mis sous la forme canonique compagnon (BRUNOVSKY) une correction à l'aide de la mesure fournie par les capteurs.

▪ Exemple d'un observateur

$$\dot{\hat{X}} = A_0 \hat{X}(t) + BU(t) + HY(t) \quad (\text{I.14})$$

$$\hat{Y}(t) = C\hat{X}(t) \quad (\text{I.15})$$

$$A_0 = [A - HC] \quad (\text{I.16})$$

$$e(t) = Y(t) - \hat{Y}(t) \quad (I.17)$$

Ou :

$\hat{X}(t)$: La valeur estimée de $X(t)$.

H : La matrice de contre-réaction.

$e(t)$: L'erreur d'estimation.

A_0 : La matrice d'état de l'observateur.

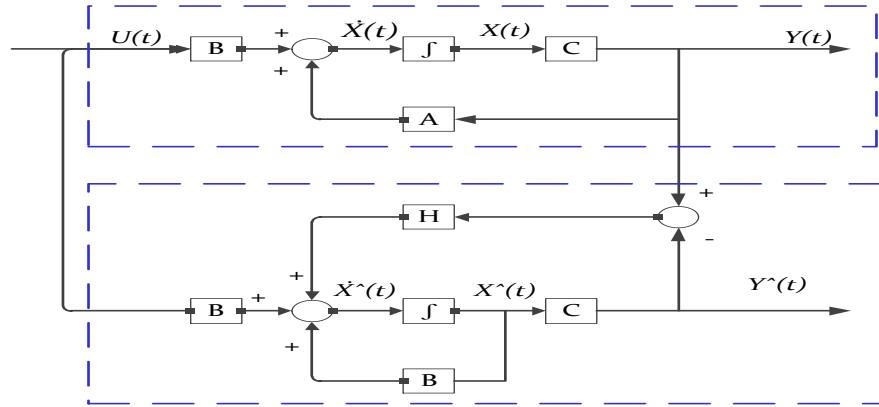


Figure I.10 : L'Observateur de Luen berger [19].

La matrice de contre-réaction H est choisie en fonction des performances désirées pour l'observateur. En effet, cette matrice est calculée de façon à réaliser un placement de pôles de la matrice A_0 qui soit compatible avec la dynamique du système [19].

I.8.3.4. Observateurs à entrées inconnues (UIO)

Les observateurs à entrées inconnues sont des observateurs générant une erreur d'estimation qui tend vers zéro même en présence de perturbation. Ces observateurs peuvent être utilisés pour la détection comme pour la localisation des défauts. L'étape de la détection nécessite un seul observateur Figure (I.11).

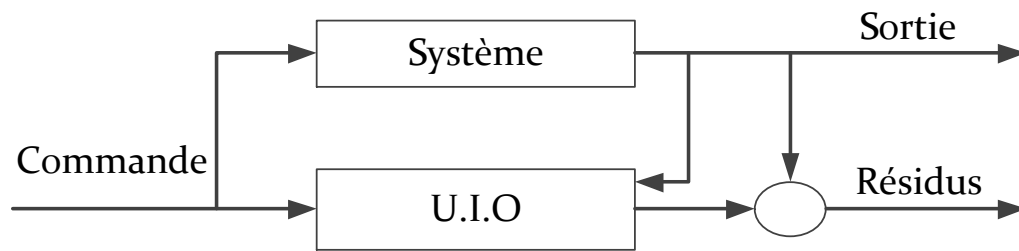


Figure I.11: Génération des résidus par les UIO [15].

L'étape de localisation nécessite une banque d'observateurs Figure (I.12), cette dernière doit être conçue d'une certaine manière telle que chaque observateur soit sensible à un groupe de défauts et insensible aux autres.

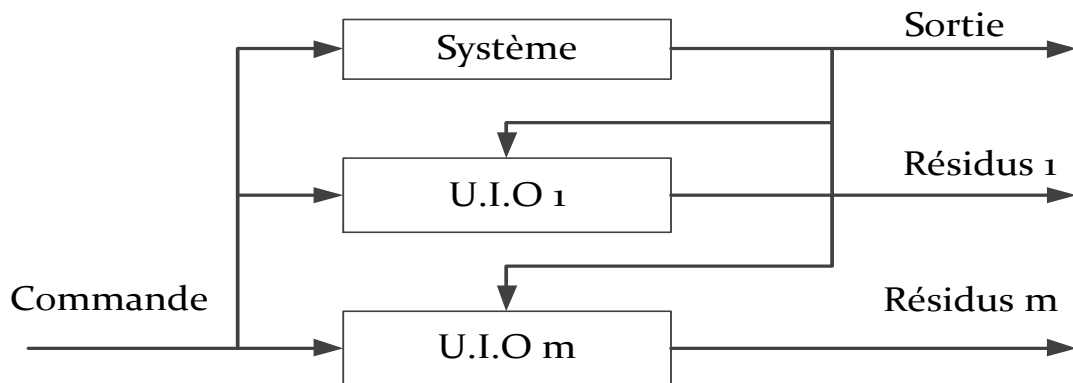


Figure I.12: Génération des résidus une banques d'UIO [2].

I.9. Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation de l'état de l'art des méthodes de surveillance des systèmes industriels. Les principaux éléments d'une démarche de surveillance d'un processus ont été également définis.

Nous avons tous d'abord donné quelques définitions et terminologies utilisées dans ce domaine. Les méthodes de diagnostic traitées dans la littérature se composent de trois étapes essentielles, la détection, la localisation et l'identification. La technique de diagnostic appliquée pour la surveillance des systèmes dépend du type de présentation du système à surveiller (avec ou sans modèle), ainsi que le type de défauts (défaut capteur, actionneur ou système).

Comme notre étude est focalisée sur l'étude et la détection des défauts (circuit-ouvert) d'un onduleur qui alimenté un moteur asynchrone à base de modèle mathématique, il est

CHAPITRE I: Etat de l'art, surveillance et diagnostic des entraînements électriques

nécessaire de disposer d'un bon modèle mathématique, décrivant le comportement dans l'état sain et l'état avec défaut. Ceci sera l'objet du troisième et quatrième chapitre.

Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter la modélisation d'un convertisseur statique (redresseur-onduleur) et présenter aussi les différents types du défaut d'un convertisseur statique.

II.1 : Introduction

Dans ce chapitre nous avons présente la modélisation d'un onduleur de tension triphasé a deux niveaux commander par la technique MLI-sinus triangulaire en suit aussi présente la modélisation d'un moteur asynchrone.

II.2 : Constitution de la machine asynchrone

La MAS est constitué des principaux éléments suivants:

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

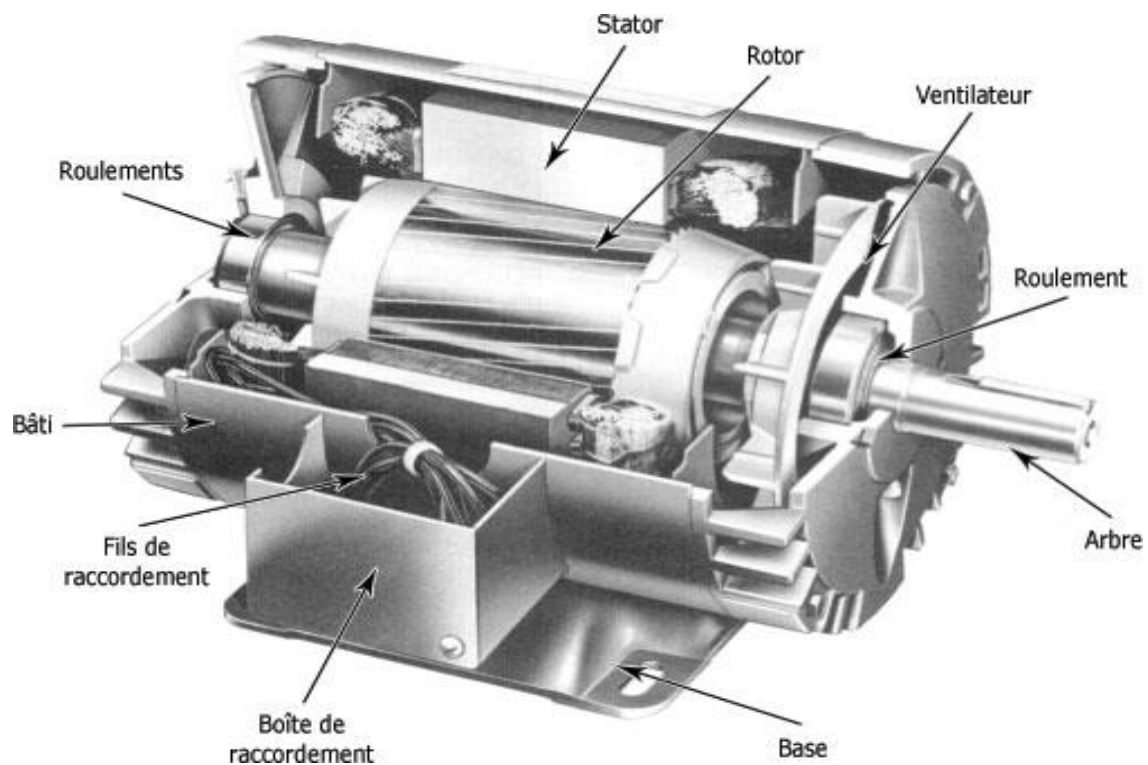


Figure. II.1 : Schéma représentant les différents éléments de la MAS.

II.3 : Modèle dynamique de la machine asynchrone

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle

dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel. De plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.

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

II.3.1 : Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MAS est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [33] :

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

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

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

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

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

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

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

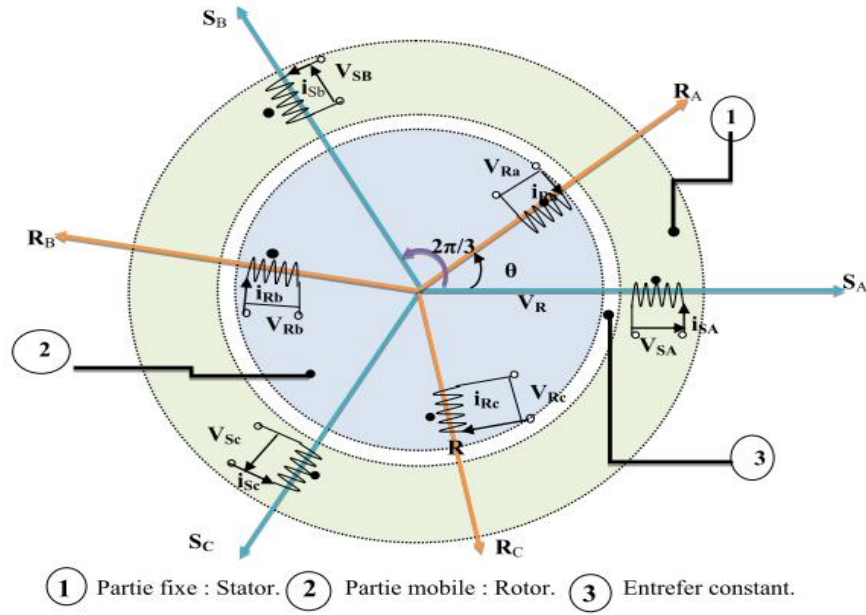


Figure. II.2: Représentation schématique d'une MAS triphasée.

II.3.2 : Equations des tensions et des flux

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

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

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

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

Où :

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

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

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

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

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

Où :

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

et :

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

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

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

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

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (II.5) et (II.6). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la MAS à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la MAS réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite la transformation de Park.

