

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

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**  
N° : .....



**DOMAINE : Génie électrique**  
**FILIERE : Electromécanique**  
**OPTION : Electromécanique**

**Mémoire présenté pour l'obtention**  
**Du diplôme de Master Académique**

**Intitulé**

---

**Détection et Localisation Automatique de Défaut Circuit-Ouvert d'un IGBT**  
**des Onduleurs Triphasé à Deux Niveaux à l'aide d'une Technique Combinée**  
**entre HHT-RNA**

---

**Proposé et dirigé par :**

**Dr. CHERIF Bilal Djamal Eddine**

**Co-Encadrant**

**Dr. RAHALI Hilal**

**Présenté par :**

**Bouchra RABCHI**

**Doua DJAZOULI**

**Soutenu devant le jury composé de :**

DEFDAF Mabrouk	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Président
CHERIF Bilal Djamal Eddine	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Rapporteur
RAHALI Hilal	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Co-Encadrant
BENYETTOU Loutfi	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Examinateur

**ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2021 /2022**

## *Dédicaces*

*Je dédie ce Modeste travail à toute*

*Ma famille en particulier à :*

*Ma mère : qui m'a arrosé de tendresse d'espoir, ma source d'amour.*

*Mon père : pour sa gentillesse et sa rigueur*

*Ma deuxième famille (papa Achour) et (Mama Khadidja) qui m'a  
soutenue en m'encourageant et m'offrants plus de volent*

*Bouchra*

---

## *Dédicaces*

*A mes chers parents... vous avez toujours été pour moi un exemple des personnes respectueux et honnêtes. Ce modeste travail est le fruit de tous les sacrifices que vous avez déployés pour mon éducation.*

*A mes chers sœurs et frères Yacoub, Mohammed et Khaoula et surtout ma chère grande sœur Meriem.*

*A mes chers neveux Youcef, Djaoued et Abderrahime, vous avez apporté beaucoup de bonheur à notre famille.*

*A mon binôme Bouchra et sa famille.*

*A tous mes professeurs, amis et collègues depuis 17 ans.*

*Doua*

---

## **Remerciements**

*Nous tenons tout d'abord à exprimer nos chaleureux remerciements à notre encadreur monsieur «Dr Cherif Bilal Djamal Eddine» de l'université de M'sila pour bien nous avoir encadré, guidé, conseillé et aussi sa patience dans ce parcours*

*Nous tenons également à remercier le personnel enseignant et administratif de la faculté de science et technologie en général et le département de génie électrique en particulier, grâce à eux, nous avons réussi nos études universitaires.*

*Merci à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce modeste travail.*

...

---

## Liste des Figures

Figure I.1– Distribution des défauts en % dans un convertisseur statique. ....	5
Figure I.2– Schéma de principe de l'association d'entraînement électrique. ....	6
Figure I.3– Les différents types de défaut d'un convertisseur statique (redresseur-onduleur). .	7
Figure I.4– Principe de la reconnaissance des formes. ....	14
Figure II.1– Schéma synoptique de système étudié. ....	16
Figure II.2– Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasée. ....	18
Figure II.3– Modèle de Park du moteur asynchrone. ....	20
Figure II.4– Représentation des axes d'un moteur asynchrone. ....	20
Figure II.5– Courants statorique, vitesse de rotation et le couple électromagnétique. ....	29
Figure II.6– Courants statorique, vitesse de rotation et le couple électromagnétique dans le cas d'un défaut circuit-ouvert d'un IGBT. ....	30
Figure III.1– Courants statorique dans le cas sain et le cas d'un défaut circuit-ouvert pour chaque IGBT. ....	36
Figure III.2– IMFs pour le cas sain et cas défaut circuit-ouvert d'un IGBTs K1. ....	37
Figure III.3– Schéma de fonctionnement de l'analyse d'enveloppe de Hilbert-Huang. ....	40
Figure III.4– Enveloppe spectrale. ....	41
Figure IV.1– Schéma d'un neurone biologique. ....	45
Figure IV.2– Schéma d'un neurone formel. ....	45
Figure IV.3– Evaluation de l'erreur quadratique en fonction du nombre d'itérations d'apprentissage (en utilisant la méthode de rétro propagation de gradient). ....	49

---

## Liste des Tableaux

Tableau III.1 – Valeur de RMS.....	39
Tableau III.2 – Amplitudes de $f_0$ et $f_1$ .....	41
Tableau IV.1 – Fonctions d’activation.....	47
Tableau IV.2 – Classifications des différents cas de défaut circuit-ouvert.....	48
Tableau IV.3 – Comparaison entre la sortie RNA et la sortie réelle du classificateur ANN...49	



# Table des matières

Liste des Figures.....	i
Liste des Tableaux.....	iv
Table des matières.....	i
Glossaire.....	v
Introduction générale .....	2
<b>Chapitre I. Etat de l'art sur l'ensemble convertisseur-moteur asynchrone et l'impact de différent type de défaut d'un convertisseur sur le moteur ...</b>	<b>5</b>
I.1 Introduction.....	5
I.2 Etude statistique .....	5
I.3 Système d'entraînement électrique .....	6
I.4 Modes de défaut d'un ensemble redresseur, onduleur et moteur asynchrone .....	6
I.4.1 Défaut externe .....	7
I.4.1.1 Défaut de court-circuit de bus continu.....	7
I.4.1.2 Défaut d'isolement d'une phase .....	8
I.4.2 Défaut interne.....	8
I.4.2.1 Défaillance de type «haute impédance» d'un IGBT .....	9
I.4.2.2 Défaillance de type «haute impédance» des deux IGBT d'une différent cellule de commutation .....	9
I.4.2.3 Défaut de type «haut impédance» des deux IGBT's de même cellule de commutation .....	9
I.4.2.4 Défaut de type «haut impédance» de l'ensemble des IGBT's .....	10
I.4.2.5 Défaut de type «base impédance» d'un IGBT .....	10
I.4.2.6 Défaut asymétrique croisé .....	11
I.5 Les différents types de diagnostic .....	11
I.5.1 La surveillance .....	11
I.5.2 La détection.....	12
I.5.3 Diagnostic .....	12
I.6 Différents méthodes de diagnostic .....	12
I.6.1 Approche signal .....	12
I.6.1.1 Méthodes de diagnostic des défauts basées sur l'analyse spectrale des signaux.....	12
I.6.2 Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle.....	13
I.6.3 Méthodes sans modèles .....	13
I.6.3.1 La reconnaissance des formes (RDF).....	14
I.6.3.2 Les réseaux de neurones artificiels (RNA) .....	14
I.7 Conclusion .....	15
<b>Chapitre II. Modélisation de l'ensemble moteur asynchrone-onduleur sous défaut circuit- ouvert d'un IGBT ...</b>	<b>16</b>
II.1 Introduction.....	16
II.2 Modélisation de l'ensemble convertisseur-Moteur.....	16
II.2.1 Système étudié .....	16
II.2.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone .....	17
II.2.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	17

II.2.2.2	Equations des tensions et des flux .....	18
II.2.2.3	Modèle de Park du moteur asynchrone.....	19
II.2.2.4	Transformation de Park .....	20
II.2.2.5	Application aux équations des tensions.....	21
II.2.2.6	Application aux équations des flux .....	22
II.2.2.7	Expressions du couple électromagnétique .....	23
II.2.2.8	Mise sous forme d'équations d'état.....	24
II.2.3	Modélisation de l'alimentation d'un moteur asynchrone .....	25
II.2.3.1	Modélisation de l'onduleur.....	26
II.2.3.2	Modèle mathématique d'un onduleur de tension.....	26
II.2.3.3	Commande par la modulation largeur d'impulsion MLI .....	27
II.2.3.4	Technique MLI sinus-triangulaire .....	28
II.3	Résultats de simulation et discussion.....	29
II.4	Défaillance de type «haute impédance» d'un IGBT (défaut circuit-ouvert d'un IGBT) 30	
II.5	Conclusion .....	31
<b>Chapitre III. Détection du défaut circuit-ouvert d'un IGBT basé sur la transformée Hilbert-Huang ...</b>		<b>32</b>
III.1	Introduction.....	32
III.2	Décomposition en modes empiriques (EMD) et leur version.....	32
III.2.1	Algorithme EMD .....	32
III.2.1.1	Fonction de mode intrinsèque (IMF).....	32
III.2.1.2	Processus de tamisage .....	32
III.2.1.3	L'EMD d'ensemble (EEMD).....	34
III.2.1.4	EMD d'ensemble complémentaire (CEEMD).....	35
III.3	Résultats de simulation .....	36
III.4	Valeur efficace (RMS).....	38
III.5	Détection de défaut basée sur l'analyse d'enveloppe spectral de Hilbert-Huang....	39
III.6	Conclusion .....	42
<b>Chapitre IV. Localisation du défaut circuit-ouvert d'un IGBT basé sur le réseau de neurone .....</b>		<b>43</b>
IV.1	Introduction.....	43
IV.2	Réseaux de neurones artificiels.....	43
IV.2.1	Définition .....	43
IV.2.2	Historique.....	43
IV.2.3	Le neurone biologique.....	44
IV.2.4	Neurone formel .....	45
IV.3	Fonction d'activation .....	46
IV.4	Application réseau neurone pour la détection de défaut circuit-ouvert des IGBTs.....	47
IV.4.1	Étude de réseau de neurone utilisé .....	47
IV.4.2	Construction du bloc de réseau de neurones.....	47
IV.4.3	Acquisition des données (base d'apprentissage).....	48
IV.4.4	Résultats d'essais de réseau .....	48
IV.5	Conclusion .....	50
<b>Conclusion générale.....</b>		<b>51</b>
<b>Références bibliographiques .....</b>		<b>53</b>
<b>Annexe A : Annexe 1 .....</b>		<b>A-1</b>
<b>Annexe B : Annexe 2 .....</b>		<b>B-1</b>

## 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 Hilbert-Huang pour détecter l'harmonique caractérisant le défaut circuit-ouvert d'un *IGBT* basée sur la décomposition empirique complète en mode d'ensemble (*CEEMD*) des trois courants statoriques ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  et  $i_{cs}$ ). Le *CEEMD* fournit la fonction de mode intrinsèque (*IMF*) qui contient les informations sur le défaut circuit-ouvert des *IGBTs*. Pour le choix exact de l'*IMF*, une étude statistique basée sur le calcul des valeurs efficace de chaque *IMF* (*RMS*). Le choix de l'*IMF* 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 l'*IMF*<sub>4</sub> 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* ; *EMD* ; *EEMD* ; *CEEMD* ; *IMF* ; 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 consistence 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 Hilbert-Huang pour détecter l'harmonique qui caractérise le défaut circuit-ouvert d'un IGBT.
- Le quatrième chapitre 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.

# Chapitre I : Etat de l'art sur l'ensemble convertisseur-moteur asynchrone et l'impact de différent type de défaut d'un convertisseur sur le moteur

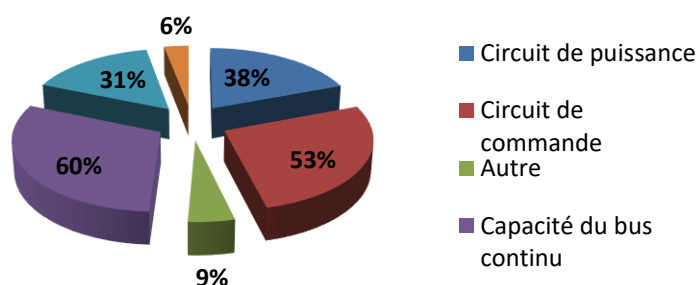
---

## I. 1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présentés une étude statistique sur les défauts du convertisseur statique et les différents types de défaut d'un convertisseur statique (Onduleur), et l'impact de défaut sur le comportement de moteur asynchrone. Nous clôturons le chapitre par 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. Etude statistique

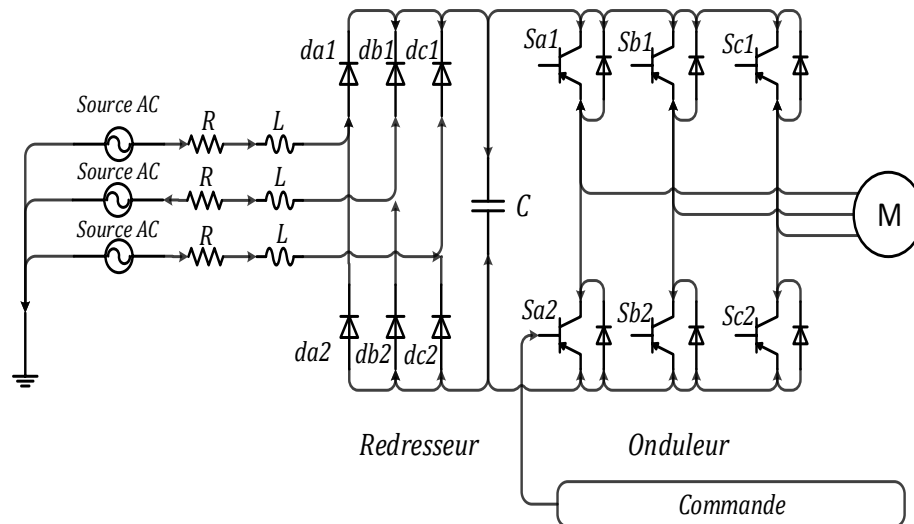
Les convertisseurs statiques sont majoritairement présents dans les systèmes d'entraînement électriques à vitesse variable. Les données concernant la fiabilité; issues de la littérature; justifient le périmètre envisagé pour la mise en œuvre de la tolérance de défaut ou de panne [15].



