

République Algérienne Démocratique et Populaire

*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*



**UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES**

**Faculté de Technologie**

*Département d'Electrotechnique*

Thèse présentée par :

**MENDAZ KHEIRA**

Pour l'obtention du diplôme de :

**Doctorat en Electrotechnique**

*Option : Système électro-énergétique*

**Intitulé de la thèse :**

***Adaptation des commandes floues et Neuro-floue aux actionnaires asynchrones en mode dégradé : application au transport ferroviaire***

*Présentée devant le jury composé de :*

**A.HALLOUCHE**

Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)  
Président

**H.BOUNOUA**

Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)  
Rapporteur

**N.MOKHTARI**

Docteur (MCA U.D.L. Sidi Bel-Abbès)  
Examineur

**A.CHAKER**

Professeur (ENPO D'ORAN)  
Examineur

**M.BOUZEBOUJA**

Docteur (MSA USTO D'ORAN)  
Examineur

**M.BOURAHLA**

Professeur (USTO D'ORAN)  
Examineur

**A.ZEBLAH**

Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)

Invite

Soutenue le : / / 20...

***Laboratoire de Recherche  
convertisseurs-machin***

***IRECOM (interaction réseaux-***

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



# Dédicace

*Je dédie ce modeste travail aux être qui me sont*

*Les plus chers*

*A mes chers parents et ma grande mère qui m'ont toujours encouragé symbole de tendresse pour leurs sacrifices inestimables.*

*A mon marré Seddik Houari et mon fils Mohamed Nour Islam, a mon frère, sa femme et mes sœurs ainsi leur marrés et ses enfants.*

*A mon encadreur Madame Bounoua Houria ainsi le professeur Bendaoud Abdelber.*

*A toute ma famille.*

*A mes amis.*

*A tous les enseignants qui m'ont enseigné.*

# Remerciements

*Le plus grand merci revient à ALLAH qui m'a guidé dans le bon sens durant ma vie et qui m'a aidé à réaliser ce modeste travail ;*

*Je voudrais exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur Madame Bounoua Houria , Professeur au département d'électrotechnique de l'université Djilali Liabes de Sidi bel abbes, pour ses encouragements, son suivi continu, sa rigueur et ses précieux conseils. Sans sa perspicacité et son appui, il m'aurait été impossible de mener à bien ce travail, ses connaissances et son expérience resteront pour moi une source constante de savoir. J'ai une dette de reconnaissance envers lui.*

*Je suis particulièrement sensible à l'honneur que me fait Monsieur **A.HALLOUCHE**, Professeur de l'université de Djilali Liabes de Sidi bel abbes, d'avoir bien voulu présider le jury de ma soutenance.*

*Mes remerciements vont aussi pour :*

*Monsieur le Dr **N.MOKHTARI**, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université Djilali Liabes de Sidi bel abbes, pour sa participation au Jury en tant qu'examineur.*

*Monsieur le Professeur **A.CHAKER**, ENPO D'ORAN, pour sa participation au Jury en tant qu'examineur.*

*Monsieur e Dr **M.BOUZEBOUJA**, MSA USTO D'ORAN, pour sa participation au Jury en tant qu'examineur.*

*Monsieur le Professeur **M.BOURAHLA**, USTO D'ORAN, pour sa participation au Jury en tant qu'examineur.*

*Monsieur le Professeur **A.ZEBLAH**, Professeur de l'université de Professeur de l'université de Djilali Liabes de Sidi bel abbes, pour sa participation au Jury en tant qu'examineur.*

*Je n'oublie pas de remercier tous les enseignants du département d'électrotechnique de l'université de Djilali Liabes de Sidi bel abbes, spécialement Monsieur Le Professeur **Bendaoud Abdelber**.*

*Sur un plan plus personnel ; je tiens à remercier profondément, mes chers parents, mon marré et mon fils, mon frère, mes sœurs et toute ma famille.*

*Nombreux sont ceux et celles qui m'ont apporté aide et encouragements au cours de la préparation de cette thèse. Qu'ils en soient tous chaleureusement remerciés.*

***K. Mendaz***

# Sommaire

# Sommaire

## Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

### chapitre I

## LES DEFFERENT DEFAUTS ET TECHNIQUE DE DETECTION DES ACTIONNEUR ASYNCHRONE.

### chapitre I

## LES DEFFERENT DEFAUTS ET TECHNIQUE DE DETECTION DES ACTIONNEUR ASYNCHRONE

I-1 INTRODUCTION.....	3
-----------------------	---

I-2 DESCRIPTION DES ACTIONNEURS ELECTRIQUES .....	4
---	---

I -2-1 ELEMENT DE CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	4
--	---

I -2-1-1 LE STATOR.....	4
-------------------------	---

I -2-1-2 LE ROTOR.....	4
------------------------	---

I -2-1-3 PALIER.....	5
----------------------	---

I -2-2 MODE D'ALIMENTATION DES MOTEURS ASYNCHRONES.....	6
---	---

I -2-2-1 SOURCE ELECTRIQUE ALTERNATIVE TRIPHASE.....	7
--	---

I -2-2-2 REDRESSEUR.....	7
--------------------------	---

I -2-2-3 FILTRAGE.....	7
------------------------	---

I -2-2-4 ONDULEUR.....	8
------------------------	---

I-3 LES DEFFAINCES DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	9
--	---

I-3-1 DEFFAINCES D'ORDRE MECANQUES.....	12
---	----

I -3-1-1 DEFFAINCE DES ROULEMENTS .....	12
I -3-1-2 DEFFAINCE DE FLASQUE.....	12
I -3-1-3 DEFFAINCE DE L'ARBRE.....	13
I -3-1-4 DEFFAINCE D'EXECENTRICITES.....	13
I -3-2 DEFAILLANCES D'ORDRE ELECTRIQUE.....	14
I -3-2-1 DEFAILLANCES AU STATOR.....	14
I -3-2-1-1 DEFAUTS D'ISOLANT DANS UN ENROULEMENT.....	14
I -3-2-1-2 COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES.....	15
I -3-2-1-3 COURT-CIRCUIT ENTRE PHASES.....	15
I -3-2-1-4 DEFAUTS DE CIRCUIT MAGNETIQUE.....	15
I -3-2-1-5 COURT-CIRCUIT PHASE/BATI.....	16
I -3-2-2 DEFAILLANCES AU ROTOR.....	16
I -3-2-2-1 RUPTURES DE BARRES .....	16
I -3-2-2-2 RUPTURES D'ANNEAUX.....	17
I -3-3 ETUDE STATISTIQUE.....	17
I -4 PRESENTATION DES DIFFERENTES DEFAILLANCES SUR UN CONVERTISSEUR DE PUISSANCE.....	19
I -4-1 DEFAILLANCE DU CONDENSATEUR.....	20
I -4-1-1- CAS DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES.....	20
I.4.1.2. CAS DES CONDENSATEURS A FILMS METALLISES.....	21
I.4.2. DEFAILLANCE DE DIODES CLASSIQUES.....	22
I.4.3. DEFAILLANCE D'UN EXEMPLE D'INTERRUPTEUR STATIQUE : L'IGBT (INSULATED GATE BIPOLAR TRANSITOR).....	22
I.4.3.1. COURT-CIRCUIT.....	22

I.4.3.2. CIRCUIT OUVERT.....	22
I.4.3.3. VIEILLISSEMENT.....	23
I.5. DEFAILLANCES D'AUTRES ORIGINES.....	23
I.5.1. DEFAUTS DE LA CHARGE.....	23
I.6.METHODES DE DIAGNOSTIC ACTUELLEMENT UTILISEES POUR DETECTER LES DEFAUTS ELECTRIQUES ET/OU MECANIQUES.....	25
I.6.1. DIAGNOSTIC DES DEFAUTS PAR ESTIMATION PARAMETRIQUE.....	25
I.6.2 DIAGNOSTIC DES DEFAUTS PAR ANALYSE DU VECTEUR DE PAR.....	25
I.6.3. ANALYSE DES SIGNAUX VIBRATOIRES.....	25
I.6.4. ANALYSE DES FLUX.....	26
I.6.5. ANALYSE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	27
I.6.6. DETECTION DES DEFAUTS PAR ANALYSE DES COURANTS STATORIQUES.....	28
I.6.7. PRECONDITIONNEMENT DES COURANTS STATORIQUES POUR L'ANALYSE FREQUENTIELLE.....	29
I.6.8. SIGNATURES BASEES SUR L'ECHAUFFEMENT DE LA MACHINE.....	29
I.7 CONCLUSION.....	30

chapitre II  
**METHODOLOGIE DE  
 MODELISATION DE  
 L'ACTIONNEUR ASYNCHROME**

II-1 INTRODUCTION.....	32
------------------------	----

II.2 MODELE DE LA MACHINE EN L'ABSENCE DE DEFAILLANCE.....	32
II.2.1 STRUCTURE DU STATOR.....	32
II.2.2 STRUCTURE DU ROTOR.....	33
II.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	35
II.4 MODELE MATHEMATIQUE DE LA MAS.....	35
II.4.1 EQUATION ELECTRIQUE ET MAGNETIQUE.....	36
II.4.1.1 EQUATION DES TENSIONS.....	36
II.4.1.2. EQUATION DE FLUX.....	37
II.5 TRANSFORMATION DE PARK.....	38
II.5.2 TRANSFORMATION INVERSE DE PARK.....	39
II.5.3 EQUATION ELECTRIQUE.....	39
II.5.4 EQUATION MAGNETIQUE.....	40
II.6 LE MODELE DE LA MACHINE EN REPRESENTATION D'ETAT.....	40
II.6.1 REPRESENTATION D'ETAT DE LA MACHINE DANS LE REPERE (dq).....	41
II-6-2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPERE ( $\alpha\beta$ ).....	41
II-7-MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC DEFAUTS STATORIQUES DE TYPE COURT-CIRCUIT.....	44
II-7-1-MODELISATION DANS LE REPERE TRIPHASE.....	44
II-7-2-MODELISATION DANS LE REPERE DIPHASE.....	48
II-8-GENERALISATION DU MODELE DE DEFAUT STATORIQUE.....	51
II-8-1-REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE DEFAUT.....	52
II-9-MODELE DE DEFAUTS ROTORIQUES.....	52
II-9-1-MODELISATION DE LA RUPTURE DE BARRES.....	54

II-9-1-1-SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT.....	55
II-10-LES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX.....	57
II-10-1 PRINCIPE DE FONCTIONEMENT DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAU.....	57
II-10-2 STRUCTURE DES ONDULEURS A CINQ NIVEAUX.....	62
II-10-2- 1 FONCTINNEMENT DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX.....	63
II-10-3 STRUCTURE DES ONDULEURS A SEPT NIVEAUX.....	67
II-10-3-1- DIFFERENTES CONFIGURATIONS D'UNE BRAS DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX.....	68
II-11-CARACTERISATION DES DEFAUTS DE L'ONDULEUR MULTI NIVEAUX.....	73
II-11-1- DEFIALLANCE DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX.....	73
II-11-2-DEFIALLANCE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX.....	75
II-11-3- DEFIALLANCE DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX.....	76
II-12- CONCLUSION.....	77

CHAPITRE III  
DETECTION DE DEFAUT  
**CHAPITRE III**  
**DETECTION DE DEFAUT**  
**PAR LA COMMANDE VECTORIEL**  
**ET LA LOGIQUE FLOUE**

**COMMANDE VECTORIELLE AVEC REGULATION CLASSIQUE**

III-3INTRODUCTION.....	79
III-3 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR	

ASYNCHRONE.....	80
III-3-1 TECHNIQUE D'ORIENTATION DE FLUX.....	80
III-3-2 DECOUPLAGE VECTORIEL EN TENSION.....	83
III-3-2-1 TECHNIQUE DE DECOUPLAGE.....	83
III-3-2-2 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION.....	83
III-4 COMMANDE VECTORIELLE.....	85
III-4-1 COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE.....	85
III-4-2 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE.....	86
III-4-3 COMPARAISON ENTRE LES METHODES DIRECTE ET INDIRECTE.....	87
III-5 CALCUL DE REGULATEURS.....	88
III-5-2 REGULATION DE COUPLE.....	89
III-5-3 REGULATEUR DE VITESSE.....	90
III-5-4 RESULTAT DE SIMULATION.....	92
<b>COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LOGIQUE FLOUE</b>	
III-6- INTRODUCTION.....	109
III-6-1-PRINCIPE.....	109
III-7-DIFFERENTES FORMES POUR LES FONCTIONS D'APPARTENANCE.....	110
III-7-1-OPERATEUR DE LA LOGIQUE FLOUE.....	111
III-8-INFERENCE.....	113
III-8-1-METHODE D'INFERENCE max-min.....	113

III-8-2-METHODE D'INFERENCE max-produit.....	114
III-8-3-METHODE D'INFERENCE somme-produit.....	115
III-9-COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE.....	115
III-9-1-PRINCIPE GENERAUX D'UNE COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE.....	115
III-9-2-FUZZIFICATION.....	116
III-9-3-BASES DE REGLE ET METHODES D'INFERENCE.....	116
III-9-4-DEFUZZIFICATION.....	119
III-10-CONCEPTION D'UN REGULATEUR PAR LOGIQUE FLOU (RLF).....	120
III-11-COMMANDE DE VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LOGIQUE FLOUE.....	121
III-11-1-ETUDE ET DESCRIPTION DU COMPORTEMENT DE LA MACHINE.....	121
III-11-2-CONFIGURATION DE LA BOUCLE DE VITESSE AVEC RLF.....	121
III-11-3-RESULTAT DE SIMULATION .....	122
III-12-CONCLUSION.....	129

CHAPITRE IV  
DETECTION DE DEFAUT  
PAR LA COMMANDE RESEAUX  
DE NEURONE ET NEURO-FLOUE

**COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LE RESEAUX DE NEURONE**

IV-1-INTRODUCTION.....	132
IV-1-1-RESEAU DE NEURONE ARTIFICIEL RNA.....	132
IV-1-1-A-RESEAUX STATIQUES.....	132

IV -2 -LES CONNEXIONS.....	135
IV-2-1-A-B-RESEAUX DYNAMIQUES.....	135
IV-2-1-B-C-PROPRIETES DES RNA.....	136
IV -2-2-APPRENTISSAGE DANS LES RNA.....	136
IV -2-3-CHOIX DU MODELE NEURONAL.....	137
IV -3-COMMANDE PAR RESEAUX DE NEURONES DE LA MAS.....	137
IV-4 -RESULTAT DE SIMULATION.....	139

## **COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONNE PAR NEURO FLOUE**

IV-5- ANALYSE UTILISANT L'APPROCHE NEURO-FLOUE.....	146
IV-5.1 - PREMIERE ARCHITECTURE.....	146
IV-5.2 - DEUXIEME ARCHITECTURE.....	149
IV-5-3 - RÉGULATEUR NEURO-FLOU.....	150
IV-5-3 -1- STRUCTURE DU RÉGULATEUR NEURO-FLOU.....	150
IV-6- RESULTAT DE SIMULATION.....	152
IV-7-CONCLUSION.....	159

CONCLUSION GENERALE

BEBLIOGRAPHIE

LISTES DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

NOTATION

INTRODUCTION

GENERALE

## INTRODUCTION GENERALE

Le chemin de fer existait déjà depuis longtemps lorsqu'apparut la traction électrique. C'est cependant celle-ci qui lui permit de connaître le large développement qu'il a atteint maintenant :

- Augmentation des charges de trains.
- Augmentation des vitesses et des accélérations conduisant à une réduction des temps de trajet.

Ces progrès spectaculaires n'auraient jamais pu être concrétisés sans l'apport des technologies nouvelles fondées sur l'électronique de puissance et l'électronique de commande (ou de pilotage) ainsi que sur les transmissions mécaniques innovantes. Ce sont toutes ces technologies nouvelles qui ont permis la maîtrise des très grandes vitesses, des très fortes charges et des économies d'entretien.

L'histoire des chemins de fer et de la traction électrique est liée au rythme du développement de l'électrotechnique, en particulier la fabrication des transformateurs, des moteurs de traction et des semi-conducteurs.

Malgré tout ce développement aucun système n'est à l'abri de défaillance pour cela on porte un grand effort sur la surveillance et le diagnostique.

La traction électrique et l'industrie moderne s'appuie généralement sur des moyens techniques et matériels les moins coûteux et plus rentables. C'est pourquoi on trouve l'utilisation des machines asynchrones comme éléments de base dans ces deux domaines. Cette place prestigieuse qu'occupe ces machines, nécessite une mise en place de programmes de maintenances préventifs et correctifs afin d'assurer une bonne continuité de leur fonctionnement. En effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations.

Malheureusement, les contraintes nouvelles et l'intégration de ces machines dans le système de conversion d'énergie de plus en plus complexes rendent le diagnostique plus difficile.

La naissance d'un défaut dans la machine asynchrone à cage lors de son fonctionnement n'implique pas l'arrêt instantané de la machine, mais il affecte directement les performances de la machine telles que le couple électromagnétique, les courants et la vitesse. D'où la nécessité du diagnostic de la machine pour identifier et déterminer les causes des défauts. Dans une machine asynchrone, un défaut physique n'est pas évident à localiser avec des capteurs, surtout si le défaut se retrouve au rotor, à cause du mouvement de ce dernier. Il existe plusieurs procédures de diagnostic .le choix d'une approche est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système, aussi à sa complexité. Ainsi deux principales familles de procédures sont utilisées dans le domaine de diagnostic en génie électrique à savoir, des méthodes de diagnostiques classiques et récentes.

Par conséquent, les moteurs asynchrones et leurs systèmes de commande nécessitent une supervision continue de leur état afin de réduire la fréquence et la durée des arrêts non désirés.

La détection de défauts dans les machines électriques a fait l'objet de recherches et de réalisations industrielles depuis de nombreuses années. L'analyse vibratoire, en particulier, est utilisée pour la détection de problèmes mécaniques, des ruptures de barres au rotor et des courts-circuits au stator des machines asynchrone. Cependant, dans la plupart des cas, il s'agit des machines alimentées par réseau, fonctionnant en régime permanent, avec des charges connues. Le perfectionnement des techniques de commande et le développement des entraînements à vitesse variable ont donné une autre dimension au problème

La machine asynchrone occupe maintenant une grande place dans les applications industrielles, elle représente jusqu'à 80% des machines utilisées dans le domaine, on la rencontre dans les endroits les plus divers de l'éolienne à des applications militaires, dans les propulsions électriques des véhicules, de tramway et de train de grande vitesse.

Cette large utilisation des moteurs à induction est due aux différents avantages qu'il offre, comme sa qualité de robustesse, la quasi-absence d'entretien, l'avantage d'être alimentée directement par le réseau triphasé, son prix d'achat est moins élevée à puissance donnée par rapport à la machine à courant continu et la machine synchrone, aussi grâce à l'association onduleur de tension - machine asynchrone occupent une place privilégiée.

Le diagnostic des machines électriques s'est fortement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient, pour certaines applications, indispensable. Les chaînes de production doivent être dotées de systèmes de protection fiables car une quelconque défaillance, même la plus anodine, peut mener à un dommage matériel ou corporel inévitable. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan mondial, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic. Celles-ci ont pour premier objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système.

La détection de défauts dans les machines électriques a fait l'objet de recherches et de réalisations industrielles depuis de nombreuses années. En situation de défaut, la machine asynchrone présente en plus d'un comportement dynamique classique. Depuis très longtemps déjà, les ruptures des barres rotoriques dans la machine asynchrone à cage font l'objet de nombreux travaux scientifiques. Le travail proposé s'intéresse à l'étude par simulation numérique les différents types de défauts rotorique, tels que la rupture des barres de la cage rotorique. Une cassure de barre rotorique peut être modélisée soit par l'élimination de cette barre ou par augmentation de sa résistance. La modélisation par élimination, consiste à considérer la rupture totale de la barre, c'est-à-dire un courant nul circule dans la barre cassée, d'où le courant de la barre est éliminé.

En plus de l'intérêt économique de traiter ce type d'actionneur, l'étude de la machine asynchrone présente un autre intérêt aussi important, c'est l'aspect scientifique. Car la nature de sa construction et de son fonctionnement engendre une multiplicité de modèles mathématiques qui lui sont associés, ces derniers qui ont pour but d'interpréter le comportement de la machine pour ses différents modes de fonctionnement sont caractérisés par la richesse et la complexité attachées essentiellement aux caractères non linéaires et aux différents couplages magnétiques entre les éléments constitutifs de cette machine. Ces modèles présentent donc un intérêt scientifique certain.

Toute proportion gardée, le moteur asynchrone n'est pas infaillible, comme tout système électrique, il n'est pas à l'abri d'un dysfonctionnement ou d'une panne intempestive,

il peut subir diverses contraintes internes ou externes d'origine mécanique, électrique et/ou magnétique (surcharge, défauts d'alimentation, excentricité du rotor, usure des roulements à billes...) altérant la machine, et pouvant causer des détériorations, des chutes de performances, affectant sa durée de vie.

Dans le souci d'assurer la sécurité du personnel et des installations associées à la machine asynchrone, mais aussi pour optimiser les performances et réduire le coût de réparation, les systèmes de surveillance et de diagnostic sont devenus un objectif et une nécessité pour les industriels. Ces systèmes ont pour premier objectif de prévenir l'utilisateur d'un possible risque de problème pouvant apparaître en un point particulier du dispositif, en d'autres termes la détection et la localisation des défauts chimie ou encore les transports ferroviaires.

Dans ce mémoire, on s'intéresse en premier lieu aux défauts pouvant apparaître dans la machine asynchrone à cage d'écureuil, notamment ceux liés aux cassures de barres et le défaut de l'onduleur (trois, cinq et sept niveaux) par application de quatre régulateurs différents (PI, RLF, RNA et neurone floue). En second lieu, on s'intéressera à la mise en ouvre d'un modèle mathématique décrivant le fonctionnement à l'état sain et défectueux de la machine.

Le premier chapitre nous décrivons le système étudié qui se limite, dans notre cas, à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Après avoir rappelé les éléments de constitution de cette machine (stator, rotor), en passe à présenté les différents types de défauts apparaître au machine asynchrone. Ces défauts peuvent être soit d'origine électrique, soit d'origine mécanique. Puis en présente les différentes défaillances que peut subir un convertisseur de puissance (condensateur, IGBT, diodes,...). Finalement Nous terminons ce chapitre par une présentation des différentes méthodes de détection de défaut.

Dans deuxième chapitre, nous développons dans une première partie deux modèles de défauts de la machine asynchrone : un modèle de défaut statorique traduisant le dysfonctionnement de la machine en présence de court-circuit de spires au stator et un modèle de défaut rotorique de type rupture de barres. Une panne de type court-circuit au stator et rupture de barres au rotor apparaissant simultanément n'étant pas à exclure lors de grandes sollicitations de la machine. En passe après à la modélisation de l'onduleur de tension trois niveaux à structure NPC, ainsi en traité d'une façon détaillé les onduleurs multi niveaux à cinq et sept niveaux à structure NPC. Finalement nous représentons le défaut des interrupteurs de ces onduleurs multi-niveaux (trois, cinq et sept niveaux).

Le troisième chapitre consacré à l'exploitation du modèle de la machine asynchrone par la simulation numérique dans l'environnement Matlab et par le traitement de ces résultats pour différentes conditions de fonctionnement, à l'état sain et défectueux. Une étude analytique du défaut de rupture de barres par l'application du régulateur PI, RLF, a permis de comprendre et d'expliquer les déformations affectant chaque grandeur physique issue de la machine et par conséquent à la validation des résultats de simulation. En passe après à présenté les résultat de simulation de défaut de l'interrupteur pour les trois onduleur (trois, cinq et sept niveaux) par l'application du régulateur PI, RLF, et montre leur effet sur les caractéristiques de la machine asynchrone.

Le dernier chapitre consacré à l'étude d'une nouvelle proposition est faite pour améliorer les performances dynamiques de la commande vectorielle et la logique floue. Elle est nommée

commande par le réseau de neurone. Nous nous intéressons à l'étude en simulation de la méthode de détection de défauts de rupture de barre basée sur l'approche de réseaux de neurone, comme nous avons aussi détecté les défauts de l'interrupteur pour les trois onduleur (trois, cinq et sept niveaux) et sont effets sur les comportements physiques de la machine. En fin de chapitre une nouvelle stratégie de commande est présentée, elle est appelé commande Neuro-floue qui associe la logique floue et les réseaux de neurones artificiels, l'utilisation d'un régulateur Neuro-floue nous permet de donner des hautes performances pour la détection de défaut de rupture de barre de la machine asynchrone ainsi les défauts de l'interrupteur pour les onduleurs multi niveaux (trois, cinq et sept niveaux) et sont influence sur les caractéristiques de la machine asynchrone (vitesse, couple, courant) comparant au autre régulateurs que nous avons cité (PI , floue et neurone).

Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale portant sur l'ensemble du travail effectué et la proposition de perspectives de recherche pouvant être envisagées.

## CHAPITRE 1

### LES DEFFERENT DEFAUTS ET TECHNIQUE DE DETECTION DES ACTIONNEUR ASYNCHRONE.

#### I.1 INTRODUCTION

Le développement des systèmes utilisant les machines asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce d'une part, à la facilité d'implantation d'algorithmes complexes temps réel dans les actuels systèmes d'informatique industrielle, et d'autre part aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. Le degré de perfectionnement atteint pour ces systèmes permet d'augmenter leurs applications jour après jour, en remplaçant divers entraînements à courant continu, dans une grande plage de puissance.

Dans le cas particulier de la traction ferroviaire, le moteur asynchrone est considéré dans plusieurs applications dont la gamme de puissance employée est comprise entre 200W à 1500kW. A ce jour, en France l'Eurostar, le train à grande vitesse (TGV) de nouvelle génération, la locomotive BB36000 et l'American Flyer présentent des applications commerciales les plus importantes des chaînes de traction asynchrones avec l'onduleur de tension de la société Alstom Transport [1]. En particulier, la chaîne européenne de traction BB36000 a été conçue pour pouvoir être alimentée par trois différents réseaux de tension électrique (multi-tension) à savoir 25kV à 50Hz, 1,5kV et 3kV en continu.



**Figure I.1: Tramway**

Cette présentation début par un rappel sur la constitution des machines électriques, et plus particulièrement sur celle de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Après nos effectuations une analyse des différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux et nous présentons leurs différents origines.

## I.2 DESCRIPTION DES ACTIONNEURS ELECTRIQUES

### I-2-1 ELEMENT DE CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

On se propose, dans cette partie, de donner quelques précisions sur les éléments de constitutions des machines asynchrones. Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer ; du point de vue mécanique, en trois parties distinctes.

- Le stator, partie fixe de la machine ou est connectée l'alimentation électrique.
- Le rotor, partie tournante qui permet l\*de mettre en rotation la charge mécanique.
- Les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

[89] [55] [66] [82]

#### I-2-1-1 LE STATOR

Le circuit magnétique est un empilement de tôles fines d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. On utilise des tôles minces dont l'épaisseur varie entre 0.35 et 0.50 mm pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole habituellement la tôle d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Le bobinage statorique est constitué de deux parties. Les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant a elles, la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les oscillations du couple électromagnétique.

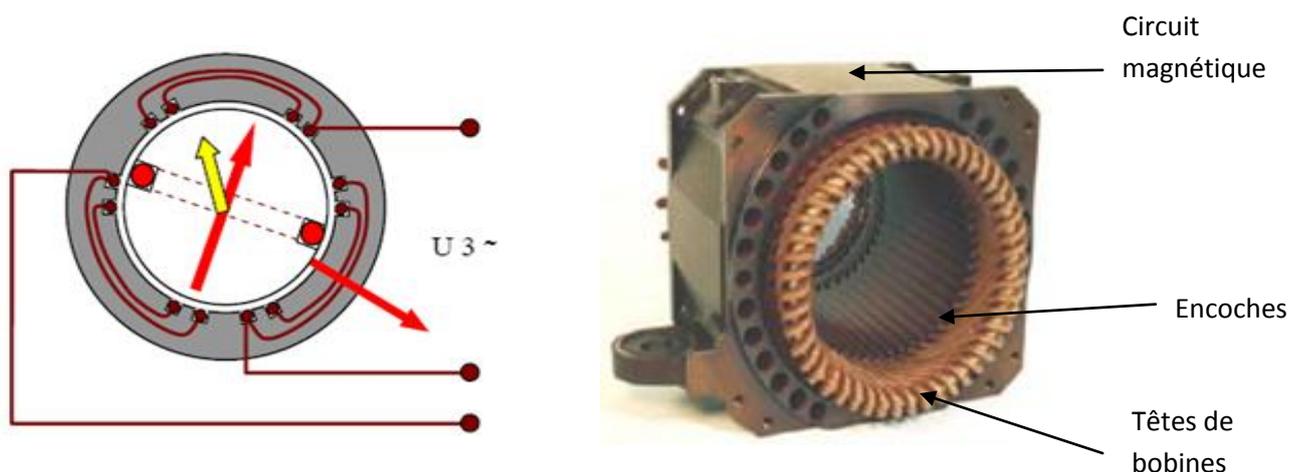


Figure I.2: Stator d'une machine asynchrone a cage d'écureuil

#### I-2-1-2 LE ROTOR

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cage d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dit "de court-circuit", eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium. Il existe différentes structures de rotor à cage qui dépend principalement de la taille du moteur et de l'application qu'il en sera fait. Nous donnons à la figure les différents éléments de constitution d'un rotor à cage d'écureuil.