II.4 : Modèle de Park de la MAS

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

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la Figure II.2 [34] :

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

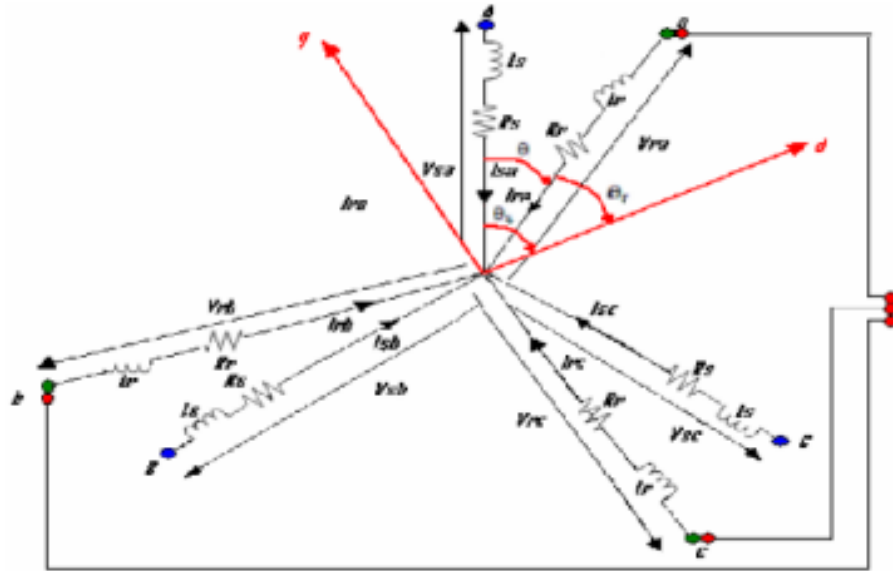


Figure. II.3 : Modèle de Park de la MAS.

II.4.1 : Transformation de Park

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

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

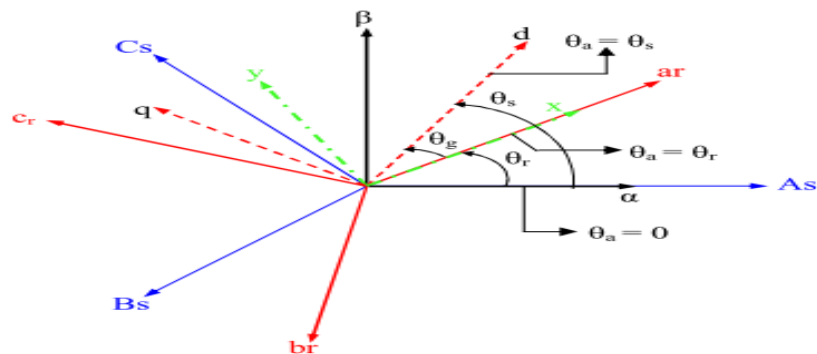


Figure. II.4 : Représentation des axes de la MAS.

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [35] :

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

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

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

Dans notre cas, nous prendrons :

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

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

II.4.2 : Application aux équations des tensions

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

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

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

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

Or:

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

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

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

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

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

Ou encore :

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

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

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

II.4.3 : Application aux équations des flux

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

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

Soit:

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

Un calcul simple nous donne :

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

et:

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

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

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

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

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

L'expression (II-19) devient alors:

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

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

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

On aura :

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

II.4.4: Choix du référentiel

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

✚ Equations des tensions :

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

✚ Equations des flux:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [36]. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

II.5 : Expressions du couple électromagnétique

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

- ✚ Par un bilan de puissance instantanée.
- ✚ Par la méthode dite « des travaux virtuels » [37].

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

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

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

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

Où:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

L'équation mécanique de la MAS est donnée par :

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

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

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

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

Où :

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

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

II.7 : Modélisation de l'alimentation de la MAS

L'alimentation de la MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et/ou d'un condensateur, appelée lui-même étage continu. Le premier étage, alimenté par un réseau triphasé, est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la MAS [38].

La figure II.5, illustre le schéma synoptique d'une MAS à vitesse variable avec son alimentation.

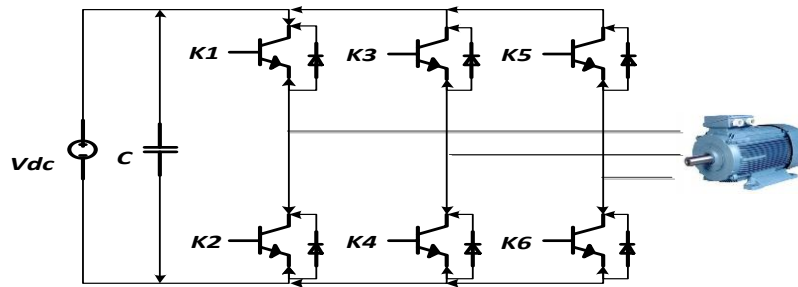


Figure. II.5: Schéma synoptique de la MAS à vitesse variable avec son alimentation.

II.7.1 : Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables. Il joue un rôle très important dans la commande des machines électrique, particulièrement la MAS. La figure I.4 illustre le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator de la MAS [39].

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_1, K_2, K_3 et K_4, K_5, K_6 doivent être contrôlés de manière complémentaire.

L'élément de base intervenant dans toute structure d'onduleur de tension est une cellule de commutation comprenant une paire d'interrupteurs réversibles en courant (K_i, K_i').

Pour la mise en œuvre de la conversion continu-alternatif, cette cellule est une structure minimale ne permettant l'obtention que de deux valeurs de tension (0 et E). D'une façon générale, il existe deux moyens d'action pour réaliser cette conversion :

- ✚ Le premier s'appuie sur l'utilisation directe de la cellule de base et consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion MLI.
- ✚ Le second revient à contrôler l'amplitude c'est le réglage par niveau [40].

II.7.2 : Modèle mathématique d'un onduleur de tension

D'après le schéma simplifié de l'onduleur triphasé, il existe une relation liant les tensions simples issues de l'onduleur dans les points A, B, C et leurs valeurs par rapport au point milieu (0), défini par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Les tensions V_A, V_B, V_C représentent les tensions issues de l'onduleur pour alimenter et commander la MAS. Sachant que :

$$\begin{cases} V_{A0} = \frac{E}{2} S_a \\ V_{B0} = \frac{E}{2} S_b \\ V_{C0} = \frac{E}{2} S_c \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

et les signaux de commande S_i ($i = a, b, c$) sont donnés par :

$$\begin{cases} S_a = 1 \text{ si } K_1 \text{ fermé si non } S_a = -1 \\ S_b = 1 \text{ si } K_2 \text{ fermé si non } S_b = -1 \\ S_c = 1 \text{ si } K_3 \text{ fermé si non } S_c = -1 \end{cases}$$

Les tensions délivrées par l'onduleur deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Ce système d'équations représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé dont les signaux (S_i) sont déterminés suivant la stratégie de commande choisie. La détermination des tensions composées entre deux phases revient à appliquer les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_A - V_B \\ V_{BC} = V_B - V_C \\ V_{CA} = V_C - V_A \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

La relation entre le vecteur $[S_a \ S_b \ S_c]^T$ et le vecteur des tensions de ligne $[v_{ab} \ v_{bc} \ v_{ca}]^T$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

II.7.3 : Commande par la modulation largeur d'impulsion MLI

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la MAS. La technique de la MLI permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe; en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de la fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La méthode de commande par MLI, à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit plus proche de la référence de tension sinusoïdale. La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à MLI présente deux avantages importants [41] :

- ✚ Permet de repousser vers des fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension, ce qui facilite le filtrage.
- ✚ Permet de faire varier la valeur du fondamental de la sortie.

L'essor de la MLI est lié au progrès des semi-conducteurs de puissance, l'augmentation du nombre de commutation entraînerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

Technique MLI sinus-triangulaire

La MLI sert à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tensions, de manière à ce que, le fondamental de la tension de sortie soit plus proche de la référence sinusoïdale. Cette technique consiste à comparer deux signaux : l'un est un signal triangulaire, appelé « Porteuse » de fréquence f_p et d'amplitude V_p ; l'autre est un signal de référence (qui est l'image du signal de sortie qu'on veut obtenir), généralement sinusoïdale de fréquence f_r et d'amplitude V_r [42].

Les points d'intersections entre la porteuse et la référence (modulante) définissent les instants d'allumage et d'extinction des interrupteurs, voir figure II.6 [43].

La MLI sinus-triangulaire est caractérisée par

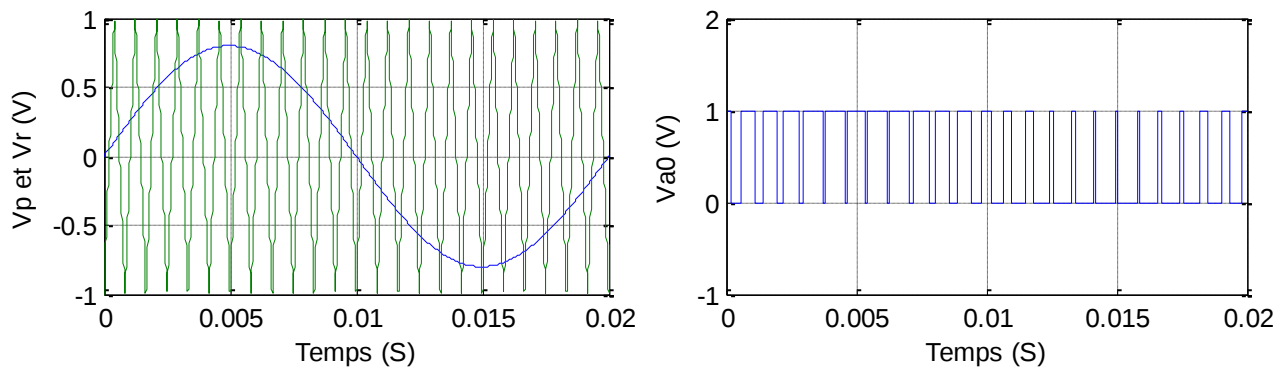


Figure. II.6 : Principe de la technique sinus-triangulaire.

-  L'indice de modulation m , égal au rapport des fréquences $m = \frac{f_p}{f_r}$;
-  Le taux de modulation (coefficient de réglage de tension) r , égal au rapport de l'amplitude V_{rm} de la tension de référence à l'amplitude V_{Pm} de la porteuse $r = \frac{V_{rm}}{V_{Pm}}$
-  L'augmentation de m rejette les harmoniques vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage
-  Par action sur r , on agit sur les temps de commutation des interrupteurs.

Puisqu'on applique cette technique pour la commande d'un onduleur triphasé, on doit utiliser trois tensions de référence.

Ces tensions de référence sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{r1} = V_{rm} \sin \omega t \\ V_{r2} = V_{rm} \sin (\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{r3} = V_{rm} \sin (\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.47)$$

La porteuse la plus adaptée à l'onduleur à deux niveaux est la triangulaire bipolaire, elle est définie par les équations suivantes :

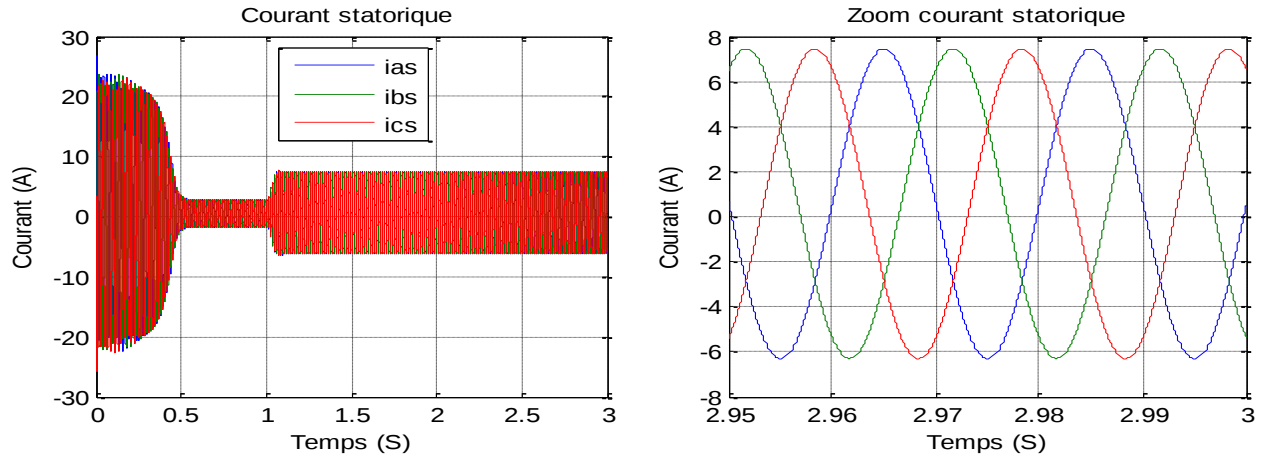
$$V_p(t) = \begin{cases} \frac{4V_{pm}}{T_p} t - V_{pm} & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4V_{pm}}{T_p} t + 3V_{pm} & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

II. 8 : Résultats de simulation

II.8.1 Résultats de simulation de la MAS alimentée par réseau triphasé

Pour la MAS alimentée directement par le réseau triphasé 380V et tournant en charge à partir de $t=1.5s$ avec un couple de charge $C_r=20N.m$, nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statoriques.

Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A. Les résultats de simulation sont représentés par la figure II.7.



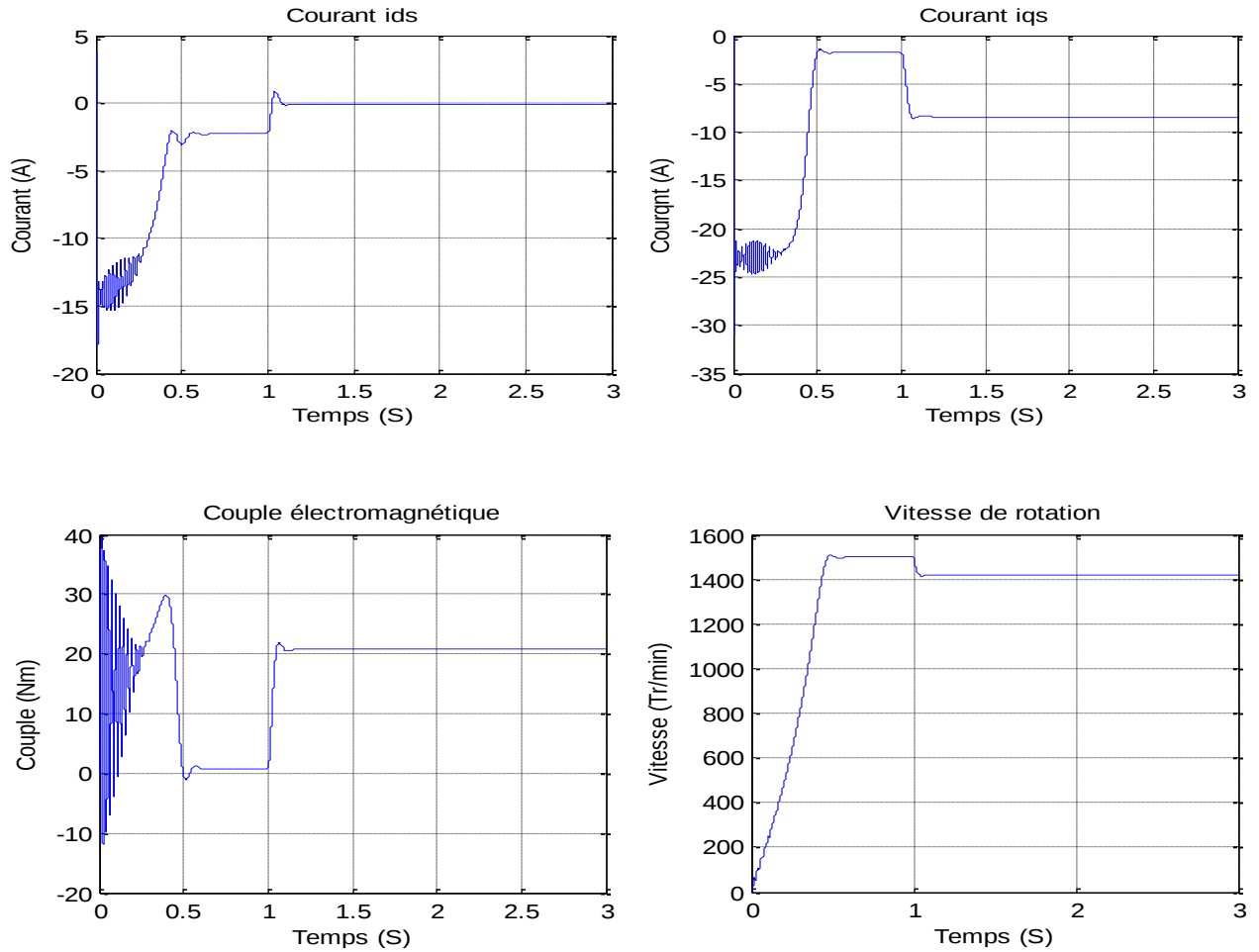
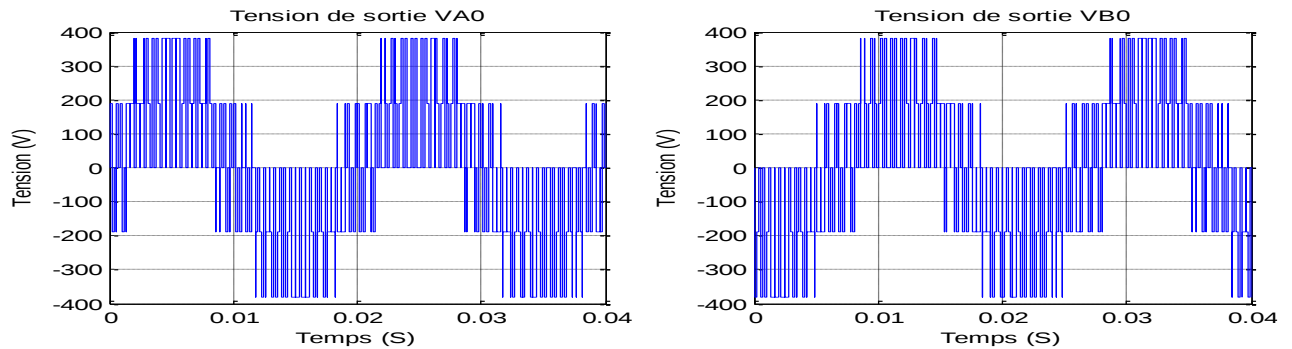


Figure. II.7 : Simulation de la MAS alimentée par le réseau triphasé.

II.8.2 Résultats de simulation de l'ensemble MAS+onduleur avec la technique triangulo-sinusoidale



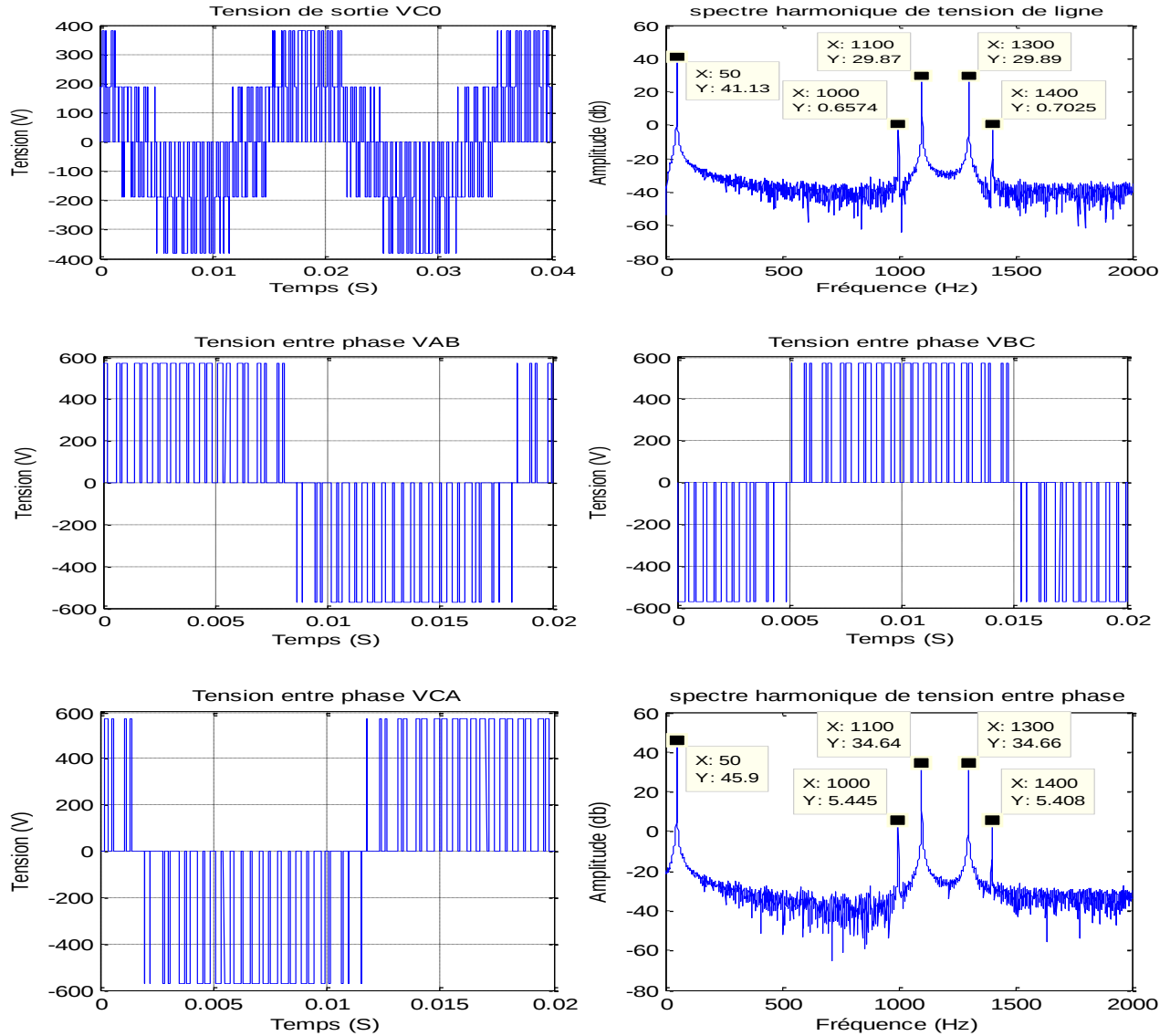
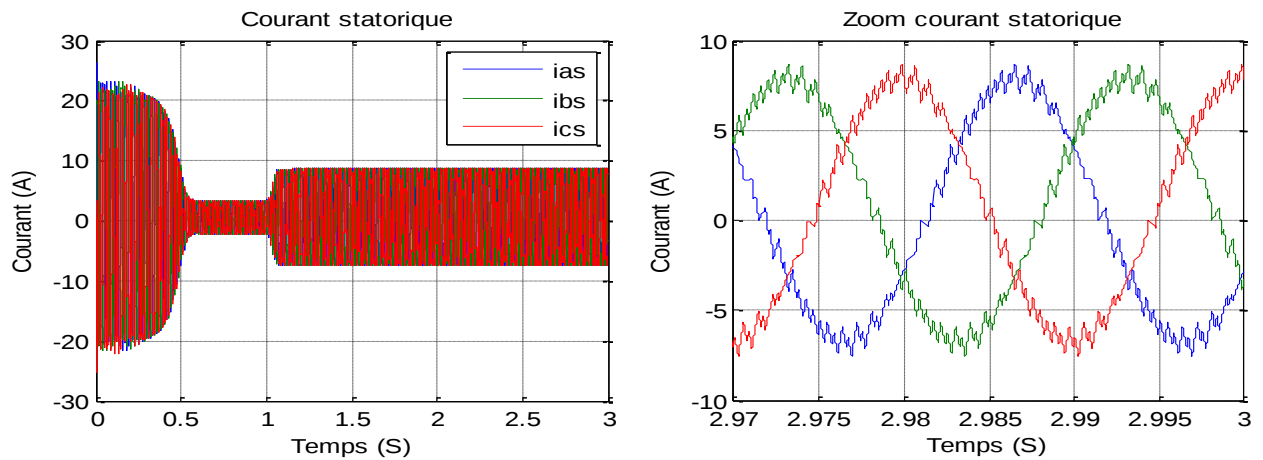


Figure. II.8 : Tension de sortie de l'onduleur triphasé commandé par stratégie sinus-triangulaire.