**Figure (I.1):** Distribution des défauts en % dans un convertisseur statique.

### I. 3. Système d'entraînement électrique

Le circuit de puissance des équipements industriels à vitesse variable est présenté par la Figure (I.2) [16] :



**Figure (I.2):** Schéma de principe de l'association d'entraînement électrique.

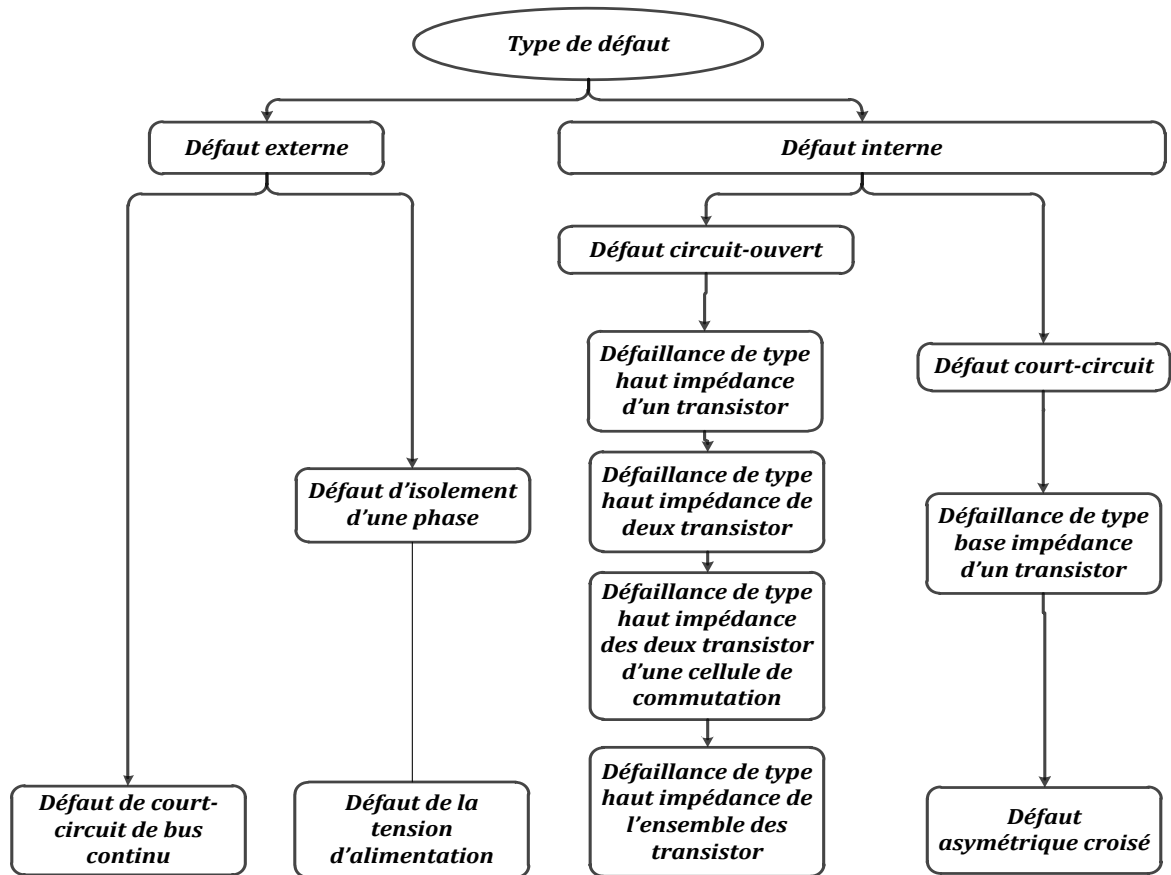
L'entraînement électrique consiste à trois parties essentielles:

- **Partie 1 :** Redresseur triphasé.
- **Partie 2 :** Onduleur triphasé à deux niveaux à base d'IGBT.
- **Partie 3 :** Charge (moteur asynchrone).

### I. 4. Modes de défaut d'un ensemble redresseur, onduleur et moteur asynchrone

Le mécanisme de défaillance et la technologie des composants déterminent le comportement électrique post-défaillance du transistor. Le mode de défaillance peut être un état de faible impédance de la puce, à cause par exemple d'un dépassement de l'aire de sécurité du composant, d'une rupture diélectrique, du rayonnement cosmique, de l'électromigration ou sous l'effet du cyclage thermique. Dans un second mode de défaillance, la puce peut se trouver dans un état de haute impédance, en particulier dans le cas d'un défaut de driver, de connectique ou d'une défaillance de grille [17].

L'organigramme suivant présenté les différents types de défaut d'un convertisseur statique.



**Figure (I.3) :** Les différents types de défaut d'un convertisseur statique (redresseur-onduleur) [18].

#### I. 4.1. Défaut externe

Dans les défauts externes nous allons présenter :

- ✚ Défaut de court-circuit de bus continu ;
- ✚ Défaut d'isolement d'une phase.

##### I. 4.1.1. Défaut de court-circuit de bus continu

La plupart des modes de défaut en amont de l'onduleur n'ont pas d'impact sur cette étude, par exemple les défauts aux niveaux du réseau ou la mise à la masse de moteur accidentelle de l'un des points du bus continu sont maîtrisés par les contacteurs en entrée de l'actionneur qui permettent de l'isoler [19].

Par contre les conséquences d'un court-circuit de bus continu. Concernent l'onduleur ses causes peuvent être divers (défaut de connectique, défaillance d'un condensateur des diodes de redresseur). Les conséquences sont semblables à celles d'un court-circuit de bras

d'onduleur. Au niveau du réseau alternatif, les contacteurs de l'actionneur (moteur asynchrone) assurent l'isolement pour ne pas mettre en défaut la génération. Au niveau de l'ensemble Redresseur-Onduleur et Moteur, la commande n'agit plus puisqu'aucune tension ne peut être appliquée aux phases de la machine [19].

Le blocage de l'onduleur ne permet pas d'éviter la circulation des courants. Les impacts suivantes sont effectuées en réalisant l'ouverture des contacteurs et le blocage de l'onduleur immédiatement après l'apparition du défaut, tous les courants dans les phases s'annulent, puis dès que la tension continue devient inférieure au seuil déterminé par l'amplitude des forces électromotrices, l'onduleur fonctionne en pont diodes triphasé. L'amplitude des courants de phase dépend alors de la valeur de la résistance de défaut elle peut donc être importante si cette dernière est faible. Le courant détermine le couple de freinage qui ralentit la machine l'arrêt de celle-ci marque la fin du régime de défaut [19].

#### **I. 4.1.2. Défaut d'isolement d'une phase**

En cas de mise à la masse accidentelle d'une phase de moteur, cette phase se trouve reliée au neutre du moteur établissant ainsi un chemin de court-circuit à travers l'onduleur et l'impédance des filtres de mode différentiel et de mode commun, la perturbation de la commande de moteur est peu importante puisque les courants de phase sont régulés une légère distorsion est générée par l'ondulation de la tension continue par contre des courants importants sont prélevés du réseau avec une distorsion élevée et un fort courant circule à travers le chemin de masse. En ouvrant les contacteurs de l'équipement le défaut est confiné dans l'ensemble Redresseur-onduleur et moteur et la perte de contrôlabilité de l'onduleur entraîne de l'absence de reconfiguration de la commande, un régime dégradé avec des courants élevés et des ondulations de couple importantes il est alors possible de procéder au blocage de l'onduleur pour supprimer rapidement la circulation de courant si toutefois le défaut survient dans la plage de sur vitesse, le blocage de l'onduleur n'empêche plus la circulation de courant et isolement envisagé et alors profitable pour réduire la durée du régime [20].

#### **I. 4.2. Défaut interne**

Dans les défauts internes nous allons présenter :

- ✚ Défaillance de type «haute impédance» d'un IGBT ;

- ✚ Défaillance de type «haute impédance» des deux IGBT d'une cellule de commutation ;
- ✚ Défaillance de type «haute impédance» des deux IGBT d'une différent cellule de commutation ;
- ✚ Défaillance de type «haute impédance» de l'ensemble des IGBT's ;
- ✚ Défaillance de type «basse impédance» d'un IGBT ;
- ✚ Défaut asymétrique croisé.

#### I. 4.2.1. Défaillance de type «haute impédance» d'un IGBT

Le maintien à l'état ouvert d'un IGBT du par exemple à une défaillance de grille entraine une perte de réversibilité en courant de IGBT et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdale ainsi dans le cas où le IGBT supérieur d'une cellule reste ouvert et que le courant dans la phase correspondante est positif la phase de moteur reste connectée au potentiel négatif du bus continu par la diode du bas [21].

#### I. 4.2.2. Défaillance de type «haute impédance» des deux IGBT d'une différent cellule de commutation

Le maintien à l'état ouvert d'un deux IGBT's du par exemple à une défaillance de grille entraine une perte de réversibilité en courant de deux IGBT's et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de deux phase (A et B), qui est alors unipolaire et non sinusoïdale ainsi dans le cas où l'IGBT ( $S_{a1}$ ) et l'IGBT ( $S_{b2}$ ), reste ouvert et que les courants dans les deux phases correspondantes la phase (A) est positif et la phase (B) négatif les deux phases de moteur [21]:

- ✓ **Phase (A)** : reste connectée au potentiel négatif du bus continu par la diode du bas.
- ✓ **Phase (B)** : reste connectée au potentiel positif du bus continu par la diode du haute.

#### I. 4.2.3. Défaut de type «haut impédance» des deux IGBT's de même cellule de commutation

Ce mode défaut correspond à la perte de la commande d'un bras, ses deux IGBT restant ouverts, la phase n'est plus connectée qui travers les diodes anti parallèle de la cellule de commutation, la condition spontanée d'une des diodes de bras en défaut dépend la commandes de bras restants, la dégradation des formes d'onde des courants est encore accrue

par rapport au cas précédent. Le courant dans la phase concernée est assez faible, voire quasiment nul, selon la commande effectuée et les courants dans les phases saines ont leurs fondamentaux en opposition de phase, ce mode de défaut est donc assez semblable au cas de l'ouverture d'une phase de la machine, le couple présente une ondulation à fréquence double de la fréquence électrique dont l'amplitude est encore supérieure à celle du mode de défaut précédent [21].

#### **I. 4.2.4. Défaut de type «haut impédance» de l'ensemble des IGBT's**

Ce mode de défaut correspond en particulier à la perte de la commande de l'onduleur, s'il survient dans la plage de fonctionnement à couple constant de l'actionneur, les courants s'annulent et le couple électromagnétique également à condition que la tension continue reste imposée par le réseau, la fonctionnalité de l'onduleur est perdue. L'actionneur passe en mode passif [22].