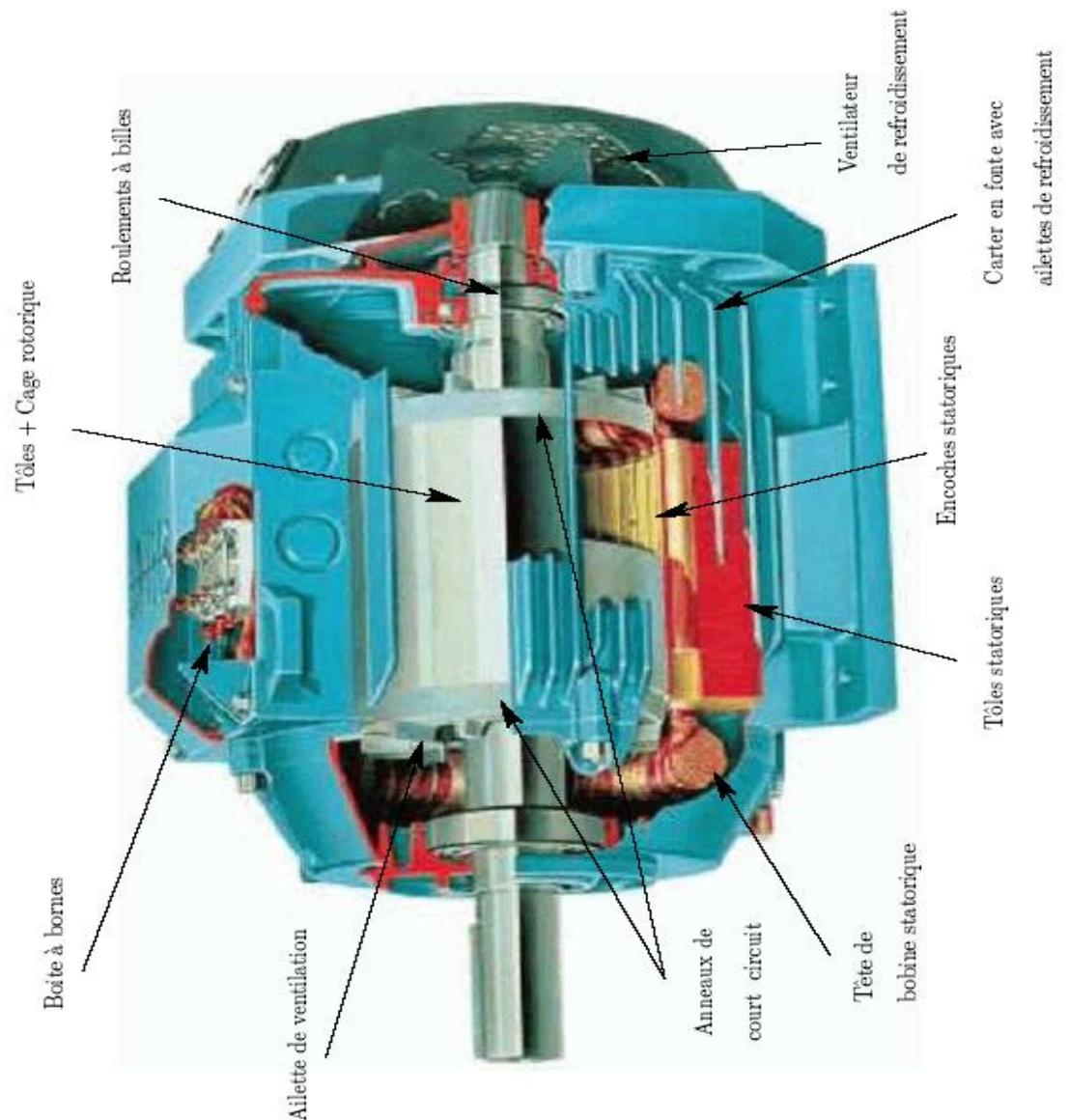
Nous pouvons visualiser l'arbre sur lequel les tôles sont empilées, les deux anneaux de court-circuit ainsi que les barres d'aluminium formant la cage d'écureuil. Très souvent, ces barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine asynchrone. L'isolation des barres avec les tôles magnétiques n'est en général pas nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles. De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre. Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible comme le montre la figure **I.3**.



**Figure I.3: rotor à cage d'écureuil de la MAS**

### **I-2-1-3 PALIER**

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage comme nous pouvons le visualiser sur la figure **I.4**. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.



**Figure I.4: Structure d'un moteur asynchrone**

### I-2-2 MODE D'ALIMENTATION DES MOTEURS ASYNCHRONES

Le moteur asynchrone triphasé est maintenant largement utilisé dans des applications nécessitant une vitesse variable.

Les commandes avancées de la machine nécessitent la variation de la fréquence d'alimentation. C'est à cause du développement de l'électronique de puissance, que cette exigence est rendu possible.

Les principales techniques d'alimentation permettant d'obtenir des tensions variables à partir du réseau à tension et fréquence constant, sont :

-Cycloconvertisseur

-Association redresseur-onduleur

D'après ces deux structures de variateurs de vitesse associées aux moteurs asynchrones, on retiendra la solution utilisant les onduleurs qui sont largement utilisés actuellement dans diverses applications industrielles. [29] [47]

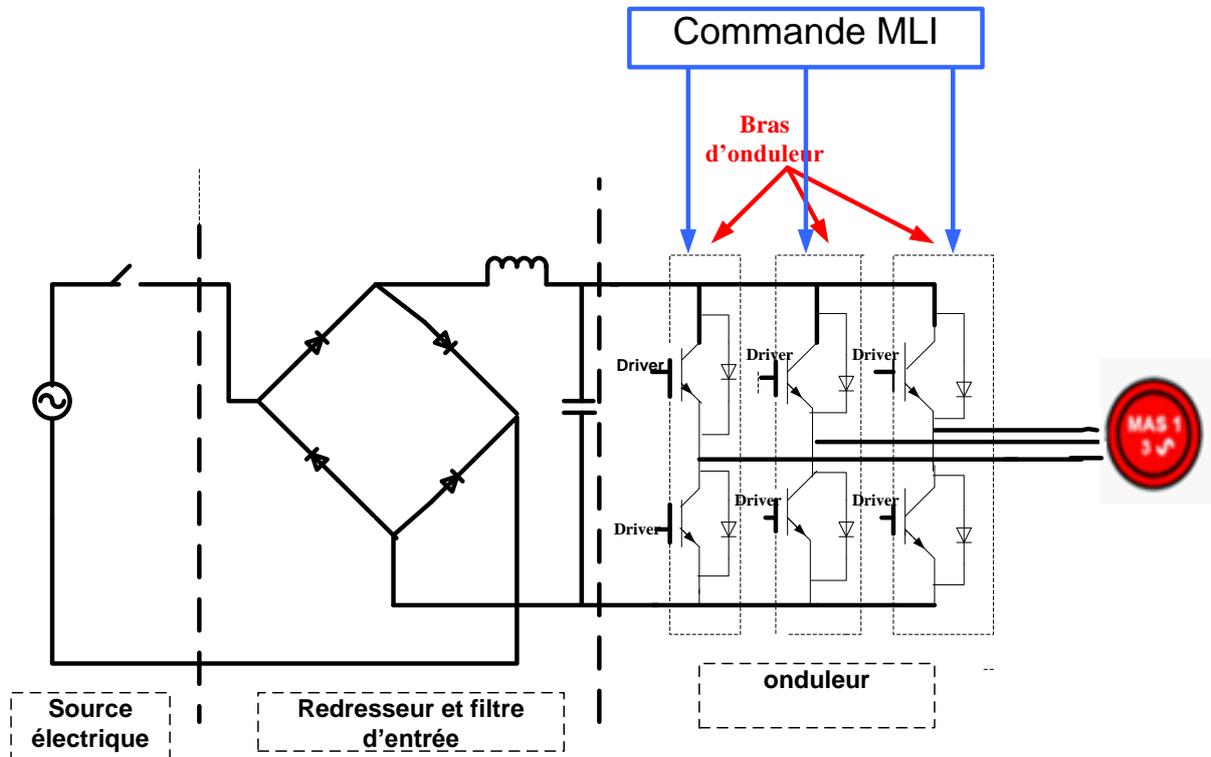


Figure I.5: Structure de l'alimentation d'un moteur pour la variation de vitesse

### I-2-2-1 SOURCE ELECTRIQUE ALTERNATIVE TRIPHASE

La source électrique alternative est généralement obtenue par le réseau triphasé.

### I-2-2-2 REDRESSEUR

Assurant la conversion alternatif-continu, un redresseur peut être défini comme étant un montage électrique dont le but est de modifier un signal électrique afin de rendre sa tension toujours unidirectionnelle.

### I-2-2-3 FILTRAGE

Le filtre d'entrée(LC) comporte deux éléments essentiels.

- Une inductance  $L_f$  qui permet de réduire l'ondulation du courant.
- Une capacité  $C$ , servant à supprimer les brusques variations de  $V_f$  lors de la commutation et réduire l'ondulation de cette tension durant les intervalles entre commutation. [77] [55]

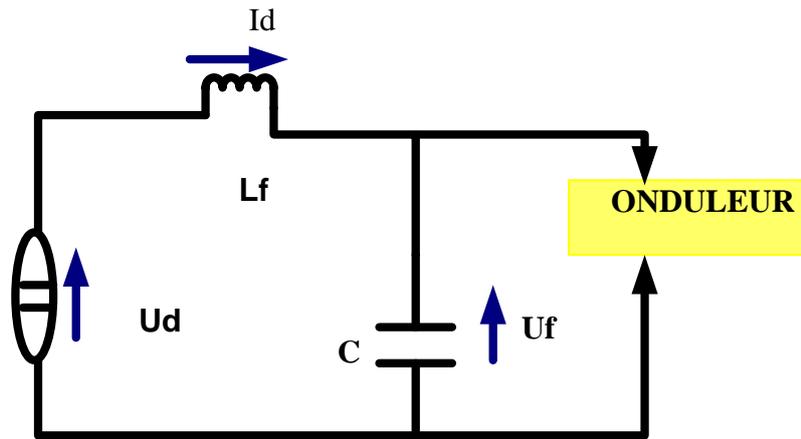


Figure I.6: Schéma de filtrage

#### I-2-2-4 ONDULEUR

La modulation de largeur d'impulsion en Anglo-saxon (pulse width modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneau de largeur convenable.

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) consiste à générer par alternance de la tension composée de plusieurs créneaux de largeur variable. [29] [23] [18]

##### I-2-2-4 -1 La technique traingulo sinusoïdale

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire d'amplitude fixe, aux trois signaux sinusoïdaux ( $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ ), d'amplitude variable et de fréquence  $f$ , appelé référence.

L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. [46] [47] [29]

Cette technique se caractérise par deux paramètres :

- \*L'indice de modulation  $m$ , est définie comme étant le rapport de fréquence de la porteuse ( $f_p$ ) à celle de la référence.

- \*Le coefficient de réglage en tension ( $r$ ) est définie comme étant le rapport de l'amplitude de la référence ( $v_{ref}$ ) à celle de la porteuse ( $v_p$ ).

La modulation est dite synchrone si l'indice  $m$  est entier, c.-à-d. lorsque la fréquence de la porteuse ( $f_p$ ) est entier multiple de la fréquence de l'onde de référence ( $f$ ).

En modulation synchrone, si l'indice de modulation  $m$  est impair le développement en série de Fourier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si l'indice  $m$  est pair, ne trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pair et impair.

La modulation est dite asynchrone si l'indice  $m$  n'est pas entier, elle est utilisée pour des valeurs suffisamment élevées.

En modulation synchrone, si le maximum de référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal est la tension bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période [47] [29]

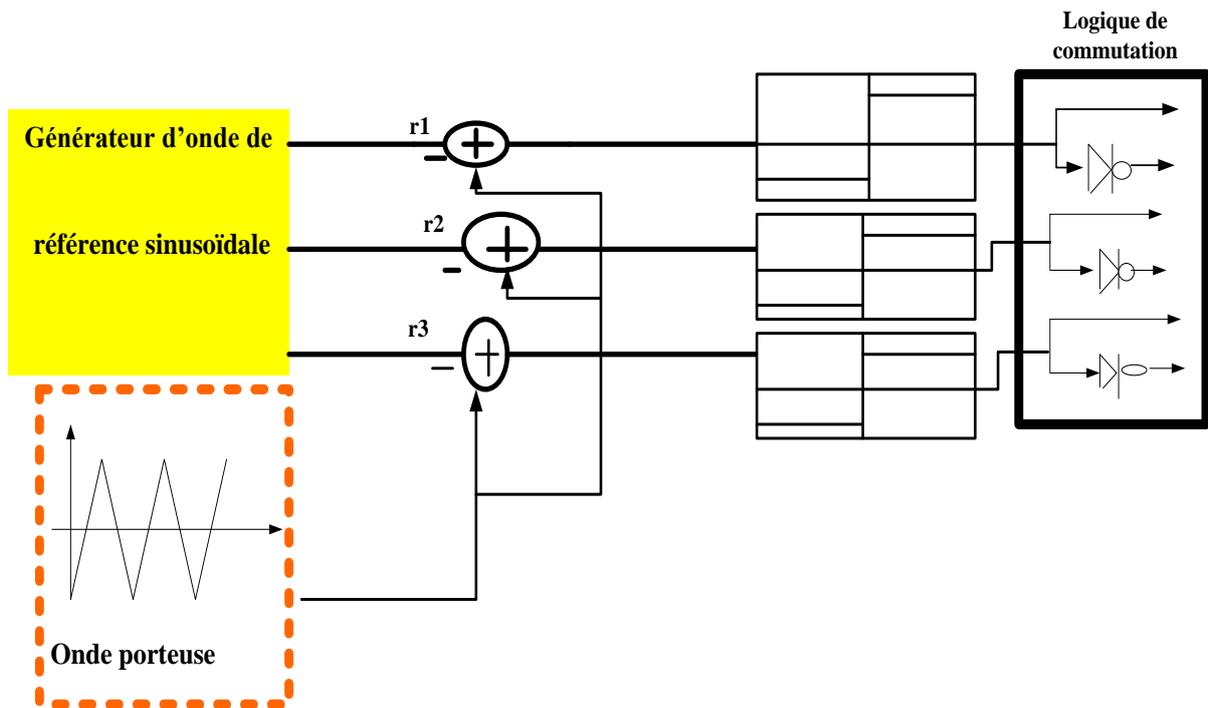


Figure I.7: Schéma de principe du technique triangle-sinusoïdale

### I.3 LES DEFAILLANCES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le développement de l'outil informatique a permis l'émergence de méthodes permettant de s'affranchir en partie de la redondance matérielle. Le traitement du signal est utilisé depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines asynchrones. Bien que la machine asynchrone à cage d'écureuil soit réputée, elle peut parfois présenter différents types de défauts. Ces défauts peuvent être soit d'origine électrique, soit d'origine mécanique. Un problème mineur à l'étape de fabrication peut être à l'origine d'un défaut tout comme une utilisation non conforme de la machine. Certains fois, nous pouvons aussi incriminer le milieu dans lequel la machine est utilisée (milieux corrosifs et /ou chimique hostiles) [49] [9] [50] [70] [80] [59].

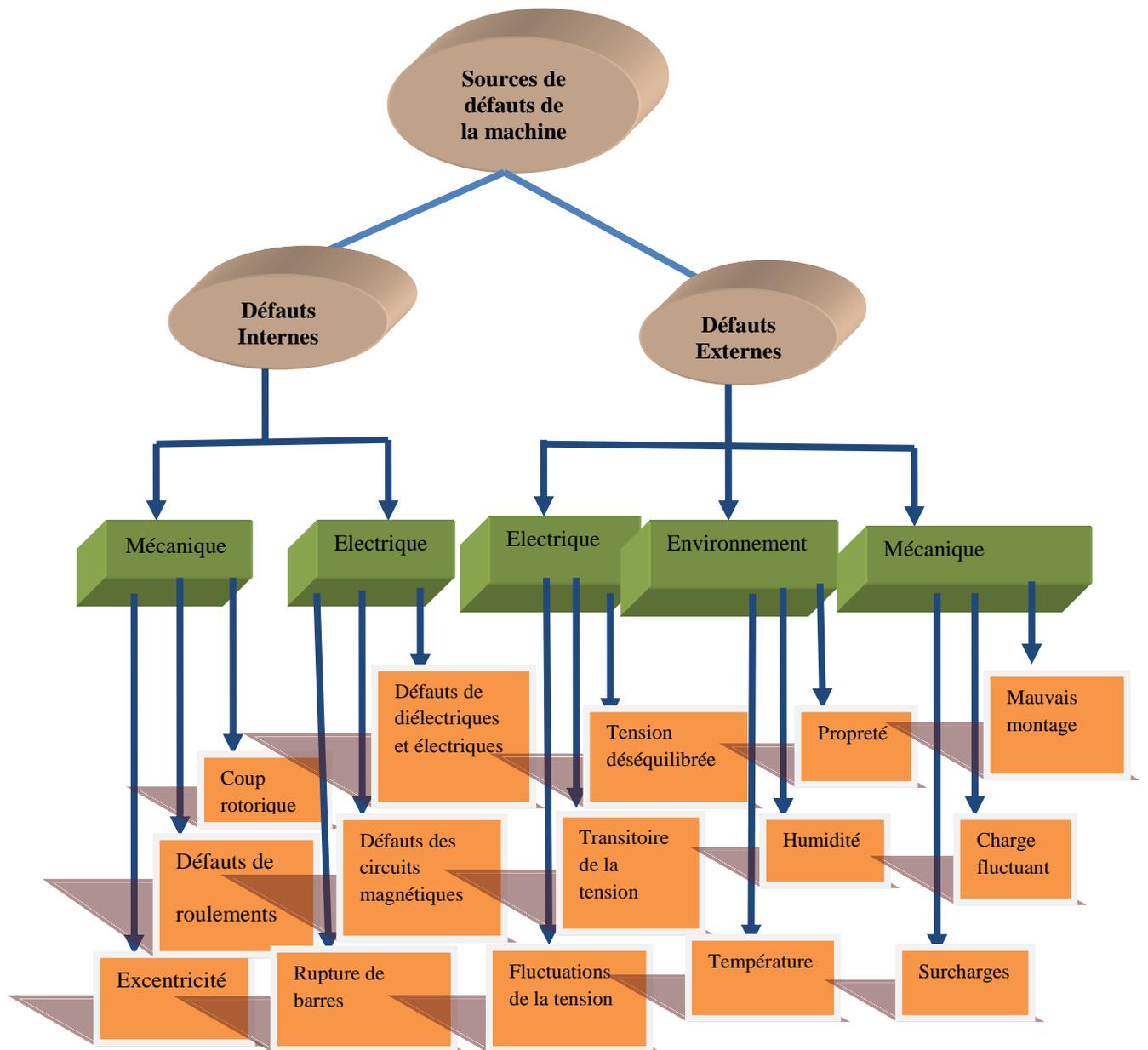
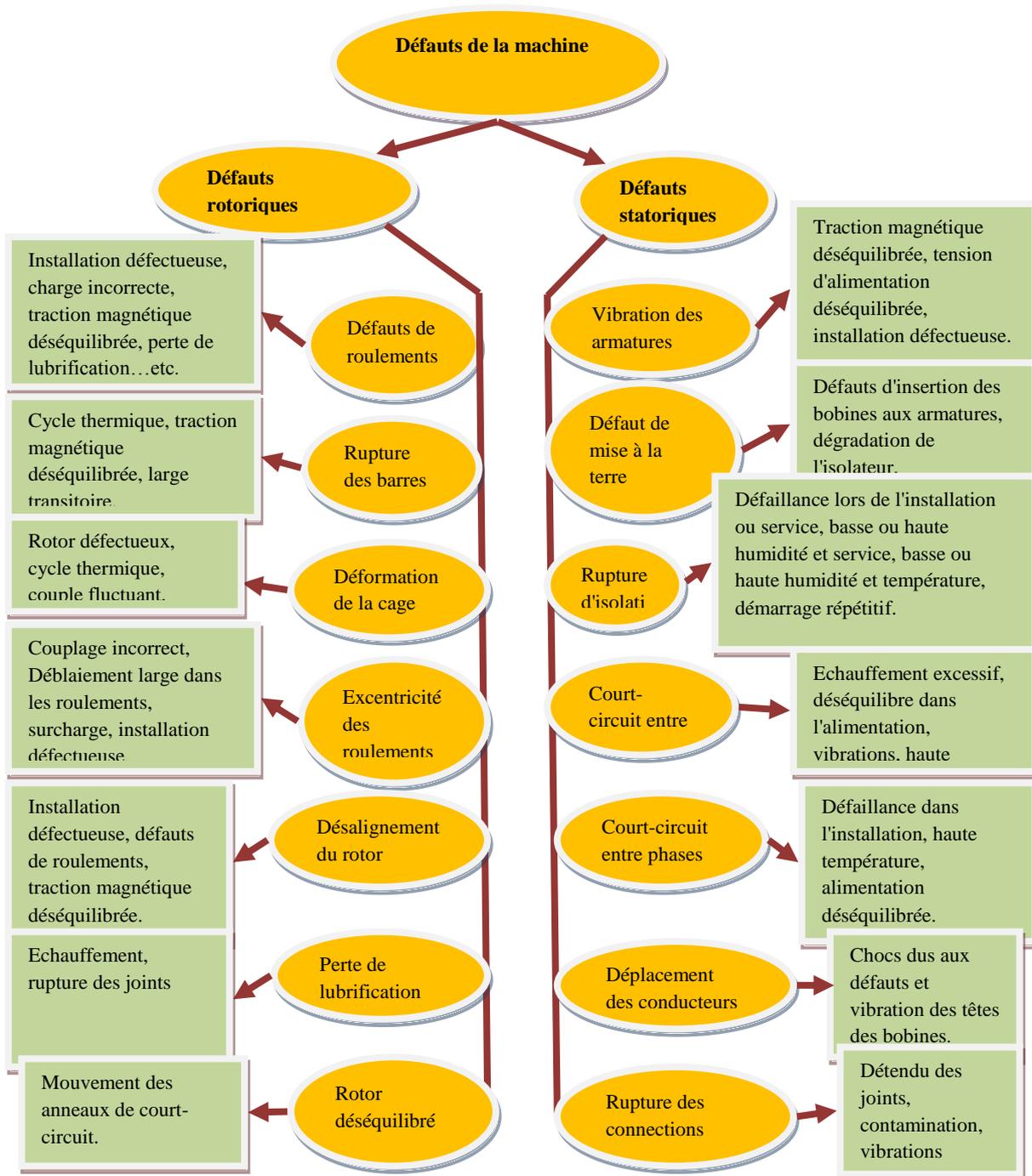


Figure I.8 : Sources de défauts de la machine asynchrone à cage



**Figure I.9 : Principaux défauts de la machine asynchrone et leurs causes**

### I-3-1 DEFFAILLANCES D'ORDRE MECANIQUES

Les défaillances d'ordre mécanique sont, en général, les plus rencontrées parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre moteur. Nous énumérons, dans la suite du document, certains de ces défauts sans pour autant en donner les détails. Nous pouvons trouver dans la littérature des ouvrages très complets qui traitent de ces divers problèmes. [49] [61] [59][87] [14] [70]

#### I-3-1-1 DEFFAILLANCE DES ROULEMENTS

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques. Les défauts de roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement, causés par un roulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine. Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui, pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse, qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certaines applications, se rigidifier et causer une résistance à la rotation. L'analyse vibratoire de la machine ou l'analyse harmonique des courants statoriques permet de détecter ce type de défaillances.

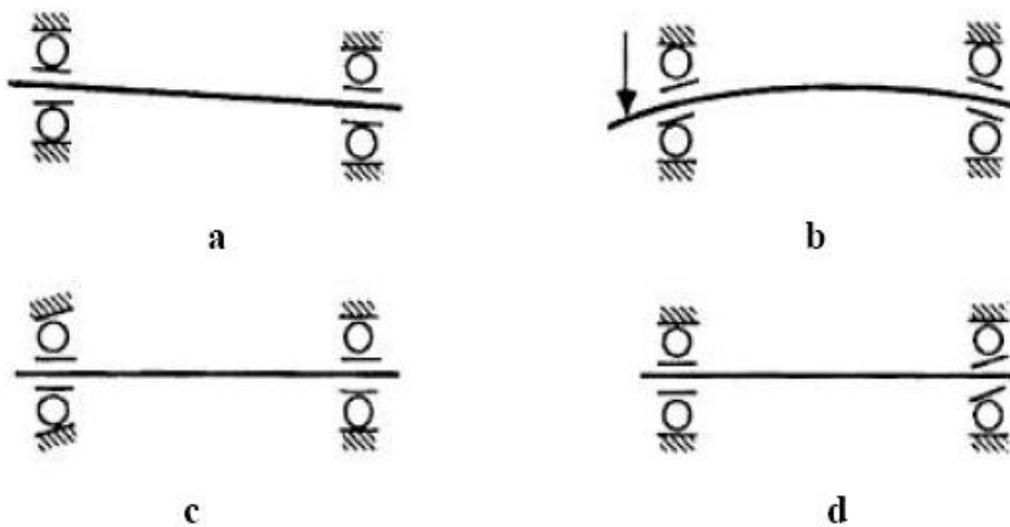


Figure I.10 : Quatre types de défauts dans les enroulements à billes

#### I-3-1-2 DEFFAILLANCE DE FLASQUE

Les défauts créés par les flasques de la machine asynchrone sont le plus généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes, ce qui induit une excentricité au niveau de l'arbre de la machine. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire ou une analyse harmonique des courants absorbés par la machine.

### I-3-1-3 DEFFAILLNCE DE L'ARBRE

L'arbre de la machine peut laisser paraître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. A court ou long terme, cette fissure peut mener à une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine.

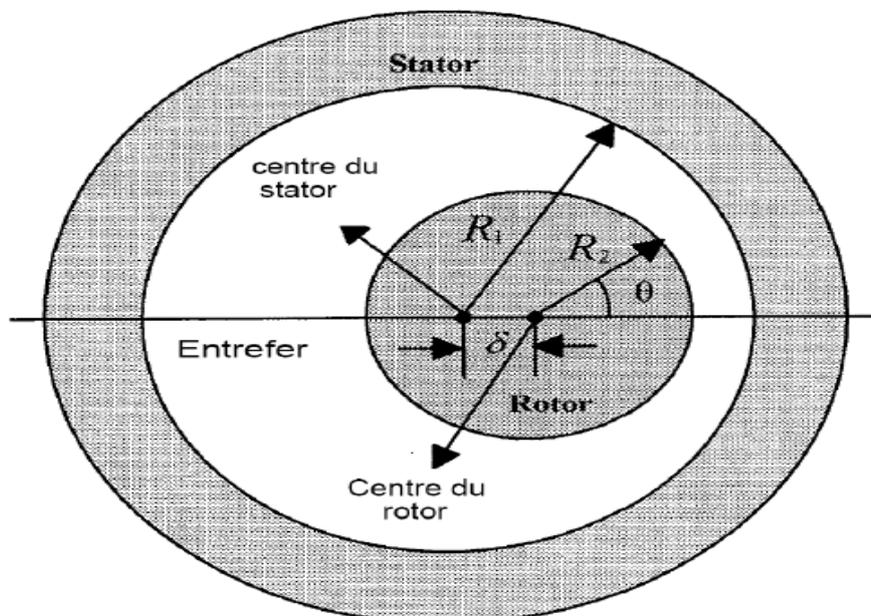
Par exemple, l'humidité peut provoquer des micros fissures et conduire à une destruction complète de la machine. Une excentricité statique, dynamique ou mixte peut induire des efforts considérables sur l'arbre moteur, amenant ainsi une fatigue supplémentaire. Une analyse vibratoire, une analyse par ultrason, une analyse fréquentielle des courants absorbés ou simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permet de détecter ce type de défaillance.

### I-3-1-4 DEFFAILLANCE D'EXECENTRICITES

Ceux-ci provoquent la variation de l'entrefer dans le moteur, la répartition non homogène des courants dans le rotor et le déséquilibre des courants statoriques. Le déséquilibre des efforts sur les barres génère un couple global non constant. Quand l'excentricité devient grande, les forces radiales résultantes créées par le stator avec la bande du frottement du rotor provoquent des dommages du stator et du rotor.

La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries d'ordre naturel. Celles-ci relèvent de trois catégories d'excentricité de l'entrefer (**Figure I.11 et I.12**) à savoir :

- L'excentricité statique : lorsque l'axe du stator coïncide avec l'axe de rotation et non avec l'axe du rotor.
- L'excentricité dynamique : lorsque l'axe de rotation du rotor ne coïncide pas avec l'axe de symétrie du stator.
- L'excentricité mixte : lorsque l'axe de rotation du rotor ne coïncide pas avec les axes de symétrie du rotor et du stator.



**Figure I.11:** Les différents types de la dissymétrie de l'entrefer

Tel que :

$R_1$  : Rayon interne statorique,  $R_2$  : Rayon externe rotorique,  $q$  : distance entre le centre de rotation et le centre du stator.