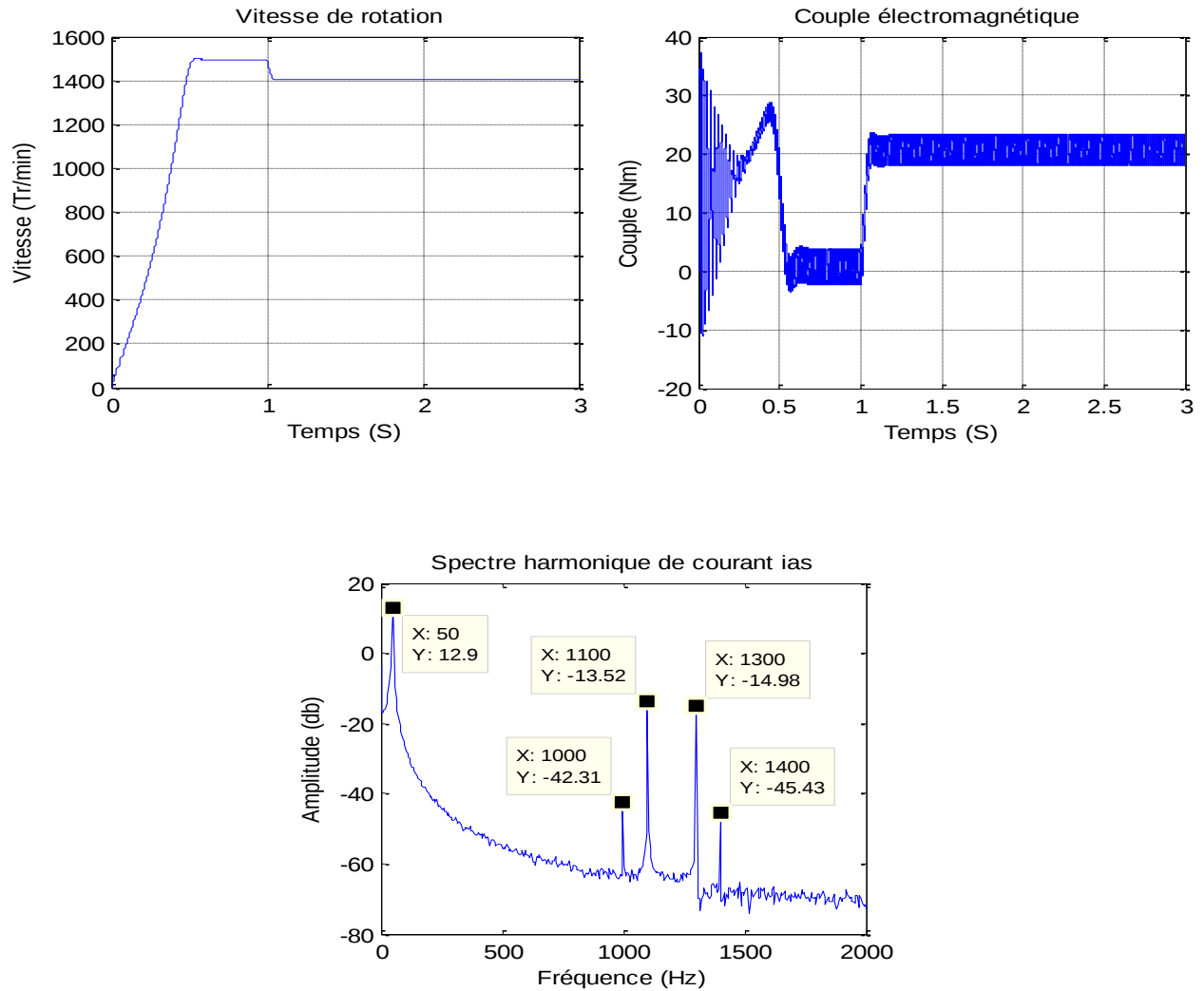


Figure. II.9 : Courant statorique, vitesse de rotation et couple de de l'ensemble MAS+onduleur avec la technique sinus-triangulaire pour (m=24, r=0.8).

II-9 : Interprétation des résultats

Pour la Figure (II-7):

- Pour $0 < t < 1s$:

Lors de démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction de la MAS par sur-échauffement en cas de répétitions excessives mais qui disparaît rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire. Il présente aux premiers instants de démarrage des oscillations importantes, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime permanent, le couple électromagnétique s'annule pratiquement.

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme de 1495.5 Tr/min, avec un accroissement presque linéaire.

- Pour $t > 1s$:

En deuxième étape, une perturbation de couple $C_r = 20 \text{ Nm}$, est appliquée à l'arbre de la machine (fonctionnement en charge). Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique, qui est un résultat évident. Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

Pour la Figure (II.9)

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

II.10. Conclusion

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

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons présenté d'abord la structure de l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux. Cet onduleur sera utilisé comme source d'alimentation de la MAS et l'élaboration du modèle de connaissance nous a permis de comprendre qu'en mode commandable, seule une complémentaire parmi les deux possibilités a permis d'obtenir les deux niveaux de tension 0, +E. On a étudié la stratégie de commande de l'onduleur avec la technique de modulation sinus-triangulaire et la technique de modulation vectorielle.

III.1 : Introduction

Dans ce chapitre, propose une méthode de détection et localisation automatique de défaut circuit-ouvert des IGBTs basée sur l'ondelette et réseau de neurone artificiel (RNA). Les caractéristique utilisées pour construit le modèle de RNA sont le RMS, f_0 et f_L .

III.2: Méthode basée sur la transformée en ondelette discrète (TOD)

La transformée en ondelettes discrète (TOD) est issue de la version continue, à la différence de cette dernière, la TOD utilise un facteur d'échelle et une translation discrétisée. On appelle transformée en ondelettes discrète toute base d'ondelettes travaillant avec un facteur d'échelle $a = 2^i$. Il est clair que la TOD est pratique en implémentation sur tout système numérique [44].

L'analyse en multi-résolution permet d'analyser un signal en différentes bandes de fréquences, ce qui permet une vue de la plus fine à la plus grossière. Soit φ la fonction échelle, cette dernière doit être dans L^2 et ayant une moyenne non nulle [45].

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

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

Et de la même manière la base d'ondelette :

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

Le facteur d'échelle dyadique mène à :

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

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

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

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

III.3: Algorithme de MALLAT

Cet algorithme est schématisé par la structure suivante [57] :

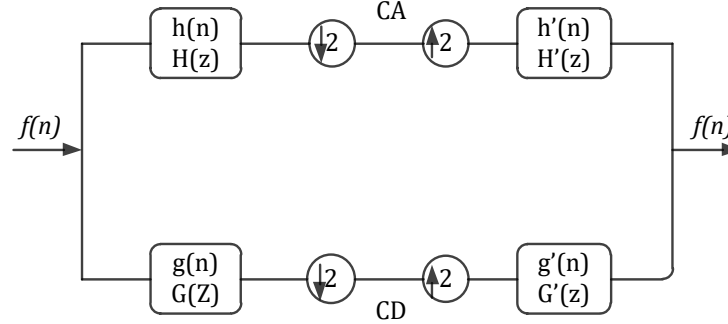


Figure III.1: Algorithme de MALLAT unidimensionnel.

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

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

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

Cette «décomposition/reconstruction» est appelée décomposition/reconstruction en banc de filtres. Elle est caractéristique aux signaux unidimensionnels. Le quadruple ($h(n)$, $g(n)$, $h'(n)$ et $g'(n)$) forme un banc de filtres miroirs en quadrature montré sur la figure suivante [46].

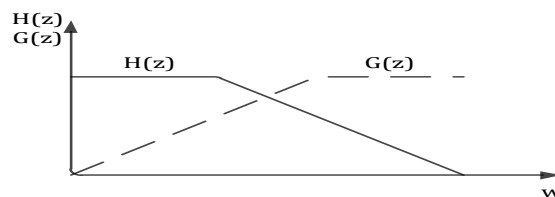


Figure III.2: Filtres miroirs en quadrature.

III.4 : Décomposition en multi-niveau du signal [47]

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

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

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

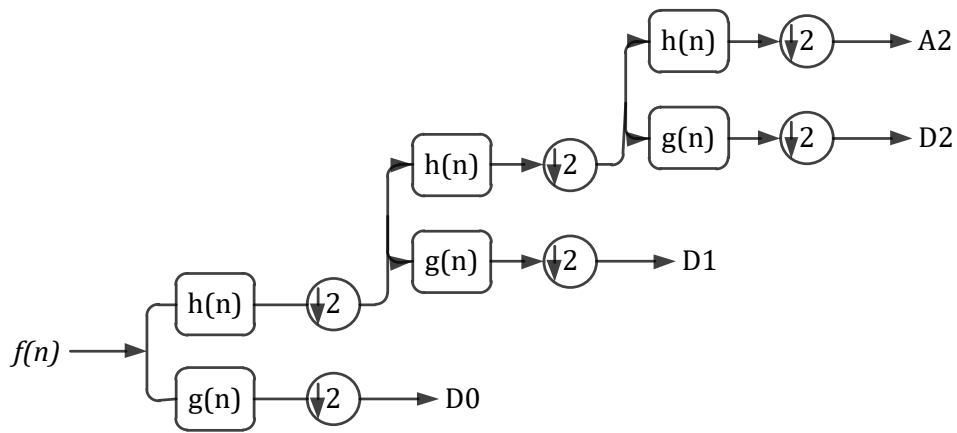


Figure III.3: Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$.

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

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

Les premiers coefficients de décomposition sont A1 et D1, où A1 est la version approximative du signal original $f(n)$ et D1 est la représentation détaillée du signal original $f(n)$ qui est défini dans la Figure (III.4).

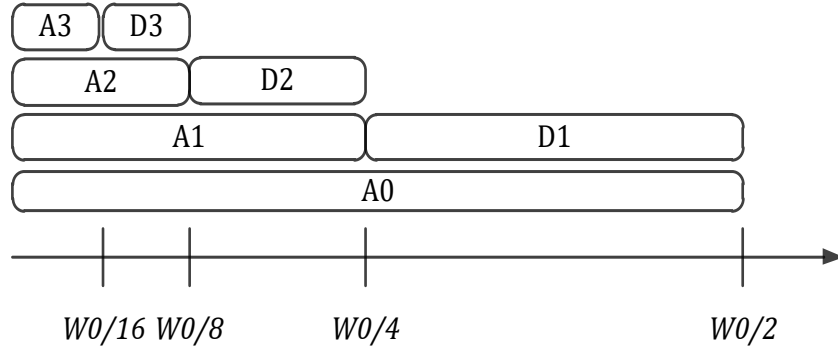


Figure III.4: Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes.

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

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

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

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

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

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

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

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

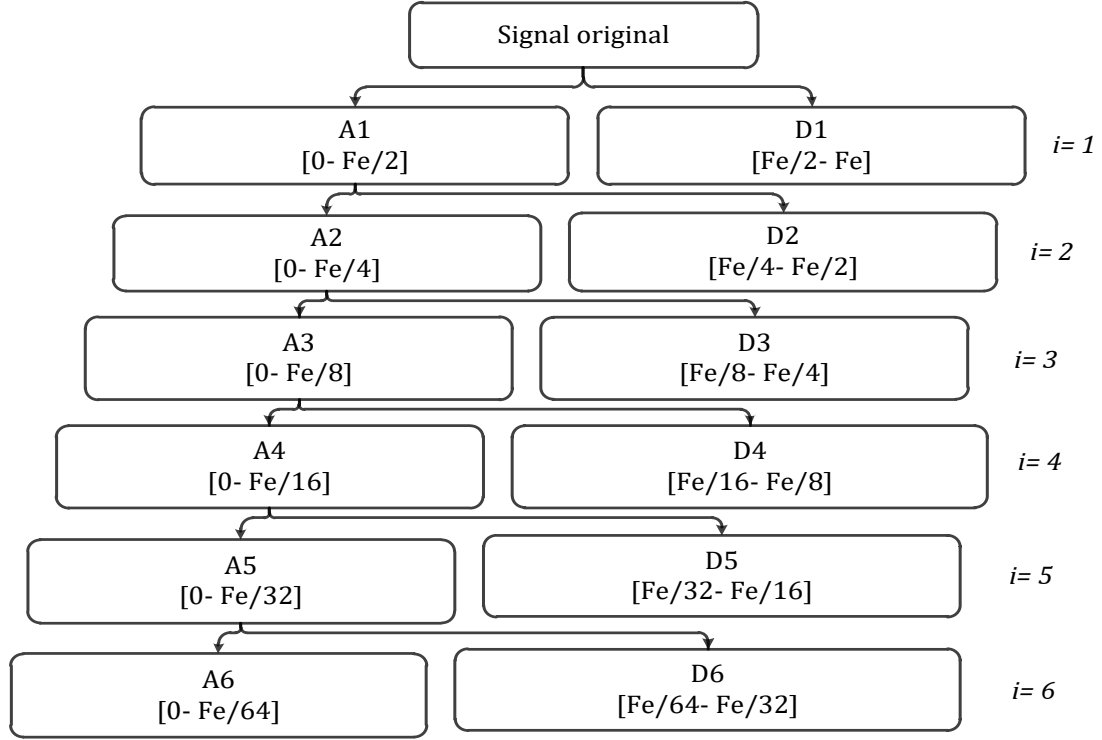


Figure III. 5 : Arbre de décomposition du signal courant statorique en six niveaux.