#### **I. 4.2.5. Défaut de type «base impédance» d'un IGBT**

Un défaut physique ou une imperfection de commande d'un IGBT résultant un état de base impédance est nettement plus critique car la cellule de commutation se trouve court-circuit s'il s'agit d'un défaut de commande, le courant dans les IGBT's augmente jusqu'à la désaturation de l'un d'entre eux (en quelque dizaines de nano seconde). Puis la fission de la puce ou de sa connectique, ce IGBT se trouve alors définitivement en état de faible impédance, sans intervention l'IGBT encore actif subit le même phénomène et la cellule est définitivement court-circuité l'augmentation du courants n'est limitée que par l'inductance de la maille fermée par la cellule avec le condensateur de filtrage (au plus quelques centaines de nH), et la résistance des composantes défaillants ainsi le courant de court-circuit peut atteindre des amplitudes excessives, l'énergie libérée par le condensateur ( $E = 1/2 CV_{dc}^2$ ), doit être dissipée dans le silicium de IGBT et la connectique, ce qui peut entraîner une ouverture brutale de la connectique voire des boîtiers des IGBT's ou la connectique externe, ainsi que la propagation du défaut en amont de l'onduleurs vers la charge [22].

Pour éviter ces conséquences préjudiciables pour le système et son environnement, la commande rapprochée de la cellule doit pouvoir réagir assez promptement (dans les 10 micros secondes qui suivent). Lors de l'apparition du défaut pour ouvrir l'IGBT concerné ou l'IGBT adjacent avant la fusion des puces, pour cela les circuits drivers modernes intègrent généralement une détection de désaturation des IGBT's par mesure de la tension collecteur

émetteur ou le courant dans les bras cette dernière chute très rapidement jusqu'à devenir nulle en cas de défaut et elle peut être utilisée comme indicateur de court-circuit d'un bras de l'onduleur [22].

Après le défaut de type basse impédance d'un IGBT le transistor adjacent doit donc être bloqué, le défaut de bras est de type basse impédance asymétrique le courant dans la phase du bras en défaut, devient incontrôlable car il existe deux chemins de court-circuit avec les diodes antiparallèle de même niveau que l'IGBT défaillant [22].

#### **I. 4.2.6. Défaut asymétrique croisé**

Ce mode de défaut résulte de la défaillance de type "basse impédance" de deux transistors de niveaux différents. Ce cas de panne double est mentionné car il s'agit de la situation menant aux amplitudes de courant et de couple les plus élevées. Même si une continuité de fonctionnement n'est pas envisagée, l'intérêt du confinement du défaut est évident [23].

### **I. 5. Différents types de diagnostic**

Au cours de ces dernières années, la maintenance prédictive s'est imposée dans l'industrie, puisque les chercheurs ont très rapidement compris qu'elle pourrait, grâce à lui, réduire les pannes, éviter les imprévus et anticiper le moindre arrêt de production [24].

Plus concrètement, ce type de maintenance va permettre de gagner en fiabilité et de surveiller le plus précisément possible les performances de la machine.

Alors pour cela il faut faire appel à des méthodes ou des techniques pour rendre ce type de maintenance efficace et répondre à l'exigence de l'industrie.

#### **I. 5.1. Surveillance**

C'est un processus passif, informationnel qui analyse l'état du système et fournit des indications. La surveillance consiste à détecter et classer les défaillances en observant l'évaluation du système puis à diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières [25].

## **I. 5.2. Détection**

Pour détecter les défaillances du système, il faut être capable de classer les situations observables comme étant normales ou anormales [25].

## **I. 5.3. Diagnostic**

Le diagnostic est l'identification des causes probables de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fonde sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test [25].

Le diagnostic consiste deux tâches essentielles :

- ✓ Observer les symptômes de défaillance ;
- ✓ Identifier la cause de la défaillance à l'aide d'un résonnement logique.

## **I. 6. Différents méthodes de diagnostic**

Dans cette partie, nous présentons une classification des principales méthodes de diagnostic rencontrées dans la littérature.

### **I. 6.1. 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 [26].

#### **I. 6.1.1. Méthodes de diagnostic des défauts basées sur l'analyse spectrale des signaux**

L'analyse spectrale 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 [27].

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. Les grandeurs accessibles et mesurables d'un ensemble onduleur-machine asynchrone peuvent être:

- ❖ Courants absorbés ;
- ❖ Flux de dispersion ;
- ❖ Tension d'alimentation ;
- ❖ Couple électromagnétique ;
- ❖ Vitesse rotorique ;
- ❖ Vibrations ;
- ❖ Tension de neutre.

### **I. 6.2. 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 [28]:

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

### **I. 6.3. 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 modes de fonctionnements du processus [29].

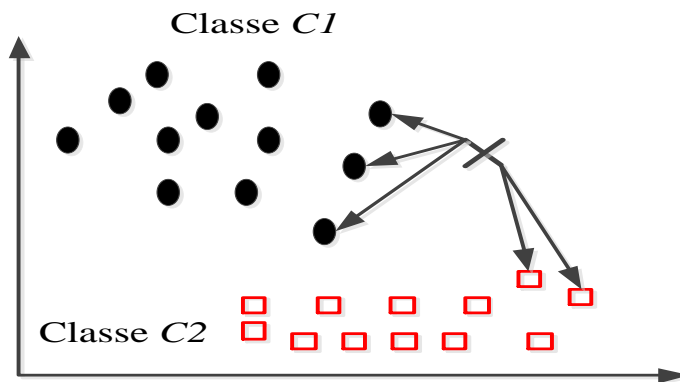
### I. 6.3.1. La reconnaissance des formes (RDF)

Les méthodes de diagnostic qui utilisent la reconnaissance des formes ne sont pas nombreuses. 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 [30]:

$x_{kj}$  : 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.



**Figure (I.4):** Principe de la reconnaissance des formes.

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 [30].

### I. 6.3.2. 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 précipité que sur le raisonnement logique formel.

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.

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. Pendant la phase d'apprentissage qui consiste à ajuster de façon incrémentale les poids, ou forces des connexions entre neurones, 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 [30].

## **I. 7. Conclusion**

Ce chapitre est consacré à la présentation de l'état de l'art d'une étude de statistiques des différents types de défauts d'un convertisseur statique et donnée les définitions des différents types de défaut (interne et externe) d'un convertisseur statique. 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 surveillance, la détection et le diagnostic.

Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter la modélisation d'un convertisseur statique (onduleur), la charge (moteur asynchrone) et présenter aussi le comportement de l'ensemble onduleur-moteur avec défaut circuit-ouvert d'IGBT d'un onduleur de tension à deux niveaux.

# Chapitre II : Modélisation de l'ensemble moteur asynchrone-onduleur sous défaut circuit-ouvert d'un IGBT

---

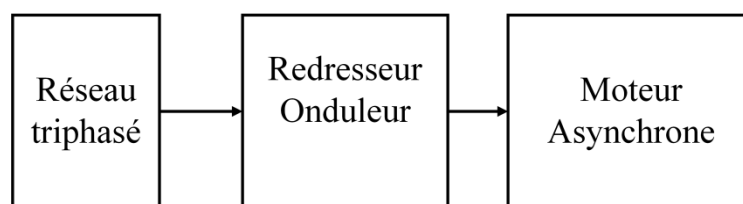
## II. 1. Introduction

Dans la première partie de ce chapitre nous allons donner un aperçu de la modélisation du moteur asynchrone triphasé, sous forme d'équation d'état. Nous rappelons brièvement la modélisation d'onduleur de tension à deux niveaux et leur commande (MLI-sinus triangulaire). Ensuite, nous allons présenter le défaut circuit-ouvert d'un IGBT et leur impact de défaut sur le comportement du moteur asynchrone.

## II. 2. Modélisation de l'ensemble convertisseur-Moteur

### II. 2.1. Système étudié

Le système étudié consiste à trois parties essentielles:



**Figure (II.1) :** Schéma synoptique de système étudié.

- ✓ **Partie 1 :** Réseau triphasé équilibré (380V/50Hz) ;
- ✓ **Partie 2:** Redresseur triphasé à base de la diode et onduleur triphasé à deux niveaux à base d'IGBT, commandé par la technique (MLI-sinus triangle).
- ✓ **Partie 3:** Charge (moteur asynchrone couplage triangle, puissance 3Kw).

## II. 2.2. Modèle dynamique de la machine asynchrone

### II. 2.2.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation du moteur asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [32] :

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

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [33] :

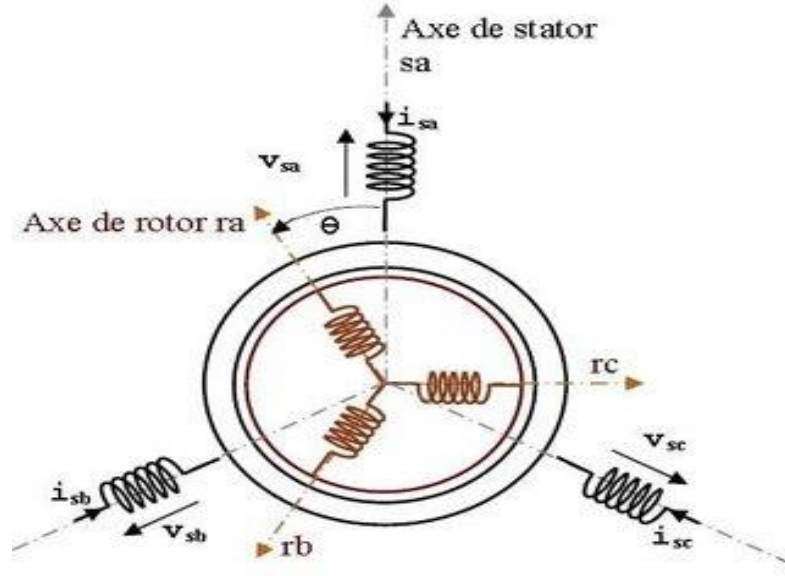
- L'additive des flux ;
- La constance des inductances propres ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Ainsi, nous pouvons schématiser le moteur asynchrone 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  $120^\circ$  et traversés par trois courants variables [34].

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle [34].

Nous posons  $\theta$  l'angle électrique entre la phase 1 statorique et la phase 1 rotorique.



**Figure (II.2):** Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasé [35].

### II. 2.2.2. 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 [36] :

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

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par [36]:

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

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

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

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, sont donnés par [36]:

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

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

Où :

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

et:

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

En mettant (II-3) et (II-4) dans, respectivement, (II-1) et (II-2), nous obtenons les deux expressions suivantes [36]:

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

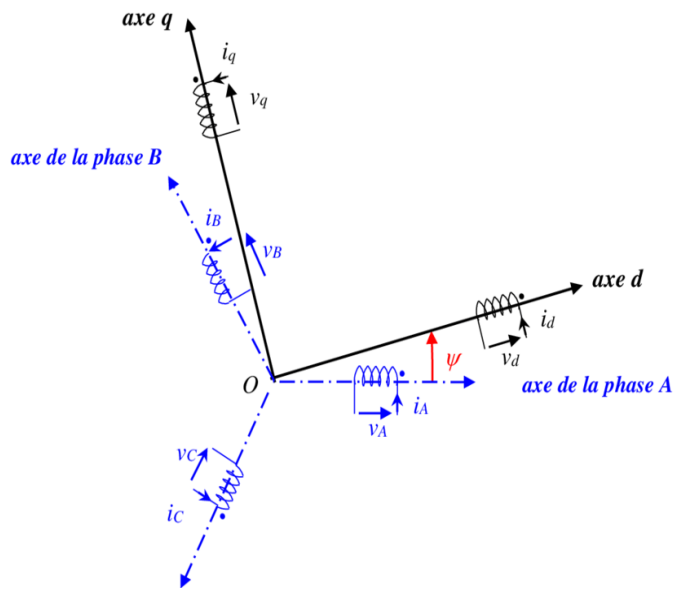
$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \} \quad (\text{II.6})$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (II.5) et (II.6). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur asynchrone 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 le moteur asynchrone réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite la transformation de Park [37].