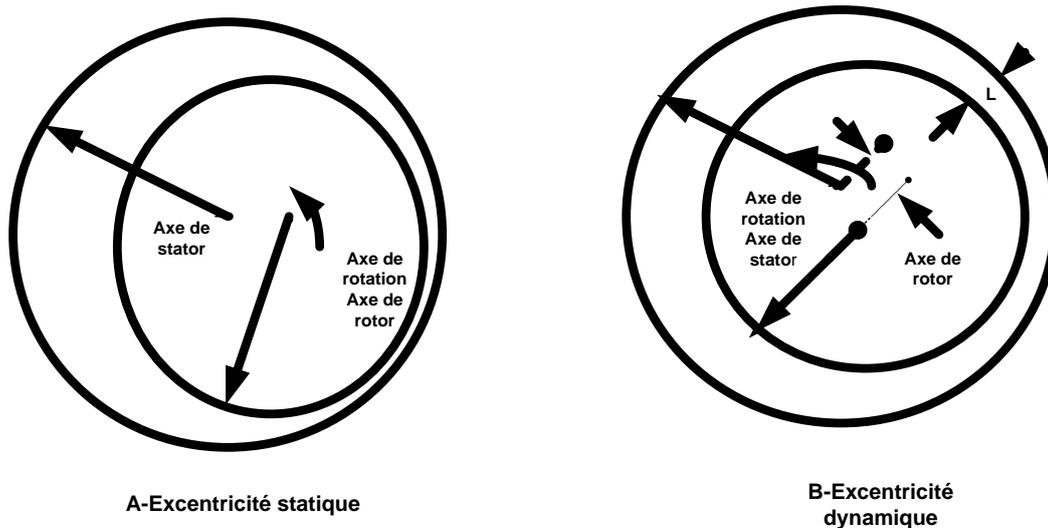


Figure I.12 : Les types d'excentricité.

### I-3-2 Défaillances d'ordre électrique

Les défaillances d'origine électrique peuvent, dans certain cas, être la cause d'un arrêt de la machine (au même titre que les défaillances d'ordre mécanique). Ces défaillances se séparent en deux catégories bien distinctes. Nous pouvons citer les défaillances qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques. [58] [16] [49] [9]

#### I-3-2-1 Défaillances au stator

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

- thermique (surcharge,...)
- électrique (diélectrique,...)
- mécanique (bobinage,...)
- environnemental (agression,...)

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

- défaut d'isolant
- court-circuit entre spires
- court-circuit entre phases
- court-circuit phase/bâti
- déséquilibre d'alimentation
- défaut de circuit magnétique [10] [11]

##### I-3-2-1-1 Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or

les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- dégradation de l'isolant à la fabrication.
- tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation.
- vibrations mécaniques.
- vieillissement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation 'normale', l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- fonctionnement dans un environnement sévère.

### **I-3-2-1-2 Court-circuit entre spires**

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2<sup>ème</sup> court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut.

### **I-3-2-1-3 Court-circuit entre phases**

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

### **I-3-2-1-4 Défauts de circuit magnétique**

Ces défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension, d'élévation importante du courant, etc.

### I-3-2-1-5 Court-circuit phase/bâti

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels).

En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas. Cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut.

### I-3-2-2 Défaillances au rotor

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

- thermique (surcharge,...)
- électromagnétique (force en  $B^2(t)$ ,...)
- résiduel (déformation,...)
- dynamique (arbre de transmission,...)
- mécanique (roulement,...)
- environnemental (agression,...)

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

⊠ Rupture de barres

⊠ Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit

⊠ Excentricité statique et dynamique [10] [9] [11] [88]

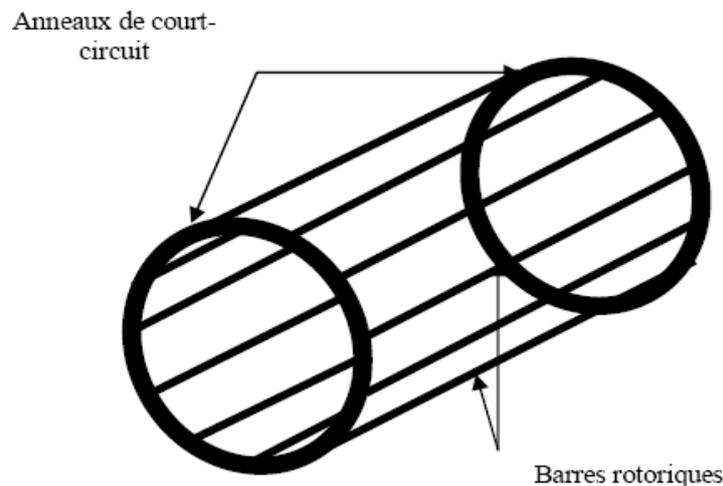


Fig I.13 : Rotor à cage d'écureuil

#### I-3-2-2-1 Ruptures de barres

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de

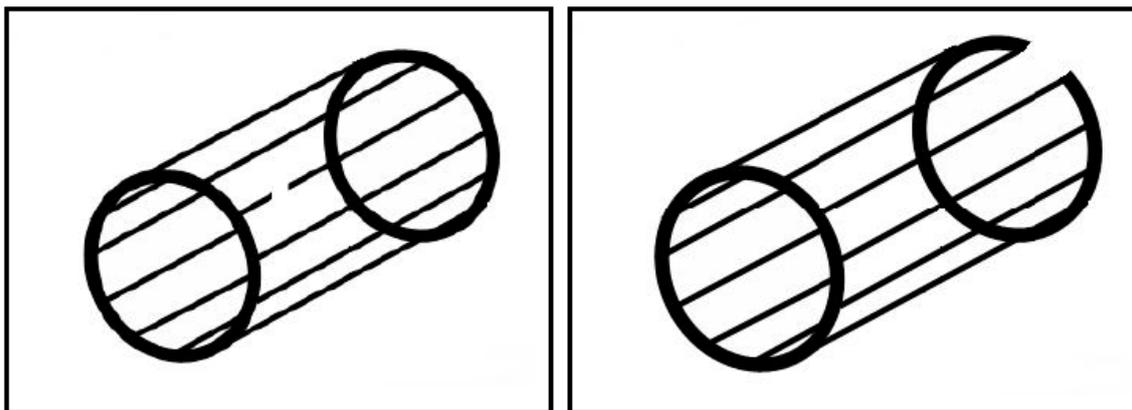
rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées.

#### I-3-2-2-2 Ruptures d'anneaux

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

Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

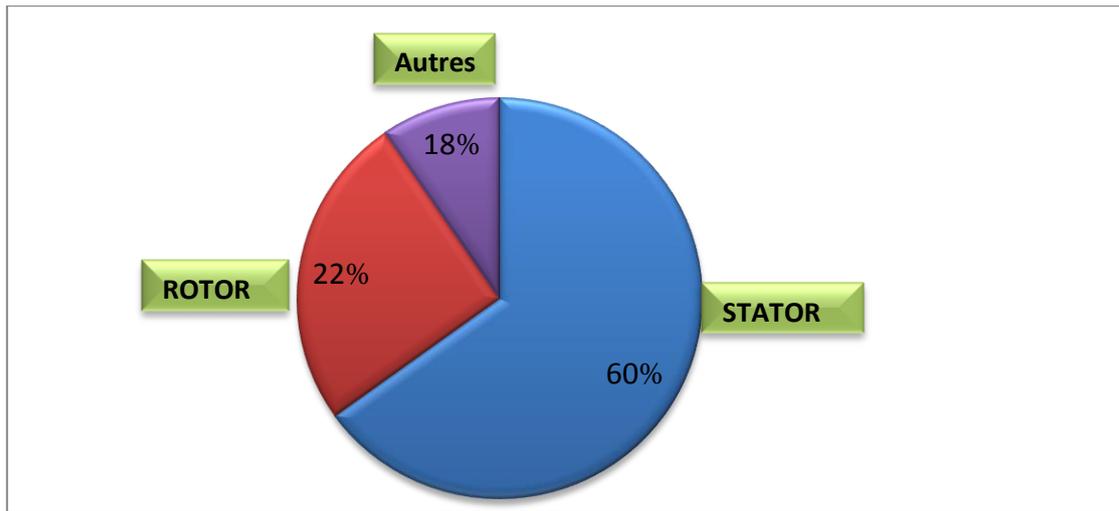
La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres.



**Fig I.14 : Rupture d'une barre et d'un anneau de court circuit**

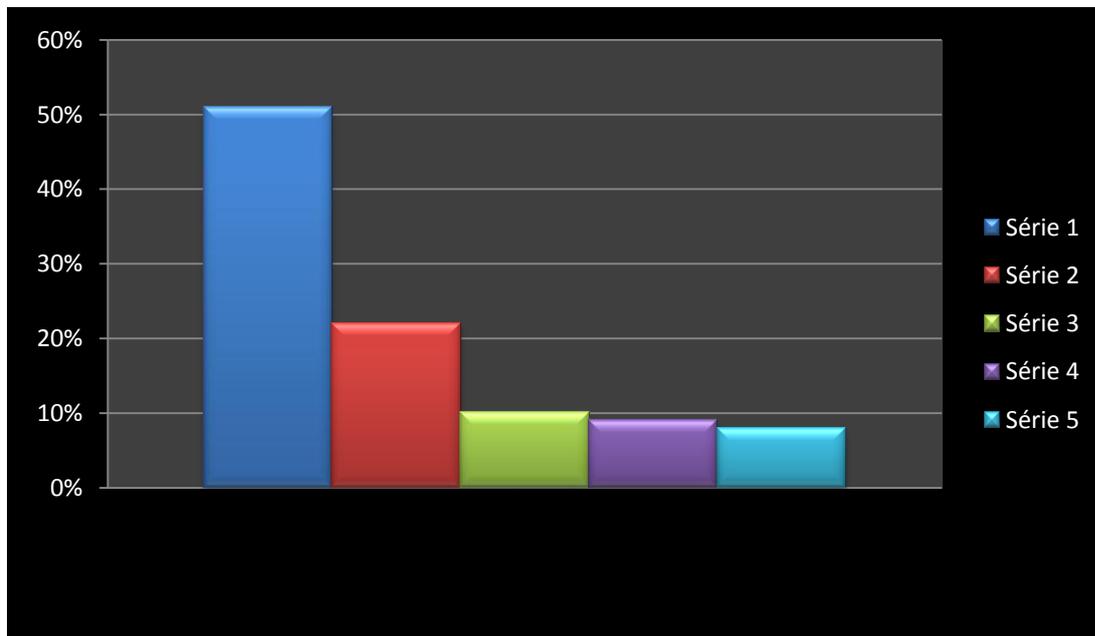
#### I-3-3 Etude statistique

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a donné les résultats suivants [14] [28] [77] [87].



**Figure. 1.15. Proportion des défauts**

D'autre part, les mêmes études montrent qu'entre 1973 et 1988, les pannes au stator sont passées de 78% à 60% et au rotor de 12% à 22%. Ces variations sont dues à l'amélioration des isolants sur cette période. La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est la suivante.



**Figure. 1.16. Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances**

**Série 1** : Enroulement stator 50%

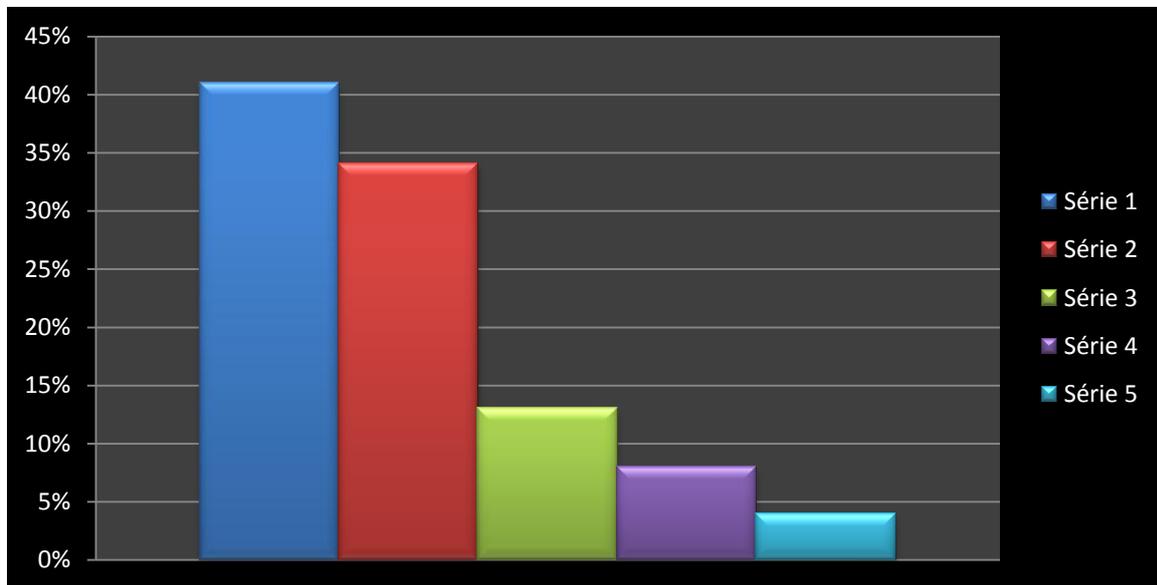
**Série 2** : Défaut au rotor 22%

**Série 3** : Autres 10%

Série4 : tôleerie stator 9%

Série 5 : Roulements 8%

Une autre étude statistique faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) donne les résultats suivants :



**Figure1.17. Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances**

Série1 : Enroulement 40%

Série 2 : Autres 34%

Série 3 : Enroulement stator 13%

Série4 : Défaut au rotor 8%

Série 5 : Couplage mécanique 4%

#### **I -4 Présentation des différentes défaillances sur un convertisseur de puissance**

A notre connaissance, il n'existe pas d'étude statistique proprement dite sur les pannes des convertisseurs de puissance. Il a été montré que les composants présentant le taux de défaillance le plus élevé sont généralement les condensateurs électrolytiques.

Cette étude avait été réalisée pour une alimentation à découpage de type 'Forward unidirectionnel'. L'auteur avait montré que les condensateurs étaient responsables de 3 pannes sur 4 à température ambiante de 25°C et que, pour cette même température, le taux de défaillance des transistors était en moyenne deux fois plus élevé que celui des autres composants. Pour ces raisons et en faisant l'hypothèse que cette étude est généralisable à l'ensemble des convertisseurs de puissance, nous nous sommes limités, lors de notre application, à l'influence des défaillances de condensateurs de filtrage sur le convertisseur lui-même mais aussi sur les interactions possibles avec la machine asynchrone [3] [31] [82] [34] [87].

## I-4-1 Défaillance du condensateur

Les condensateurs sont plus étudiés parce qu'ils sont dans les applications courantes les composants qui posent le plus de problèmes mais qui, inversement, sont les plus simples à analyser.

### I-4-1-1- Cas des condensateurs électrolytiques

Malgré leur faible fiabilité, des considérations de rendement volumique et de prix font que la grande majorité des concepteurs d'alimentations choisissent pour constituer les filtres, des condensateurs électrolytiques. Le schéma équivalent d'un condensateur réel peut être mis sous différentes formes.

Nous utiliserons celle de la figure (1.18), avec les notations suivantes :

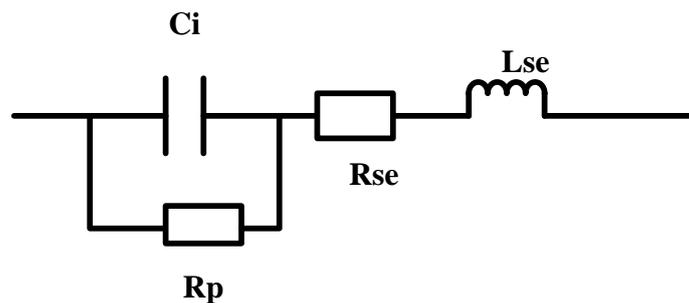


Fig. 1.18. Schéma équivalent d'un condensateur réel

**Ci** : capacité idéale anode-cathode, l'élément principal du condensateur

**Rp** : résistance parallèle représentant les pertes diélectriques et les fuites entre les deux électrodes (pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium, celle-ci est due à la présence des couches d'alumine).

**Rse** : résistance série des connexions et des armatures.

**Lse** : inductance équivalente série des connexions et des enroulements. Elle dépend de la technologie de fabrication.

Le schéma précédent peut être simplifié suivant la représentation normalisée de la figure (1.19).

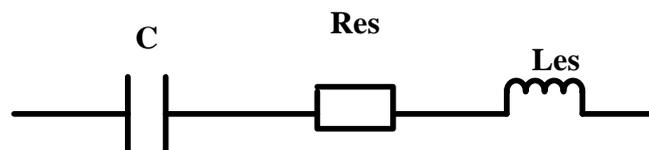


Figure. 1.19. Schéma équivalent simplifié du condensateur

Il se compose de :

$$C = Ci \left( 1 + \frac{1}{Rp^2 Ci^2 wn^2} \right) , \quad Res = Rse + \frac{Rp}{1 + Rp^2 Ci^2 wn^2} , \quad Les = Lse \quad (1-1)$$

**Wn**: Pulsation naturelle du circuit C-ESR-ESL

**C**: capacité (dépendante de la fréquence).

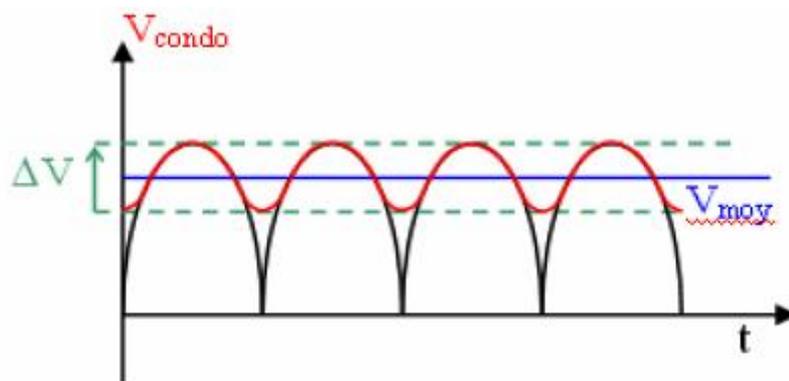
**Res** : résistance équivalente série représentant toutes les pertes dans les condensateurs (fonction de la fréquence).

**Les:** inductance équivalente série, identique à  $L_{se}$ , sa valeur est de quelques nH et est indépendante de la fréquence.

Pour ces condensateurs, la loi d'Arrhenius nous montre que leur durée de vie est approximativement divisée par deux, chaque fois que la température est augmentée de  $10^{\circ}\text{C}$ .

Le courant qui traverse le condensateur et donc la résistance équivalente série  $R_{es}$ , provoque une élévation de température et influence la durée de vie. La fin de vie des condensateurs est provoquée par un phénomène de défaillance interne, évaporation de l'électrolyte ou réaction chimique qui se manifeste par la dégradation des paramètres électriques suivants : la résistance équivalente série  $R_{es}$  augmente et la capacité diminue, cette dernière évoluant de manière moins importante. Avec cette augmentation rapide de  $R_{es}$  et cette diminution de  $C$ , la tension aux bornes du condensateur

$V_{condo}$  présente de plus en plus d'ondulation ( $\Delta V$ ). Une surveillance de ce taux peut permettre de détecter l'état du filtre d'entrée.



**Figure. 1.20. Tension en sortie du filtre**

La température est également un facteur aggravant de l'état du condensateur et elle affecte sa capacité. Pour chaque condensateur, une plage de température de fonctionnement est définie. Si la température croît et qu'elle dépasse la limite thermique du condensateur, cela accélère son vieillissement et peut provoquer une défaillance, en cas d'élévation trop importante.

Enfin, le condensateur peut se retrouver en court-circuit lorsqu'une défaillance apparaît sur un bras (un bras est une cellule de commutation constituée de 2 interrupteurs, figure 1.3). Si on regarde le schéma équivalent du condensateur, on voit que par nature, sans être connecté à un autre composant, le condensateur se décharge (décharge naturelle de  $C_i$  dans  $R_p$ ,  $I_f$  courant de fuite).  $R_p$  représente la qualité du diélectrique et de l'oxyde. Si ce dernier est dégradé, la résistance de fuite diminue et donc le courant de fuite augmente. Ainsi, si un bras est en court-circuit, cela revient à mettre en court circuit la capacité. Dans ce cas, soit les connectiques cassent (soudure des pattes sur le condensateur) soit cela génère un courant plus intense dans le condensateur (augmentation du courant de fuite) entraînant une augmentation de la température et donc une usure accélérée de l'électrolyte.

#### **1.4.1.2. Cas des condensateurs à films métallisés**

Les conséquences d'une défaillance sur un condensateur à films dépendent de l'utilisation de ce condensateur.

En capacité de filtrage, comme pour les condensateurs électrolytiques, une augmentation du taux d'ondulation de la tension en sortie du filtre est observée. On observe également un échauffement dans la capacité dû à une mauvaise répartition du courant dans la métallisation du film (ondulation haute fréquence).

Dans le cas d'une utilisation dans un circuit d'aide à la commutation (CALC), un mauvais dimensionnement en courant d'une part et un fonctionnement à haute fréquence d'autre part peuvent produire des échauffements dus également à une mauvaise répartition des courants.

Dans une utilisation pour le découplage, la connectique actuelle des condensateurs ne permet pas l'élimination des parasites hautes fréquences pouvant résulter du réseau et/ou des commutations. Il n'y a pas à l'heure actuelle de solution technologique permettant de répondre complètement au problème.

#### **1.4.2. Défaillance de diodes classiques**

Pour les diodes classiques, l'analyse est plus complexe car il existe plusieurs modes de défaillance possibles. Seul le vieillissement, qui est la défaillance la plus importante, sera présenté ici.

Les diodes peuvent vieillir de plusieurs façons. Il peut y avoir un problème sur la puce de silicium, un problème sur le boîtier qui n'est plus ou pas hermétique. Un indicateur de l'état de la diode est l'impédance thermique  $Z_{th}$  qui devra être la plus petite possible. Elle est définie par la relation suivante :

$$Z_{TH} = \frac{T_{jonction}^0 - T_{boitier}^0}{P} \quad \text{Avec } P \text{ puissance dissipée dans la diode en Watt}$$

Les coefficients de dilatation des différents matériaux de la diode étant différents, des craquelures peuvent apparaître. La dissipation thermique est alors de moins en moins bonne et l'impédance thermique va augmenter (se dégrader). La défaillance apparaît ainsi en fin de vie du composant, pendant la période dite 'd'usure'. Ce problème est un problème que l'on retrouve dans la plupart des semi-conducteurs de puissance.

#### **1.4.3. Défaillance d'un exemple d'interrupteur statique : l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)**

##### **1.4.3.1. Court-circuit**

Le défaut de type court circuit se produit lorsqu'un des composants d'une cellule de commutation reste constamment fermé. Un tel défaut peut avoir deux causes : soit la mise en court-circuit physique de la puce de silicium (IGBT ou diode) par dépassement de température critique, soit la défaillance de la commande rapprochée.

Dans ce cas, les courants de phases sont fortement altérés. Ce type de défaillance est extrêmement préjudiciable au convertisseur et nécessiterait la mise en œuvre de sécurité permettant de déconnecter le bras défaillant dès l'apparition de cette défaillance.

##### **1.4.3.2. Circuit ouvert**

Il se peut, pour diverses raisons, qu'un des IGBT (supérieur ou inférieur) d'une cellule de commutation d'un bras reste constamment ouvert (défaut de type circuit ouvert). Ce type de défaut a pour principale cause une défaillance de la commande rapprochée (défaut thermique du driver ou perte d'alimentation par exemple). Selon la localisation du défaut dans la cellule, celui-ci sera visible soit sur l'alternance positive du courant (défaut sur IGBT supérieur), soit sur l'alternance négative (défaut IGBT inférieur). Lorsque le défaut est visible, la signature se matérialise par le passage d'un rapport cyclique à 0 ou à 1, mais uniquement sur la cellule défaillante. La conséquence est que la cellule défaillante se retrouve alors en surtension et qu'un arrêt du convertisseur est obligatoire pour éviter une propagation du défaut.

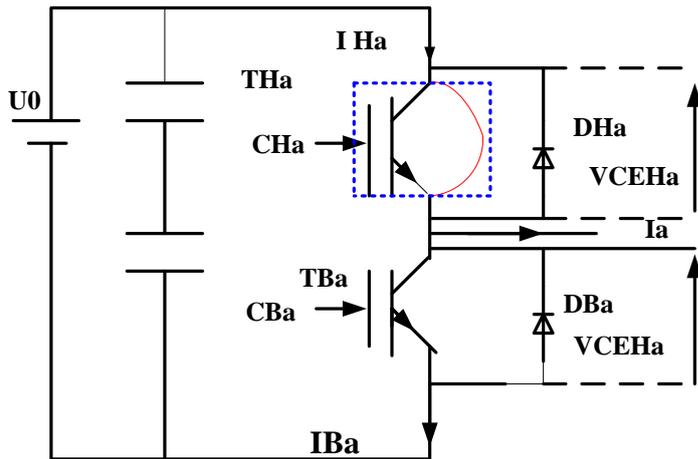


Figure 1.21. Le chemin d'un défaut court-circuit d'un IGBT

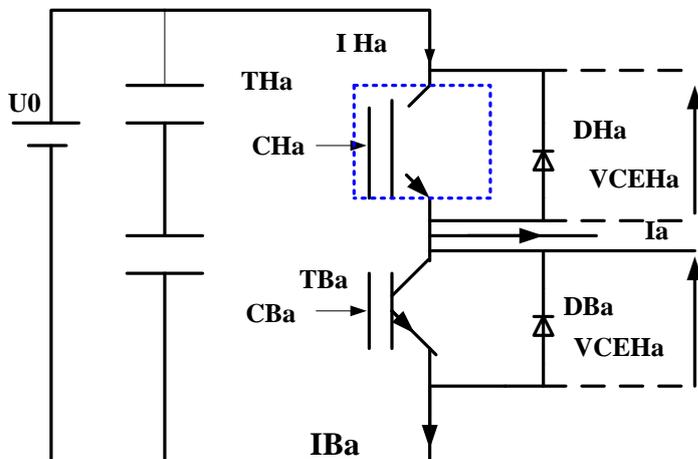


Figure 1.22. Le chemin d'un défaut circuit-ouvert d'un IGBT

### 1.4.3.3. Vieillessement

Comme pour la diode classique, ce mode de défaillance de l'IGBT est corrélé avec l'augmentation de l'impédance thermique qui peut être entraînée par :

- Sollicitations successives (cyclage)
- Défaut au niveau de la puce de silicium
- Boîtier non hermétique, permettant à l'humidité de pénétrer à l'intérieur (plus ou moins fréquent sur les composants non militaire) et la corrosion du composant.

## 1.5. Défaillances d'autres origines

### 1.5.1. Défauts de la charge

Les travaux menés dans ce domaine ont surtout concerné l'influence de la dynamique de la charge sur la détection et le diagnostic d'autres défauts tels que la rupture d'une barre ou l'excentricité du rotor. Ces études ont montré que l'introduction de perturbations ou d'oscillations par la charge pouvait masquer l'apparition des défauts du moteur.

Pour maîtriser l'étude des défauts de la charge, une connaissance parfaite de cet élément s'avère nécessaire. Pour ce faire, on peut procéder tout d'abord à une classification des différents types de charge les plus rencontrés :

⌚ -charge à couple constant : le couple n'est pas fonction de la vitesse (ex : traction, convoyeur, tapis roulant,...),

⌚ -charge à couple variable : le couple varie en fonction de la vitesse (ex : pompe centrifuge, ventilateur,...),

⌚ -charge à puissance constante : tels que les broyeuses, les affûteuses, les bobineurs,...,

La nature de l'application de la charge, quelle que soit son type, peut influencer d'une manière destructive le fonctionnement du variateur en amont. En l'occurrence, une mauvaise utilisation de l'ensemble moteur – charge peut engendrer des défaillances mécaniques du système.

Citons quelques exemples de fonctionnements perturbateurs :

⌚ -application successive et répétitive de surcharges qui peut causer une fatigue mécanique des roulements et de l'arbre du moteur,

⌚ -des à-coups de couple et de charge qui se manifestent par des couples pulsatoires.

⌚ -des démarrages en force répétitifs.

La charge peut donc être le siège de mauvaises conditions de fonctionnement qui aboutissent à l'apparition de défauts tels que :

⌚ -déséquilibre de charge et oscillations du couple de charge,

⌚ -surcouples accidentels,

⌚ -à-coups de couple accidentels,

⌚ -perturbations mécaniques dues aux vibrations et phénomènes de résonance mécanique liés à la construction de la machine ou introduites par l'environnement extérieur,

⌚ -phénomène de balourd,

⌚ -désalignement des différents arbres en jeu pour assurer l'accouplement et la rotation,

⌚ -manque de lubrifiants,

⌚ -vitesse critique de rotation,

⌚ -rupture de la charge.

Tous ces défauts de la charge vont naturellement avoir une influence dégradante sur les grandeurs mécaniques mises en jeu au niveau de l'entraînement, à savoir le couple électromagnétique et la vitesse de rotation. En outre, et selon la stratégie de commande adoptée pour le pilotage de l'entraînement, les grandeurs électriques vont être aussi plus ou moins affectées.