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

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

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

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

III.5 : Application de la technique des Ondelettes (TOD) au diagnostic de l'onduleur

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

CHAPITRE III : Détection et Localisation du Défaut Circuit-Ouvert d'un IGBT

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

III.6: Exigences d'acquisition des signaux

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

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

Les informations importantes contenues dans le signal du courant statorique sont localisées dans la bande fréquentiel le [0-400 Hz]. Le théorème de Nyquist implique une fréquence d'échantillonnage plus que 800 Hz. Dans cette analyse on prend $F_e=1500$ Hz et $f_s=50$ Hz.

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

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

Les bandes de fréquences issues de la décomposition du signal i_{as} en ondelettes sont présentées sur le tableau (III.1) suivant.

Niveaux	Approximations (Hz)	Détails (Hz)
1	[0, 750]	[750, 1500]
2	[0, 375]	[375, 750]
3	[0, 187.5]	[187.5, 375]
4	[0, 93.75]	[93.75, 187.5]
5	[0, 46.875]	[46.875, 93.75]
6	[0, 23.43]	[23.4375, 46.875]

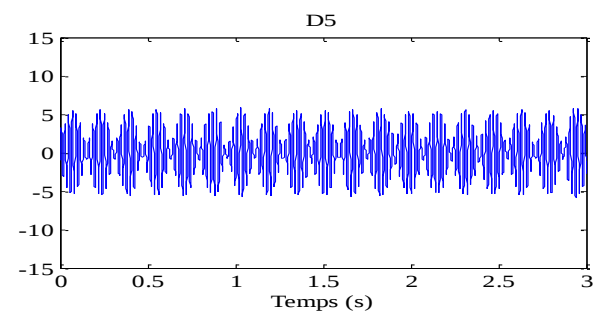
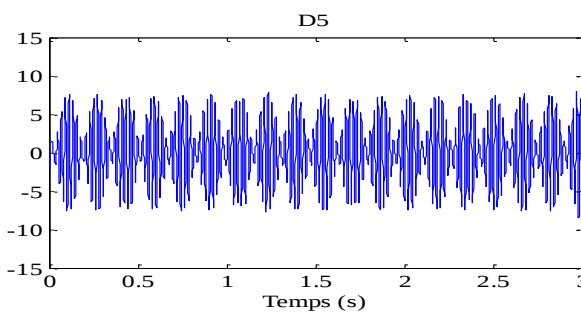
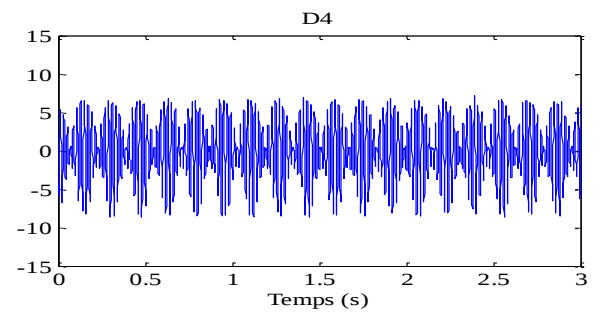
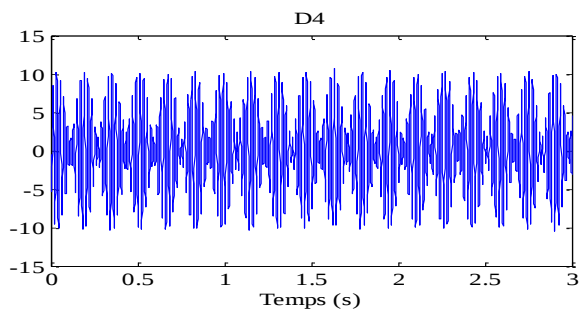
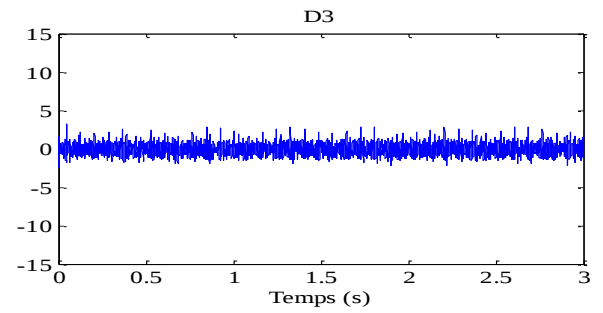
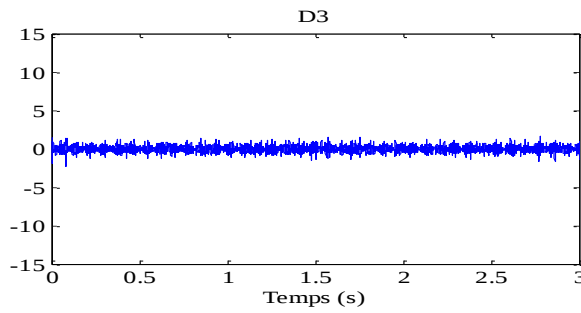
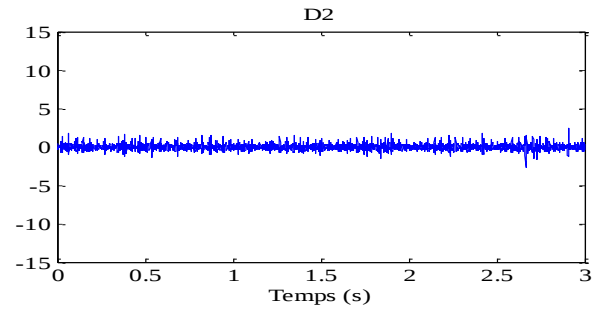
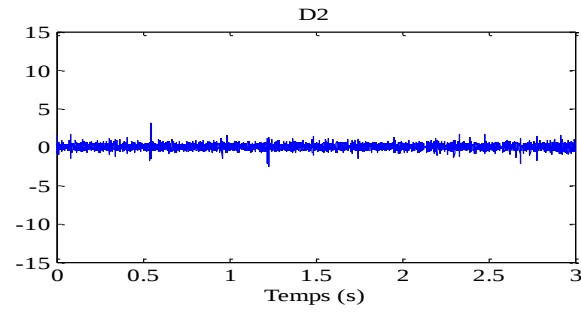
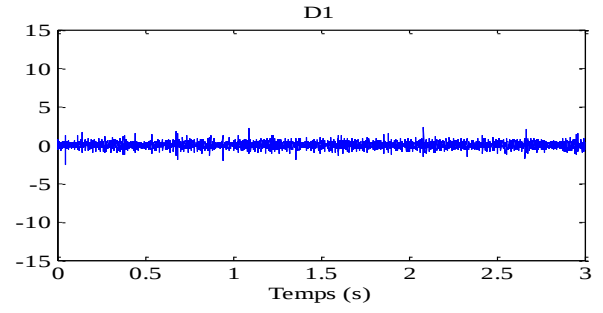
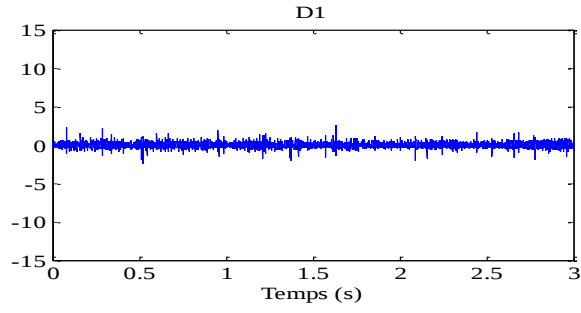
Tableau III.1 : Approximations, détails et bandes fréquentielles.

La figure (III.6) présente les résultats expérimentaux des détails pour le cas sain et le cas défaut circuit-ouvert d'un IGBT S_{a1} .

Etat sain

Etat défaut circuit-ouvert S_{a1}

CHAPITRE III : Détection et Localisation du Défaut Circuit-Ouvert d'un IGBT



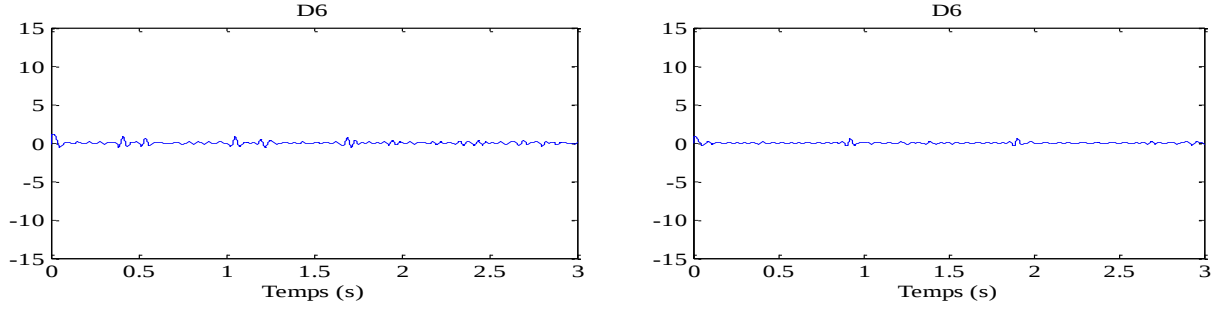


Figure III.6 : Détails du courant statorique par ondes coif.

III.7: Etude statistique

La racine carrée moyenne est une valeur très caractéristique du signal, car elle a une relation directe avec l'énergie qu'il contient:

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T D^2(t) dt} \quad (III.13)$$

Où : D est détail représentative du signal et t est le temps d'analyse.

Tableau(III.2), présente les valeurs RMS de chaque détail pour les trois phases (A), (B) et (C) dans les cas sains et de défaut circuit ouvert d'un IGBT K_1 .

Case	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6
Phase (A)						
Cas sain	93.3259	251.5579	392.6519	82.7486	54.5970	44.5
Cas circuit-ouvert K_1	65.0230	188.9364	296.1187	66.5023 min	44.5439	31.25698
Cas circuit-ouvert K_2	66.4481	166.4776	292.3342	67.2751 max	37.1695	29.5682
Cas circuit-ouvert K_3	104.0427	299.4912	478.9089	90.9676 min	70.1447	25.332
Cas circuit-ouvert K_4	103.9608	290.8385	463.9138	95.8056 max	55.5179	24.258
Cas circuit-ouvert K_5	87.3736	251.0758	439.7275	85.4351 min	56.3215	22.235
Cas circuit-ouvert K_6	96.9308	270.7648	421.8767	85.5871 max	55.5287	19.223

Case	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6
Phase (B)						
Cas sain	84.5102	224.4353	400.2280	78.1394	51.3490	44.5
Cas circuit-ouvert K_1	98.4593	279.4305	428.2569	80.4376 min	59.4270	31.25698
Cas circuit-ouvert K_2	95.5906	259.0379	434.0585	83.8776 max	63.0193	29.5682
Cas circuit-ouvert K_3	64.8789	176.8302	293.7399	62.0850 min	47.8038	25.332
Cas circuit-ouvert K_4	66.5300	180.4871	301.9739	64.0776 max	41.6790	24.258
Cas circuit-ouvert K_5	116.2171	276.8886	495.3335	92.9372 min	68.1189	22.235
Cas circuit-ouvert K_6	103.5992	282.5435	474.9952	93.9432 max	62.0288	19.223

CHAPITRE III : Détection et Localisation du Défaut Circuit-Ouvert d'un IGBT

Case	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6
Phase (C)						
Cas sain	99.5111	257.3659	422.6741	80.5750	60.7217	44.5
Cas circuit-ouvert K_1	102.1549	289.2505	485.5097	91.8464 min	59.3271	31.25698
Cas circuit-ouvert K_2	103.9096	312.2062	478.6916	94.2862 max	69.4545	29.5682
Cas circuit-ouvert K_3	102.7446	282.0376	428.4229	79.8416 min	54.2908	25.332
Cas circuit-ouvert K_4	103.5813	262.4210	422.2279	82.6258 max	56.0183	24.258
Cas circuit-ouvert K_5	63.2087	194.9059	297.3967	62.3196 min	43.7761	22.235
Cas circuit-ouvert K_6	68.6557	181.7017	304.8296	65.1510 max	42.2992	19.223

Tableau III.2 : Valeurs de RMS.