### II. 2.2.3. Modèle de Park du moteur asynchrone

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements du moteur asynchrone à seulement deux enroulements, comme la montre la figure (II.2) [37] :

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

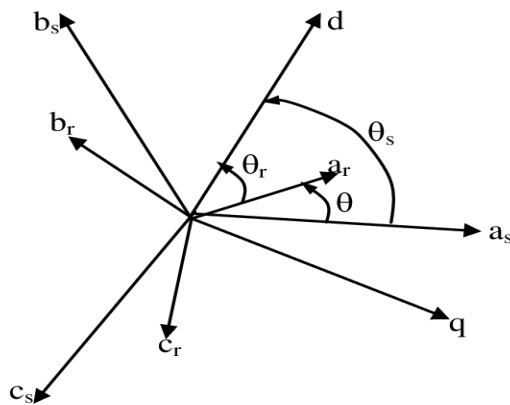


**Figure (II.3):** Modèle de Park du moteur asynchrone.

#### II. 2.2.4. 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  $\theta_s$  l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et  $\theta_r$  celui des grandeurs rotorique figure II.4, on obtient la relation suivante [38]:



**Figure (II.4) :** Représentation des axes d'un moteur asynchrone.

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 [38]:

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

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

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 [38] :

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

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

### II. 2.2.5. Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park ((II-8) et (II-9)) à l'expression (II-1) [39] :

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

En multipliant les deux membres de l'égalité par  $[P(\theta_s)]$  et en simplifiant, nous trouvons [39] :

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

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 [39]:

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

Et l'expression (II-12) devient alors [39]:

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

Ou encore [39]:

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

De manière similaire et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante [39]:

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

### II. 2.2.6. Application aux équations des flux

Appliquons la transformation de Park ((II-8) et (II-9)) à l'expression (II-3) [39]:

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

Soit:

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

Un calcul simple nous donne [39]:

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

et:

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

Or, d'après l'égalité (II-7), nous pouvons écrire [39]:

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

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

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

L'expression (II-19) devient alors [39]:

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

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique, nous obtenons [39]:

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

On aura :

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

### II. 2.2.7. Expressions du couple électromagnétique

La détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières [40]:

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

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 [40]:

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (\text{II.27})$$

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 [40]:

$$P_e = P_j + P_{em} + P_{mec} \quad (\text{II.28})$$

Où:

$$P_j = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{II.29})$$

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (\text{II.30})$$

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \cdot \varphi_{qr} - I_{qr} \cdot \varphi_{dr}) \quad (\text{II.31})$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante [40]:

$$C_e = P \cdot \frac{P_{mec}}{\omega} \quad (\text{II.32})$$

Nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales [40]:

$$\begin{cases} C_e = P \cdot (\varphi_{qr} \cdot I_{dr} - \varphi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot (\varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e = P \cdot L_m (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

### II. 2.2.8. Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire du moteur asynchrone 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 [39].

L'équation mécanique du moteur asynchrone est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (\text{II.34})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[ - \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[ - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \varphi_{dr} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \varphi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{qs} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J} \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) - \frac{P}{J} \cdot C_r \end{array} \right. \quad (\text{II.35})$$

Où :

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

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ est la constante de temps rotorique.} \quad (\text{II.36})$$

### II. 2.3. Modélisation de l'alimentation d'un moteur asynchrone

L'alimentation du moteur asynchrone 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 un moteur asynchrone [40].

### II. 2.3.1. Modélisation de l'onduleur

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 ( $K_i, K_i'$ ) [40].

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 [40]:

- 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.

### II. 2.3.2. 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  $A, B$  et  $C$  et leurs valeurs par rapport au point milieu (0), défini par la relation matricielle suivante [40]:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Les tensions  $V_A, V_B, V_C$  représentent les tensions issues de l'onduleur pour alimenter et commander la MAS. Sachant que [40]:

$$\begin{cases} V_{A0} = \frac{E}{2} S_a \\ V_{B0} = \frac{E}{2} S_b \\ V_{C0} = \frac{E}{2} S_c \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

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

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

Les tensions délivrées par l'onduleur deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

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 [40]:

$$\begin{cases} V_{AB} = V_A - V_B \\ V_{BC} = V_B - V_C \\ V_{CA} = V_C - V_A \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

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 [40]:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

### II. 2.3.3. 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.

#### II. 2.3.4. 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  $V_r$ .

Les points d'intersections entre la porteuse et la référence (modulante) définissent les instants d'allumage et d'extinction des interrupteurs [41].

- ✚ 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 :

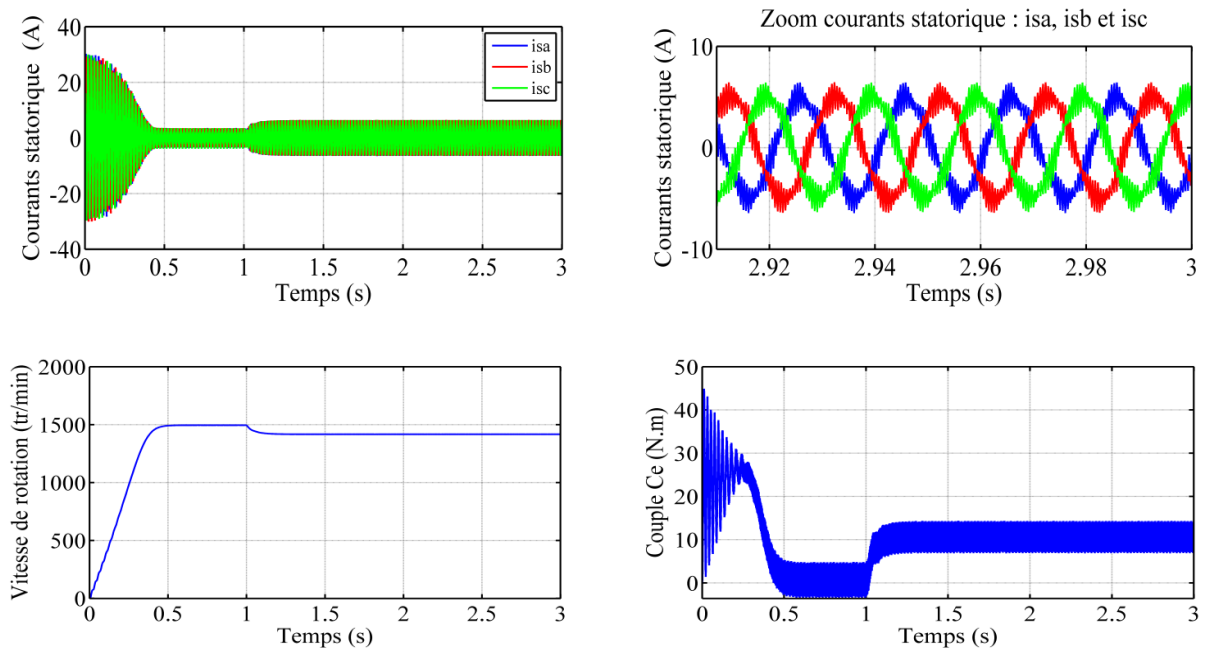
$$\begin{cases} V_{r1} = V_{rm} \sin \omega t \\ V_{r2} = V_{rm} \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{r3} = V_{rm} \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

La porteuse la plus adaptée à l'onduleur à deux niveaux est la triangulaire bipolaire, elle est définie par les équations suivantes [42]:

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

### II. 3. Résultats de simulation et discussion

Pour le moteur asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandée par MLI-sinus-triangulaire et tournant en charge à partir de  $t=1.5s$  avec un couple de charge  $C_r=10 \text{ N.m}$ . la figure (II.5) présente les courants statorique, vitesse mécanique et le couple électromagnétique.



**Figure (II.5) :** Courants statorique, vitesse de rotation et le couple électromagnétique.

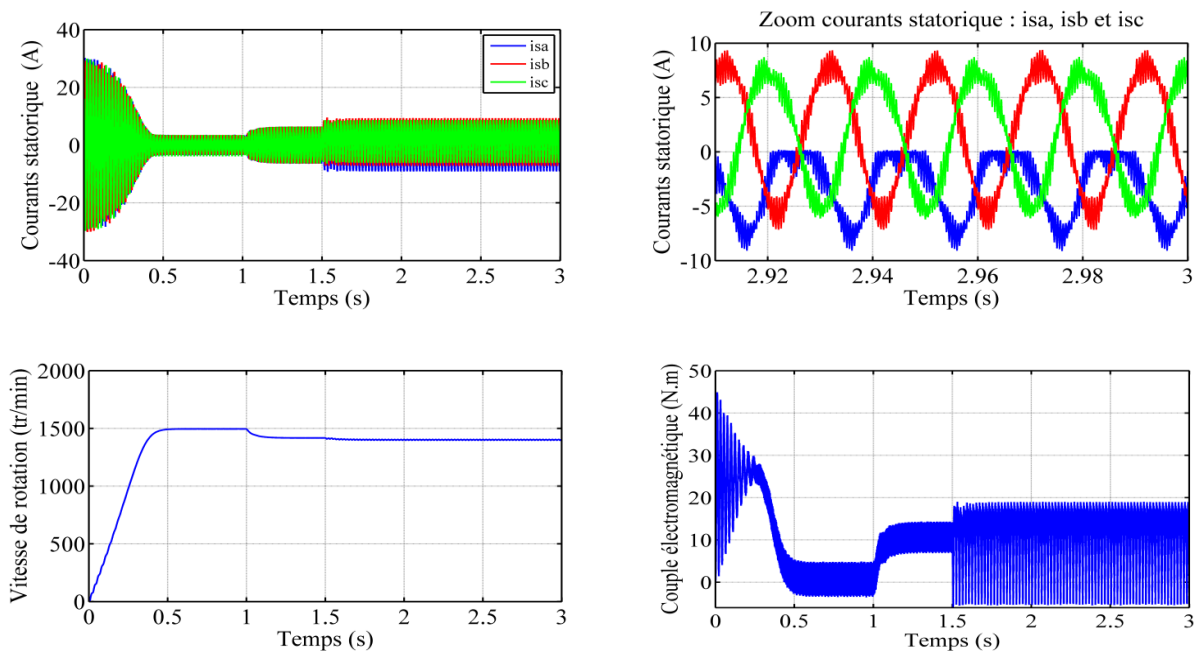
Nous avons simulés le modèle de moteur asynchrone associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI comme précédemment à vide puis on a appliqué un

couple résistant de 10 N.m à l'instant  $t=1s$ . selon ces résultats avec qui nous avons obtenus avec le modèle sans onduleur nous constatons 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. 4. Défaillance de type «haute impédance» d'un IGBT (défaut circuit-ouvert d'un IGBT) :

Le maintien à l'état ouvert d'un IGBT du par exemple à une défaillance de grille entraine une perte de réversibilité en courant de IGBT et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdale ainsi dans le cas où le IGBT supérieur d'une cellule reste ouvert et que le courant dans la phase correspondante est positif la phase de moteur reste connectée au potentiel négatif du bus continu par la diode du bas [42].

La figure (II.6) montre respectivement les formes d'onde des courant statorique, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique.



**Figure (II.6) :** Courants statorique, vitesse de rotation et le couple électromagnétique dans le cas d'un défaut circuit-ouvert d'un IGBT.

Dans le régime anormal, les grandeurs électriques (courant statorique), sont caractérisées (par rapport au régime normal). Par une variation brusque au moment

d'apparition du défaut par manque de l'alternance positif de courant statorique dans la phase (A), Le courant de la phase connectée à ce bras ne plus être contrôlé lorsque sa référence est positif il ne peut être que négatif ou nul, lorsque celui-ci devient nul, les courants des deux autres phases saines (à somme nul). Prennent des valeurs instantanément élevées. Dans notre cas, le défaut circuit-ouvert est créé à l'instant  $t=1.5s$ , lorsque le moteur fonctionne au régime nominale.

Par ailleurs, il est signalé que le défaut circuit-ouvert d'un IGBT influence aussi sur les comportements mécaniques du moteur, cette influence est caractérisée par une chute de la valeur de vitesse, ainsi que la variation (oscillation) du couple électromagnétique.

## **II. 5. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modulation du moteur asynchrone alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établie sous des hypothèses simplificatrices. Ensuite nous avons présenté d'abord la structure de l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux qui est utilisée comme source d'alimentation du moteur asynchrone 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. A la fin de ce chapitre nous avons présenté le défaut circuit-ouvert d'un IGBT de l'onduleur et leur impact de défaut sur le comportement du moteur asynchrone.

# Chapitre III : Détection du défaut circuit-ouvert d'un IGBT basé sur la transformée Hilbert-Huang

---

## III. 1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons intéresser à la technique de la transformée de Hilbert-Huang (HHT) pour détecter l'harmonique caractérisant le défaut circuit-ouvert d'un IGBT en fonction de la décomposition en mode d'ensemble empirique (CEEMD) du trois courants statoriques ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  et  $i_{cs}$ ). Le CEEMD fournit le mode de fonction intrinsèque (IMF) qui contient les informations de défaut circuit-ouvert d'un IGBT. Pour le choix exact de l'INF, une étude statistique basée sur le calcul des valeurs RMS est effectué pour chaque IMF. Le choix de l'IMF dépend la condition que les valeurs efficaces de phases défaillant supérieures soient toujours inférieures aux valeurs efficaces des autres phases.