Composants	Défaillances	Causes possibles	Effet sur le système	observable
Charge	-Déséquilibre de charge -Oscillations du couple de charge -Surcouples accidentels -Phénomène de balourd -Rupture de charge -Vitesse critique de rotation -Désalignement des différents arbres -Perturbations mécaniques	-Applications successives et répétitives de surcharges A-coups de couple et de charge -Démarrages en force répétitifs	-Elévation de la température ⇒ dégradation des isolants ⇒ risque de court-circuit -Fatigue mécanique des roulements	-Température -Vibrations Couple - Courants Vitesse

⇒ : entraîne

**Tableau. I.1. Synthèse des défaillances sur la charge**

## **I.6.Méthodes de diagnostic actuellement utilisées pour détecter les défauts électriques et/ou mécaniques**

Afin de mieux situer notre travail, il a été nécessaire de regarder quelles sont les différentes méthodes de diagnostic actuellement utilisées pour détecter la présence d'une anomalie au sein d'une machine asynchrone. Comme les chercheurs de part le monde travaillent sur ce sujet depuis un certain nombre d'années, beaucoup de travaux ont vu le jour. Dans cette partie, nous avons choisi de décrire les méthodes les plus couramment rencontrées pour le diagnostic des défauts électriques et/ou mécaniques en précisant leurs points faibles et leurs points forts. [14] [61] [28] [25][58]

### **I.6.1. Diagnostic des défauts par estimation paramétrique**

Cette méthode de diagnostic utilise les paramètres structuraux d'un modèle de connaissance et extrait par la suite les paramètres du système à partir des lois de connaissance pour détecter et localiser les défaillances. Le point essentiel dans l'efficacité de cette méthode est le choix du modèle de connaissance. En effet, le type de défaut que l'on voudra détecter sera fonction du modèle utilisé.

Les premiers travaux relatant de l'estimation de paramètres ont débuté avec des modèles relativement simples (modèle de Park) utilisés depuis plusieurs années pour la commande des machines électriques. Ces modèles n'ont besoin que de quatre paramètres pour effectuer le diagnostic de défaut ce qui, dans certain cas, ne permet pas de localiser avec précision la défaillance. L'étape suivante est donc nécessairement le passage à un modèle de connaissance plus fin de la machine, tout en gardant la possibilité d'identifier les paramètres souhaités. Ces modèles peuvent être des modèles triphasés, qui s'affranchissent de l'hypothèse d'une machine magnétiquement équilibrée, ou encore des modèles à n phases, capables de refléter le fonctionnement de la machine sur une large bande de fréquences.

Des algorithmes spécifiques ont été élaborés pour l'estimation séquentielle de paramètres. Le filtre de Kalman apparaît comme le plus adéquat de tous mais aussi le plus délicat à mettre en œuvre. Tout d'abord, en tant qu'algorithme d'identification en temps réel, le filtre de Kalman étendu délivre un modèle adaptatif, capable de prendre en compte les évolutions normales des paramètres de la machine telles que la variation des résistances (en fonction de la température) ou encore la variation des inductances (en fonction du niveau de saturation). Par ailleurs, les paramètres estimés, eux-mêmes, permettent une première analyse des conditions de fonctionnement de la machine. Par exemple, une augmentation anormale de la valeur des résistances statoriques peut signifier un échauffement excessif et donc une dégradation progressive des enroulements.

### **I.6.2 Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park**

Cette méthode à projeter les axes statoriques (a, b, c) de la machine triphasée selon deux axes direct (d) et en quadratique (q). On obtient par cette transformation les vecteurs de Park des courants, des tensions et des flux. Pour le moteur sans défauts, la fonction  $I_q=f(I_d)$  donne une forme circulaire centrée à l'origine avec un diamètre égal à l'amplitude du courant statorique. Ce cercle représente la forme de Lissajous spécifique au cas du moteur sain.

La stratégie de cette méthode consiste à comparer deux formes de Lissajous pour les deux cas avec et sans défaut. Le fait que pour la machine défectueuse la courbe de Lissajous change de forme nous conduit à déduire l'existence d'un défaut.

### 1.6.3. Analyse des signaux vibratoires

L'analyse des défaillances des moteurs électriques par les signaux vibratoires et acoustiques permet une détection de quasiment tous les défauts, notamment ceux mécaniques, pouvant se produire sur le processus. Cette analyse peut être réalisée à partir de capteurs, généralement des accéléromètres, placés sur les paliers dans les directions verticales, axiales et radiales.

Types de défaut	Signatures (analyse vibratoire)	Commentaires
Rupture de barres Rupture de portions d'anneaux	$f_r \pm 2.g.f_s$ (g : glissement)	Les vibrations axiales augmentent avec le nombre de barres cassées
Excentricité Statique Dynamique	Excentricité statique : $1 sf$ . ou des composantes à $N_r \cdot f_r \pm f_s$ Excentricité dynamique : $f_r \pm 2.g.f_s$ ou $f_r$	L'excentricité dynamique est fonction du temps et de l'espace L'excentricité statique est fonction de l'espace seulement
Désalignement	$f_r$ et $2 f_r$ . principalement	Vibrations plus importantes dans la direction axiale
Déséquilibre mécanique	$f_r$	Au niveau de la charge notamment Vibrations plus importantes dans la direction radiale
Défaillance des paliers	$n.f_e$ et $n.f_i$ $f_i \pm n.f_r$ avec n un nombre entier : 1,2,...	Bagues externes Bagues internes Ces composantes fréquentielles sont modulées par la vitesse

**Tableau. 1. 2. Analyses vibratoires, signatures fréquentielles**

Cependant, ces analyses vibratoires comportent certains inconvénients :

- problème d'accessibilité,
- difficultés rencontrées dans les connexions mécaniques des accéléromètres pour effectuer les mesures nécessaires au voisinage direct du défaut.

De plus, le coût de ces capteurs reste relativement élevé par rapport aux autres capteurs tels que les capteurs de vitesse ou de courant.

Pour s'affranchir de ces problèmes, les recherches focalisent leurs efforts pour détecter et localiser les défauts par l'analyse d'autres signaux.

Dans la section suivante, les études concernant l'analyse du spectre du flux dans l'entrefer, du flux axial et même du flux de fuite des têtes de bobines sont présentées.

### 1.6.4. Analyse des flux

Tout déséquilibre quel qu'il soit, magnétique, mécanique, électrique ou bien encore électromagnétique, situé au rotor ou au stator, peut affecter la conversion électromécanique et la répartition de champ dans et hors de la machine. Des études ont donc été menées pour extraire de la mesure des flux d'entrefer, axial ou de fuite des signatures caractéristiques de

certains défauts. Pour cela, des bobines exploratrices sont placées à l'extérieur de la machine, parallèlement et perpendiculairement à l'axe du rotor.

En met en évidence les composantes fréquentielles du flux de fuite dans l'axe du rotor, qui permettent de détecter et d'identifier des courts-circuits dans les enroulements statoriques.

En déduit les fréquences caractéristiques suivantes :

$$k \cdot f_s \pm n \cdot f_r$$

Avec  $n$  et  $k$  des nombres entiers et  $k$  impair

Ces composantes présentent dans le spectre du flux pour une machine saine, vont augmenter avec l'apparition d'un défaut.

Certaines composantes du flux axial permettent de détecter d'éventuels défauts liés aux barres rotoriques et aux paliers (roulements). Les composantes à prendre en compte pour les barres sont définies dans le tableau (I. 3). En ce qui concerne les paliers, les auteurs se focalisent sur les raies situées dans la plage de fréquence 600 Hz à 900 Hz pour une alimentation 50 Hz.

$f_s$	$(5 - 4g)f_s$
$(2g - 1)f_s$	$(6g - 5)f_s$
$(3 - 2g)f_s$	$(7 - 6g)f_s$
$(4g - 3)f_s$	$(8g - 7)f_s$

**Tableau. I. 3. Fréquences caractéristiques du flux axial**

### I.6.5. Analyse du couple électromagnétique

Certains défauts mécaniques peuvent être détectés par la recherche d'harmoniques dans le spectre du couple électromagnétique mesuré, résultant d'une interaction entre le flux et le courant. Ce couple peut être reconstruit, soit à partir de deux des trois courants statoriques, soit en utilisant un modèle physique de la machine.

L'utilisation de ce signal peut s'avérer un bon choix pour la détection des défauts de charge. En effet, les variations du couple de charge vont induire des variations du flux et du courant dans la machine. De même la torsion de l'arbre, entraîne l'apparition d'harmoniques dans le spectre du couple.

Les oscillations de couple, provoquées par certains défauts rotoriques, peuvent servir à détecter ceux-ci. Montre par une analyse théorique et des essais, comment le spectre du couple se trouve modifié lorsqu'un des deux anneaux d'une cage est cassé. Analyse le couple électromagnétique d'une machine asynchrone présentant des portions d'anneaux cassées. Dans le tableau (I.4) sont présentés les résultats obtenus concernant les variations des harmoniques du couple en présence de défaut pour une alimentation 50 Hz.

Avec :

50 Hz	100 Hz	200 Hz	300 Hz	700 Hz	800 Hz
					

**Tableau I. 4. Evolution des différents harmoniques du couple en présence de ruptures d'anneaux**

A partir d'un modèle de la machine, en procède à l'estimation des composantes du flux rotorique dans un repère 'd-q' lié au stator dans le but d'observer le couple électromagnétique  $C_e$ . Il constate qu'une dissymétrie électrique du rotor fait apparaître des harmoniques de dents rotoriques, ce qui modifie le champ d'entrefer. Le problème peut alors être détecté en analysant les fréquences d'encoches présentés dans le spectre du couple estimé  $C_e$  :

$$f_{sb} = \left[ \frac{N_r (1-g)}{p} \pm n \right] \pm 2 \cdot g \cdot f_s \quad (\text{I-2})$$

$f_{sb}$  : fréquence d'encoche au rotor

$N_r$  : nombre d'encoches au rotor

$f_s$  : fréquence d'alimentation (fréquence des courants statoriques)

$n = 1, 2, 3, 4, \dots$

$g$  : le glissement

Pour une alimentation à 50 Hz, porte l'attention sur la variation d'amplitude des raies à 600 et 900Hz en présence de barres cassées et des deux premiers harmoniques du couple qui augmentent en présence d'excentricité.

En utilise le modèle triphasé pour estimer le flux statorique, ce qui permet d'estimer le couple utile  $C_u$ . Or, en présence d'excentricité, le spectre du couple  $C_u$  présente des informations aux fréquences :

$$f_{Cu} = n \cdot \left( 1 - \frac{1+g}{p} \right) \cdot f_s \quad (\text{I-3})$$

De même que le spectre du courant présente des raies aux fréquences :

$$f_{ex} = \left( 1 \pm n \frac{1-g}{p} \right) \cdot f_s \quad (\text{I-4})$$

Comme nous venons de le voir, les signaux permettent de détecter un grand nombre de défauts sur la machine. Cependant, ces signaux nécessitent la mise en place d'un grand nombre de capteurs (flux, couplemètre, accéléromètres, transducteurs,...) souvent onéreux, sensibles et délicats à placer dans des environnements contraignants.

Mais il présente l'efficacité et le potentiel de l'analyse des courants du stator pour détecter les défauts (déséquilibre de phase, court-circuit de spires, ruptures de barres rotoriques, excentricité d'entrefer, etc.). En effet, il compare le spectre du courant d'alimentation du moteur avec celui du signal vibratoire. Il en déduit, bien que les spectres ne soient pas totalement identiques, que les informations présentent dans le courant correspondent à celles contenues dans les vibrations avec en plus les informations propres aux phénomènes électriques (glissement,...).

Cette approche de surveillance des entraînements électriques a été largement utilisée depuis ces dix dernières années; elle est connue sous le nom de MCSA (Motor Current Signature Analysis).

L'avantage, comparé aux signaux précédents, est que les capteurs de courants sont désormais présents dans tous les systèmes de commande des entraînements électriques et offrent donc, un accès aisé à la mesure sans une implémentation (de capteur) supplémentaire.

### 1.6.6. Détection des défauts par analyse des courants statoriques

La mesure des signaux puis leurs traitements dans le domaine fréquentiel ne peuvent servir, que si les composantes fréquentielles définies pour chaque défaut, sont connues.

Il y a plusieurs techniques pour effectuer l'analyse des courants. La plus utilisée est de réaliser une analyse fréquentielle (FFT par exemple) directement sur les courants statoriques

$I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  ou  $I_{sc}$ . Cette méthode, connue sous le nom de MCSA, est largement employée depuis ces dernières années. Mais, bien qu'elle permette d'obtenir de bons résultats, elle présente quelques inconvénients. En effet, prenons un exemple ; la signature fréquentielle au défaut "barres cassées" est la forte modulation des harmoniques du courant par la fréquence de glissement. Dans cette analyse fréquentielle, il est préférable de faire une étude globale sur les courants car un défaut rotor est visible sur le spectre des trois courants de ligne. Mais faire une FFT sur chaque courant risque d'être pénalisant en temps de calcul.

C'est pour cela que nous avons opté pour l'analyse spectrale de la combinaison des trois courants, réalisée à l'aide de la matrice de Fortescue (composantes symétriques).

### 1.6.7. Préconditionnement des courants statoriques pour l'analyse fréquentielle

De manière générale, tout système de trois grandeurs de même nature et de même fréquence est la superposition de trois systèmes équilibrés de même fréquence : un système triphasé direct, un système triphasé inverse et un système homopolaire.

En pratique, cela signifie que le système des trois tensions ou des trois courants, peut être représenté par les composantes  $X_d$ ,  $X_q$  et  $X_0$  (tensions ou courants) telles que :

- $X_d$  représente la composante symétrique directe
- $X_q$  représente la composante symétrique inverse
- $X_0$  représente la composante homopolaire

Les équations donnant les composantes symétriques des tensions et des courants (Transformation de Fortescue) sont les suivantes :

$$X_d = \frac{1}{3}(X_{sa} + aX_{sb} + a^2X_{sc}) \quad \text{(I-5)}$$

$$X_q = \frac{1}{3}(X_{sa} + a^2X_{sb} + aX_{sc}) \quad \text{(I-6)}$$

$$X_0 = \frac{1}{3}(X_{sa} + X_{sb} + X_{sc}) \quad \text{(I-7)}$$

Ainsi l'expression de la composante symétrique directe (équation précédent), notée  $I_{sd}$  et obtenue à partir de la combinaison des trois courants statoriques  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$ ,  $I_{sc}$  et de la matrice de Fortescue est :

$$I_{sd} = \frac{1}{3}(I_{sa} + a I_{sb} + a^2 I_{sc}) \quad \text{(I-8)}$$

Où l'opérateur  $a$  représente une rotation de  $\frac{2\pi}{3}$  :  $a = e^{\frac{j2\pi}{3}}$

### 1.6.8. Signatures basées sur l'échauffement de la machine

La machine est le siège de pertes (mécaniques, électriques et magnétiques, ...) mais aussi de pertes supplémentaires dues à certaines défaillances. Ces pertes provoquent un échauffement des matériaux et en particulier des isolants.

A partir de la modélisation thermique de la machine asynchrone par un modèle approché à un corps, l'échauffement de celle-ci peut se déduire de la formulation suivante :

$$\Delta\theta(t) = R_t P_{tot} \left( 1 - e^{-\frac{1}{R_t C_t} t} \right) = \Delta\theta_m \left[ 1 - e^{-\frac{1}{\tau_{th}} t} \right] \quad \text{(I-9)}$$

$P_{tot}$  : Puissance dissipée par la machine (pertes totales)

$R_t$  : Résistance thermique

$C_t$  : Capacité thermique

$R_t P_{tot} = \Delta\theta_m$  : Avec  $\Delta\theta_m$ , échauffement maximal permanent qui ne devra jamais dépasser le  $\theta_l$  limite des isolants

$\tau_{th} = R_t C_t$  : Constante de temps thermique

Si l'on tient compte de la variation de la résistance en fonction de la température, l'expression précédente devient alors :

$$\Delta\theta(t) = \Delta\theta_m^* \left( 1 - e^{-\frac{1}{\tau_{th}^*} t} \right) \quad \text{(I-10)}$$

$\Delta\theta_m^* = R_t^* P_{tot} = \frac{\Delta\theta_m}{1 - \alpha \Delta\theta_m}$  : Valeur finale de l'échauffement,

$R_t^* = \frac{R_t}{1-\alpha \Delta\theta_m}$  : Valeur de la résistance en fonction de la température, avec  $\alpha$  le coefficient de température de la résistance

$\tau_{th}^* = C_t R_t^* = \frac{\tau_{th}}{1-\alpha \Delta\theta_m}$  : Constante de temps thermique

Ainsi pour connaître l'échauffement présent au niveau de la machine, la puissance dissipée par celle-ci, c'est-à-dire ses pertes, doit être calculée.

A partir d'un essai à vide réalisé sur la machine, il est possible de déduire les pertes à vide, appelée généralement pertes constantes et notée  $P_{cste}$  (elles regroupent en fait les pertes mécaniques et les pertes fer au stator. Ensuite, à l'aide d'un essai en charge, il reste à déterminer les pertes par effet joules rotoriques  $P_{jr}$  et statoriques  $P_{js}$ . Au final, la somme totale des pertes vaut :

$$P_{tot} = P_{js} + P_{jr} + P_{cste} \quad \text{(I-11)}$$

A partir de l'expression précédente, et connaissant maintenant la puissance dissipée  $P_{tot}$ , il est possible d'estimer l'échauffement au niveau de l'induit.

Pour cela, la formulation suivante, tirée de l'équation **(I-10)**, est utilisée, prenant en compte la variation de résistance d'induit :

$$\Delta\theta(t) = R_t P_{tot} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th}^*}} \right) \quad \text{(I-12)}$$

## 1.7 Conclusion

Nous avons dans ce chapitre, donnée quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil, ou nous avons montré que les principaux éléments de constitution d'une machine asynchrone triphasé peuvent présenter des défaillances qui induisent, pour la plupart d'entre elles, un arrêt intempestif de la machine asynchrone. C'est pour pallier ce problème que le diagnostic de défaut a pris une importance de plus en plus grandissant dans le milieu industriel. Nous nous sommes volontairement attardés sur les bobinages statoriques en détaillant les différents défauts fréquemment rencontrés. De même, au rotor, nous avons dénombré les principaux défauts qui peuvent survenir soit dans la phase de fabrication, soit dans celle d'utilisation.

Nous avons présenté une synthèse des différentes techniques de diagnostic ainsi nous avons abordé les méthodes de détection existantes à la machine asynchrone à cage d'écureuil.

CHAPITRE II  
**CHAPITRE II**  
**METHODOLOGIE**  
**DE MODELISATION**  
**DE L'ACTIONNEUR**  
**ASYNCHRONE**

## CHAPITRE II

### METHODOLOGIE DE MODELISATION DE L'ACTIONNEUR ASYNCHRONE EN MODE DEGRADEE

#### II-1 INTRODUCTION

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et clair, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette présentation est une aide intéressante pour calculer certaines commandes.

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapide, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion.

Ce chapitre traitera la modélisation d la machine asynchrone, en premier temps nous détaillons le modèle de la machine asynchrone à cage d'écurieul en absence des défauts, puis nous introduisons les différentes défaillances dans ce modèle. Ainsi nous présentons dans ce chapitre le principe de fonctionnement de l'onduleur multi-niveaux.

#### II.2 MODELE DE LA MACHINE EN L'ABSENCE DE DEFAILLANCE

##### II.2.1 STRUCTURE DU STATOR

Le stator de la machine étudiée est un stator triphasé de  $m$  encoches statoriques. Une phase statorique est composée de plusieurs bobines logées dans les encoches du stator. Ces bobines statoriques sont placées de sorte à obtenir une distribution de la force magnétomotrice la plus sinusoïdale possible le long de l'entrefer. La figure (II.1) donne une représentation de la modélisation choisie pour les trois phases statoriques de la machine asynchrone. La valeur des inductances est fonction du nombre de bobines ainsi que du type de bobinage mis en place dans les encoches statoriques (concentrique, imbriqué, ...), celle des résistances dépend essentiellement de la longueur, de la section et du type de cuivre utilisé.

[89][55]

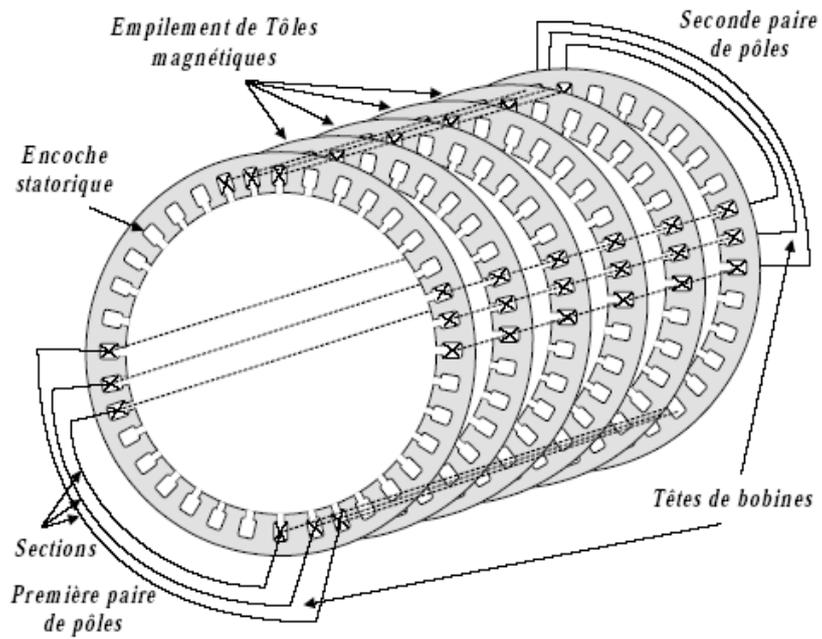


Figure II.1 Enroulements statoriques d'une phase d'une machine à 4 pôles

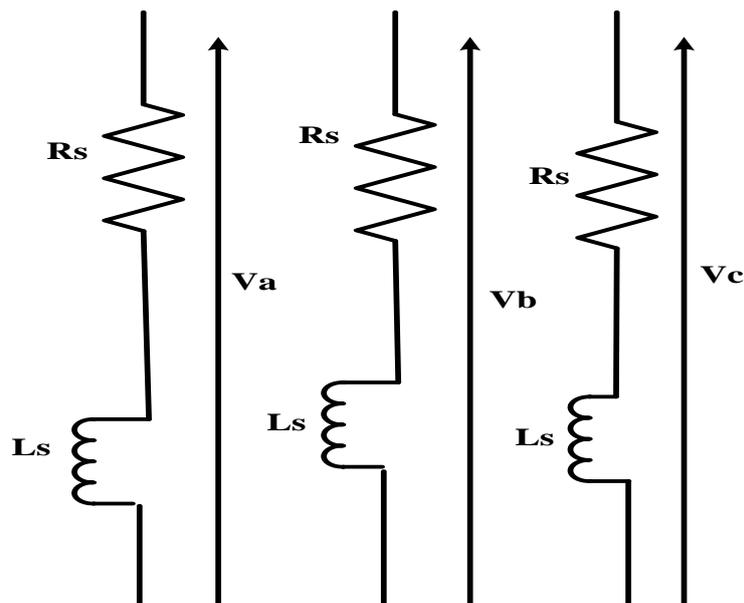


Figure II.2 : Structure adoptée pour modéliser le stator

## II.2.2 STRUCTURE DU ROTOR

La cage d'écuriel de la machine asynchrone se compose de  $Nr$  encoches rotoriques qui peuvent être soit ouvertes soit fermées sur l'entrefer. La cage rotorique peut se décomposer en  $(Nr+1)$  circuits électriques rotoriques indépendants. En effet, si on considère deux barres rotoriques adjacentes ainsi que les segments d'anneau de court-circuit les reliant, nous obtenons une boucle rotorique fermée qui peut être étudiée sous forme de circuit électrique.

Un des anneaux de court-circuit crée par conséquent une boucle supplémentaire ce qui porte le nombre de boucles totales à  $(Nr+1)$ . On associe à chacune de ces boucles un courant, ce qui amène à calculer  $(Nr + 1)$  courants rotoriques. Chaque barre rotorique est modélisée par une inductance en série avec une résistance, tout comme chaque segment d'anneau de court-circuit. La figure II.2 donne la forme des circuits électriques adoptée pour la modélisation de la cage d'écureuil rotorique. [55][66]

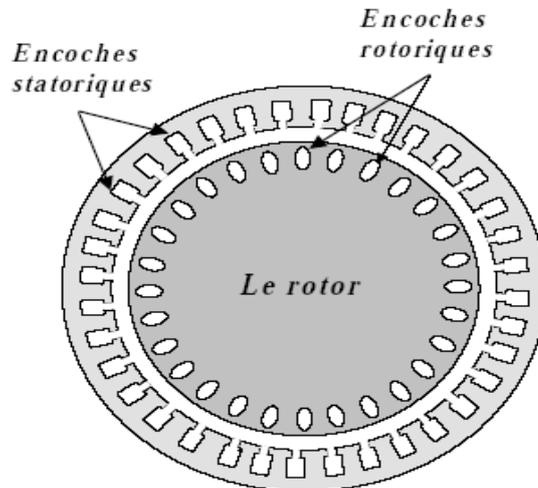


Figure II.3 Rotor a cage d'ecureuil

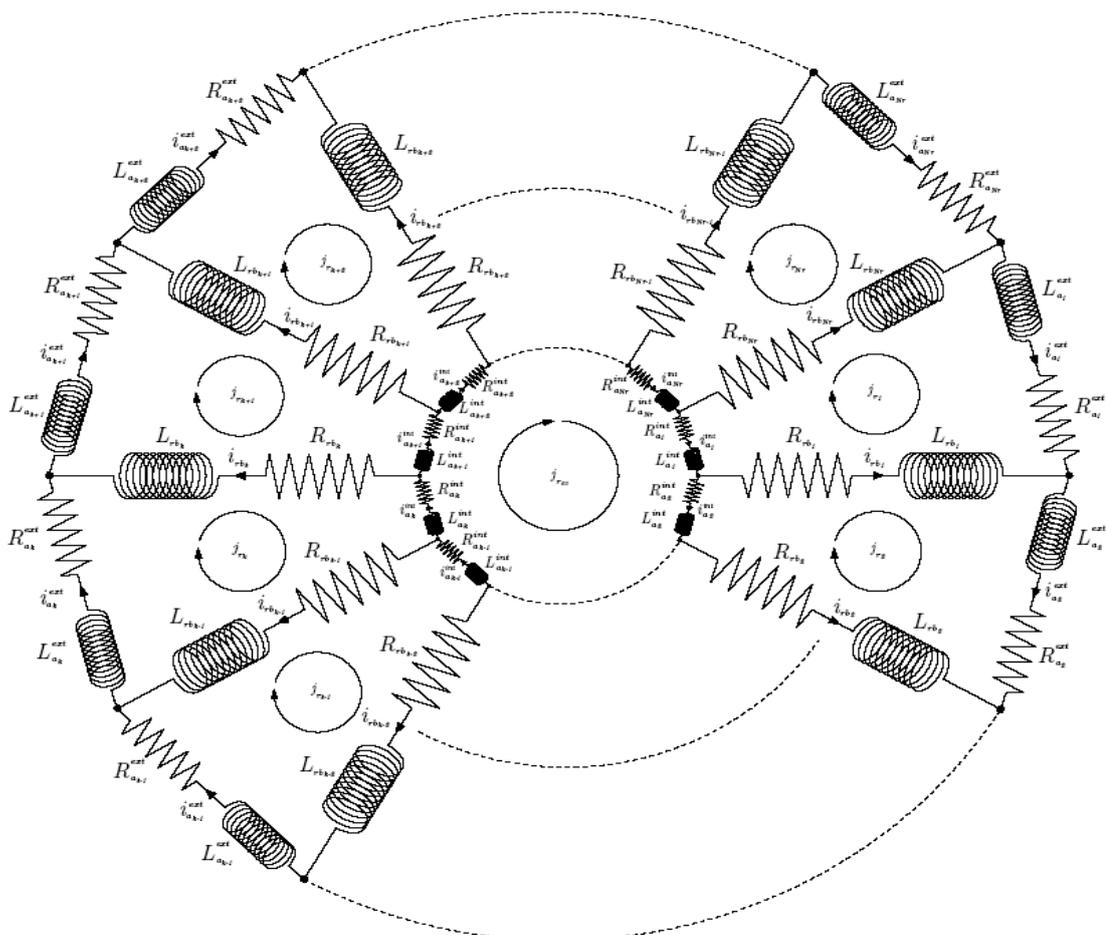


Figure II.4. Circuits électriques adoptés pour la modélisation de la cage rotorique

### II.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour modéliser la machine asynchrone à cage d'écureuil, nous utiliserons la méthode des circuits électriques multiples couplés magnétiquement pour donner un modèle physique envisageant tout les modes de fonctionnement de la machine asynchrone.

Tout type de modélisation ne peut se faire sans poser quelques hypothèses simplificatrices qui font l'objet de la modélisation. Le regroupement des équations des circuits électriques statoriques et rotoriques sous forme d'un modèle global permet la résolution numérique.

#### HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Dans l'approche proposée, on suppose que :

1. le circuit magnétique est linéaire (perméabilité relative du fer très grande devant  $l$ ) :

Cette hypothèse permet d'introduire le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques et rotoriques.

2. l'effet de peau est négligeable.

3. les barres rotoriques sont isolées les unes des autres : cette hypothèse permet d'éliminer les courants d'inter-barres et leurs effets au sein de la cage rotorique.