Dans le tableau III.2 montre que, pour chaque détail, le D_4 , qui identifie le défaut circuit-ouvert d'un IGBT K_1 , K_3 , K_5 est toujours inférieure aux valeurs des IGBT's K_2 , K_4 , K_6 , respectivement. Le détail 4 indique la présence de certaines informations dans notre signal de courant statorique. Pour extraire et exploiter ces informations, une analyse spectrale basée sur l'enveloppe spectrale de Hilbert-Huang.

III.8: Enveloppe spectrale de Hilbert- Huang

L'analyse d'enveloppe est une technique de détection précoce des défauts du type choc. Elle est basée sur la transformée d'Hilbert qui est un outil très utilisé pour le diagnostic des ensembles onduleur-moteur. La transformée d'Hilbert d'un signal $x(t)$ est définie par la formule suivante :

$$\hat{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int \left(\frac{x(\tau)}{t - \tau} \right) dt \quad (\text{III.14})$$

$$z(t) = x(t) + j \hat{x}(t) = x(t) + jH[x(t)] = A(t)e^{j\varphi(t)} \quad (\text{III.15})$$

$$\varphi(t) = \arctg \left[\frac{\hat{x}(t)}{x(t)} \right] \quad (\text{III.16})$$

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (\text{III.17})$$

La figure (III.7), présente l'enveloppe spectrale de Hilbert-Huang dans le cas sain et cas défaut circuit-ouvert d'un IGBT K_1 .

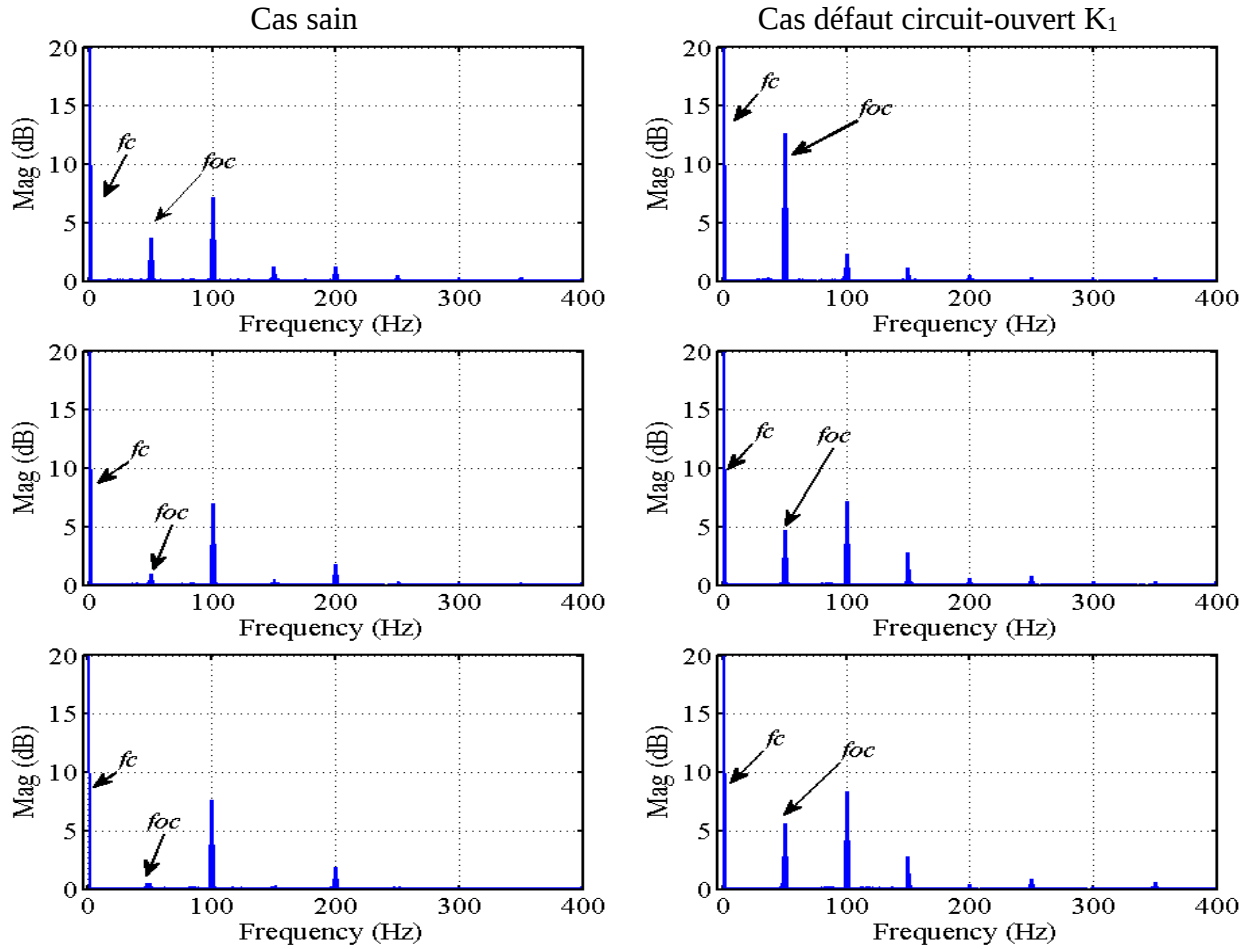


Figure III.7 : Enveloppe spectrale.

D'après la figure III.7, l'harmonique fondamentale f_s (50 Hz) n'est plus visible en raison de l'effet d'enveloppe spectrale de Hilbert qui provoque l'élimination de cette harmonique f_s par décalage de toutes les fréquences vers la gauche de l'harmonique fondamentale. En cas de défaut en circuit ouvert des commutateurs IGBT en K_1 , on observe la présence de l'harmonique fondamentale et d'autres harmoniques $2f_s$ (100 Hz). Ceci explique la présence de l'harmonique (f_{sh1}) dans l'enveloppe spectrale de Hilbert, remplaçant ainsi l'harmonique ($f_s + f_s$) avec un décalage de 50 Hz.

Une étude comparative entre le spectre de l'enveloppe spectrale de Hilbert pour le cas sain et celui du défaut en circuit ouvert de l'IGBT en K_1 montre clairement une signature fréquentielle particulière autour de 50 Hz. Il convient de noter que la fréquence $f_{sh1} = 50$ Hz est la fréquence qui caractérise le défaut en circuit ouvert de l'IGBT en K_1 . Les harmoniques obtenues pour les cas sains et défectueux sont présentées et résumées dans le tableau III. 3 suivant.

CHAPITRE III : Détection et Localisation du Défaut Circuit-Ouvert d'un IGBT

harmonique	$f_{sh0} (dB)$			$f_{sh1} (dB)$		
Phase	Phase (A)	Phase (B)	Phase (C)	Phase (A)	Phase (B)	Phase (C)
Cas sain	29.676	29.422	28.538	0	0	0
Cas circuit-ouvert K_1	21.099 Min	26.202 Max	25.361 Max	13.309	5.01	5.954
Cas circuit-ouvert K_2	21.067 Min	29.378 Max	27.165 Max	12.344	5.523	4.523
Cas circuit-ouvert K_3	28.6 Max	19.061 Min	27.887 Max	3.25	11.8079	4.123
Cas circuit-ouvert K_4	28.105 Max	17.596 Min	26.925 Max	2.35	13.329	3.944
Cas circuit-ouvert K_5	28.172 Max	29.254 Max	20.209 Min	4.515	4.12	13.268
Cas circuit-ouvert K_6	28.679 Max	29.871 Max	20.417 Min	3.349	3.85	14.316

Tableau III.3 : Amplitude de f_{sh0} et f_{sh1} .

III.9: Localisation les IGBT's défaillant basée sur RNA

III.9.1. Définition

Les réseaux de neurones artificiels ou réseaux connexionnistes sont fondés sur des modèles qui tentent de mimer les cellules du cerveau humain et leurs interconnexions. Le but, d'un point de vue global, est d'exécuter des calculs complexes et de trouver, par apprentissage, une relation non linéaire entre des données numériques et des paramètres.

III.9.2. Historique

Aujourd'hui, les réseaux de neurones sont utilisés dans de nombreux domaines à cause de leurs propriétés, en particulier leur capacité d'apprentissage.

- 1890 : W. James, célèbre psychologue américain introduit le concept de mémoire associative et propose ce qui deviendra une loi de fonctionnement pour l'apprentissage sur les réseaux de neurones connue plus tard sous le nom de loi de Hebb.
- 1943 : J. Mc Culloch et W. Pitts laissent leurs noms à une modélisation du neurone biologique (un neurone au comportement binaire). Ce sont les premiers à montrer que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes (tout au moins au niveau théorique).
- 1949 : D. Hebb, physiologiste américain explique le conditionnement chez l'animal par les propriétés des neurones eux-mêmes. Ainsi, un conditionnement de type pavlovien tel que, nourrir tous les jours à la même heure un chien, entraîne chez cet animal la sécrétion de salive à cette heure précise même en l'absence de nourriture. La loi de modification des propriétés des connexions entre neurones qu'il propose explique en partie ce type de résultats expérimentaux.

CHAPITRE III : Détection et Localisation du Défaut Circuit-Ouvert d'un IGBT

Le premier réseau de neurones artificiel apparaît en 1958, grâce aux travaux de Rosenblatt qui conçoit le perceptron. Ce dernier est inspiré du système visuel (en terme d'architecture neurobiologique) et possède une couche de neurones d'entrée une couche de sortie ("décisionnelle"). Ce réseau parvient à apprendre, à identifier des formes simples et à calculer certaines fonctions logiques.

1969 : M. Minsky et S. Papert publient un ouvrage qui met en exergue les limitations théoriques du perceptron, limitations alors connues, notamment concernant l'impossibilité de traiter par ce modèle des problèmes non linéaires. Ils étendent implicitement ces limitations à tout modèle de réseaux de neurones artificiels. Leur objectif est atteint, il y a abandon financier des recherches dans le domaine (surtout aux U.S.A.), les chercheurs se tournent principalement vers l'IA (Intelligence Artificielle) et les systèmes à bases de règles. Il faudra attendre le début des années 80 pour que l'intérêt pour ce domaine soit de nouveau présent. En effet, Hopfield démontre en 1982 tout l'intérêt d'utiliser les réseaux récurrents (dits "feed-back») pour la modélisation des processus. Les réseaux récurrents constituent alors la deuxième grande classe de réseaux de neurones, avec les réseaux type perceptron (dits "feed-forward"). En parallèle des travaux de Hopfield, Werbos conçoit son algorithme de rétro propagation qui ne sera pourtant popularisé qu'en 1986 par Rumelhart.

III.9.3. Le neurone biologique

L'élément de base du système nerveux central est le neurone. Le cerveau se compose d'environ mille milliards de neurones, avec 1000 à 10000 synapses (connexions) par neurone. Les neurones sont reliés entre eux par des liaisons appelées axones. Ces axones vont eux-mêmes jouer un rôle important dans le comportement logique de l'ensemble. Ces axones conduisent les signaux électriques de la sortie d'un neurone vers l'entrée (synapse) d'un autre neurone. Les neurones font une sommation des signaux reçus en entrée et en fonction du résultat obtenu vont fournir un courant en sortie.

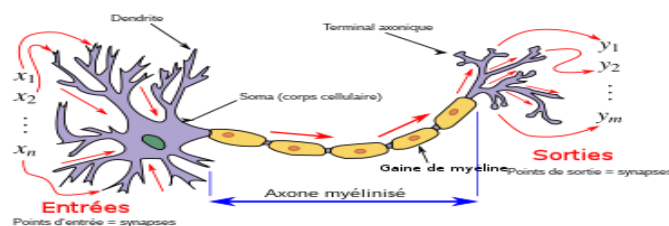


Figure III.8 : Schéma d'un neurone biologique.

III.9.4. Neurone formel

Un neurone est une fonction algébrique non linéaire, paramétrée, à valeurs bornée. D'après McCulloch et Pitts, le neurone formel ou artificiel est un opérateur mathématique très simple possédant une seule sortie et un nombre d'entrée quelconques (qui peuvent être les sorties d'autres neurones, ou des entrées des signaux extérieures). La valeur de la sortie résulte du calcul de la somme des entrées pondérées par des coefficients (poids des connexions ou poids synaptiques) et du calcul d'une fonction non linéaire (fonction d'activation) de cette somme pondérée.

Un neurone se caractérise par trois concepts : son état, ses connexions avec d'autres neurones et sa fonction d'activation. Si le neurone est activé, il transmet aux autres neurones une réponse égale à son activation, sinon il reste inactif et ne transmet rien. La figure (2) est représentation du neurone formel.