## III. 2. Décomposition en modes empiriques (EMD) et leur version

### II. 2.1. Algorithme EMD

La décomposition en mode empiriques (EMD) pour Empirical mode Décomposition a été développée par Huang et al, pour pouvoir décomposer d'une façon adaptative un signal en une somme de composantes oscillantes appelées les fonctions de modes intrinsèques (*IMF's* pour intrinsic mode function) [43].

#### III. 2.1.1. Fonction de mode intrinsèque (IMF)

Une IMF est une fonction qui doit satisfaire deux conditions [43]:

- 1- le nombre de passage par zéros et le nombre d'extrema différent d'un plus un.
- 2- la moyenne de l'enveloppe définie par les maxima et minima locaux est nulle.

### III. 2.1.2. Processus de tamisage

L'algorithme EMD décompose un signal en une série des *IMFs* via une procédure de tamisage appelée "sifting process". Pour un signal  $x(t)$ , cet algorithme est donné par les étapes suivantes [44]:

**Etape 01** : Identifier tous les extrema (maxima et minima locaux) du signal  $x(t)$  ;

**Etape 02** : En utilisant les interpolations splines cubiques pour interpoler les minima et les maxima de manière à construire l'enveloppe inférieure  $e_{min}$  et l'enveloppe supérieure  $e_{max}$  respectivement ;

**Etape 03** : Calculer la moyenne de deux enveloppes :

$$m_1(t) = \frac{e_{max}(t) + e_{min}(t)}{2} \quad (\text{III.43})$$

**Etape 04** : L'enveloppe moyenne est soustraite du signal d'entrée :

$$h_1(t) = x(t) - m_1(t) \quad (\text{III.44})$$

**Etape 05** : Si  $h_1(t)$  satisfait les deux conditions d'IMFs, alors  $h_1(t)$  est le premier IMF. Sinon  $h_1(t)$  n'est pas une IMF, alors répéter les étapes (1-4) ;

$$h_{11}(t) = h_1(t) - m_{11}(t) \quad (\text{III.45})$$

Ou  $m_{11}(t)$  l'enveloppe moyenne des enveloppes inférieure et supérieure de  $h_1(t)$  ;

**Etape 06** : Répéter les étapes précédentes  $k$  fois jusqu'à ce que  $h_{1k}(t)$  soit un IMF ;

$$h_{1k}(t) = h_{1(k-1)}(t) - m_{1k}(t) \quad (\text{III.46})$$

**Etape 07** : Enregistrer le première IMF comme suit :

$$IMF_1(t) = h_{1k}(t) \quad (\text{III.47})$$

Un critère d'arrêt doit être défini pour assurer que le signal obtenu donne les propriétés d'une fonction IMF tout en limitant le nombre d'itérations. De ce fait, Huang propose un critère d'arrêt basé sur le calcul de la déviation standard (SD) du signal entre deux itérations consécutives :

$$SD = \sum_{i=0}^T \frac{|h_{(k-1)}(t) - h_k(t)|^2}{h_{(k-1)}^2(t)} \quad (\text{III.48})$$

Typiquement, la valeur de SD est entre 0.2 et 0.3.

**Etape 08 :** Calculer le résidu  $r_1(t)$  comme suit :

$$r_1(t) = x(t) - IMF_1(t) \quad (\text{III.49})$$

Traiter  $r_1(t)$  comme un nouveau signal.

**Etape 09 :** Répéter les étapes (1-8)  $n$  fois pour calculer  $IMF_2(t), IMF_3(t), \dots, IMF_n(t)$  ;

**Etape 10 :** La décomposition est terminée lorsque  $r_n(t)$  remplit au moins l'une de ces 3 conditions :

- 1-  $r_n(t)$  est une fonction monotone ;
- 2-  $r_n(t)$  le nombre d'extrema dans  $r_n(t)$  soit inférieure à 2 ;
- 3-  $r_n(t)$  est une constante.

On aura finalement une décomposition de la forme :

$$x(t) = r_n(t) + \sum_{i=1}^n IMF_i \quad (\text{III.50})$$

Cependant, l'algorithme EMD a un inconvénient majeur qui est le mixage des modes. Il se traduit par le fait qu'une IMF peut être présente dans une ou plusieurs  $IMF_s$ . Pour remédier à ce problème, une version améliorée de l'EMD qui s'appelle L'EMD d'ensemble (EEMD).

### III. 2.1.3. L'EMD d'ensemble (EEMD)

L'EMD d'ensemble est une décomposition semblable à l'EMD, mais la séparation fréquentielle est améliorée et permet de réduire le mixage des modes. Le principe de la méthode EEMD est le suivant [45]:

**Etape 01 :** On génère  $I$  réalisation du  $x^i = x + \xi \omega_n^{(i)}$ , ou  $\omega_n^{(i)} = (i = 1, \dots, I)$  est le bruit blanc de variance  $\sigma^2$  et  $\xi > 0$ .

**Etape 02 :** Décomposer le signal  $x^{(i)}$  pour obtenir les modes  $IMF_k^{(i)}$ .

**Etape 03 :** Les IMFs finales sont les moyennes d'ensembles des IMFs précédentes :

$$IMF_k = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I IMF_k^{(i)} \quad (\text{III.51})$$

L'augmentation de nombre d'ensembles d'itérations ( $I=100$ ) permet éliminer l'effet de bruit ajouté. De nombreux auteurs ont appliqué *EEMD* sur l'analyse des signaux vibratoires. Ils ont montré que cette technique donne une bonne séparation fréquentielle et des résultats fiables avec le choix rationnel de la variance du bruit. D'autre part, une augmentation considérable du temps d'exécution a été constatée. Une version améliorée d'*EEMD* qui a été développée par Yeh et al, dite *EMD* d'ensemble complémentaire (*CEEMD*), a pour but de diminuer le temps de calcul et réduire le bruit résiduel tout en gardant sa capacité à éliminer le mixage des modes [46].

### III. 2.1.4. EMD d'ensemble complémentaire (CEEMD)

Dans l'algorithme *CEEMD*, on rajoute une paire de bruit blanc gaussien au signal original (i.e. un bruit de signe positif et un autre de signe négatif), pour générer deux séries d'ensembles d'*IMFs*. L'algorithme de *CEEMD* est résumé dans les étapes suivantes [47]:

**Etape 01 :** On ajoute une paire de bruit blanc  $\omega_n^{(t)}$  au signal  $x(t)$  pour construire deux niveaux signaux  $x^+$  et  $x^-$  :

$$\begin{pmatrix} x^+ \\ x^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ \omega_n^{(i)} \end{pmatrix} \quad (\text{III.52})$$

**Etape 02 :** Les deux mélanges positif et négatif sont décomposés par EMD pour obtenir deux ensembles d'*IMFs* :  $IMF^+$ ,  $IMF^-$ .

**Etape 03 :** Répéter les étapes précédentes  $I$  fois pour obtenir les deux ensembles  $IMF_{ij}^+$ ,  $IMF_{ij}^-$  ou  $IMF_{ij}^+$  ( $IMF_{ij}^-$ ) est la  $i^{\text{ème}}$  IMF obtenue lors de l'ajout du  $j^{\text{ème}}$  bruit positif (négatif).

**Etape 04 :** Les IMFs finales sont obtenues par :

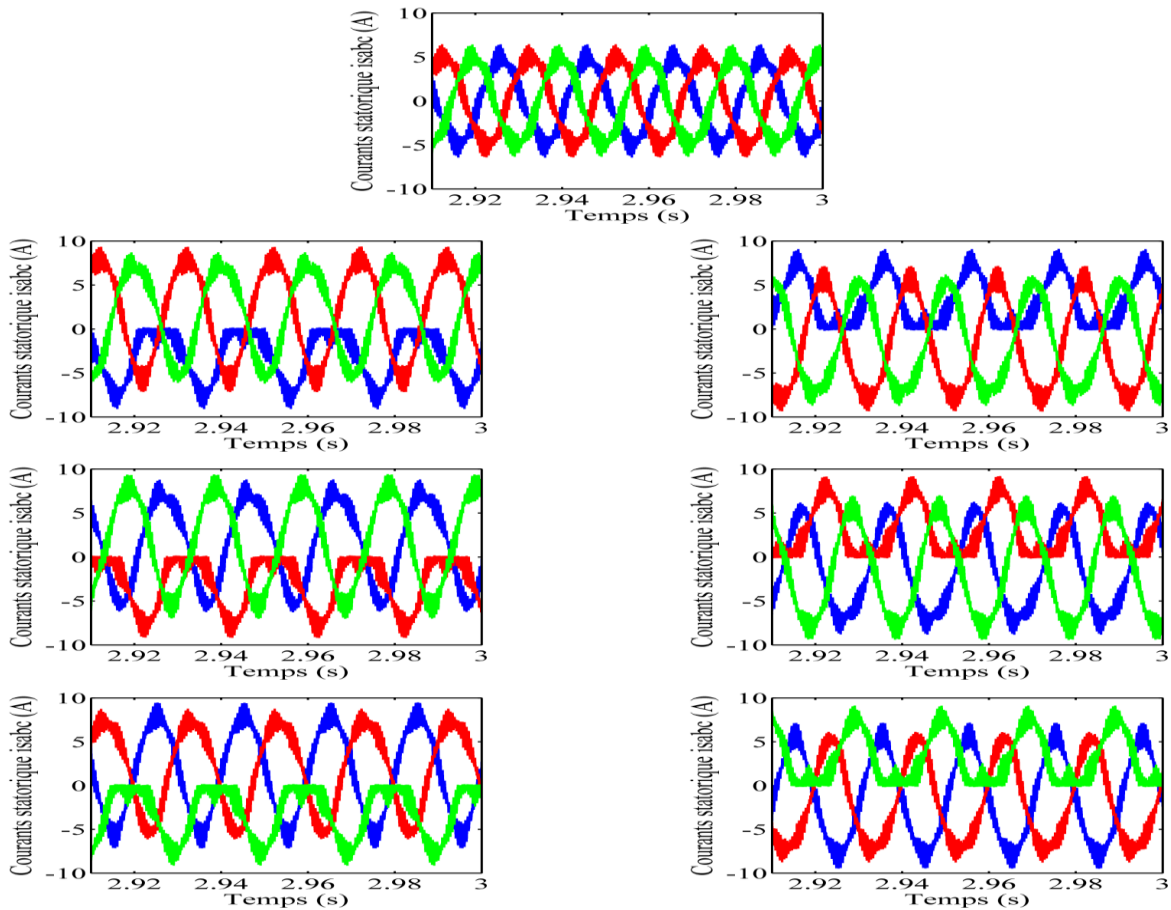
$$IMF_i = \frac{1}{2I} \sum_{j=1}^I (IMF_{ij}^+ + IMF_{ij}^-) \quad (\text{III.53})$$

Donc, le signal original  $x(t)$  peut être exprimé par :

$$x(t) = r_n(t) + \sum_{i=1}^n IMF_i \quad (\text{III.54})$$

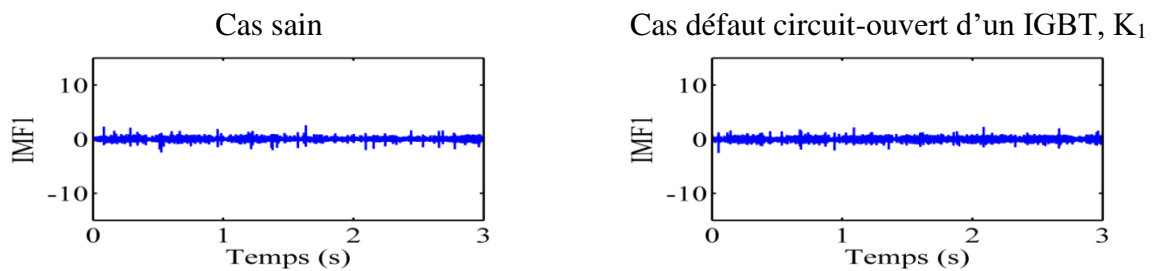
### III. 3. Résultats de simulation:

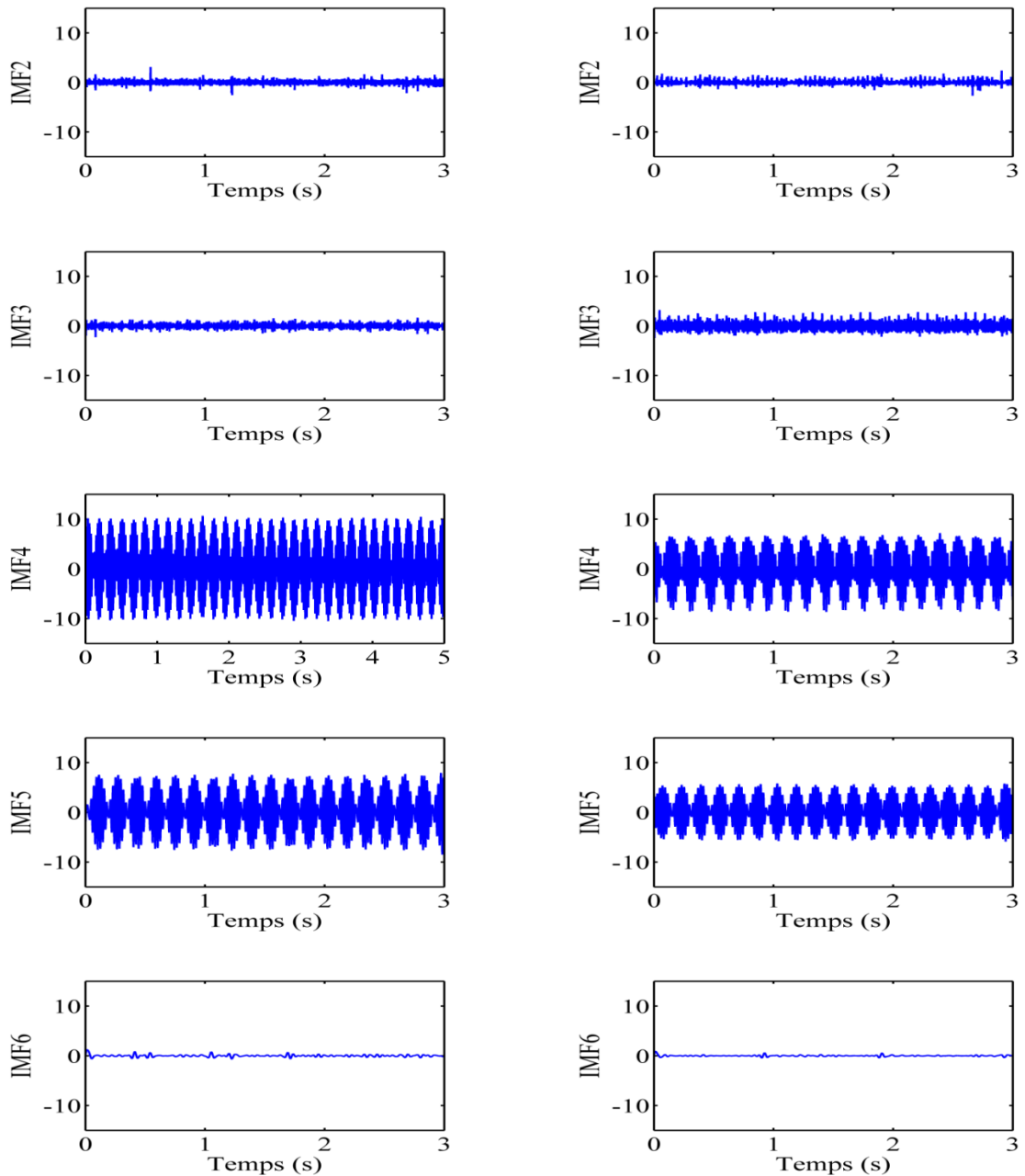
Figure (III.1) présente le courant statorique pour le cas sain et avec défaut circuit ouvert des IGBTs :



**Figure (III.1) :** Courants statorique dans le cas sain et le cas d'un défaut circuit-ouvert pour chaque IGBT.

Figure (III.2), présente les IMFs pour les deux cas sain et cas défaut circuit-ouvert d'un IGBT,  $K_1$  :





**Figure (III.2) :** IMFs pour le cas sain et cas défaut circuit-ouvert d'un IGBTs  $K_1$ .

Par comparaison entre les résultats obtenu dans l'état sain et avec défaut circuit-ouvert d'un IGBT tel que montré dans la figure (III. 2), nous remarquons clairement un changement notable dans les amplitudes des deux IMFs : IMF4 et IMF5. Ce changement indique l'existence d'une certaine information dans notre signal du courant statorique. Ce pendant une étude statistique et n'nécessaire pour extraire l'IMF contenant l'information exact de défaut. Cette étude statistique est basée sur le calcul de RMS.

### III. 4. Valeur efficace (RMS)

C'est une valeur très caractéristique du signal, vu qu'elle a une relation directe avec l'énergie contenue dans celui-ci [48]:

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} \quad (\text{III.55})$$

Où :  $x(t)$  est la fonction représentative du signal et « t » le temps d'analyse.

L'avantage d'un tel indicateur est son extrême facilité de mise en œuvre. Cependant, il est peu sensible, on l'utilise en général quand la puissance du signal vibratoire en fonctionnement sain est faible par rapport à la puissance du défaut.

Cet indicateur est traditionnellement utilisé pour des signaux de type accélérations et sur une large bande de fréquences entre 0 et 20kHz. Cependant, il n'est pas rare de voir des valeurs RMS calculées sur des bandes de fréquences correspondant à des résonances de structure pour augmenter la sensibilité de l'indicateur.

Etat	Phase A					
	$IMF_1$	$IMF_2$	$IMF_3$	$IMF_4$	$IMF_5$	$IMF_6$
Cas sain	93.3259	251.5579	392.6519	82.7486	68.6728	54.5970
Circuit-ouvert $K_1$	65.0230 min	188.9364 max	296.1187 max	66.5023 min	55.5231 max	44.5439 max
Circuit-ouvert $K_2$	66.4481 max	166.4776 min	292.3342 min	67.2751 max	52.2223 min	37.1695 min
Circuit-ouvert $K_3$	104.0427 max	299.4912 max	478.9089 max	90.9676 min	80.5561 max	70.1447 max
Circuit-ouvert $K_4$	103.9608 min	290.8385 min	463.9138 min	95.8056 max	75.6617 min	55.5179 min
Circuit-ouvert $K_5$	87.3736 min	251.0758 min	439.7275 max	85.4351 min	70.8783 max	56.3215 max
Circuit-ouvert $K_6$	96.9308 max	270.7648 max	421.8767 min	85.5871 max	70.5579 min	55.5287 min
Défaut	Phase B					
	$IMF_1$	$IMF_2$	$IMF_3$	$IMF_4$	$IMF_5$	$IMF_6$
Cas sain	84.5102	224.4353	400.2280	78.1394	64.7442	51.3490
Circuit-ouvert $K_1$	98.4593 max	279.4305 max	428.2569 min	80.4376 min	69.9323 min	59.4270 min
Circuit-ouvert $K_2$	95.5906 min	259.0379 min	434.0585 max	83.8776 max	73.4484 max	63.0193 max
Circuit-ouvert $K_3$	64.8789 min	176.8302 min	293.7399 min	62.0850 min	54.9444 max	47.8038 max
Circuit-ouvert $K_4$	66.5300 max	180.4871 max	301.9739 max	64.0776 max	52.8783 min	41.6790 min
Circuit-ouvert $K_5$	116.2171 max	276.8886 min	495.3335 max	92.9372 min	80.5280 max	68.1189 max

Circuit-ouvert $K_6$	103.5992 min	282.5435 max	474.9952 min	93.9432 max	77.986 min	62.0288 min
Défaut	Phase C					
	$IMF_1$	$IMF_2$	$IMF_3$	$IMF_4$	$IMF_5$	$IMF_6$
Cas sain	99.5111	257.3659	422.6741	80.5750	70.6483	60.7217
Circuit-ouvert $K_1$	102.1549 min	289.2505 min	485.5097 max	91.8464 min	75.5867 min	59.3271 min
Circuit-ouvert $K_2$	103.9096 max	312.2062 max	478.6916 min	94.2862 max	81.8703 max	69.4545 max
Circuit-ouvert $K_3$	102.7446 min	282.0376 max	428.4229 max	79.8416 min	67.0662 min	54.2908 min
Circuit-ouvert $K_4$	103.5813 max	262.4210 min	422.227 min	82.6258 max	69.3220 max	56.0183 max
Circuit-ouvert $K_5$	63.2087 min	194.9059 max	297.3967 min	62.3196 min	53.0465 min	43.7761 max
Circuit-ouvert $K_6$	68.6557 max	181.7017 min	304.8296 max	65.1510 max	53.7251 max	42.2992 min

**Tableau (III.1) : Valeur de RMS.**

Grâce à une analyse minutieuse des résultats obtenus dans le tableau 1, on observe que pour chaque  $IMF$ , l' $IMF_4$  qui identifie le défaut de circuit-ouvert d'un IGBT aux interrupteurs  $K_1$ ,  $K_3$  et  $K_5$  sont toujours inférieurs aux valeurs aux interrupteurs  $K_2$ ,  $K_4$  et  $K_6$ , respectivement. L' $IMF_4$  signale l'existence de certaines informations dans notre signal de courant de stator. Pour extraire et utiliser ces informations, une analyse spectrale basée sur l'enveloppe spectrale de Hilbert est ensuite effectuée pour l' $IMF_4$ .

### III. 5. Détection de défaut basée sur l'analyse d'enveloppe spectral 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 [49].

La transformée d'Hilbert d'un signal  $x(t)$  est définie par la formule suivante :

$$H[x(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau = \hat{x}(t) \quad (\text{III.56})$$

Où  $\hat{x}(t)$  est la partie imaginaire du signal analytique,  $z(t)$  qui est défini comme suit :

$$z(t) = x(t) + j\hat{x}(t) = x(t) + jH[x(t)] = A(t)e^{j\varphi(t)} \quad (\text{III.57})$$

Où :  $H[x(t)]$  est la transformée d'Hilbert de  $x(t)$ .

L'enveloppe du signal  $A(t)$  est représentée par le module du signal analytique  $A(t)=\sqrt{x^2(t)+y^2(t)}$ . La phase et la fréquence instantanée du signal sont données par les équations suivants :

$$\varphi(t) = \arctg \left[ \frac{\hat{x}(t)}{x(t)} \right] \quad (\text{III.58})$$

$$w(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (\text{III.59})$$

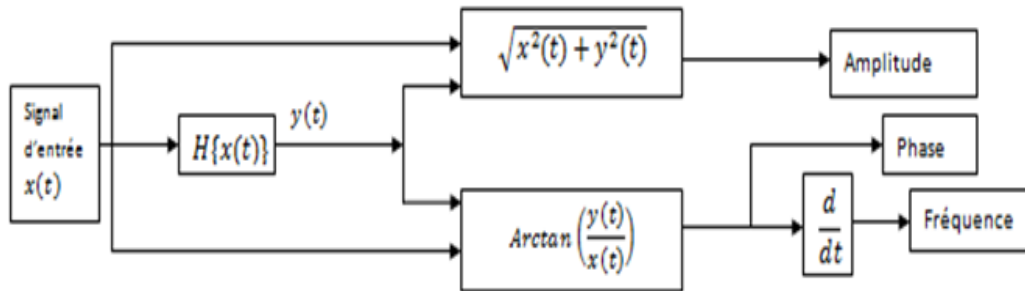
En pratique, la méthode d'enveloppe demande une série de traitements du signal temporel brut avant d'obtenir le résultat. Ces étapes sont résumées comme suit :

**Etape 01 :** Filtrage du signal brut afin d'éliminer les composantes indésirables.

**Etape 02 :** Nous appliquons la transformée d'Hilbert pour calculer l'enveloppe.

**Etape 03 :** Le spectre d'enveloppe est calculé et à partir duquel on peut extraire les informations sur le défaut.

Figure (III.3), présente le schéma de fonctionnement de l'analyse d'enveloppe.



**Figure (III.3) :** Schéma de fonctionnement de l'analyse d'enveloppe de Hilbert-Huang.

Figure (III.4), présente l'enveloppe spectrale dans le cas sain et le cas d'un défaut circuit-ouvert d'un IGBT,  $K_1$  pour chaque phase.