4. les pertes fer de la machine, les effets capacitifs et les effets thermiques sont négligeables dans la construction du modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

#### II.4 MODELE MATHEMATIQUE DE LA MAS

La machine asynchrone se compose :

- D'un circuit statorique fixe et rotorique mobile comportant trois enroulements identiques décalés dans l'espace entre eux d'un angle de  $2\pi/3$
- Ces trois enroulements statoriques sont couplés en étoile et court circuit

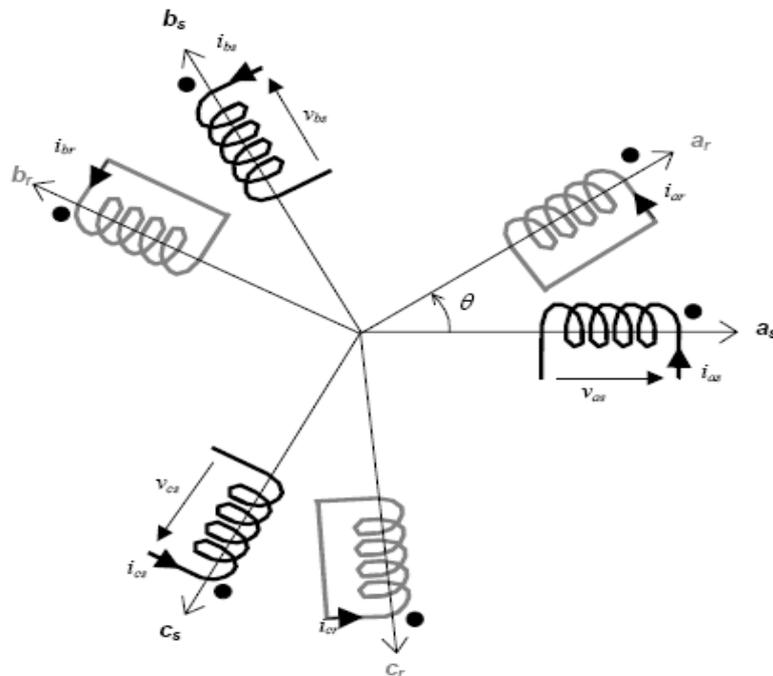


Figure II-5 : Représentation symbolique de la Machine asynchrone

$\theta$  : Angle électrique de rotation du rotor mesurée entre l'axe magnétique de la phase statorique  $a_s$  et de la phase rotorique  $a_r$

## II.4.1 EQUATION ELECTRIQUE ET MAGNETIQUE

D'une manière générale, les équations régissant le fonctionnement électrique de la machine en fonction de flux  $\Phi$ , du courant  $I$ , de la tension  $V$ , des inductances  $L$  et des résistances  $R$ , la loi de Faraday permet d'écrire :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}[\Phi] \quad (\text{II-1})$$

$$[\Phi] = [L][I] \quad (\text{II-2})$$

### II.4.1.1 EQUATION DES TENSIONS

Pour les trois phases statorique on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}]$$

Donc on à :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

De même pour le rotor:

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}]$$

Le rotor étant en court circuit, ces tensions est nul :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

Ou:

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

### II.4.1.2. EQUATION DE FLUX

Pour évaluer les flux, on suppose que l'entrefer étant constant, le stator et le rotor étant triphasé et de construction symétrique, les inductances propres et mutuelles entre phases d'un même enroulement sont constantes et égales.

Chaque flux comporte une interaction entre les courants de toutes les phases comprises la sienne (notation de flux/inductance propre).

Le flux magnétiques traversant chaque phase statorique et rotorique sont décrits par :

$$\text{Au stator: } \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_{ss}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [L_{sr}] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

$$\text{Au rotor: } \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_{rr}] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + [L_{rs}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Ou:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & L_r & M_{rr} \\ M_{rr} & M_{rr} & L_r \end{bmatrix}$$

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

Notons que  $[L_{rs}] = [L_{sr}]^T$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur :

-Un nombre important de variables couplées entre elles

-Les paramètres des équations différentielles et les matrices  $[L_{sr}]$  et  $[L_{rs}]$  dépendant de l'angle de rotation  $\theta$  et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage

L'équation de la MAS :  $V = RI + \frac{d\Phi}{dt}$  cette équation à des coefficients variables dans le temps donc difficile à manipuler. Pour remédier à ce problème, on cherche une transformation linéaire des variables triphasées de la machine.

Cette transformation permet la réduction de la complexité du système à étudier, on peut citer la transformation de **park (dq)**, **Clark** et **concordia ( $\alpha\beta$ )**.

## II.5 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de **park** permet de réduire la complexité du système d'équation **(II-3)**, **(II-4)**, **(II-5)**, **(II-6)**. Elle consiste à remplacer les trois phases statorique et rotorique du système triphasé (d, q, h) constitué des grandeurs équivalentes (d, q) et une composante homopolaire (h) qui n'est pas pris en compte dans le modèle usuel de la machine **(FigII-6)**.

La transformation de **park**  $P(\theta)$  permet le passage des composantes  $X_{abc}$  du système triphasé aux composantes  $X_{dq}$ , ce système tourne à vitesse qui dépend des grandeurs statorique ou rotorique. [2][92][44] [19] [90] [54].

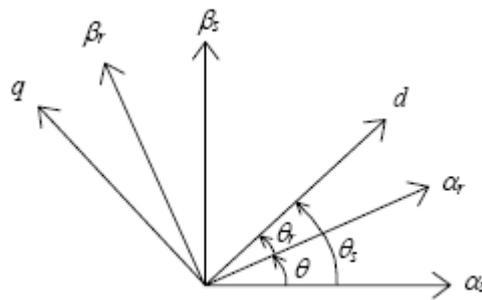


Figure II-6 : Repère de Park

Avec

$\theta_s$  : Angle électrique (od)/stator

$\theta = \theta_s - \theta_r$  : (angle de glissement), angle électrique (od)/rotor

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad , \quad \omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \quad , \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

### II.5.1 TRANSFORMATION DIRECT DE PARK

Le passage de système diphasé dq vers le système triphasé abc :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta)_{23} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \Rightarrow [X_{dq}] = P(\theta)_{23} [X_{abc}] \quad \text{(II-7)}$$

Avec

$$P(\theta)_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

### II.5.2 TRANSFORMATION INVERSE DE PARK

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P(\theta)_{23}^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \Rightarrow [X_{dq}] = P(\theta)_{23}^{-1} [X_{abc}] \quad (\text{II-8})$$

Avec

$$P(\theta)_{23}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$\theta$  : représente l'angle de transformation qui dépend du repère choisi et des grandeurs statorique ou rotorique.

IL est démontré que pour un système équilibré, la composante homopolaire h du repère est nulle. [16][2][33] [5] [86].

### II.5.3 EQUATION ELECTRIQUE

Le modèle électrique générale de la machine asynchrone est décrit par un système d'équation non linéaire quelque soit le référentiel d'étudier. Ainsi pour le cas d'un repère d'axes (d, q)

tournant à  $\omega_s = \frac{d\theta}{dt}$ , par rapport au stator, le modèle électrique de la MAS est décrit par le système d'équation (II-20).

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

## II.5.4 EQUATION MAGNETIQUE

Les relations entre le flux et le courant s'écrivent suivant les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Avec :

$L_s$  : inductance propre cyclique du stator

$L_r$  : inductance propre cyclique du rotor

$L_m$  : inductance propre cyclique stator- rotor

**L'équation mécanique peut être écrite sous la forme :**

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) - C_r - f \Omega \quad (\text{II-11})$$

## II.6 LE MODELE DE LA MACHINE EN REPRESENTATION D'ETAT

La représentation d'état de la machine asynchrone dépend du choix du repère et des variables d'état pour les équations électrique. On écrit les équations dans le repère (d,q) car c'est la solution la plus générale., le choix des variables d'état dépend des objectifs soit de la commande et de l'observation. Pour le modèle complet, on considère la vitesse mécanique  $\Omega$  est un variable d'état. Nous avons choisi comme variable d'état, les deux courant statoriques, les deux flux rotoriques et la vitesse mécanique, notre choix et donc le vecteur d'état suivant : [19] [67] [2].

$$X^t = [\Omega \quad I_{sd} \quad I_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]$$

Ce choix de variable se justifie d'une part, par le fait que les courants statorique sont mesurables et d'autre part par ce que l'on veut contrôles la norme du flux rotorique.

### II.6.1 REPRESENTATION D'ETAT DE LA MACHINE DANS LE REPERE (dq)

Le modèle de la MAS dans le repère (dq) donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{n_p L_m}{J L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega \\ \frac{dI_{sd}}{dt} = -\lambda I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{K}{\tau_r} \Phi_{rd} + n_p \Omega K \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \lambda I_{sq} - n_p \Omega K \Phi_{rd} - \frac{K}{\tau_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - n_p \Omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - (\omega_s - n_p \Omega) \Phi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{II-12})$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad , \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel} \\ K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad , \quad \lambda = \frac{1}{\tau_s \sigma} + \frac{1}{\tau_r} \left( \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \end{array} \right.$$

## II-6-2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPERE

( $\alpha\beta$ )

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé  $abc$  vers un système diphasé  $\alpha\beta$ . Il existe principalement deux Transformations : Clarke et Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 3/2). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes. [15]

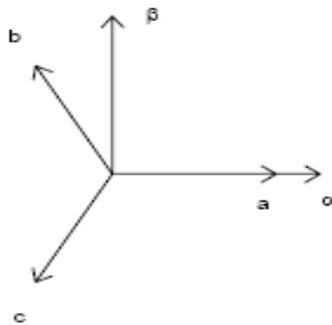


Figure II-7 : Transformation abc- $\alpha\beta$

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
passer d'un système triphasé $abc$ vers un système diphasé $\alpha\beta$	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = T_{23} [x_{abc}]$ avec $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = C_{23} [x_{abc}]$ avec $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

**Tableau II-1 : transformation de Clarke et Concordia**

passer d'un système diphasé $\alpha\beta$ vers un système triphasé $abc$	
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{c-à-d } [x_{abc}] = T_{32} [x_{\alpha\beta}]$ avec $T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{c-à-d } [x_{abc}] = C_{32} [x_{\alpha\beta}]$ avec $C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

**Tableau II-2 : transformation inverse de Clarke et Concordia**

Le choix de matrice de passage non normée (Clarke) est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs  $d$   $q$  ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$  que l'on verra par la suite). En effet, cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur. Mathématiquement parlant, le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation direct et inverse.

Le modèle de la machine dans le repère  $(\alpha\beta)$  peut être obtenu du modèle précédant en prenant  $\omega_s$ .

$\alpha$	Repère ( $\alpha\beta$ )	Repère (dq)
Grandeur statorique	0	$\theta_s$
Grandeur rotorique	$\theta$	$\theta_s - \theta$

**Tableau II-3 : Angle de transformation  $\alpha$  selon le repère choisi**

A partir du système d'équation (II-12) et du tableau (II-3), et en remplaçant le repère (d,q) par le repère ( $\alpha\beta$ ), on obtient un système d'équation d'état non linéaire qui est donné par : [67]

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Omega \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{n_p L_m}{J L_r} (\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega \\ -\frac{1}{\tau_r} \Phi_{r\alpha} - n_p \Omega \Phi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} I_{s\alpha} \\ n_p \Omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} I_{s\beta} \\ \frac{K}{\tau_r} \Phi_{r\alpha} + n_p K \Omega \Phi_{r\beta} - \gamma I_{s\alpha} \\ -n_p K \Omega \Phi_{r\alpha} + \frac{K}{\tau_r} \Phi_{r\beta} - \gamma I_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Omega = \frac{\omega_r}{n_p} = \frac{(\omega_s - \omega)}{n_p} \\ \gamma = \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2 \sigma L_s} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \end{array} \right.$$

$\tau_r$  : Constante de temps rotorique

Le choix des variables d'état des courants statorique  $I_{s\alpha}$ ,  $I_{s\beta}$  se justifié par le fait qu'ils sont mesurables, tandis que celui du flux rotorique  $\Phi_{r\alpha}$ ,  $\Phi_{r\beta}$  se justifie par le fait que l'on veut contrôler la norme du flux rotorique.

## II-7-MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC DEFAUTS STATORIQUES DE TYPE COURT-CIRCUIT

Il s'agit de modéliser une machine effective équivalente dont le stator et le rotor sont toujours constitués de trois phases identiques parcourues par des courants triphasés. Pour prendre en compte l'existence de spires en court-circuit au stator de la machine asynchrone, on introduit une bobine supplémentaire court-circuitée dont le nombre de spires  $n_{cc}$  est égal au nombre de spires en défaut dans la machine [82]. Ainsi, en présence d'un déséquilibre statorique, la machine comporte, en plus des bobinages triphasés statoriques d'axes  $a_s, b_s, c_s$  et rotoriques d'axe  $a_r, b_r, c_r$ , un bobinage court-circuité à l'origine du champ stationnaire par rapport au stator, créé en situation de défaut.

La figure (II-8) illustre le stator d'une machine asynchrone à une paire de pôles avec court-circuit sur la phase  $b_s$  du stator. On peut constater que le défaut fait apparaître dans la machine un nouveau bobinage  $B_{cc}$ , dont le nombre de spires est égal au nombre de spires en court-circuit et la direction égale à  $\frac{2\pi}{3}$  (direction de la phase  $b_s$ ). Afin de définir ce défaut, il est nécessaire d'introduire deux paramètres :

⊕- L'angle électrique, noté  $\theta_{cc}$ , repérant le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase  $a_s$ . Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et ne peut prendre que les trois valeurs  $0, \frac{2\pi}{3}$  ou  $-\frac{2\pi}{3}$ , correspondant respectivement à un court-circuit sur les phases  $a_s, b_s$  ou  $c_s$ .

⊕- Le rapport de court-circuit noté  $n_{cc}$  égal au rapport du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut. Ce paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de spires en court-circuit. [17] [60] [32]

### II-7-1-MODELISATION DANS LE REPERE TRIPHASÉ

Les équations électriques des trois phases statoriques et rotoriques servent de point de départ à l'élaboration du modèle dynamique de la machine asynchrone à cage. Une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil est constituée au stator de trois bobines alimentées par une source triphasée et au rotor, de trois bobines effectives équivalentes en court-circuit.

On définit les vecteurs des tensions et courants statoriques par  $V_s$  et  $I_s$  ainsi que le vecteur des courants rotoriques par  $I_r$  sur les trois bobinages triphasés au stator et au rotor :

$$V_s = \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}, \quad I_s = \begin{pmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{pmatrix}, \quad I_r = \begin{pmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{pmatrix} \quad \text{(II-15)}$$

Lorsqu'un court-circuit de spires apparaît, l'application du théorème d'Ampère montre qu'il se crée en plus du champ tournant, une excitation magnétique stationnaire notée  $H_{cc}$  de pulsations due au nouveau bobinage court-circuité  $B_{cc}$  parcouru par un courant de court-circuit  $I_{cc}$  (Fig. II-8) [82] [77] [9] [34].

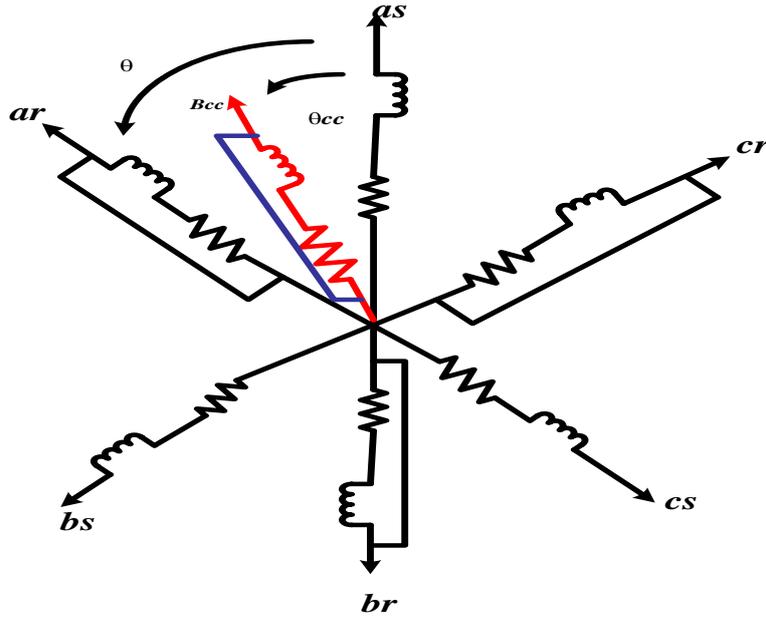


Figure II-8 : Enroulements triphasés avec court-circuit

En faisant l'hypothèse de la linéarité, cette situation est donc équivalente à un fonctionnement « commun » produisant un champ tournant, et d'un fonctionnement « différentiel » à l'origine d'un champ supplémentaire orienté selon l'axe de la bobine en défaut. Les équations de tensions et de flux de la machine asynchrone en défaut de court-circuit s'écrivent alors :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{II-16})$$

$$[0] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II-17})$$

$$[0] = [R_{cc}] [I_{cc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{cc}] \quad (\text{II-18})$$

$$\Phi_s = [L_s] I_s + [M_{sr}] I_r + [M_{scc}] I_{cc} \quad (\text{II-19})$$

$$\Phi_r = [M_{rs}] I_s + [L_r] I_r + [M_{rcc}] I_{cc} \quad (\text{II-20})$$

$$\Phi_{cc} = [M_{ccs}] I_s + [M_{ccr}] I_r + [L_{cc}] I_{cc} \quad (\text{II-21})$$

Ou

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{psa} + L_{f_{sa}} & -\frac{L_{sab}}{2} & -\frac{L_{sac}}{2} \\ -\frac{L_{sab}}{2} & L_{psb} + L_{f_{sb}} & -\frac{L_{sbc}}{2} \\ -\frac{L_{sac}}{2} & -\frac{L_{sbc}}{2} & L_{psc} + L_{f_{sc}} \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{pra} + L_{fra} & -\frac{L_{rab}}{2} & -\frac{L_{rac}}{2} \\ -\frac{L_{rab}}{2} & L_{prb} + L_{frb} & -\frac{L_{rbc}}{2} \\ -\frac{L_{rac}}{2} & -\frac{L_{rbc}}{2} & L_{prc} + L_{frc} \end{bmatrix}$$

$$[M_{Sr}] = \begin{bmatrix} M_{Sara} \cos \theta & M_{Sarb} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & M_{Sarc} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_{Sbra} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & M_{Sbrb} \cos \theta & M_{Sbrc} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_{Scra} \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) & M_{Scrb} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & M_{Scrc} \cos \theta \end{bmatrix}$$

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

$R_{sx}$  (resp.  $R_{rx}$ ) : Résistance propre d'une phase statorique (resp. rotorique)

$L_{psx}$  en compagnie de  $L_{fsx}$  : Inductance principale et inductance de fuite statorique

$L_{psx} + L_{fsx}$  : Inductance propre d'une phase statorique

$L_{prx}$  et  $L_{frx}$  : Inductance principale et inductance de fuite rotorique

$L_{prx} + L_{frx}$  : Inductance propre d'une phase rotorique

$L_{sxy}$  (resp.  $L_{rxy}$ ) : Mutuelle inductance entre deux phases statoriques (resp. rotoriques)

$M_{sxry}$  : Mutuelle inductance entre une phase statorique x et une phase rotorique y

$M_{scc}$  (resp.  $M_{rcc}$ ) : Mutuelle inductance entre une phase statorique (resp. rotorique) et la bobine en court-circuit

$\theta = n_p \theta_{m\acute{e}canique}$  : angle électrique de la position du rotor

$n_p$  : Nombre de paires de pôles

**Hypothèse.** Le modèle dynamique de la machine asynchrone est établi en tenant compte des hypothèses de base suivantes :

⊕- La machine est symétrique a entrefer constant.

⊕- La répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et du flux est sinusoïdale.

⊕- Le circuit magnétique n'est pas saturé et a une perméabilité constante.

⊕- Les pertes fer par hystérésis et courants de Foucault, l'effet de peau et les effets de dentures sont négligés.

⊕- L'effet des encoches est négligé.

⊕- La réduction de spires qui intervient dans une phase à la suite d'un court-circuit est négligeable.

Ainsi, l'ensemble de ces hypothèses permet d'écrire :

$$R_{sx} = R_s$$

$$R_{ry} = R_r$$

$$L_{psx} = L_{pry} = L_{sxy} = L_{rxy} = M_{sxry} = L_p$$

La machine décrite précédemment part du principe que les fuites magnétiques sont réparties à la fois au stator et au rotor. Cette répartition est purement arbitraire et il existe une infinité de solutions pouvant donner le même comportement dynamique entrée-sortie

[14] [34]. Dans un souci de simplification du modèle de la machine asynchrone, on choisit de totaliser les fuites magnétiques au stator. Ceci va nous permettre de réduire le nombre de paramètres régissant la dynamique de la machine. Ainsi, on peut écrire :

$$L_{fry} = 0 \quad (\text{II-22})$$

$$L_{fsx} = L_f$$

Aussi, on peut aisément écrire les différentes mutuelles inductances sous forme matricielle comme suit :

$$M_{sr}(\theta) = \frac{3}{2} L_p T_{32} P(\theta) T_{23} \quad (\text{II-23})$$

$$M_{rs}(\theta) = M_{sr}(\theta)^T = \frac{3}{2} L_p T_{32} P(-\theta) T_{23} \quad (\text{II-24})$$

Avec :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$T_{23} = T_{23}^T$$

$$T_{23} T_{32} = 1$$

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} : \text{matrice de rotation d'angle } \theta$$

Les résistances étant directement proportionnelles au nombre de spires, la résistance  $R_{cc}$  de la bobine  $B_{cc}$  s'écrit simplement en fonction de la résistance  $R_s$  des trois phases statoriques sans défaut :

$$R_{cc} = R_s n_{cc} \quad (\text{II-25})$$

$$n_{cc} = \frac{n_{cc}}{n_s} = \frac{\text{Nombre de spires en court circuit}}{\text{Nombre de spires sur une phase saine}} \quad (\text{II-26})$$

Le circuit magnétique emprunte par les lignes de champ coupant la bobine  $B_{cc}$  en court-circuit est identique à celui emprunte par les lignes de champ coupant la phase statorique en défaut (reluctance identique). Ainsi, on peut écrire les différentes inductances et mutuelles inductances de la bobine  $B_{cc}$  par rapport aux phases statoriques et rotoriques de la machine :

$$\begin{aligned} L_{cc} &= n_{cc}^2 (L_p + L_f) \\ [M_{ccs}] &= n_{cc} L_p \left[ \cos(\theta_{cc}) \quad \cos\left(\theta_{cc} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \cos\left(\theta_{cc} + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} n_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] T_{23} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
[M_{scc}] &= [M_{ccs}^T] = \sqrt{\frac{3}{2}} n_{cc} L_p T_{32} [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})]^T \\
[M_{ccr}] &= n_{cc} 3L_p \left[ \cos(\theta_{cc} - \theta) \cos\left(\theta_{cc} - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_{cc} - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
&= \sqrt{\frac{3}{2}} n_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] P(\theta) T_{23} \\
[M_{rcc}] &= [M_{ccr}^T] = \sqrt{\frac{3}{2}} n_{cc} L_p T_{32} P(-\theta) [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})]^T
\end{aligned}$$

## II-7-2-MODELISATION DANS LE REPERE DIPHASE

La transformation triphasé-biphasé aboutit à une famille de modèles de la machine asynchrone, où les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées sur deux axes en quadrature [11] [9]. L'idée de cette transformation repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé équilibré peut l'être aussi, à l'identique, par un système biphasé de deux bobines décalées de  $\frac{\pi}{2}$  dans l'espace, alimentées par des courants déphasés de  $\frac{\pi}{2}$  dans le temps. On se donne pour objectif que les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées. Dans notre étude et pour plus de simplicité, on établit en premier un modèle où les grandeurs sont dans le repère lié au stator.

Ainsi, l'enroulement équivalent aux trois phases du stator est formé de deux bobinages d'axes direct  $\alpha_s$  et en quadrature  $\beta_s$ . L'axe direct  $\alpha_s$  est confondu avec l'axe de la première phase  $a_s$  statorique. De même, au rotor, on substitue deux bobinages  $\alpha_r$  et  $\beta_r$  aux enroulements triphasés équivalents. On définit alors les grandeurs électriques ramenées au stator :

$$\text{Grandeurs statoriques : } x_{\alpha\beta s} = T_{23} x_s$$

$$\text{Grandeurs rotoriques : } x_{\alpha\beta r} = P(\theta) T_{23} x_r$$

Il est à noter que la transformation triphasé-biphasé est effectuée uniquement sur les grandeurs du régime sain (axes triphasés équilibrés de la machine). Le principe du modèle de défaut établi étant de découpler le mode commun (modèle triphasé équilibré) du mode différentiel correspondant à la bobine en défaut, le déséquilibre agit uniquement sur ce dernier. Ainsi, en présence d'un court-circuit, la machine devient certes non équilibrée du fait de la présence d'un champ supplémentaire au stator mais ce déséquilibre est directement traduit par le bobinage de défaut  $B_{cc}$ .

Les grandeurs de court-circuit sont localisées sur une direction axe au stator, leurs projections sur les axes  $\alpha_s$  et  $\beta_s$  permettent de leur associer des vecteurs stationnaires par rapport au stator:

$$I_{\alpha\beta cc} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} I_{cc} \quad , \quad \Phi_{\alpha\beta cc} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \Phi_{cc} \quad (\text{II-22})$$

Ainsi, les équations ((II-16)- (II-21)) de tensions et de flux deviennent :

$$V_{\alpha\beta s} = R_s I_{\alpha\beta s} + \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha\beta s} \quad (\text{II-23})$$

$$0 = R_r I_{\alpha\beta r} + \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha\beta r} - w P \left( \frac{\pi}{2} \right) \Phi_{\alpha\beta r} \quad (\text{II-24})$$

$$0 = n_{cc} R_s I_{\alpha\beta cc} + \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha\beta cc} \quad (\text{II-25})$$

$$\Phi_{\alpha\beta s} = (L_m + L_f) I_{\alpha\beta s} + L_m I_{\alpha\beta r} + \sqrt{\frac{2}{3}} n_{cc} L_m I_{\alpha\beta cc} \quad (\text{II-26})$$

$$\Phi_{\alpha\beta r} = (I_{\alpha\beta s} + I_{\alpha\beta}) L_m + \sqrt{\frac{2}{3}} n_{cc} L_m I_{\alpha\beta cc} \quad (\text{II-27})$$

$$\Phi_{\alpha\beta cc} = \sqrt{\frac{2}{3}} n_{cc} L_m Q(\theta_{cc}) (I_{\alpha\beta s} + I_{\alpha\beta r}) + \left( \frac{2}{3} L_m + L_f \right) n_{cc}^2 Q(\theta_{cc}) I_{\alpha\beta cc} \quad (\text{II-28})$$

**Avec**

$L_m = \frac{3}{2} L_p$ : Inductance magnétisante

$$Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc})^2 & \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc})^2 \end{bmatrix}$$

Par analogie avec l'étude du schéma équivalent ramène au primaire des transformateurs et en négligeant l'inductance de fuite ramenée au stator devant l'inductance magnétisante dans l'expression du flux de court-circuit (Equation (II-28)), les équations de flux ((II-26)-(II-28)) de la machine asynchrone en défaut statorique deviennent :

$$\Phi_{\alpha\beta s} = \Phi_{\alpha\beta f} + \Phi_{\alpha\beta m} = L_f I_{\alpha\beta s} + L_m (I_{\alpha\beta s} + I_{\alpha\beta r} - \tilde{I}_{\alpha\beta cc}) \quad (\text{II-29})$$

$$\Phi_{\alpha\beta r} = \Phi_{\alpha\beta m} = L_m (I_{\alpha\beta s} + I_{\alpha\beta r} - \tilde{I}_{\alpha\beta cc}) \quad (\text{II-30})$$

$$\tilde{\Phi}_{\alpha\beta cc} = n_{cc} Q(\theta_{cc}) \Phi_{\alpha\beta m} \quad (\text{II-31})$$

Avec

$$\tilde{I}_{\alpha\beta cc} = -\sqrt{\frac{2}{3}} n_{cc} I_{\alpha\beta cc} \quad \tilde{\Phi}_{\alpha\beta cc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \Phi_{\alpha\beta cc} \quad (\text{II-32})$$

$\Phi_{\alpha\beta m}$  et  $\Phi_{\alpha\beta f}$  : flux magnétisante commun et flux de fuite statorique.

Ainsi, l'équation (II-25) du bobinage en défaut ramenée au premier s'écrit :

$$\tilde{I}_{\alpha\beta cc} = \frac{2}{3} \frac{n_{cc}}{R_s} Q(\theta_{cc}) \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha\beta m} \quad (\text{II-33})$$

D'après cette équation, la bobine en défaut se ramène à un simple quadripôle résistif mis en parallèle avec l'inductance magnétisante (Fig. II-9). L'existence de la matrice  $Q(\theta_{cc})$  fait que la représentation d'état dans le repère de Concordia (repère lié au stator) reste complexe.