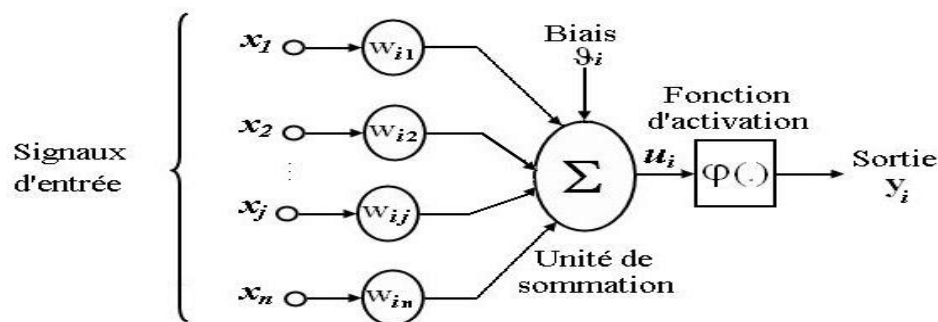


Figure III.9 : Schéma d'un neurone biologique.

D'une façon plus générale, on peut définir un neurone formel par les cinq éléments suivants

- ✓ La nature de ses entrées ;
- ✓ La fonction d'entrée totale qui définit le prétraitement effectué sur les entrées ;
- ✓ La fonction d'activation du neurone qui définit son état interne en fonction de son entrée totale ;
- ✓ La fonction de sortie qui calcule la sortie du neurone en fonction de son état d'activation ;
- ✓ La nature de la sortie du neurone.

III.9.5. Fonction d'activation

La fonction d'activation est en général une fonction non linéaire monotone croissante, par ailleurs les fonctions de transfert sont de qualités diverses, elles peuvent être déterministes, continues discontinues ou aléatoires, ces fonction sont présentées dans le tableau suivant :

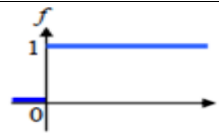
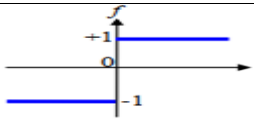
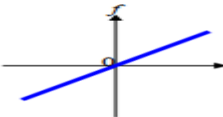
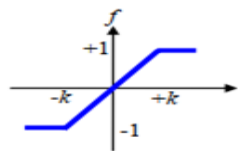
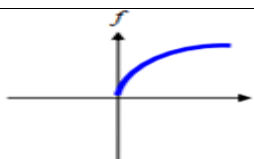
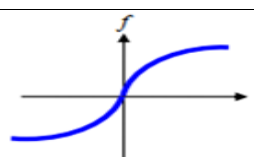
Classe	Type	Equation mathématique	Allure
Seuil	Binaire (Heaviside)	$f(x) = 1 \text{ si } x < 0$ $f(x) = 0 \text{ si } x \leq 0$	
	Signe	$f(x) = 1 \text{ si } x > 0$ $f(x) = -1 \text{ si } x \leq 0$	
Linéaire	Identité	$f(x) = x$	
	Saturation	$f(k, x) = -1 \text{ si } x < -1/K$ $f(k, x) = 1 \text{ si } x \geq 1/k$ $f(k, x) = kx \text{ sinon}$	
Sigmoide	Positive (logistique)	$f(k, x) = \frac{1}{1 + e^{kx}}$	
	Symétrique (type tanch)	$f(k, x) = \frac{1}{1 + e^{-kx}} - 1$	

Tableau III.4 : Fonctions d'activation.

4. Application réseau neurone pour la détection de défaut circuit-ouvert des IGBTs

Le diagnostic de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT, dans cette section on utilise deux méthode basé sur l'intelligence artificiel:

Première méthode : Extraction les valeurs de RMS de défaut circuit-ouvert des IGBT's basé sur le réseau neurone.

Deuxième méthode : Extraction les amplitudes des fréquences (f_0 et f_1) de défaut circuit-ouvert des IGBT's basé sur le réseau neurone.

4.1. Étude de réseau de neurone utilisé

Il y avait trois études principales :

- Construction du bloc RNA,

- Acquisition des données (base d'apprentissage),
- Test de réseau.

4.2. Construction du bloc de réseau de neurones

Une couche d'entrée : Cette couche composée de neuf neurones, dont le rôle est de transmettre les caractéristique d'entrées qui correspondent aux variables (RMS , f_0 et f_1) vers la couche suivante appelée *couche cachée*.

deux couches cachées : première couche cachée dotée de 7 neurones et deuxième couche cachés dotée 4 neurones avec des fonctions d'activations choisies de type sigmoïde.

Une couche de sortie : Cette couche est composée de 4 neurones, la sortie de chaque neurone soit 0 ou 1.

4.3. Acquisition des données (base d'apprentissage)

Avant la construction du système du bloc RNA On doit tout d'abord accéder à la d'apprentissage. Celle-ci peut se mettre sous forme de Tableau (matrice). Ce dernier est constitué de vecteurs (qui représentent la couche d'entrée du RNA), où chaque vecteur est constitué de 3 paramètres.

On construire (fonctionnements normaux et anormaux) une base de données très riches, qui possèdent beaucoup d'informations sur les différents cas de défauts circuit-ouvert. Pour cette phase on a réalisé les taches suivantes:

- ✚ L'onduleur a été simulé en régime normal (état sain).
- ✚ L'onduleur a été simulé en régime anormale (en présence de défaut circuit-ouvert: défaut circuit-ouvert K_1 , défaut circuit-ouvert K_2 , défaut circuit-ouvert K_3 , défaut circuit-ouvert K_4 , défaut circuit-ouvert K_5 , défaut circuit-ouvert K_6),
- ✚ Puis nous a vous prenant les valeurs efficaces dans chaque cas y compris l'état sein.

Catégorie	Type de défaut	Symbole	Code			
1	État Sain	ES	Y	0	0	0
2	Défaut circuit-ouvert K_1	CO1	Y	1	0	0
3	Défaut circuit-ouvert K_2	CO2	Y	0	1	0
4	Défaut circuit-ouvert K_3	CO3	Y	0	0	1
5	Défaut circuit-ouvert K_4	CO4	Y	1	1	0
7	Défaut circuit-ouvert K_5	CO5	Y	0	1	1
6	Défaut circuit-ouvert K_6	CO6	Y	1	0	1

Tableau III.5: Classifications des différents cas de défaut circuit-ouvert.

Pour : Y=0 : cas sain et Y=1 cas défaut circuit-ouvert d'un IGBT.

4.4. Résultats d'essais de réseau

On a effectué un apprentissage automatique à l'aide du logiciel Matlab jusqu'à où on obtenu une erreur quadratique plus petite de « $1.3294e^{-09}$ », (Voir Fig. (3)) on a obtenu la plus petite erreur après (3297) itérations.

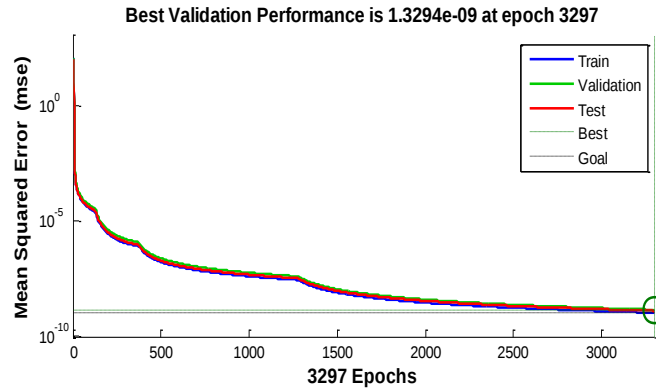


Figure III.10 : Evaluation de l'erreur quadratique en fonction du nombre d'itérations d'apprentissage (en utilisant la méthode de rétro propagation de gradient).

À la fin des phases d'apprentissage et de test, la sortie réelle est comparée à la sortie souhaitée prédéfinie dans le tableau 2. Pendant la phase d'apprentissage, l'erreur est utilisée pour ajuster les paramètres d'ANN dans la phase de test. Cette erreur est utilisée pour calculer le taux de classement ou le taux de reconnaissance. Le tableau 3 met en évidence un exemple de sortie réelle et souhaitée. Le taux de classement est calculé par le pourcentage d'exemples correctement classés.

Etat	Sortie RNA	Sortie réelle
État Sain	0000	$1.42e^{-09}$ $2.19e^{-05}$ $8.07e^{-05}$ $9.07e^{-05}$
Défaut circuit-ouvert K_1	1100	0.97123 0.98653 $9.07e^{-05}$ $1.42e^{-09}$
Défaut circuit-ouvert K_2	1010	0.98653 $1.42e^{-09}$ 0.97123 $9.07e^{-05}$
Défaut circuit-ouvert K_3	1001	0.97123 $1.42e^{-09}$ $9.07e^{-05}$ 0.98653
Défaut circuit-ouvert K_4	1110	0.98653 0.95653 0.97653 $1.42e^{-09}$
Défaut circuit-ouvert K_5	1011	0.94653 $1.42e^{-09}$ 0.94653 0.96653
Défaut circuit-ouvert K_6	1101	0.9923 0.9825 $1.42e^{-09}$ 0.9365

Tableau III.6 : Comparaison entre la sortie RNA et la sortie réelle du classificateur ANN.

Les valeurs obtenues indiquent que le classificateur ANN sélectionné modèle a eu un succès considérable dans le circuit ouvert IGBT détection et classification des défauts. Après plusieurs simulations, les résultats de classification obtenus démontrent et confirment clairement

l'efficacité de la méthode de diagnostic proposée avec un taux de reconnaissance élevé proche de 97,99%.

III. 10 : Conclusion

Nous avons consacré ce chapitre à la présentation de la classification de défaut circuit-ouvert des IGBTs par le réseau de neurone artificiels (RNA). Le réseau obtenu est caractérisée par une architecture simple comportant une couche d'entrée, une couche de sortie pour la décision et deux couches cachées. La première couche composée de 7 neurones et la deuxième couche cachée composée 4 neurone, et on a relevé des résultats graphiques qui présenté les résultats de l'apprentissage.

Conclusion générale

Le travail effectué dans ce mémoire se concentre sur l'étude, le développement et la proposition d'une technique de détection et de localisation des défauts de circuit-ouvert dans un onduleur de tension triphasé à deux niveaux alimentant un moteur asynchrone. Le travail aborde et évalue la performance de cette technique de détection.

Nous avons en premier lieu présentés l'état de l'art des différents types de défauts associer l'onduleur de tension et les méthodes de surveillance et de diagnostic des systèmes industriels. Les principaux éléments d'une démarche de surveillance et de diagnostic d'un processus ont été également définis. Nous avons donnés quelques définitions et terminologies utilisées dans ce domaine. Les techniques de diagnostic traitées dans la littérature se composent de trois étapes essentielles, la détection, la localisation et l'identification. La technique de diagnostic appliquée pour la surveillance des systèmes dépend du type de présentation du système à surveiller (avec ou sans modèle), ainsi que le type de défauts (défaut capteur, actionneur ou système).

Dans le deuxième chapitre l'ensemble du système onduleur-MAS a été modélisé ainsi que la modélisation de la commande MLI-sinus triangle. D'après les résultats de simulation obtenus, nous pouvons constater que la commande rapprochée de l'onduleur par une MLI-sinus apporte une amélioration perceptible (réduction des harmoniques) dans la tension de sortie de l'onduleur et par conséquent une amélioration appréciable dans le comportement du MAS. Cette première partie est nécessaire pour l'intégration de la MAS dans le système de commande. la deuxième partie de ce chapitre présente le défaut interne de l'ensemble redresseur-onduleur ont été présentés et étudiés (défaut circuit-ouvert d'un IGBT). L'étude à pour but d'observer l'impact de ce défaut sur le comportement du moteur asynchrone. Cet impact est traduit par une augmentation des amplitudes des courants statoriques. Par contre sur le plan mécanique l'impact est caractérisé par une chute de la valeur de la vitesse ainsi que la présence d'oscillations du couple électromagnétique entraînant éventuellement des vibrations et des bruits.