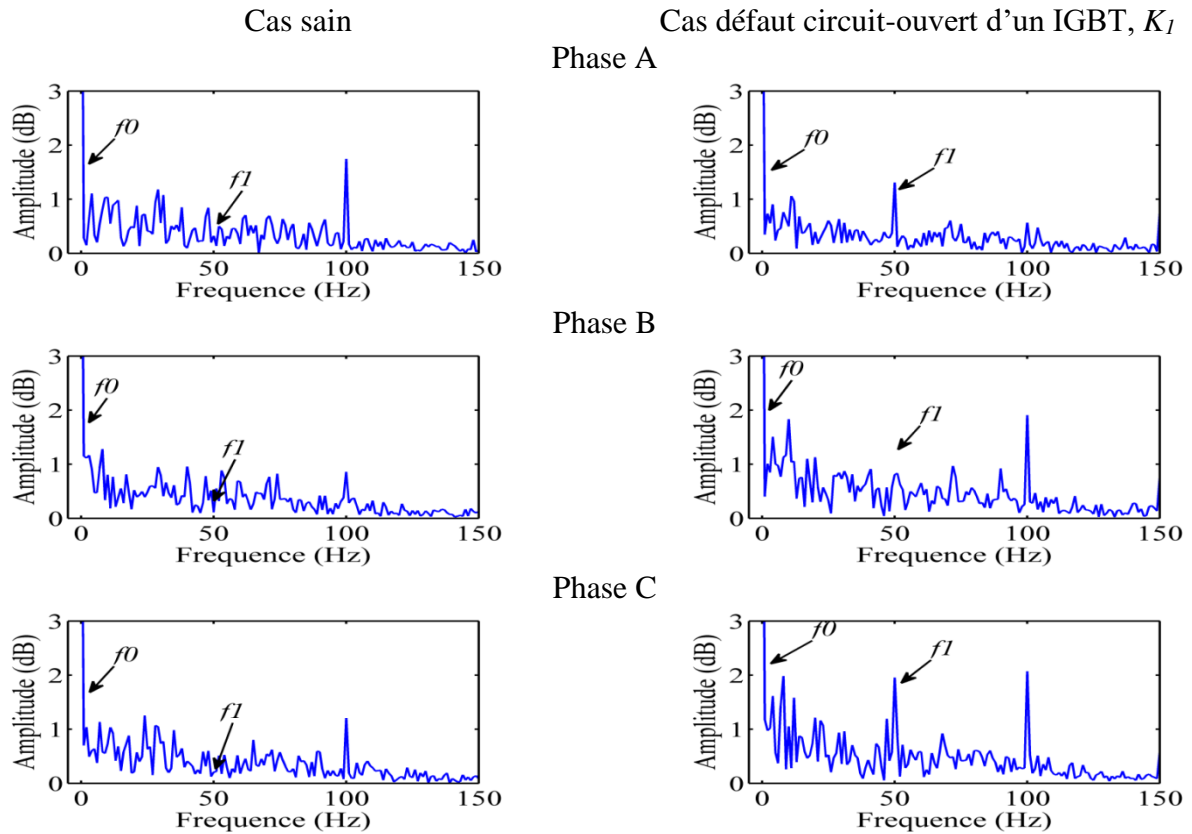


Figure (III.4): Enveloppe spectrale.

A partir de la figure (III.4), l'harmonique fondamentale  $f_s$  (50 Hz) n'est plus visible à cause de l'effet d'enveloppe spectrale de Hilbert qui provoque l'élimination de cette harmonique en décalant toutes les fréquences vers la gauche de l'harmonique fondamentale. Dans le cas d'un défaut de circuit-ouvert des IGBTs, on peut voir l'existence de l'harmonique fondamentale et d'autres harmoniques. Ceci explique l'existence de l'harmonique  $f_1$  dans l'enveloppe spectrale de Hilbert qui remplaçant l'harmonique ( $f_s+f_s$ ) par 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 circuit-ouvert d'un IGBT montre clairement une signature fréquentielle particulière autour de 50Hz. Il est à noter que la fréquence  $f_1=50\text{Hz}$  est la fréquence qui caractérise le défaut circuit-ouvert d'un IGBT. Les harmoniques obtenus pour le cas sain et le cas de défaut circuit-ouvert d'un IGBT sont présentés et résumés dans le tableau suivant.

Etat	$f_0$			$f_1$		
	Phase A	Phase B	Phase C	Phase A	Phase B	Phase C
Sain	8.676	7.422	7.538	0	0	0
Circuit-ouvert $K_1$	7.099 min	9.202 max	9.361 max	1.309	0	1.954
Circuit-ouvert $K_2$	6.067 min	7.378 max	9.165 max	1.344	1.523	0
Circuit-ouvert $K_3$	10.6 max	6.061 min	8.887 max	0	0.8079	0
Circuit-ouvert $K_4$	9.105 max	5.596 min	8.925 max	0	1.329	0.944
Circuit-ouvert $K_5$	8.172 max	9.254 max	7.209 min	1.515	0	1.268
Circuit-ouvert $K_6$	9.679 max	8.871 max	6.417 min	1.349	0	1.316

**Tableau (III.2) :** Amplitudes de  $f_0$  et  $f_1$ .

### III. 6. Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier une méthode de détection de défaut circuit-ouvert d'un IGBT d'un onduleur de tension à deux niveaux alimentant un moteur asynchrone utilisant la transformée de Hilbert-Huang basée sur la décomposition empirique (HHT-CEEMD) pour extraire les caractéristiques qui signifient le défaut circuit-ouvert d'un IGBT.

# Chapitre IV : Localisation du défaut circuit-ouvert d'un IGBT basé sur le réseau de neurone

---

## IV. 1. Introduction

Dans ce chapitre, nous sommes intéressés à la méthode de localisation automatique de défaut circuit-ouvert des IGBTs basée sur le réseau de neurone artificiel (RNA). Les caractéristiques utilisées pour construire le modèle de RNA sont le RMS,  $f_0$  et  $f_1$ .

## IV. 2. Réseaux de neurones artificiels

### IV. 2.1. 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 [50].

### IV. 2.2. 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 [51].
- 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) [52].
- 1949 : D. Hebb, physiologiste américain explique le conditionnement chez l'animal par les propriétés des neurones eux-mêmes. Ainsi, un conditionnement de type

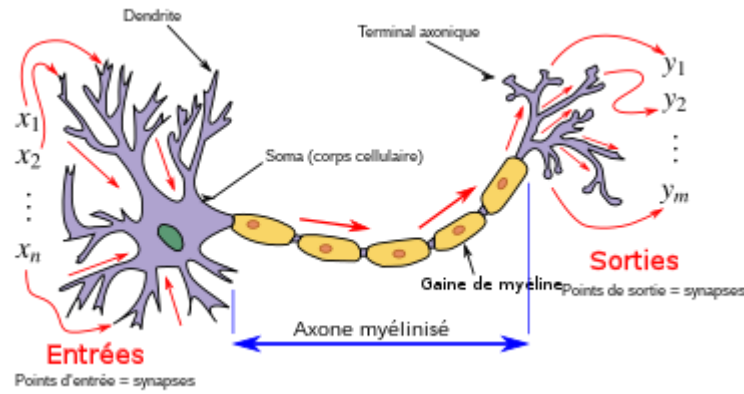
pavlovien tel que, nourrir tous les jours à la même heure un chien, entraîne chez cet animal la sécrétion de salive à cette heure précise même en l'absence de nourriture. La loi de modification des propriétés des connexions entre neurones qu'il propose explique en partie ce type de résultats expérimentaux [53].

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 [54].

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 [55].

#### **IV. 2.3. 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 [56].

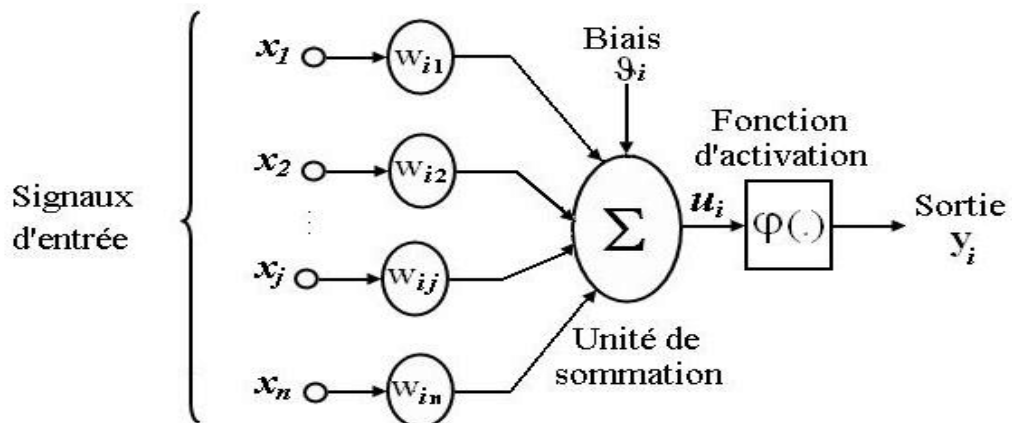


**Figure (IV.1) :** Schéma d'un neurone biologique [57].

#### IV. 2.4. 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 extérieurs). 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 [58].

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 (IV.2) est représentation du neurone formel.



**Figure (IV.2):** Schéma d'un neurone biologique [59].

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.

### IV. 3. 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 [60]:

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	$f(k, x) = -1 \text{ si } x < -1/K$ $f(k, x) = 1 \text{ si } x \geq 1/k$ $f(k, x) = kx \text{ sinon}$	
Sigmoïde	Positive (logistique)	$f(k, x) = \frac{1}{1 + e^{kx}}$	

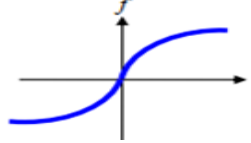
	Symétrique (type tanch)	$f(k, x) = \frac{1}{1 + e^{-kx}} - 1$	
--	-------------------------	---------------------------------------	---

Tableau (IV.1) : Fonctions d'activation [60].

#### IV. 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.

##### IV. 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.

##### IV. 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.

#### IV. 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.

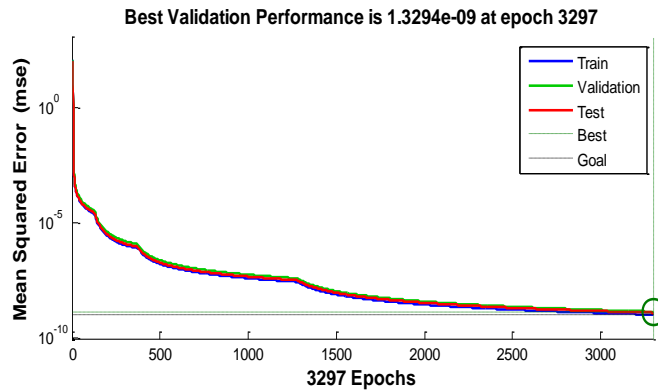
Catégorie	Type de défaut	Symbole	Code			
			Y	0	0	0
1	État Sain	ES	Y	0	0	0
2	Défaut circuit-ouvert $K_1$	CO1	Y	1	0	0
3	Défaut circuit-ouvert $K_2$	CO2	Y	0	1	0
4	Défaut circuit-ouvert $K_3$	CO3	Y	0	0	1
5	Défaut circuit-ouvert $K_4$	CO4	Y	1	1	0
6	Défaut circuit-ouvert $K_5$	CO5	Y	0	1	1
7	Défaut circuit-ouvert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

**Tableau (IV.2):** Classifications des différents cas de défaut circuit-ouvert.

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

#### IV. 4.4. Résultats d'essais de réseau

Nous avons effectués un apprentissage automatique à l'aide du logiciel Matlab jusqu'à où on obtenu un erreur quadratique plus petite de «  $1.3294e^{-09}$  », (Voir Fig. (3)) nous obtenons le plus petit erreur après (3297) itérations.



**Figure (IV.3) :** 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 (IV.3) :** 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%.

## **IV. 5. Conclusion**

Nous avons consacré dans 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 nous avons relevés des résultats graphiques qui présenté les résultats de l'apprentissage. Les résultats obtenus par simulation montrent bien l'efficacité et la validation de cette méthode.

# 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.

Une étude détaillée a été menée dans le chapitre 3 sur la technique de diagnostic proposé des convertisseurs statiques de puissance qui est basé sur la transformée Hilbert-Huang (HHT). . Les résultats présentés ont montré l'efficacité de ces méthodes de détection.

Dans le dernier chapitre pour localiser Ce défaut, la méthode basée sur les réseau de neurone artificiel (RNA) où plusieurs tests de RNA sont effectués sur l'onduleur pour le cas sain et le cas défaillant. Le RNA permet de développer une base de données riche pour les deux cas, ce qui permet d'automatiser le système de diagnostic.