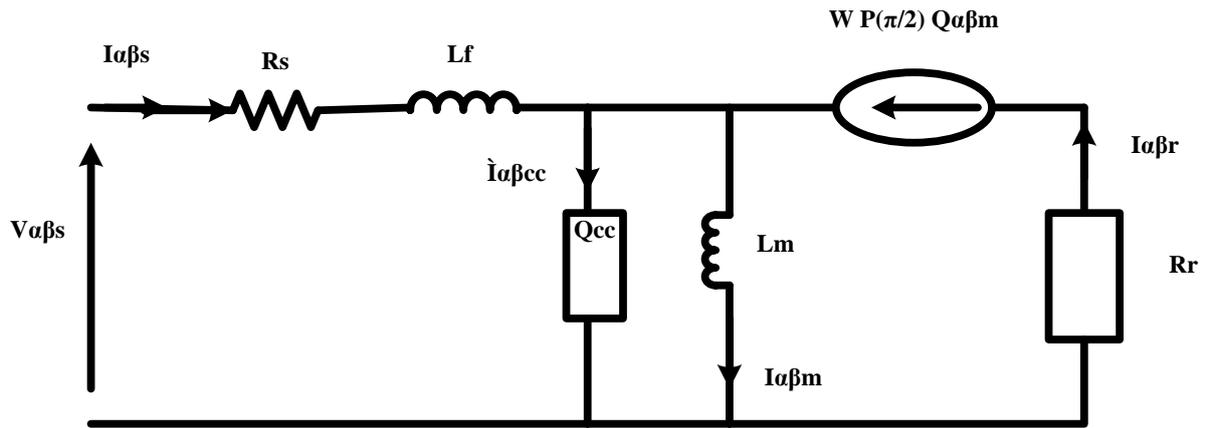


Figure. II-9:Premier modèle de court-circuit dans le repère lié au stator

En négligeant les chutes de tension dues à  $R_s$  et  $L_f$  devant les tensions d'entrée  $V_s$ , on peut approcher les tensions aux bornes du quadripôle de court-circuit par les tensions d'entrées statoriques [82]. Les courants de ligne sont alors la somme des courants dus au court-circuit et des courants consommés par le modèle classique de Concordia. Ainsi, il devient possible d'exprimer simplement l'équation du bobinage en défaut dans le repère statorique :

$$\tilde{I}_{\alpha\beta cc} = \frac{2}{3} \frac{n_{cc}}{R_s} Q(\theta_{cc}) V_{\alpha\beta s} \quad (\text{II-33})$$

La figure (II-10) donne le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone en régime dynamique, en tenant compte d'un éventuel défaut de court-circuit et avec les fuites totalisées au stator.

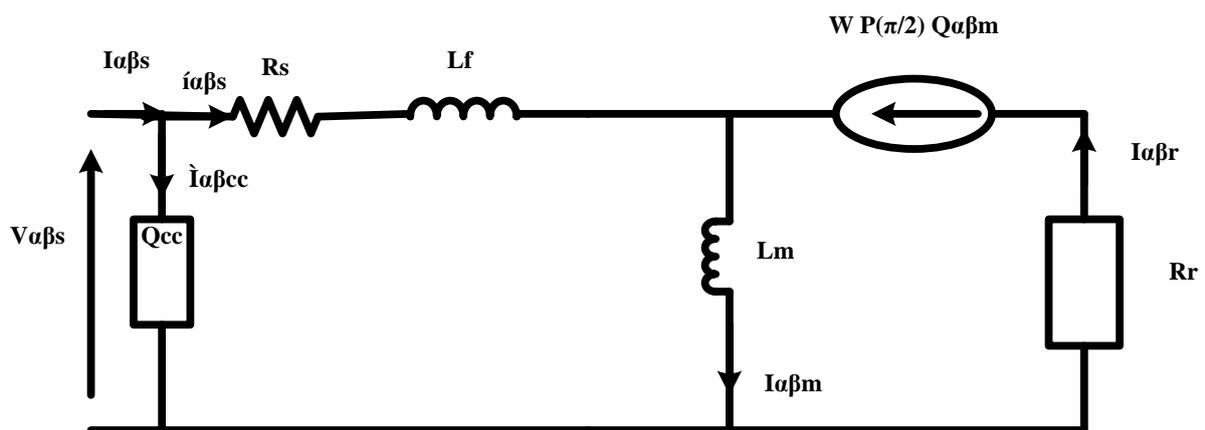


Figure. II-10 .: Modèle de court-circuit dans le repère lié au stator

## II-8-GENERALISATION DU MODELE DE DEFAUT STATORIQUE

Les équations précédentes du modèle de défaut sont paramétrées par 6 coefficients ( $R_s$ ,  $R_r, L_m, L_f, n_{cc}, \theta_{cc}$ ). Du fait des trois phases réelles au stator de la machine asynchrone, l'angle  $\theta_{cc}$  ne peut prendre que les trois valeurs  $0, \frac{2\pi}{3}$  et  $-\frac{2\pi}{3}$  correspondant respectivement à un court-circuit sur la phase  $a_s, b_s$  et  $c_s$ . La présence d'un seul quadripôle de défaut peut donc expliquer tout court-circuit survenant sur une seule phase statorique [82].

Par contre, ce modèle est inadapté dans le cas d'un défaut simultané sur plusieurs phases. En plus, localiser un court-circuit avec ce modèle revient à balayer tous les angles entre  $0$  et  $\frac{2\pi}{p}$ , vu que la machine est  $p$  périodique sur un tour et il est nécessaire de choisir l'angle qui correspond le mieux à la machine en défaut, ce qui alourdit énormément la procédure de diagnostic.

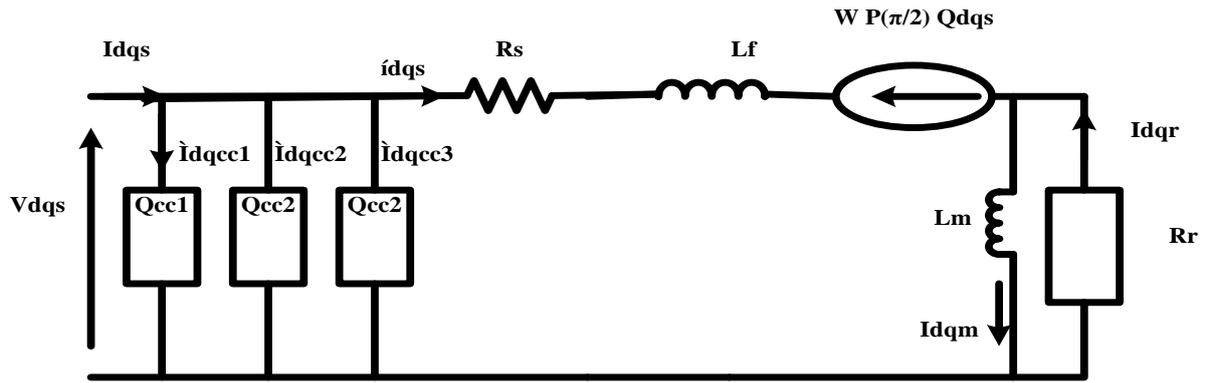
Le mode différentiel modélise par le quadripôle  $Qcck$  étant indépendant de la dynamique du mode commun, il serait judicieux de généraliser le modèle de défaut au cas d'un défaut simultané sur plusieurs phases en dédiant à chaque phase un quadripôle de court circuit. Comme les trois phases sont référencées par les angles  $0, \frac{2\pi}{3}$  et  $-\frac{2\pi}{3}$ , il suffit donc de définir trois bobinages de court-circuit dont les rapports sont respectivement  $n_{cc1}, n_{cc2}$  et  $n_{cc3}$  correspondant aux phases  $a_s, b_s$  et  $c_s$  du stator. Ce qui revient donc à mettre en parallèle trois quadripôles  $Qcck$  prenant en charge l'explication d'éventuels bobinages en défaut. Chaque quadripôle sera parcouru par un courant  $\tilde{I}_{dqck}$  dont l'expression est la suivante: [12] [72] [31]

$$\tilde{I}_{dqck} = \frac{2}{3} \frac{n_{cck}}{R_s} P(-\theta) Q(\theta_{cck}) P(\theta) V_{dqs} \quad (\text{II-34})$$

$Q(\theta_{cck})$  : Matrice situant l'angle du bobinage en court-circuit (si le court-circuit se produit sur la phase  $a_s$  (resp.  $b_s$  et  $c_s$ ) alors l'angle  $\theta_{cck}$  est égal à  $0$  rad (resp.  $\frac{2\pi}{3}$  et  $-\frac{2\pi}{3}$ ).

La figure (II-11) donne le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone en régime transitoire dans le repère de Park avec fuites totalisées au stator, en tenant compte d'un éventuel défaut de court-circuit sur une ou plusieurs phases.

A présent, les angles de court-circuit  $\theta_{cck}$  sont connus, ce qui permet de diagnostiquer chaque phase indépendamment en surveillant la valeur du rapport  $n_{cck}$  et le simple dépassement d'un seuil permet de signaler la présence d'un déséquilibre sur celle-ci. Le modèle global de défaut statorique sera donc paramétré par 7 coefficients ( $R_s, R_{RQ}, L_m, L_f, n_{cc1}, n_{cc2}, n_{cc3}$ ).



**Figure. II-11:** Modèle général de court-circuit dans le repère de Park

### II-8-1-REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE DEFAUT

Différentes classes de modèles peuvent être découplées selon les objectifs de l'utilisateur. Dans notre cas, il s'agit de simuler le système dans le repère de Park lié au rotor, d'où la nécessité d'accéder à la position du rotor. On y parvient en introduisant l'équation électromécanique de la machine :

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = C_e(t) - f\Omega(t) - C_r \quad (\text{II-35})$$

$\Omega = \frac{\omega}{n_p}$  Étant la vitesse de l'arbre moteur,  $J$  le moment d'inertie,  $C_e$  le couple électromagnétique,  $C_r$  l'ensemble des couples résistifs et  $f$  le coefficient de frottement visqueux.

Le couple électromagnétique peut être représenté par le produit vectoriel suivant :

$$C_e = n_p \frac{M_{sr}}{L_r} (I_s \wedge \Phi_r) \quad (\text{II-36})$$

L'expression du couple  $C_e$  dans le repère de Park avec fuite ramenée au stator s'écrit :

$$C_e = n_p (I_{qs} \Phi_{dr} - I_{ds} \Phi_{qr}) \quad (\text{II-37})$$

En remplaçant dans l'équation électromécanique, on obtient :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p^2}{J} C_e(t) - \frac{f}{J} \Omega(t) - \frac{n_p}{J} C_r \quad (\text{II-38})$$

En considérant les dynamiques des flux rotoriques  $\Phi_{dqr}$  et des courants statoriques  $I_{dqs}$  aux dynamiques électromécaniques  $(\omega, \theta)$ , le système peut alors être décrit par le système d'équations non linéaires :

$$\dot{x} = f(x) + g u \quad (\text{II-39})$$

$$y = h(x) + H(x) u \quad (\text{II-40})$$

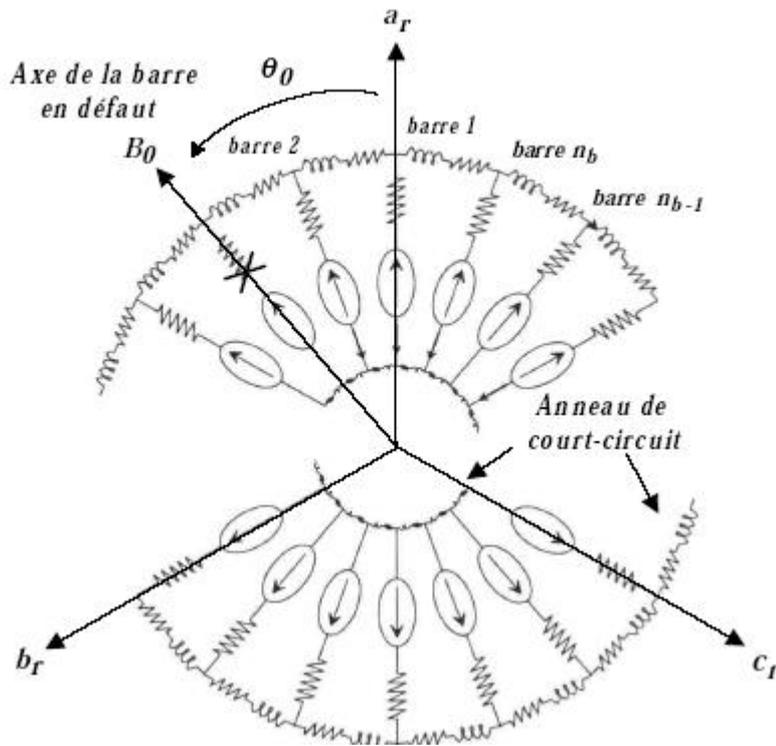
$$x = [I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega, \theta]^T, u = [V_{ds}, V_{qs}, C_r]^T \text{ et } y = [I_{ds}, I_{qs}, \omega]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s+R_r}{L_f} I_{ds} + \omega I_{qs} + \frac{R_r}{L_m L_f} \Phi_{dr} + \frac{\omega}{L_f} \Phi_{qr} \\ -\omega I_{ds} - \frac{R_s+R_r}{L_f} I_{qs} - \frac{\omega}{L_f} \Phi_{dr} + \frac{R_r}{L_m L_f} \Phi_{qr} \\ R_r I_{ds} - \frac{R_r}{L_m} I_{qs} \\ R_r I_{qs} - \frac{R_r}{L_m} I_{ds} \\ \frac{n_p^2}{J} (I_{qs} \Phi_{dr} - I_{ds} \Phi_{qr}) - \frac{f_r}{J} \omega \\ \omega \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$h(x) = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \omega \end{bmatrix}, \quad H(x) = \begin{bmatrix} \frac{2}{3R_s} \sum_{k=1}^3 n_{cck} P(-\theta) Q_{cck} P(\theta) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

## II-9-MODELE DE DEFAUTS ROTORIQUES

La figure (II.12) illustre la modélisation conventionnelle du rotor par dipôles élémentaires avec une barre cassée. [88][10][11][17]



**Figure. II.12. Modélisation par dipôles élémentaires du rotor en défaut**

Comme pour un défaut statorique, on a considéré qu'une rupture de barre rotorique est à l'origine d'un champ  $H_0$  stationnaire par rapport au rotor (ou plutôt d'une anomalie de champ, stationnaire par rapport au rotor). En effectuant le même raisonnement que pour le stator, on suppose que le rotor en défaut est équivalent à un rotor sain, auquel on a adjoint un bobinage supplémentaire parcouru par un courant fictif  $I_0$  de défaut.

Une panne au rotor est donc équivalente à un déséquilibre de champ traduit par un bobinage en court-circuit, du fait de la cage d'écureuil, et dont le nombre de spires fictives est proportionnel au taux de défaut. Pour tenir compte de cette anomalie de champ, ce bobinage

doit obligatoirement avoir la même direction que la barre en défaut. Par conséquent, le mode différentiel introduit comporte deux paramètres de défaut permettant la détection et la localisation des barres cassées :

- L'angle électrique note  $\theta_0$  repérant le "bobinage «en défaut par rapport à l'axe d (axe de l'encoche rotorique dont le courant induit est en phase avec la première phase statorique). Ce paramètre permet la localisation de la barre en défaut.

- Le rapport de défaut note  $n_0$  égal au rapport du nombre de spires en défaut sur le nombre total de spires dans une phase triphasée rotorique fictive sans défaut.

Ce paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de barres cassées. Le nombre de spires au rotor étant fictif, pour un rotor de  $n_b$  barres, si on considère une spire rotorique comme étant une maille constituée de deux barres court-circuitées par deux portions d'anneaux, alors le nombre total de spires rotoriques est égal au nombre de barres au rotor. Une phase fictive est constituée donc de  $n_b$  barres. Pour  $n_{bc}$  barres cassées sur une phase, l'expression du rapport de défaut  $n_0$  est donnée par :

$$n_0 = \frac{3 n_{bc}}{n_b} \quad (\text{II-41})$$

## II-9-1-MODELISATION DE LA RUPTURE DE BARRES

Comme pour les défauts statoriques, les équations de tension et de flux de la bobine en défaut  $B_0$  exprimées dans le repère biphasé d'axe d et q liés au rotor sont les suivantes :

$$0 = n_0 R_r I_0 + \frac{d\phi_0}{dt} \quad (\text{II-42})$$

$$\phi_0 = \frac{2}{3} n_0^2 L_m I_0 + \sqrt{\frac{2}{3}} n_0 L_m [\cos(\theta_0) \quad \sin(\theta_0)] (I_{ds} + I_{qs}) \quad (\text{II-43})$$

Avec

$$n_0 = \frac{\text{Nombre de spire fictives en défaut}}{\text{Nombre totale de spires fictives sur une phase}}$$

$\theta_0$ : angle repérant le défaut

Le courant  $I_0$  dans le bobinage représentant le défaut est donc à l'origine du champ magnétique  $H_0$  stationnaire par rapport au rotor et dirige selon l'axe  $\theta_0$ . Ce champ magnétique est à l'origine du flux  $\phi_0$ . En projetant  $I_0$  et  $\phi_0$  sur les axes d et q de Park, on leur associe les vecteurs stationnaires :

$$I_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) \\ \sin(\theta_0) \end{bmatrix} I_0, \quad \phi_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) \\ \sin(\theta_0) \end{bmatrix} \phi_0$$

Les relations (II-42) et (II-43) deviennent des relations entre des vecteurs stationnaires par rapport au rotor. Ainsi, dans le repère rotorique, l'ensemble des équations de la machine au stator, au rotor et au bobinage  $B_0$  est donné par :

$$V_{dqs} = R_s I_{dqs} + \frac{d}{dt} \phi_{dqs} + \omega n_p \left(\frac{\pi}{2}\right) \phi_{dqs} \quad (\text{II-44})$$

$$\phi_{dqs} = L_f I_{dqs} + L_m \left( I_{dqs} + I_{dqr} + \sqrt{\frac{2}{3}} n_0 I_{dq0} \right) \quad (\text{II-45})$$

$$0 = R_r I_{dqr} + \frac{d}{dt} \phi_{dqr} \quad (\text{II-46})$$

$$\phi_{dqr} = L_m (I_{dqs} + I_{dqr}) + \sqrt{\frac{2}{3}} n_0 I_{dq0} \quad (\text{II-47})$$

$$0 = n_0 R_r I_{dq0} + \frac{d}{dt} \phi_{dq0} \quad (\text{II-48})$$

$$\Phi_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} n_0 L_m Q(\theta_0) \left( I_{dqs} + I_{dqr} + \sqrt{\frac{2}{3}} n_0 I_{dq0} \right) \quad (\text{II-50})$$

$$\text{Avec : } Q(\theta_0) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0)^2 & \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) \\ \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) & \sin(\theta_0)^2 \end{bmatrix}$$

Par analogie avec l'étude du schéma équivalent ramène au primaire des transformateurs, les équations de flux de la machine asynchrone en défaut rotorique deviennent :

$$\Phi_{dqs} = \Phi_{dqf} + \Phi_{dqm} = L_f I_{dqs} + L_m (I_{dqs} + I_{dqr} - \tilde{I}_{dq0}) \quad (\text{II-51})$$

$$\Phi_{dqr} = \Phi_{dqm} = L_m (I_{dqs} + I_{dqr} - \tilde{I}_{dq0}) \quad (\text{II-52})$$

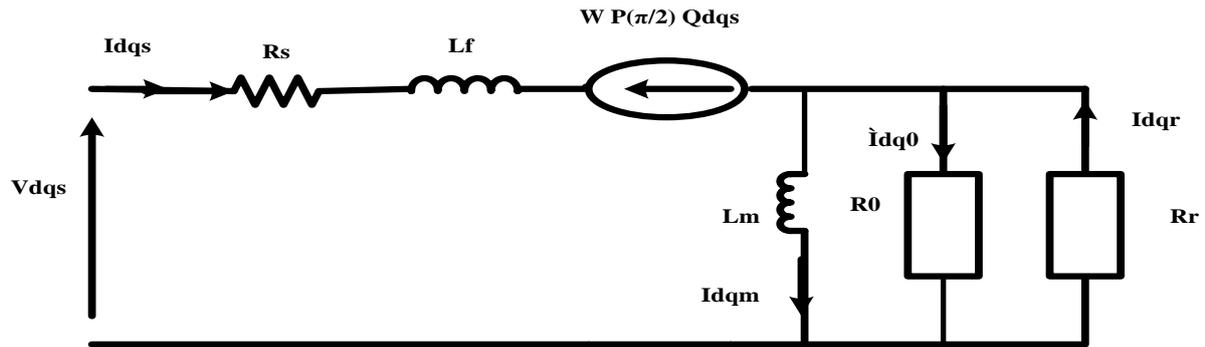
$$\tilde{\Phi}_{dq0} = n_0 Q(\theta_0) \Phi_{dqm} \quad (\text{II-53})$$

Avec

$$\tilde{I}_{dq0} = -\sqrt{\frac{2}{3}} n_0 I_{dq0} \quad , \quad \tilde{\Phi}_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \Phi_{dq0} \quad (\text{II-54})$$

De même, l'équation de tension du bobinage en défaut ramenée au primaire s'écrit :

$$\tilde{I}_{dq0} = \frac{2}{3} \frac{n_0}{R_r} Q(\theta_0) \frac{d\Phi_{dqm}}{dt} = R_0^{-1} \frac{d\Phi_{dqm}}{dt} \quad (\text{II-55})$$



**Figure. II-13 : Premier modèle de la machine avec défaut rotorique**

La figure (II.13) représente le schéma équivalent de la machine asynchrone en défaut de rupture de barres dans le repère de Park lié au rotor.

### II-9-1-1-SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT

D'après l'équation (II-55), la bobine  $B_0$  représentant le défaut se ramène à un simple quadripôle résistif mis en parallèle avec l'inductance magnétisante et la résistance rotorique.

Dans le repère de Park, la mise en équation d'état d'un tel système reste complexe ; il s'avère plus judicieux d'établir le schéma équivalent de la machine avec résistance rotorique et résistance de défaut totalisé au rotor. Ainsi, la résistance équivalente  $R_{eq}$  est la mise en parallèle de la résistance rotorique  $R_r$  et la résistance de défaut  $R_0$ . L'expression de la matrice résistance équivalente au rotor est alors obtenue comme suit :

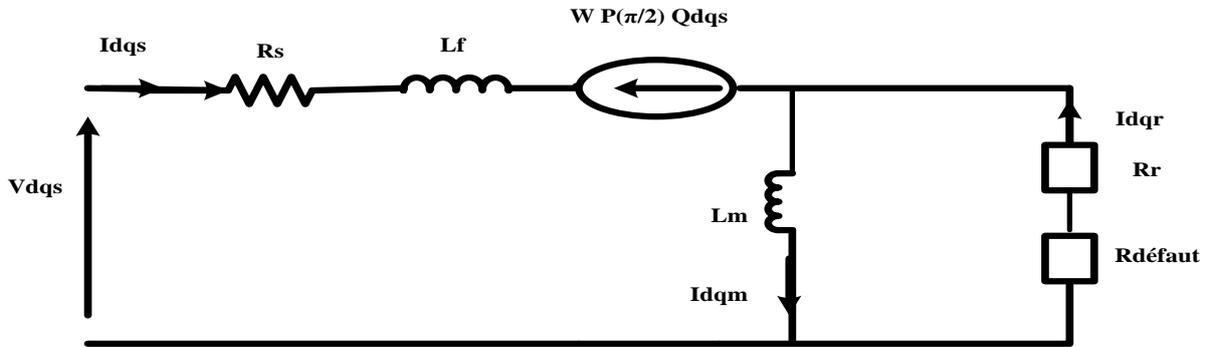
$$\begin{aligned}
R_{eq}^{-1} &= R_r^{-1} + R_0^{-1} \\
&= R_r^{-1} + \frac{2}{3} n_0 R_r^{-1} Q(\theta_0)
\end{aligned}
\tag{II-56}$$

En inversant, on obtient ainsi l'expression de la matrice résistance équivalente :

$$\begin{aligned}
R_{eq} &= R_r + R_{défaut} \\
&= R_r - \frac{\alpha}{1 + \alpha} Q(\theta_0) R_r
\end{aligned}
\tag{II-57}$$

Avec :  $\alpha = \frac{2}{3} n_0$

Ainsi, la résistance équivalente au rotor est la mise en série de la résistance saine  $R_r$  et d'une matrice résistance de défaut  $R_{défaut}$ . La figure (II-14) illustre le schéma équivalent de la machine asynchrone avec défaut rotorique en régime dynamique avec fuite ramenée au stator.



**Figure. II-14 : Modèle de la machine avec défauts rotoriques**

On pourrait se poser des questions quant au rôle de la matrice résistance  $R_{défaut}$  dans l'explication du défaut rotorique. En effet, vu le caractère purement résistif de ce quadripôle, il pourrait être légitime de le confondre avec la résistance rotorique  $R_r$ . En fait, il suffit tout simplement d'écrire les expressions respectives de la résistance saine  $R_r$  et de la résistance de défaut  $R_{défaut}$  pour pouvoir distinguer leur rôle respectif :

$$\begin{aligned}
R_r &= R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
R_r &= -\frac{\alpha}{1+\alpha} R_r \begin{bmatrix} \cos(\theta_0)^2 & \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) \\ \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) & \sin(\theta_0)^2 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

On peut constater que la résistance de défaut, au contraire de la résistance saine, est non-équilibrée et possède des termes de couplage. Ainsi, l'introduction de cette matrice dans le schéma équivalent modifie entièrement la structure de la machine. Lorsque la machine est saine (donc  $\alpha = 0$ ), la résistance  $R_{défaut}$  devient nulle ce qui revient à court-circuiter le quadripôle de défaut. Le schéma équivalent de la machine en défaut (Fig II-14) va donc correspondre au modèle classique de Park lié au rotor. Lorsque le paramètre est non nul, la résistance  $R_{défaut}$  introduit un déséquilibre dans les grandeurs rotoriques ainsi que des termes de couplage sur les deux axes d et q du rotor. Par conséquent, de nouvelles composantes dont

la pulsation est proportionnelle au glissement de la machine sont introduites, et se retrouvent de ce fait dans les courants statoriques, traduisant ainsi un déséquilibre rotorique.

L'angle  $\theta_0$  permet d'effectuer un repérage absolu du bobinage en défaut par rapport à l'axe d (Fig. II-12). En effet, les courants réels induits dans les encoches rotoriques étant  $n_b$  phases, l'angle  $\theta_0$  est donc fixe par la position initiale du rotor par rapport au stator.

Pour localiser une barre cassée, il faut donc imposer au rotor une référence (un top zéro) qui permet de repérer les barres selon l'angle  $\theta_0$  : il suffit pour cela d'effectuer la mesure de la position du rotor grâce à un capteur absolu.

La machine asynchrone en défaut de rupture de barre peut être décrite par le système d'équations différentielles :

$$\dot{x} = f(x) + g u \quad (\text{II-58})$$

$$y = h(x) \quad (\text{II-59})$$

$$x = [I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega, \theta]^T, u = [V_{ds}, V_{qs}, C_r]^T \text{ et } y = [I_{ds}, I_{qs}, \omega]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left((R_s I + R_{eq})L_f^{-1} + \omega P\left(\frac{\pi}{2}\right)I_{dqs}\right) + \left(R_{eq}L_m^{-1} - \omega P\left(\frac{\pi}{2}\right)\right)L_f^{-1}\Phi_{dqr} \\ R_{eq}I_{dqs} - R_{eq}L_m^{-1}\Phi_{dqr} \\ \frac{n_p^2}{J}(I_{qs}\Phi_{dr} - I_{ds}\Phi_{qr}) - \frac{f_r}{J}\omega \\ \omega \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, h(x) = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \omega \end{bmatrix}$$

$$R_{eq} = R_r \left(1 - \frac{\alpha}{1+\alpha} Q(\theta_0)\right), \text{ ou } \alpha = \frac{2}{3} n_0$$

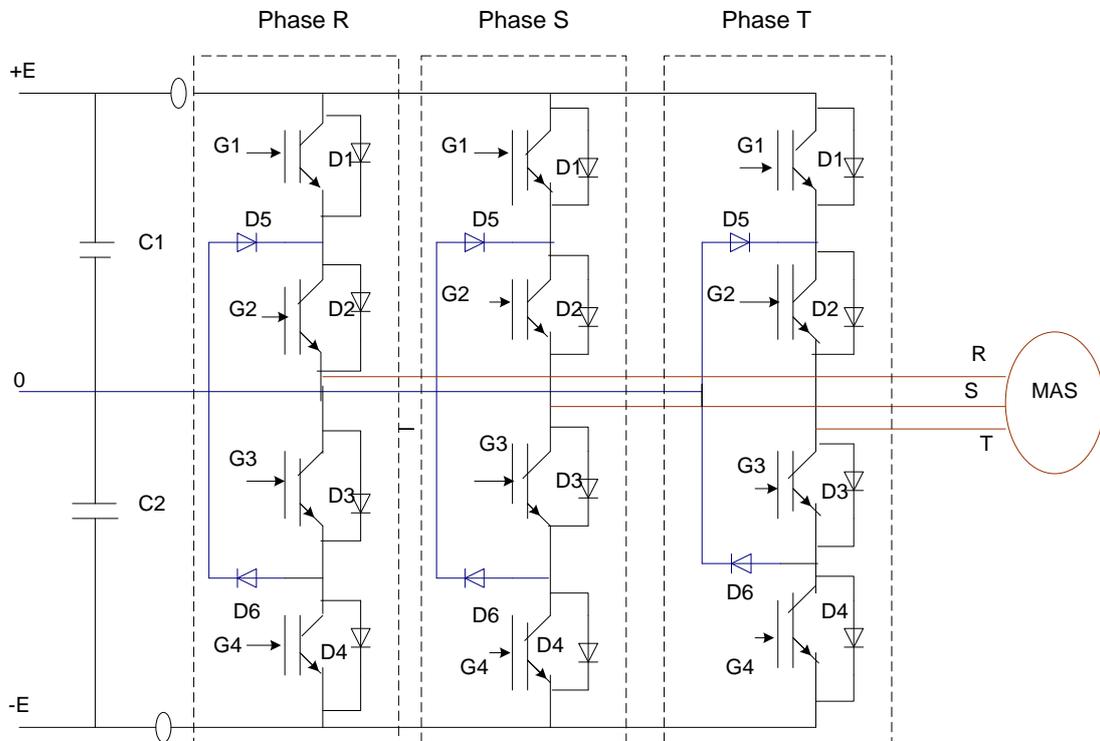
## II-10-LES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyé, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapide, et d'autre part, sur l'utilisation quasi généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion.