Bibliographie

-
- [1]: **R.Rao.Errabelli, P.Mutschler**, «Fault Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives», IEEE, 2011.
- [2]: **T. Orłowska-Kowalska, P. Sobanski**, «Simple sensorless diagnosis method for open-switch faults in SVM-VSI-fed induction motor drive», in: IEEE 39th Ann. Conf. of Ind. Electron. Soc., 2013, pp. 8210–8215.
- [3]: **Won-Sang Im, Jang-Sik Kim, Jang-Mok Kim†, Dong-Choon Lee, and Kyo-Beum Lee**, «Diagnosis Methods for IGBT Open Switch Fault Applied to 3-Phase AC/DC PWM Converter», Journal of Power Electronics, Vol, 12, No. 1, January 2012.
- [4]: **I. Jlassi, S. Khojet, E. Khil**, «A MRAS-Luenberger observer based fault tolerant control of PMSM drive», J. Electr, Syst, 10 (1) ,2014, pp: 48–62.
- [5]: **W. Zhang, D. Xu, P.N. Enjeti, H. Li, J.T. Hawke, H.S.**, « Krishnamoorthy, Survey on fault tolerant techniques for power electronic converters», IEEE Trans. Power Electron. 29, 2014, 6319–6331.
- [6] : **T. Orłowska-Kowalska and P. Sobanski**, «Simple diagnostic technique of a single IGBT open-circuit faults for a SVM-VSI vector controlled induction motor drive», bulletin of the polish academy of sciences technical sciences, vol.63, no.1, 2015, doi: 10.1515/bpasts-2015-0032.
- [7]: **Bilal Djamal Eddine Cherif, Azeddine Bendiabdellah, Mohamed Amine Khelif**, « Detection of Open-Circuit Fault in a Three-Phase Voltage Inverter Fed Induction Motor », International Review of Automatic Control (I.RE.A.CO.), Vol. 9, n. 6.(2016).pp.374-382.
- [8]: **Bilal Djamal Eddine Cherif, Mokhtar Bendjebbar, Nouredine Benouzza, H. Boudinar, Azeddine Bendiabdellah**,« A Comparative Study between two Open-circuit Fault Detection and Localization Techniques in a Three-phase Inverter Fed Induction Motor», 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC-2016) Algiers, Algeria- November 15-17, 2016, doi: 10.1109/ICMIC.2016.7857513.
- [9]: **H. Keskes, A. Brahama,, Z. Lachiri**, «Broken rotor bar diagnosis in induction machines through stationary wavelet packet transform and multiclass wavelet SVM», Electric Power Systems Research, Vol 97, pp:151– 157, 2013.
- [10] : **M. Benkaci**, « Surveillance des systèmes mécatronique d'automobile par des méthodes d'apprentissage», Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2011.
- [11] : **Khenfer Riad**, « Détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques » thèse de Docteur en Sciences Université Ferhat Abbas - Setif-1.le 05 Mars 2015.
- [12] : **H. Hacene**, «Identification et surveillance de processus dynamiques complexes par

CHAPITRE III : Détection et Localisation du Défaut Circuit-Ouvert d'un IGBT

logique floue. Application à un échangeur de chaleur», Université M'hamed Bougara de Boumerdès, 2007.

[13] : **D. Berdjag**, «Méthodes algébriques pour la décomposition de modèles comportementaux: Application à la détection et à la localisation de défaillances», Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I, 2007.

[14] : **R. Fellouah**, «Contribution au diagnostic de pannes pour les systèmes différentiellement plats», INSA de Toulouse, 2007.

[15] : **F. Castang**, «Synthèse robuste de filtres de diagnostic pour la surveillance à base de modèle des systèmes multivariables et incertains», Bordeaux 1, 2003.

[16] : **C. Christophe**, «Surveillance des systèmes non linéaires: Application aux machines électriques». Livre. 2001.

[17] : **R. J. Patton**, «Fault detection and diagnosis in aerospace systems using analytical redundancy», Comput Control Eng. J., vol. 2, no. 3, pp. 127–136, 1991.

[18] : **R. Mrani Alaoui**, «Conception d'un module de diagnostic à base de suites de bandes temporelles en vue de la supervision des procédés énergétiques: application en ligne à un générateur de vapeur», Lille 1, 2004.

[19] : **H. Derbel**, «Diagnostic à base de modèles des systèmes temporisés et d'une sous-classe de systèmes dynamiques hybrides», Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2009.

[20] : **Youcef Soufi**, « Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique », Thèse de Doctorat en Sciences ; Université de Annaba. 2012.

[21] : **Medoued Ammar**, « Surveillance et diagnostic des défauts des Machines électriques : applications aux moteurs asynchrones », thèse de Docteur en Sciences, Université du 20 Août 1955-Skikda, 2012.

[22] : **Leila Nacib, Salah Saad, Saadi Sakhara**, «A Comparative Study of Various Methods of Gear Faults Diagnosis», Journal of Failure Analysis and Prevention; October 2014, Volume 14, Issue 5, pp 645-656.

[23] : **G. Didier**, «Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances», Thèse Dr. l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.

[24] : **A.Ghouggal**, «Diagnostic de la machine asynchrone triphasée : modèle dédié à la détection des défauts» mémoire de magister, Université de Batna 2005.

[25] : **O. Ondel**, «Diagnostic par reconnaissance des formes: Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone», Ecole Centrale de Lyon, 2006.

[26] : **A. O. Molina**, «Méthodologie pour le placement des capteurs à base de méthodes de classification en vue du diagnostic», INSA de Toulouse, 2005.

[27] : **J.P. Haton and M.-C. Haton**, «L'intelligence artificielle», Presses universitaires de France, 1989.

CHAPITRE III : Détection et Localisation du Défaut Circuit-Ouvert d'un IGBT

[28] : **S. Guillaume and B. Charnomordic**, «Systèmes d'inférence floue: collaboration expertise et données dans un environnement de modélisation intégrée à l'aide de Fis Pro» Rev. d'intelligence Artif., vol. 1, p. 26, 2013.

[29] : **R. Mrani Alaoui**, «Conception d'un module de diagnostic à base de suites de bandes temporelles en vue de la supervision des procédés énergétiques: application en ligne à un générateur de vapeur» Lille 1, 2004.

[30] : **S. Bachir, I. B. A. Bazine, T. Poinot, K. Jellassi, and J.-C. Trigeassou**, «Estimation paramétrique pour le diagnostic des processus: Application à la bobine à noyau de fer», J. Eur. Des Systèmes Autom., vol. 42, no. 5, pp. 509–539, 2008.

[31] : **R. Fellouah**, «Contribution au diagnostic de pannes pour les systèmes différentiellement plats», INSA de Toulouse, 2007.

[32] : **Bendiabdellah Azzedine**, « Cours modélisation machine électrique ». Université USTO.ORAN.2012.

[33] : **Moumna Mohammed**, « Détection et Diagnostic Des Défauts d'une Machine Synchrone A Aimants Permanents », Mémoire de Magister en électrotechnique, USTO, Avr 2011.

[34] : **Jean Luc Thomas**, « Problématique industrielle, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1», Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, pp. 27-68, 2000.

[35] : **Ramirez. J. M**, « Contribution à la commande optimale des machines asynchrones », Thèse de Doctorat. Spécialité : Automatique et productique. Institut National Polytechnique de Grenoble, 1998.

[36] : **Xavier Roboam, Bernard De Fornel et Maria Pietrzak David**,« Lois de commande de couple du moteur asynchrone, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1 », Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, 2000, pp.183-216.

[37] : **Bernard De Fornel**, « Modélisation dynamique des machines asynchrones, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC Modèles pour la commande des actionneurs électriques », Jean Paul Louis, Sermes Sciences Publications, 2004, pp.215-287.

[38] : **Jérôme MAVIER**, «Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique », thèse de Doctorat de L'institut National Polytechnique, Toulouse, 2007.

[39] : **Cherif Bilal Djamel Eddine ; Bendiabdellah Azzeddine ; Bendjebbar Mokhtar ; Benouzza Noureddine ; Khelif Mohamed Amine**, « Review on External and Internal Faults of an, Association Inverter-Motor and Their Impact on the Motor Operation», International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS), Hammamet-Tunisia. 2017.

[40]: **Amine Mohamed Khelif, Bilal Djamel Eddine Cherif, Azeddine Bendiabdellah**,

«Diagnosis of SVM Controlled Three-Phase Rectifier Using Mean Value of Park Currents Technique», International Review on Modelling and Simulation (IREMOS), Vol 11.No2.2018.pp.93-101.

[41]: B. D. E. Cherif, A. Bendiabdellah and M. A. Khelif, “Detection of open-circuit fault in a three-phase voltage inverter fed induction motor,” IREACO, vol. 9, no. 6, pp. 374–382, 2016. DOI: [10.15866/ireaco.v9i6.10268](https://doi.org/10.15866/ireaco.v9i6.10268).

[42]: T. Orlowska-Kowalska, And and T. P. Sobanski, “Simple diagnostic technique of a single IGBT open-circuit faults for a SVM-VSI vector controlled induction motor drive,” Bull. Polish Acad. Sci. Techn. Sci., vol. 63, no. 1, pp. 281–288, 2015. DOI: [10.1515/bpasts-2015-0032](https://doi.org/10.1515/bpasts-2015-0032).

[43]: W. S. Im, J. S. Kim, J. M. Kim, D. C. Lee and K. B. Lee, “Diagnosis methods for IGBT open switch fault applied to 3-phase AC/DC PWM converter,” J. Power Electronics, vol. 12, no. 1, pp. 120–127, 2012. DOI: [10.6113/JPE.2012.12.1.120](https://doi.org/10.6113/JPE.2012.12.1.120).

[44]: H. Zhao and L. Cheng, “Open-switch fault-diagnostic method for backto-back converters of a doubly fed wind power generation system,” IEEE Trans. Power Electron, vol. 33, no. 4, pp. 3452–3461, 2018. DOI: [10.1109/ ACCESS.2019.2913164](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2913164).

[45]: A. Ouanas, A. Medoued, S. Haddad, M. Mordjaoui and D. Sayad, “Automatic and Online Detection of Rotor Fault State,” IJRED, vol. 7, no. 1, pp. 43–52, 2018. DOI: [10.14710/ijred.7.1.43-52](https://doi.org/10.14710/ijred.7.1.43-52).

[46]: Y. Zhang, B. P. Tang and X. Xiao, “Time-frequency interpretation of multi-frequency signal from rotating machinery using an improved Hilbert-Huang transform,” Measurement, vol. 82, pp. 221–239, 2016. Vol DOI: [10.1016/j.measurement.2016.01.001](https://doi.org/10.1016/j.measurement.2016.01.001).

[47]: M. Gomez. C. Castejon and J. Garc_ia-Prada, “Incipient Fault Detection in Bearings Through the use of WPT Energy and Neural Networks, Advances in Condtion Monitoring of machinery in Non-Stationary operations,” Springer, vol. 49, pp. 63–72, 2014. DOI: [10.1007/978-3-642-39348-8_4](https://doi.org/10.1007/978-3-642-39348-8_4).

Résumé

L'objectif principal de ce travail est de proposer une méthode de diagnostic automatique du défaut circuit-ouvert des *IGBTs* d'un onduleur de tension à deux niveau alimentant un moteur asynchrone. En utilisant l'analyse du courant statorique afin de détecter et localiser ce défaut. La proposition basée sur l'utilisation de la combinaison entre deux technique, technique de traitement signal et technique d'intelligence artificielle. Cette méthode de diagnostic commence d'abord par l'utilisation de la transformée ondelette pour détecter l'harmonique caractérisant le défaut circuit-ouvert d'un *IGBT* basée sur la décomposition du signal de courant en approximation et détails des trois courants statoriques (i_{as} , i_{bs} et i_{cs}). L'ondelette fournit la fonction détails (D) qui contient les informations sur le défaut circuit-ouvert des *IGBTs*. Pour le choix exact de détail, une étude statistique basée sur le calcul des valeurs efficace de chaque détail (RMS). Le choix de D dépend de la condition que les valeurs efficaces des *IGBTs* supérieurs de l'onduleur soient toujours inférieures aux valeurs efficaces des *IGBTs* inférieure. Les résultats obtenus répondent bien à la condition du RMS et l'enveloppe spectrale de Hilbert-Huang de D_4 permet de détecter l'harmonique qui caractérisant le défaut-circuit ouvert d'un *IGBT* de l'onduleur et l'utilisation du réseau de neurones artificiels (*ANN*) permet de localiser l'*IGBT* défaillant.

Mot clé : Moteur asynchrone ; Onduleur deux niveau ; *IGBT* ; Ondelette ; Enveloppe spectral ; RMS ; *ANN*.