# Bibliographie

---

- [1] : Sedira, Y &, Bouafia, S. (2021). Surveillance et diagnostic d'un entraînement électrique. Mémoire de Master. Université de M'sila. [2]: DilekDü, stegör. Vincent Cocquempot. Marcel Staroswiecki et Erik Frisk « Isolabilité structurelle des défaillances Application à un modèle de vanne » RS, JESA. Volume 38 – n° 1-2/2004, pages 103 à 123.
- [3]: Saadi, S. (2017). DIAGNOSTIC DES DEFAUTS D'UN ENTRAINEMENT ELECTRIQUE PAR LA TECHNIQUE ONDELETTE. These de doctorat. Université Badji Mokhtar- Annaba.
- [4]: Ben Said H. & Chouimet M. (2020). Détection, localisation et reconfiguration de Défaut circuit-ouvert d'un onduleur. Mémoire de Master, Université de M'sila.
- [5]: Ben Said H. & Chouimet M. (2020). Détection, localisation et reconfiguration de Défaut circuit-ouvert d'un onduleur . Mémoire de Master, Université de M'sila.
- [6]: R.Rao.Errabelli, P.Mutschler, «Fault Tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives», IEEE, 2011.
- [7]: T. Orłowska-Kowalska, P. Sobanski, «Simple sensorless diagnosis method for openswitch faults in SVM-VSI-fed induction motor drive», in: IEEE 39th Ann. Conf. of Ind. Electron. Soc., 2013, pp. 8210 8215.
- [8]: 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.
- [9]: I. Jlassi, S. Khojjet, E. Khil, «A MRAS-Luenberger observer based fault tolerant control of PMSM drive», J. Electr, Syst, 10 (1) ,2014, pp: 48–62.
- [10]: 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.
- [11]: 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.
- [12]: 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.R.E.A.CO.), Vol. 9, n. 6.(2016).pp.374-382.
- [13]: Bilal Djamal Eddine Cherif, Mokhtar Bendjebbar, Noureddine 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.

- [14]: 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
- [15]: Cherif, B. D. E. (2019) contribution à la surveillance et le diagnostic des onduleurs triphasés sous défaut. Thèse de Doctorat.Univ-Mohamed Boudiaf –Oran.
- [16]: 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.
- [17]: Ghouissem M. (2016). Commande par logique floue d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur sous défaut. Mémoire de Master. Univ-Mohamed Boudiaf –Oran.
- [18]: Cherif, B. D. E. (2019). contribution à la surveillance et le diagnostic des onduleurs triphasés sous défaut. These de Doctorat. Univ-Mohamed Boudiaf –Oran.
- [19] : Jérôme Mavier. Convertisseurs génériques à tolérance de panne - Applications pour le domaine aéronautique. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2007. Français.
- [20] : Seninete, S. (2020). Practical estimation of real-life signals' energy using time-frequency distributions derived from kernels with compact support (KCS) (Université Abdelhamid Ben Badis – Mostaganem, these de doctorat
- [21]: SENINETE Sara (2020). Practical estimation of real-life signals' energy using time-frequency distributions derived from kernels with compact support (KCS). These de doctorat, Université Abdelhamid Ben Badis – Mostaganem.
- [22] : Défaut de type «haut impédance» de l'ensemble des IGBT's ] : X. LIANG, M. Z. ALI et H. ZHANG, «Induction Motors Fault Diagnosis Using Finite Element Method: A Review,» IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 56, n° %12, pp. 1205-1217, 2019.
- [23] : Défaut de type «base impédance» d'un IGBT] : BENSLIMANE, T. 2009. Caractérisation précise des défauts d'un variateur de vitesse en vue d'élaborer un système automatique de surveillance et de diagnostic. Thèse de Doctorat. Université de Boumerdès.
- [24] : Q. Chen, G. Liu, W. Zhao, L. Qu et G. Xu, «Asymmetrical SVPWM fault-tolerant control of five-phase PM brushless motors» IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 32, n° %11, pp. 12-22, 2016.
- [25]: <https://mobility-work.com/fr/blog/deployer-maintenance-predictive/> (Maintenance prédictive).
- [26] : Chapitre 1 : Introduction aux techniques de diagnostic de panne, Matière : Diagnostic des Systèmes (université de M'sila)
- [27] : Medoued, A.(2012). Surveillance et diagnostic des défauts des Machines électriques : applications aux moteurs asynchrones .thèse de Docteur en Sciences. Université du 20 Août 1955-Skikda.

- [28] : Soufi, Y. (2012). Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique. Thèse de doctorat en sciences. Université Badji Mokhtar Annaba.
- [29]: 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.
- [30] : Bouhamla M., Barkati B. (2021). Diagnostic d'un filtre actif série. Mémoire de master, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
- [31] : Khenfer R. (2015). Détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques. these de doctorat. UNIVERSITE FERHAT ABBES - SETIF 1.
- [32] : A.Ghouggal, «Diagnostic de la machine asynchrone triphasée : modèle dédié à la détection des défauts» mémoire de magister, Université de Batna 2005.
- [33]: BOUHADDA.ALI , «contribution à l'étude de système de commande d'une éolienne », mémoire de magistère l'université de TIZI-OUZOU,p61, 2011 .
- [34] : «Modèle dynamique de la machine asynchrone. Hypothèses simplificatrices » [https://www.univ-chlef.dz/ft/wp-content/uploads/2020/04/Cours\\_Mod%C3%A9lisation\\_E.Bounadja.pdf](https://www.univ-chlef.dz/ft/wp-content/uploads/2020/04/Cours_Mod%C3%A9lisation_E.Bounadja.pdf)
- [35] : <http://electronique1.blogspot.com/2011/02/modele-dynamique-de-la-machine.html>.  
[http://thesis.univ-biskra.dz/2306/3/Chapitre\\_I.pdf](http://thesis.univ-biskra.dz/2306/3/Chapitre_I.pdf)
- [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 Djamal 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 Djamal 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. Orłowska-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 Condition 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).

[48]: B. Lu and S. K. Sharma, "A Literature Review of I BT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters," IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 45, no. 5, pp. 1770–1777, 2009. DOI: [10.1109/TIA.2009.2027535](https://doi.org/10.1109/TIA.2009.2027535).

[49]: J. H. Zhang, H. Luo, J. Zhao and F. Wu, "A fuzzy-based approach for open-transistor fault diagnosis in voltage source inverter induction motor drives," Eur. Phys. J. Appl. Phys., vol. 69, no. 2, pp. 20101–20675, 2015. DOI: [10.1051/epjap/2015140066](https://doi.org/10.1051/epjap/2015140066).

[50]: B. D. E. Cherif, A. Bendiabdellah and M. Tabbakh, "Diagnosis of an Inverter IGBT Open-circuit Fault by Hilbert-Huang Transform Application," TS, vol. 36, no. 2, pp. 127–132, 2019. DOI: [10.18280/ts.360201](https://doi.org/10.18280/ts.360201).

[51]: B. Pang, G. Tang, T. Tian and C. Zhou, "Rolling bearing fault diagnosis based on an improved HTT transform," J. Sensors MDPI, vol. 18, no. 4, pp. 1–19, 2018. DOI: [10.3390/app9235086](https://doi.org/10.3390/app9235086).

[52]: Z. K. Peng, P. W. Tse and F. L. Chu, "A comparison study of improved Hilbert-Huang transform and wavelet transform: Application to fault diagnosis for rolling bearing' '," Mech. Syst. Signal Proc, vol. 19, no. 5, pp. 974–988, 2005. DOI: [10.1016/j.ymsp.2004.01.006](https://doi.org/10.1016/j.ymsp.2004.01.006).

- [53]: J.-R. Yeh, J.-S. Shieh and N. E. Huang, "Huang Complementary ensemble empirical mode decomposition: A novel noise enhanced data analysis method," *Adv. Adapt. Data Anal.*, vol. 02, no. 02, pp. 135–156, 2010. Volno DOI: [10.1142/S1793536910000422](https://doi.org/10.1142/S1793536910000422).
- [54]: X. M. Xue, J. Z. Zhou, Y. H. Xu, W. L. Zhu and C. S. Li, "An adaptively fast ensemble empirical mode decomposition method and its applications to rolling element bearing fault diagnosis," *Mech. Syst. Signal Processing*, vol. 62-63, pp. 444–459, 2015. DOI: [10.1016/j.ymssp.2015.03.002](https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2015.03.002).
- [55]: L. Yaguo, L. Zongyao, O. Julien and L. Jing, "A fault diagnosis method of rolling element bearings based on CEEMDAN," *J. Mech. Eng. Sci.*, vol. 231, no. 10, pp. 1804–1815, 2017. DOI: [10.1177/0954406215624126](https://doi.org/10.1177/0954406215624126).
- [56]: R. N. Mahanty and P. B. Dutta Gupta, "Comparison of fault classification methods based on wavelet analysis and ANN," *Electric Power Components Syst.*, vol. 34, no. 1, pp. 47–60, 2006. DOI: [10.1080/15325000691001485](https://doi.org/10.1080/15325000691001485).
- [57]: D. V. Coury, M. Oleskovicz and R. K. Aggarwal, "An ANN routine for fault detection, classification, and location in transmission lines," *Electric Power Components Syst.*, vol. 30, no. 11, pp. 1137–1149, 2002. volNo DOI: [10.1080/15325000290085433](https://doi.org/10.1080/15325000290085433).
- [58]: A. Demiroren, S. Neslihan. Sengor and H. Lalezeynelgil, "Automatic generation control by using ANN technique," *Electric Power Components Syst.*, vol. 29, pp. 883–896, 2001. DOI: [10.1080/15325000152646505](https://doi.org/10.1080/15325000152646505).
- [59]: M. P. Nahak, M. K. Triveni and R. Panua, "Numerical investigation of mixed convection in a lid-driven triangular cavity with a circular cylinder using ANN modeling," *IJHT*, vol. 35, no. 4, pp. 903–918, 2017. DOI: [10.18280/ijht.350427](https://doi.org/10.18280/ijht.350427).
- [60]: Cherif, Bilal Djamal Eddine, Azeddine Bendiabdellah, and Mostefa Tabbakh. "An Automatic Diagnosis of an Inverter IGBT Open-Circuit Fault Based on HHT-ANN." *Electric Power Components and Systems* 48.6-7 (2020): 589-602.

**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 Hilbert-Huang pour détecter l'harmonique caractérisant le défaut circuit-ouvert d'un *IGBT* basée sur la décomposition empirique complète en mode d'ensemble (*CEEMD*) des trois courants statoriques ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  et  $i_{cs}$ ). Le *CEEMD* fournit la fonction de mode intrinsèque (*IMF*) qui contient les informations sur le défaut circuit-ouvert des *IGBTs*. Pour le choix exact de l'*IMF*, une étude statistique basée sur le calcul des valeurs efficace de chaque *IMF* (*RMS*). Le choix de l'*IMF* 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 l'*IMF*<sub>4</sub> 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* ; *EMD* ; *EEMD* ; *CEEMD* ; *IMF* ; Enveloppe spectral ; *RMS* ; *ANN*.

**Abstract:** The main objective of this work is to propose a method of automatic diagnosis of the open-circuit fault of the *IGBTs* of a two-level voltage inverter supplying an asynchronous motor. By using stator current analysis to detect and locate this fault. The proposal based on the use of the combination between two techniques, signal processing technique and artificial intelligence technique. This diagnostic method begins first with the use of the Hilbert-Huang transform to detect the harmonic characterizing the open-circuit fault of an *IGBT* based on the complete empirical decomposition in assembly mode (*CEEMD*) of the three currents stators ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  and  $i_{cs}$ ). The *CEEMD* provides the intrinsic mode function (*IMF*) which contains the information on the open-circuit fault of the *IGBTs*. For the exact choice of the MFI, a statistical study based on the calculation of the effective values of each MFI (*RMS*). The choice of the *IMF* depends on the condition that the effective values of the higher *IGBTs* of the inverter are always lower than the effective values of the lower *IGBTs*. The results obtained respond well to the *RMS* condition and the Hilbert-Huang spectral envelope of the *IMF*<sub>4</sub> makes it possible to detect the harmonic which characterizes the open-circuit fault of an *IGBT* of the inverter and the use of the network. of artificial neurons (*ANN*) makes it possible to locate the faulty *IGBT*.

**Key word:** Induction motor; Two level inverter; *IGBTs*; *EMD*; *EEMD*; *CEEMD*; *MFI*; Spectral Envelope; *RMS*; *ANN*.