### II-10-1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

La figure (II.15) représente le schéma de principe de l'une des topologies des onduleurs triphasés à trois niveaux. La source de tension continue est constituée par l'association en

série de deux groupes de condensateurs de filtrage délivrant un potentiel intermédiaire à demi tension ( $U_d/2=E$ ). [29] [48] [35] [62] [63]



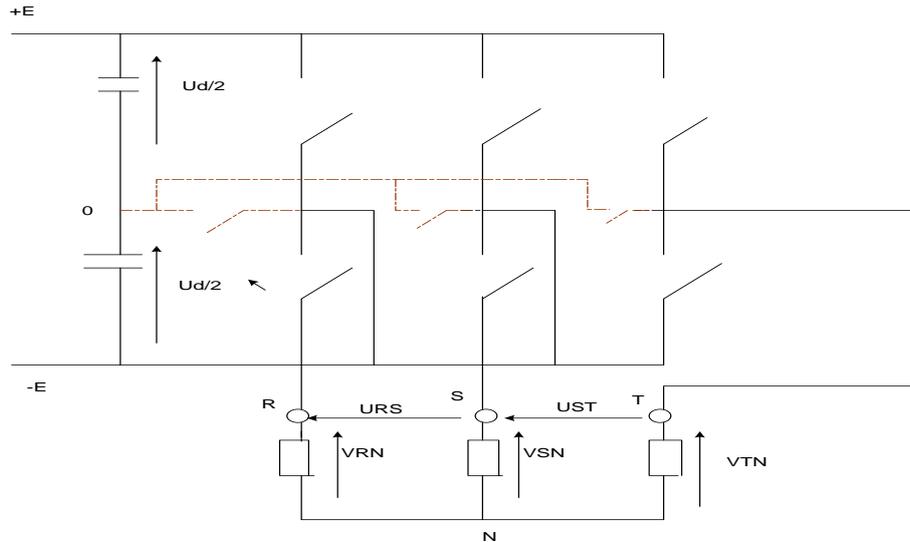
**Figure II.15. Schéma de principe du circuit de puissance**

Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs en série avec leur point commun relié par une diode au milieu de la source continue. Le sens de la diode dépend de la polarité du demi-bras.

Pour analyser les potentiels générés par l'onduleur triphasé trois états, il est intéressant de montrer l'ensemble des combinaisons de potentiels entre les trois phases ainsi que leurs évolutions au cours d'une période. La présentation des possibilités intrinsèques de cette structure constitue une référence d'analyse pour les stratégies de pilotage. [23][73][75]

La figure (II.16) présente une structure équivalente de l'onduleur triphasé trois états dans laquelle les fonctions de semi-conducteurs sont symbolisées par des interrupteurs. Chaque bras de l'onduleur est schématisé par trois interrupteurs permettant indépendamment de connecter les trois bornes R, S, T aux trois potentiels de la source +E, 0, -E. Ainsi, le nombre total de combinaisons des états de fonctionnement de ce type d'onduleur est de 27 ( $3 \times 3 \times 3$ ).

Ce nombre est à comparer à celui de l'onduleur triphasé à deux états qui est de 8 ( $2 \times 2 \times 2$ )



**Figure II.16. Structure équivalente de l'onduleur triphasé trois états.**

Précisons que le Neutre N du récepteur ne doit pas être relié au point de la source.

Les potentiels des bornes R, S, T référencés par rapport au point milieu 0 sont notés comme suit :  $V_{R0}, V_{S0}, V_{T0}$  AVEC  $V_{R0} + V_{S0} + V_{T0} \neq 0$

Rappelons que les sommes respectives des tensions simples est composées du récepteur sont nulles. En fonction de ses potentiels, les relations du récepteur s'écrivent.

Tensions simples

$$\begin{bmatrix} V_{RN} \\ V_{SN} \\ V_{TN} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{R0} \\ V_{S0} \\ V_{T0} \end{bmatrix}$$

Tensions composées

$$\begin{bmatrix} V_{RS} \\ V_{ST} \\ V_{TR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{R0} \\ V_{S0} \\ V_{T0} \end{bmatrix}$$

Pour décrire les différentes configurations de fonctionnement du convertisseur, regardons d'abord les valeurs que peut prendre une tension simple  $V_{R0}$ , par exemple. La tension simple  $V_{R0}$  est entièrement définie par l'état des quatre interrupteurs du premier bras de l'onduleur, constitués chacun par un interrupteur qui peut être un transistor, un GTO ou bien un IGBT et une diode en parallèle :  $K_1 = [G_1 - D_1]$ ,  $K_2 = [G_2 - D_2]$ ,  $K_3 = [G_3 - D_3]$ ,  $K_4 = [G_4 - D_4]$ .

Les configurations possibles d'un seul bras d'interrupteur est de  $2^4 = 16$  états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 ou de 1 suivant l'état des interrupteurs  $K_1, K_2, K_3$  et  $K_4$ , seules les trois configurations suivantes sont mises en œuvre :

1<sup>ère</sup> configuration  $[G_1 G_2 G_3 G_4] = [1100]$  :

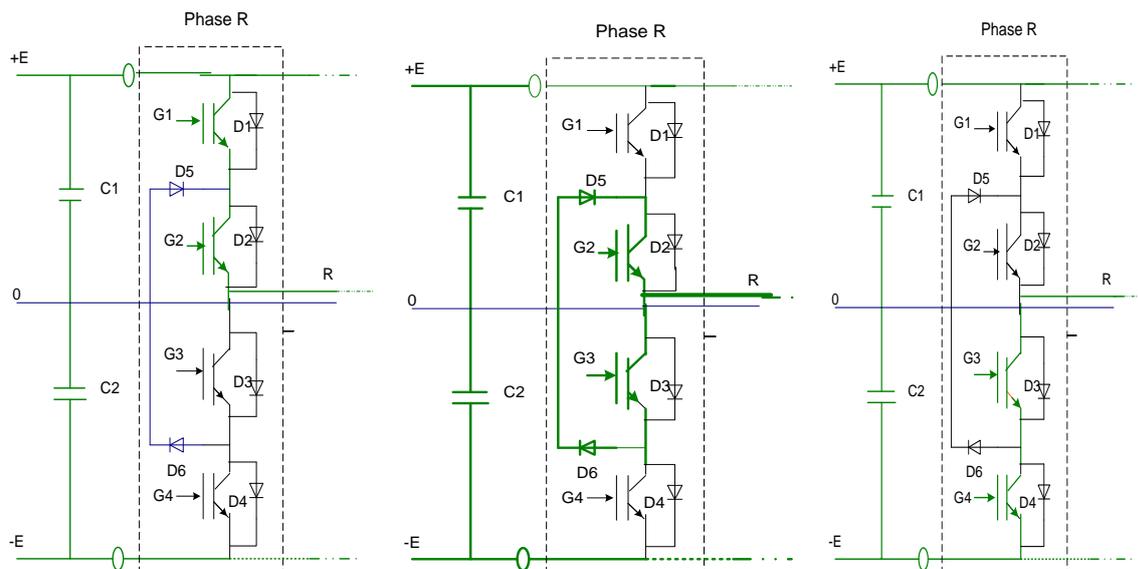
La figure (II.17-a) présente l'état des interrupteurs de premier bras de l'onduleur de tension triphasé a trois niveaux.  $G_1 G_2$  sont passants,  $G_3 G_4$  sont bloqués, le point R est relié au point supérieur noté +, la tension  $V_{R0} = +E$ .

2<sup>ème</sup> configuration  $[G_1 G_2 G_3 G_4] = [0110]$  :

La figure (II.17-b) montre la mise a zéro du premier bras de l'onduleur,  $G_2$  et  $G_3$  sont passants,  $G_1$  et  $G_4$  sont bloqués, le point R est relié au point milieu 0, la tension  $V_{R0} = 0$ .

3<sup>ème</sup> configuration  $[G_1 G_2 G_3 G_4] = [0011]$  :

La figure (II.17-c) illustre l'état des interrupteurs pour la troisième configuration de fonctionnement de l'onduleur trois niveaux,  $G_1 G_2$  sont bloqués,  $G_3 G_4$  sont passantes, le point R est relié au point inférieur noté -, la tension  $V_{R0} = -E$ .



(a) :1<sup>ère</sup> configuration. (b) :2<sup>ème</sup> configuration. (c) :3<sup>ème</sup> configuration.

**Figure II.17. Les différentes configurations du 1<sup>ère</sup> bras de l'onduleur a trois niveaux.**

Les autres séquences à éviter car :

⚠ Soit elles provoquent des court-circuit des tensions continues :

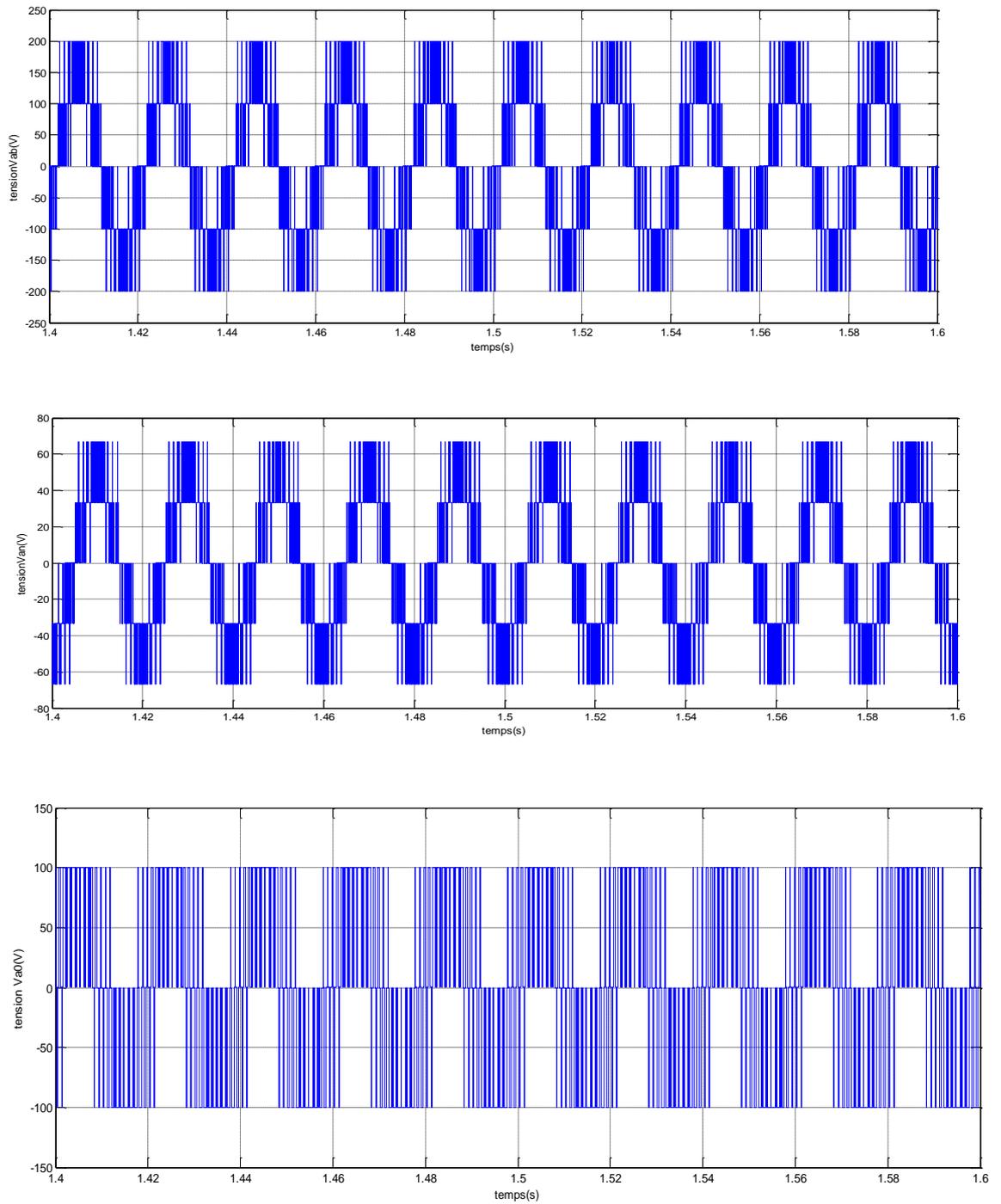
Court-circuit de  $E_1$  et de  $E_2$  :  $[1111]$  ,  $[1001]$

Court-circuit de  $E_1$  :  $[1110]$  ,  $[1000]$  ,  $[1010]$

Court-circuit de  $E_2$ : [0111] , [0001], [0101]

⚠ Soit elles provoquent la déconnexion d'une phase du moteur : [0000]

⚠ Soit elles ne permettent pas d'assurer la connexion de la phase au point milieu quelque soit le sens du courant circulant dans cette phase : [0100] , [0010]



**Figure II.18.les tensions vab, van, va0 d'un onduleur de tension à trois niveaux**

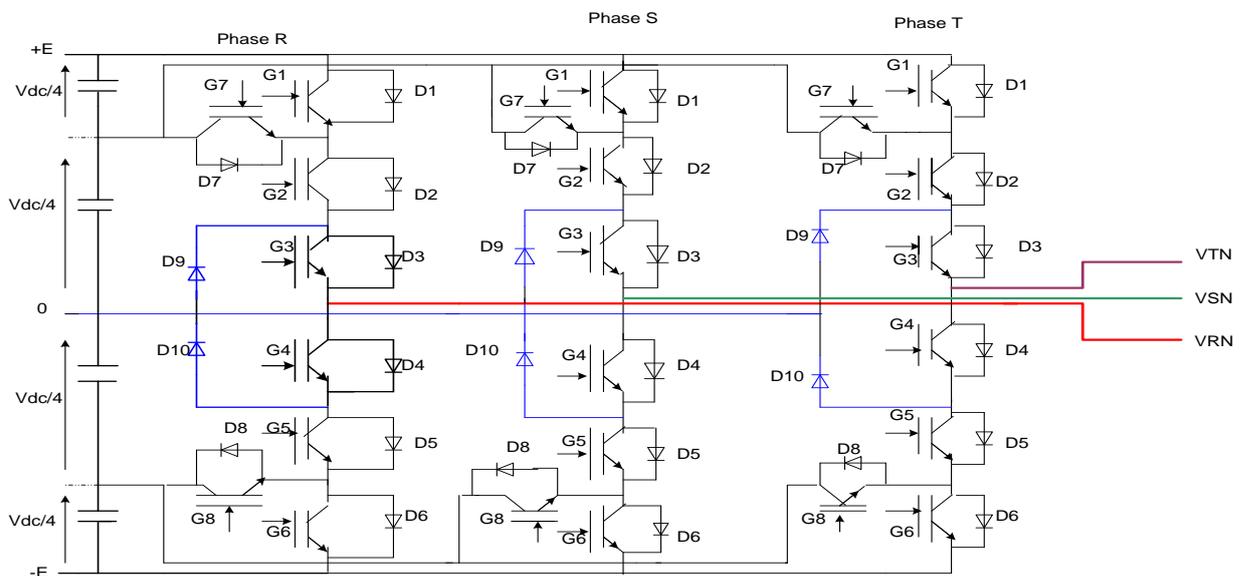
## II-10-2 STRUCTURE DES ONDULEURS A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Afin de monter en tension et en puissance, l'onduleur conventionnel à deux niveaux commence à être remplacé par les onduleurs multi niveaux dans les applications industrielles les plus variés, exigeant une grande puissance. L'exploitation judicieuse du point milieu de la source continue améliore sensiblement la qualité de l'onde de tension coté récepteur ce qui est avantageux pour réduire le couple pulsatoire et les pertes dans les machines à courant alternatif.

Un avantage qui découle de cette structure consiste à une meilleure maîtrise de contraintes en tension sur les composants, l'amplitude de la tension aux bornes est limitée à la demi tension de la source majorée de la surtension due à la commutation des interrupteurs.

Cette topologie est en mesure de générer une tension simple à cinq niveaux (entre le bras d'onduleur et le point milieu).

Dans ce paragraphe nous étudions la structure de l'onduleur à cinq niveaux (figure II.19). Cette structure se compose de trois bras symétriques consistés chacun de six interrupteurs en série et deux autres en parallèles G7 et G8. Plus deux diodes, notées D9, D10 permettant l'obtention du niveau zéro de la tension  $V_{k0}$  ( $k=R, S, t$ ). Chacun de ces interrupteurs est composé d'un semi-conducteur bi-commandables et d'une diode montée en tête bêche. [29] [48] [64] [26]



**Figure II.19. Structure d'onduleur à cinq niveaux**

Afin d'éviter des courts-circuits des sources de tension, et avoir une conduction continue, donc un fonctionnement totalement commandables on adapte une commande complémentaire définie comme suit :

$$B_{K4} = \bar{B}_{K2}$$

$$B_{K5} = \bar{B}_{K1}$$

$$B_{K6} = \bar{B}_{K3}$$

Avec  $B_{KS}$  : commande de base de l'interrupteur  $K_{KS}$  du bras k (k=R, S, t).

### II-10-2- 1 FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC

L'onduleur triphasé à cinq niveaux est montré sur la figure **II.19**, qui représente le schéma de principe de l'une des topologies des onduleurs triphasés. La source de tension continue est constitué par l'association en série de quatre groupe de condensateurs de filtrage délivrant un potentiel intermédiaire au quart de la tension d'entrée ( $V_{dc}/4=E/2$ ).

Grace à la symétrie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, on procède par bras. Ainsi on définit en premier lieu les cinq états d'un bras sans à priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet.

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles, pour définir les séquences de fonctionnements de l'onduleur à cinq niveaux, définissant d'abord les différents états que peut prendre la tension simple (la tension entre le bras de l'onduleur et le point milieu fictif), par exemple. La tension simple  $V_{R0}$  est définie par l'état des huit quadruplets  $B_{ks} = [G_k - D_k]$  qui peuvent être un transistor, un GTO ou bien un IGBT ou autre avec une diode en antiparallèle. Les états possibles d'un seul bras d'interrupteur est de  $2^5=32$  états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et 1 suivant l'état des quadruplet  $B_1, B_2, \dots, B_8$ , seules les cinq états suivantes sont possibles.

1<sup>ère</sup> configuration [11100000] :

Pour avoir la configuration de la figure (**II.20**), il faut commander les quadruplets  $B_1, B_2$  et  $B_3$  à l'état 1 et les autres quadruplets restent à 0. La valeur de tension simple  $V_{R0}$  est donnée par l'équation (**II-60**) :

$$V_{R0} = (B_2 B_3) \frac{V_{dc}}{4} + B_1 \frac{V_{dc}}{4} = \frac{V_{dc}}{2} \tag{II-60}$$

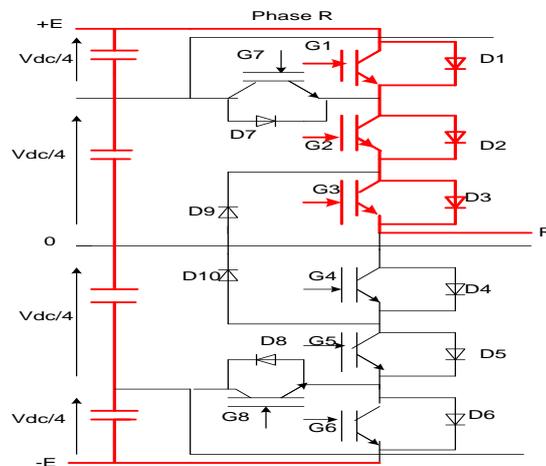


Figure II.20. 1<sup>ère</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

2<sup>ème</sup> configuration [01100010] :

La figure (II.21) illustre l'état des quadruplets à l'état 1 nécessaire pour fournir la tension simple  $V_{R0}$  qui correspond à cette configuration. L'équation (II-61) donne la valeur de la tension  $V_{R0}$ .

$$V_{R0} = (B_2 B_3 B_7) \frac{V_{dc}}{4} = \frac{V_{dc}}{4} \quad \text{(II-61)}$$

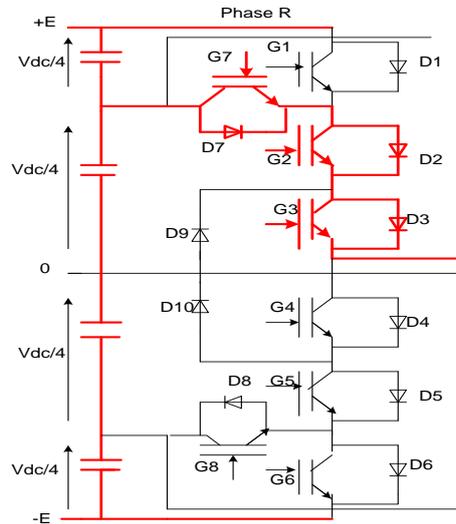


Figure II.21. 2<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

3<sup>ème</sup> configuration [00110000] :

Cette configuration est similaire à celle de l'onduleur à trois niveaux. L'état des quadruplets  $B_3$  et  $B_4$ , qui sont à l'état 1 nécessaire à la mise à zéro de la tension  $V_{R0}$ .

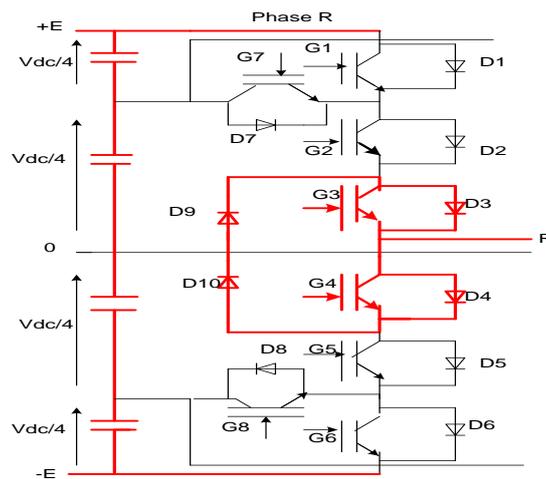


Figure II.22. La mise a zéro d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux

4<sup>ème</sup> configuration [00011001] :

Cette configuration fournit la partie négative, définie par l'état des quadruplets B<sub>4</sub>, B<sub>5</sub> et B<sub>8</sub>, qui est égale 1. L'équation (II-62) donne la valeur de V<sub>R0</sub>.

$$V_{R0} = (B_4 B_5 B_8) \frac{V_{dc}}{4} = -\frac{V_{dc}}{4} \quad (\text{II-62})$$

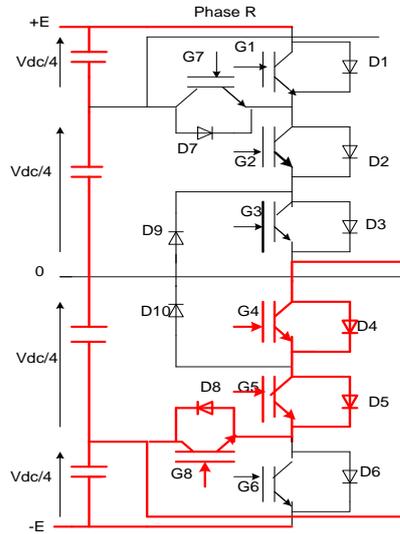


Figure II.23. 4<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras

5<sup>ème</sup> configuration [00011100] :

La figure (II.24) montre l'état des quadruplets B<sub>4</sub>, B<sub>5</sub> et B<sub>6</sub> à l'état 1. La valeur de la tension V<sub>R0</sub> est donnée par l'équation (II-63).

$$V_{R0} = -(B_4 B_5) \frac{V_{dc}}{4} - B_6 \frac{V_{dc}}{4} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II-63})$$

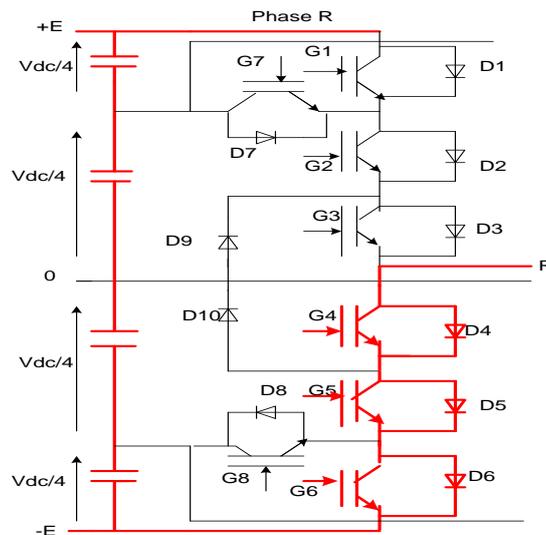
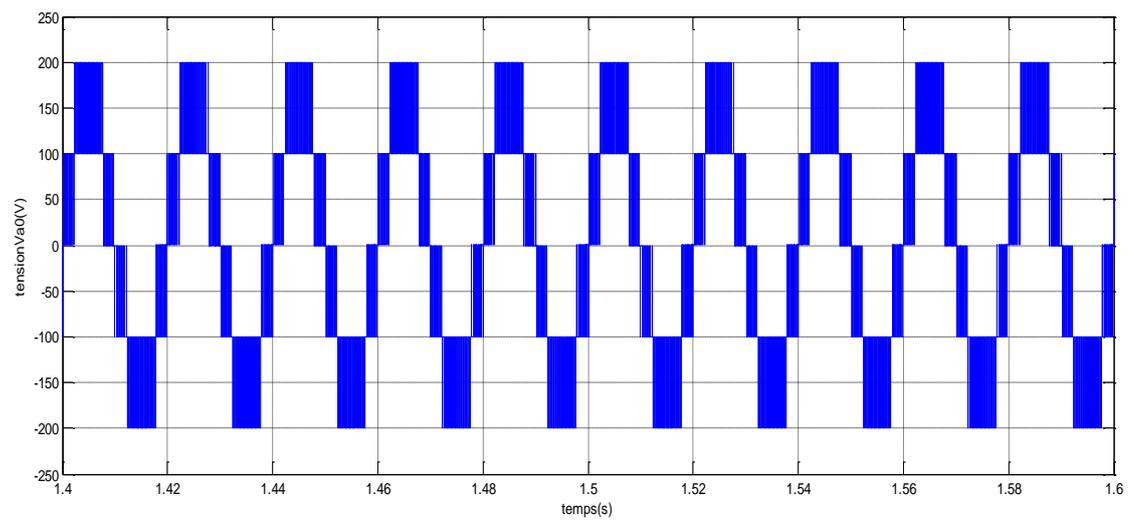
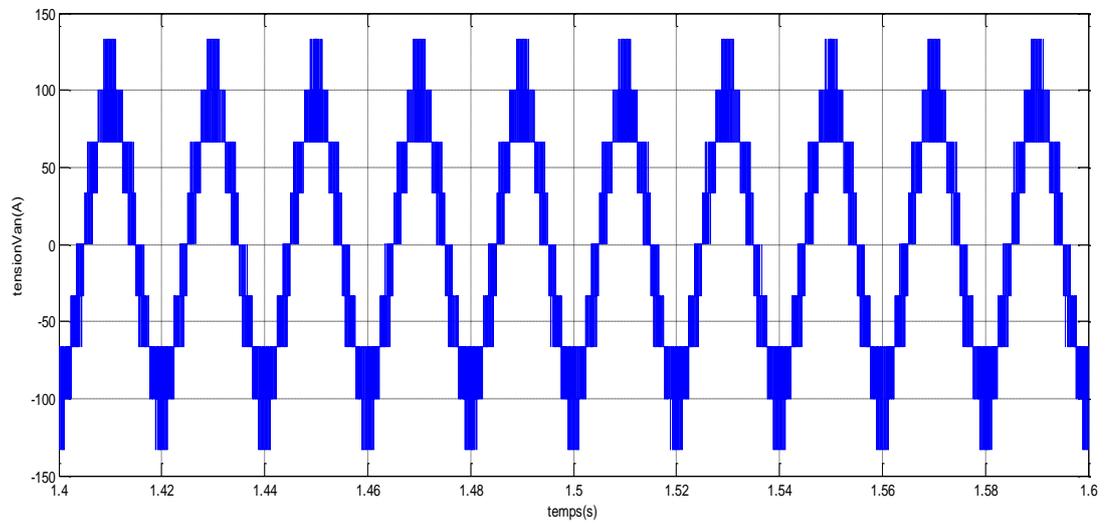
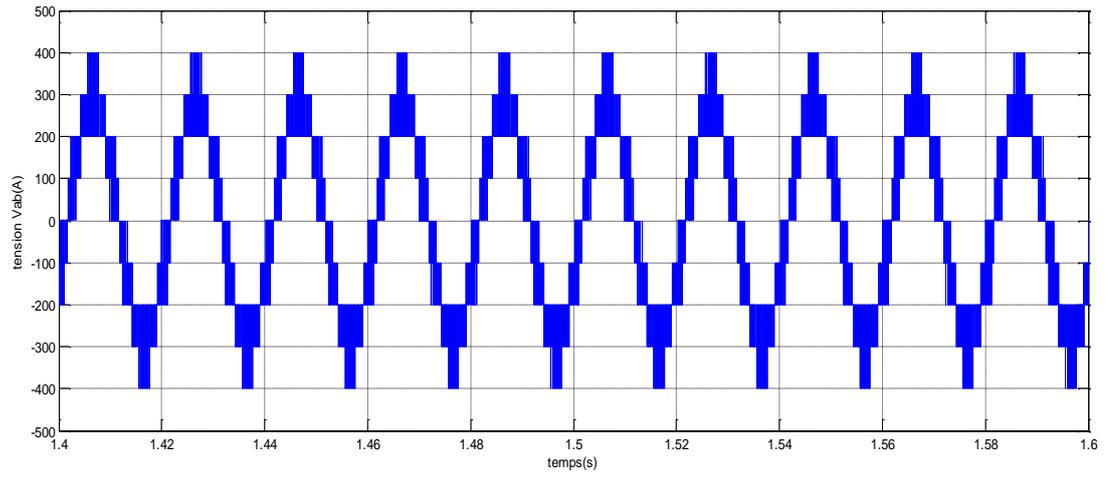


Figure II.24. 5<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras



**Figure II.25.les tensions  $v_{ab}$ ,  $v_{an}$ ,  $v_{a0}$  d'un onduleur de tension à cinq niveaux**

## II-10-3-STRUCTURE DES ONDULEURS A SEPT NIVEAUX A STRUCTURE NPC

L'onduleur triphasé à sept niveaux à structure étudiée dans ce paragraphe, est constitué de trois bras symétrique et de six sources de tension continue égale. Chaque bras comporte douze interrupteurs dont huit sont en série et quatre en parallèle, ainsi que deux diodes pour la mise à zéro du bras de l'onduleur. Chaque interrupteur est composé d'un GTO et d'une diode montée en tête bêche comme il est montré dans la figure (II.26). Pour cet onduleur, nous avons choisi la commande complémentaire définie comme suit. [29] [48][83][65]

$$B_{K5} = \bar{B}_{K3}$$

$$B_{K6} = \bar{B}_{K4}$$

$$B_{K7} = \bar{B}_{K1}$$

$$B_{K8} = \bar{B}_{K2}$$

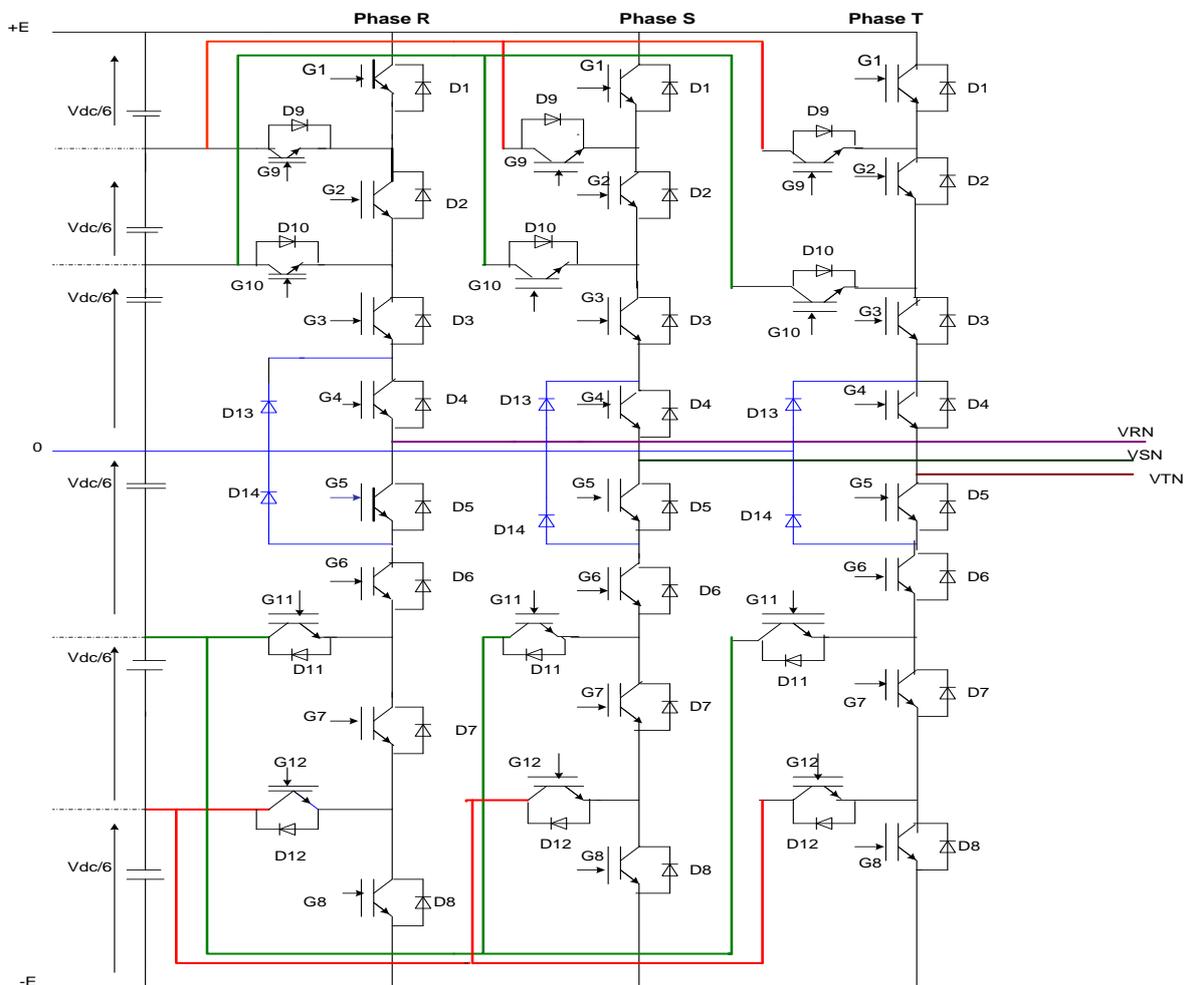


Figure II.26. Structure de l'onduleur à sept niveaux

## II-10-3-1- DIFFERENTES CONFIGURATIONS D'UNE BRAS DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Une analyse topologique d'un bras de l'onduleur montre sept configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont représentées pour les figures (II.27) à(II.30).

1<sup>ère</sup> configuration [111100000000] :

Pour obtenir la configuration de la figure(II.27.a) on doit commander les quatre interrupteurs  $B_{k1}$  à  $B_{k4}$  à l'état 1 et les autres restent à l'état 0. Ainsi, la valeur de la tension  $V_{R0}$  est définie par l'équation (II-64).

$$V_{R0} = (B_3 B_4) \frac{E}{3} + B_2 \frac{E}{3} + B_1 \frac{E}{3} = E = \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II-64})$$

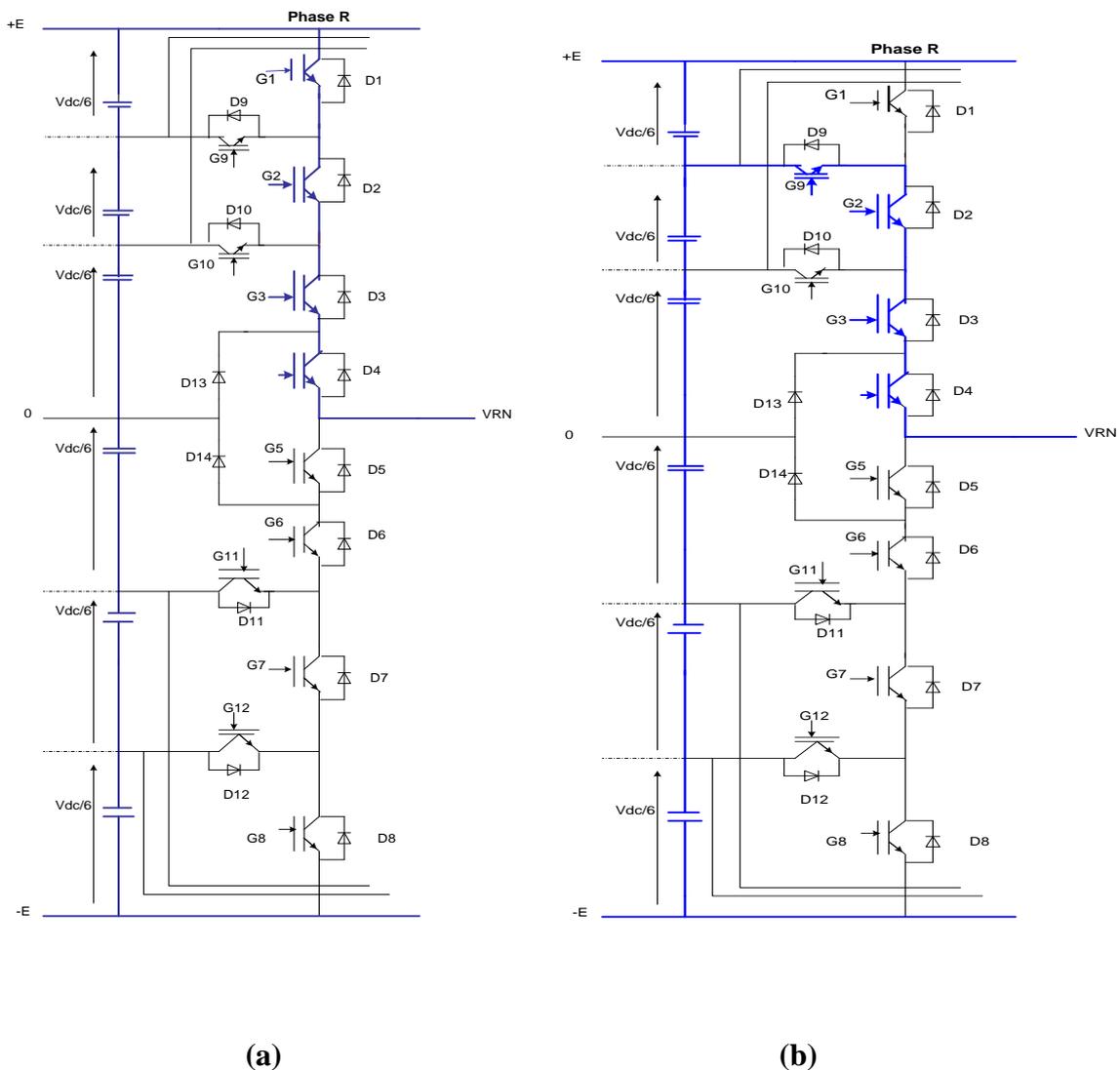


Figure II.27. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à sept niveaux

2<sup>ème</sup> configuration [011100000100] :

Cette configuration est représentée par la figure (II.27.b) dont la commande des interrupteurs suivants B<sub>2</sub>, B<sub>3</sub>, B<sub>4</sub> et B<sub>9</sub>, à l'état 1 et les autres à l'état 0. L'équation (II-65) donne la valeur de la tension V<sub>R0</sub> comme suit.

$$V_{R0} = (B_3 B_4) \frac{E}{3} + (B_2 B_9) \frac{E}{3} = \frac{2E}{3} = \frac{V_{dc}}{3} \quad (\text{II-65})$$

3<sup>ème</sup> configuration [001100000100] :

Cette configuration est représentée par la figure (II.28.a) dont la commande des interrupteurs B<sub>3</sub>, B<sub>4</sub> et B<sub>10</sub> sont à l'état 1 et le reste des interrupteurs sont à l'état 0. La valeur de la tension V<sub>R0</sub> est donnée par l'équation (II-66).

$$V_{R0} = (B_3 B_4 B_{10}) \frac{E}{3} = \frac{E}{3} = \frac{V_{dc}}{6} \quad (\text{II-66})$$

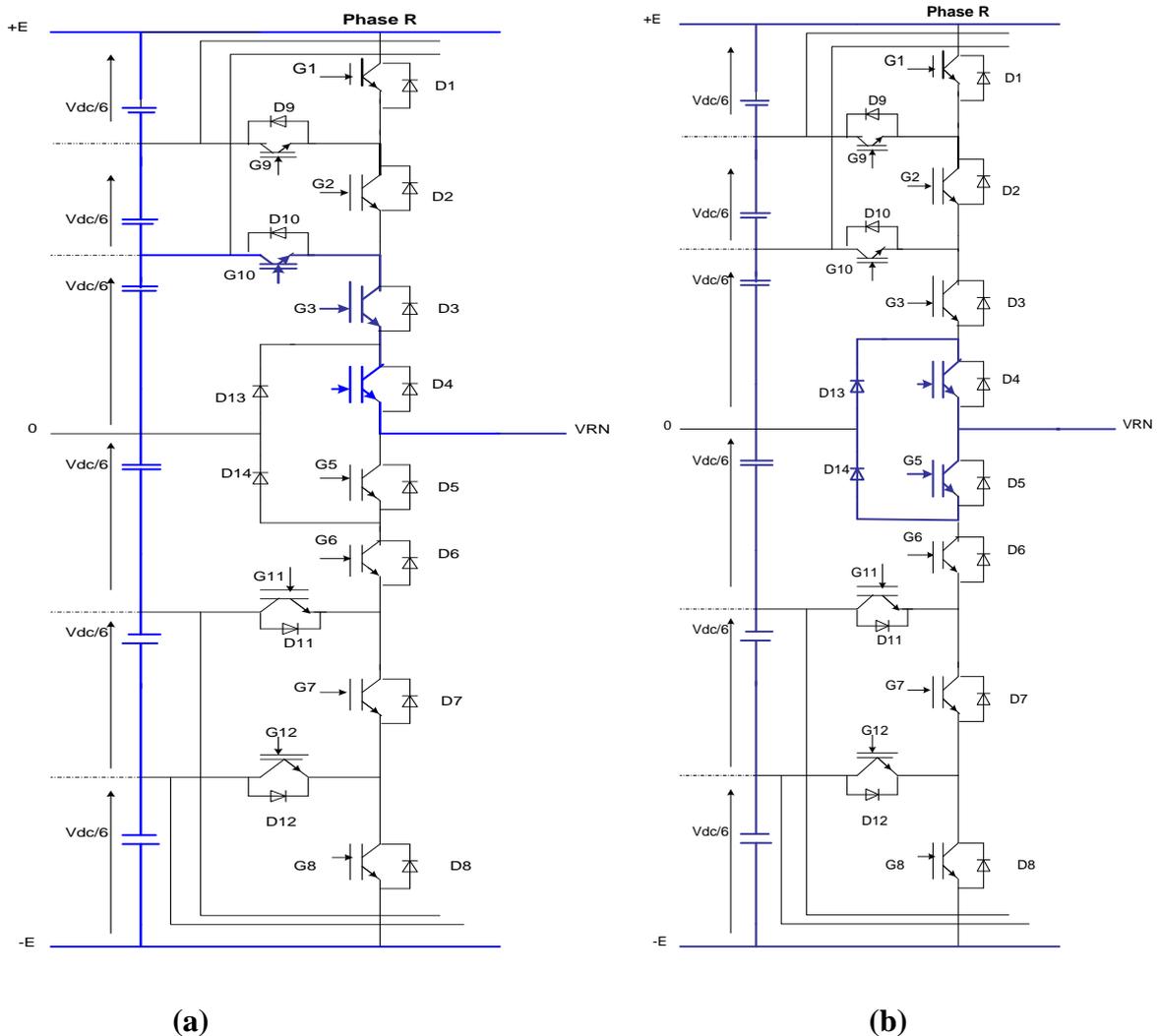


Figure II.28. Différentes configurations d'un bras d'ondulateur à sept niveaux

4<sup>ème</sup> configuration [000110000000] :

C'est la phase de mise à zéro du bras de l'onduleur ou les diodes  $D_{13}$  et  $D_{14}$  rentrent en conduction pour assurer la circulation du courant. La tension  $V_{R0}$  prend la valeur 0.

5<sup>ème</sup> configuration [000011000010] :

La configuration de la figure (II.29.a) a donné les interrupteurs à l'état 1 pour former la partie négative de la tension  $V_{R0}$ , cette configuration est traduite par l'équation (II-67).

$$V_{R0} = (B_5 B_6 B_{11}) \left( -\frac{E}{3} \right) = -\frac{E}{3} = -\frac{V_{dc}}{6} \quad (\text{II-67})$$

6<sup>ème</sup> configuration [000011100001] :

La configuration de la figure (II.29.b) exige la commande des interrupteurs suivants  $B_5$ ,  $B_6$ ,  $B_7$  et  $B_{12}$ , ils doivent être à l'état 1 et l'autre à l'état 0. L'équation (II-68) donne la valeur de la tension  $V_{R0}$  comme suit.

$$V_{R0} = (B_5 B_6) \left( -\frac{E}{3} \right) + (B_7 B_{12}) \left( -\frac{E}{3} \right) = -\frac{2E}{3} = -\frac{V_{dc}}{3} \quad (\text{II-68})$$

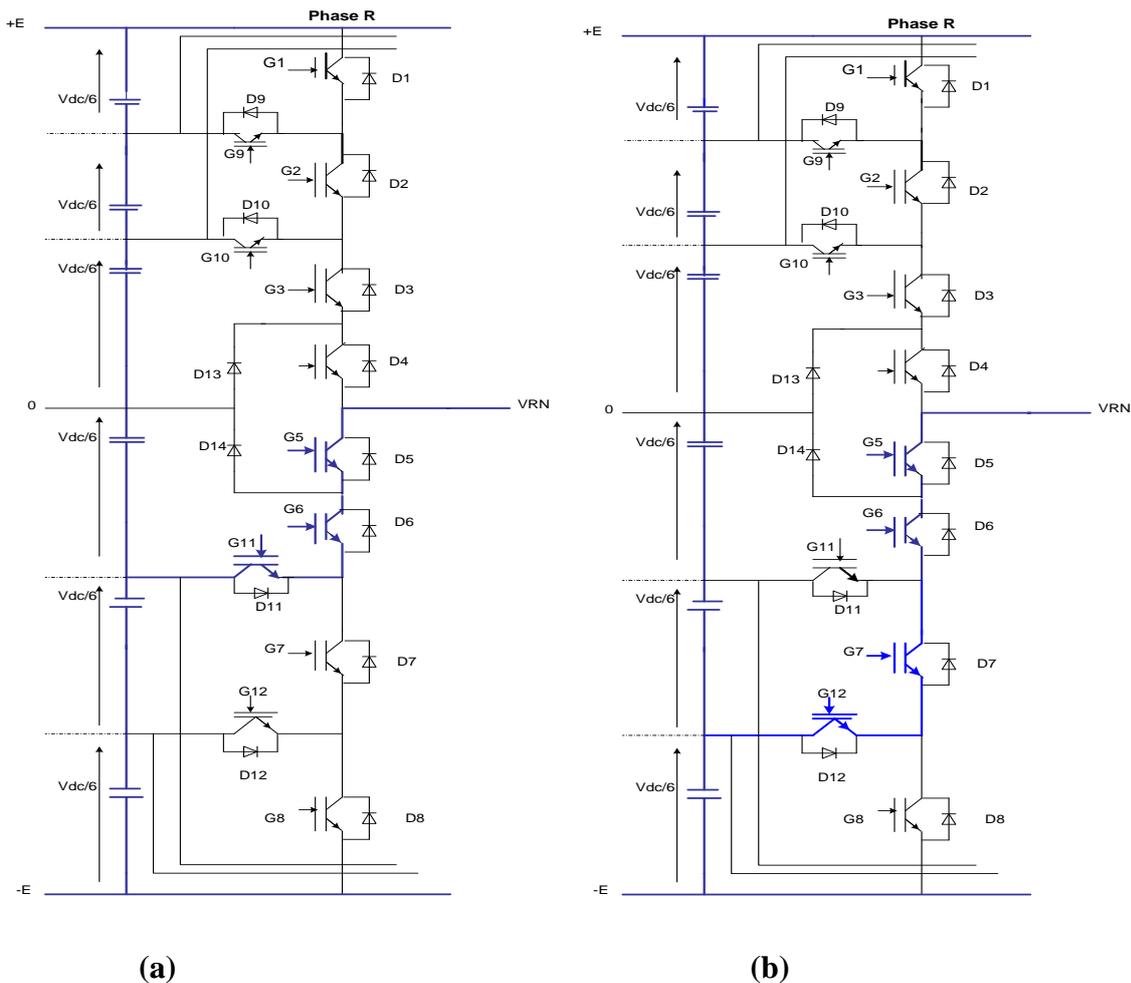


Figure II.29. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à sept niveaux

7<sup>ème</sup> configuration [0000111100001] :

Cette configuration produit  $-E$ , les interrupteurs en conduction sont  $B_5$ ,  $B_6$ ,  $B_7$  et  $B_8$  et le reste des interrupteurs sont à l'état bloqué et la tension  $V_{R0}$  est donnée par l'équation (II-69).

$$V_{R0} = (B_5 B_6) \left(-\frac{E}{3}\right) + B_7 \left(-\frac{E}{3}\right) + B_8 \left(-\frac{E}{3}\right) = -E = -\frac{V_{dc}}{2} \quad \text{(II-69)}$$

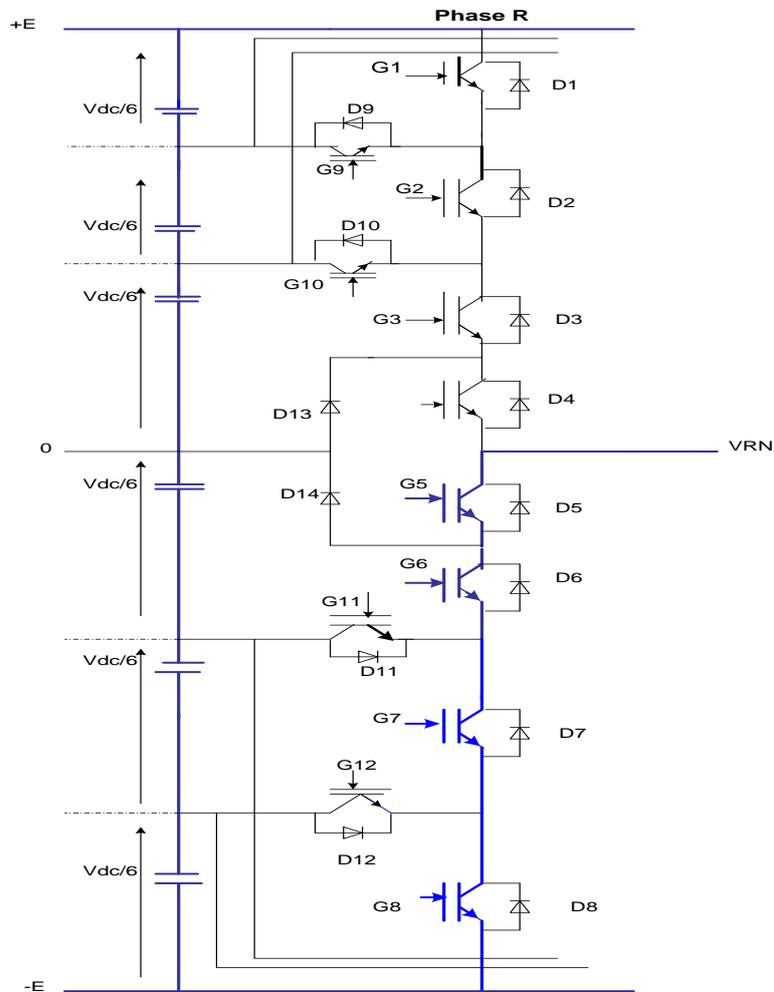
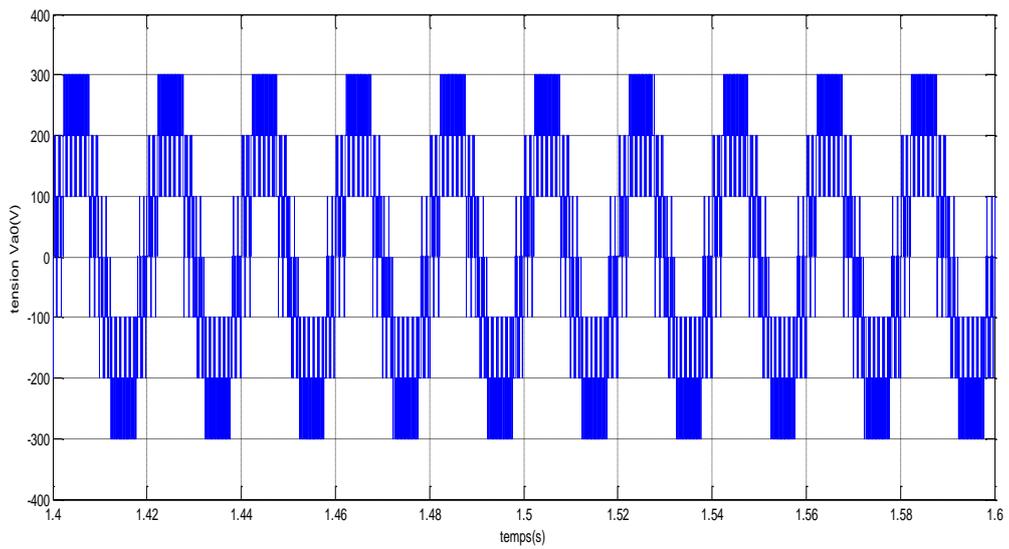
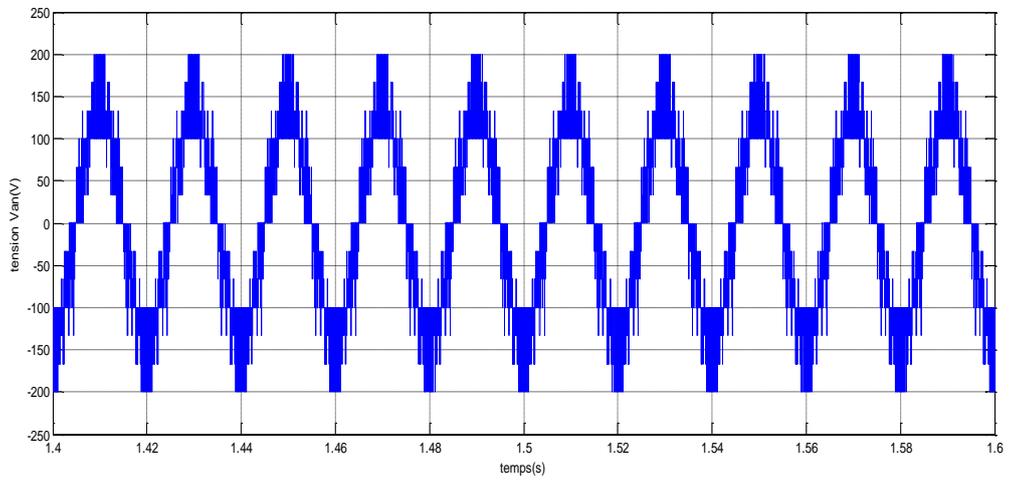
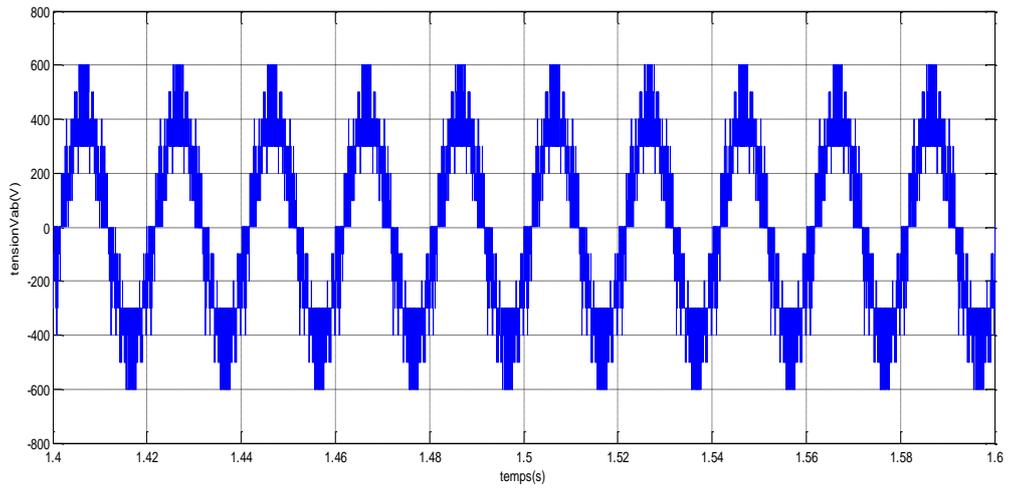


Figure II.30. Application d'une tension complète et négative



**Figure II.31.les tensions  $v_{ab}$ ,  $v_{an}$ ,  $v_{a0}$  d'un onduleur de tension à step niveaux**

## II-11- CARACTERISATION DES DEFAUTS DE L'ONDULEUR MULTI NIVEAUX

Le domaine d'application des onduleurs de tension triphasés le plus connu dans l'industrie est sans doute celui des entrainements électriques à vitesse variable. Les onduleurs triphasés, malgré leurs qualités, qu'ont pus atteindre grâce au développement de l'électronique de puissance, et l'utilisation quasi généralisés des techniques dites de « modulation de largeur d'impulsion », peuvent présenter des défauts structurels tels que les défauts de fermeture des semi-conducteurs. Ce type de dysfonctionnement induit des contraintes peuvent être des endommagements pour les systèmes de production si le personnel n'est pas averti et qu'un arrêt intempestif soit produit. Puisque, l'appareillage de protection n'intervient qu'au dernier stade de défaut ; il est donc évident, que l'investissement dans le domaine de la détection des dysfonctionnements parait une solution incontournable.

Beaucoup de défauts des onduleurs multi niveaux sont détectés en utilisant les surtensions et les surintensités de courant du système. Cependant, la détection de défaut des éléments de commutation est très difficile parce que la tension et le courant selon chaque défaut de commutation diminuent rapidement par rapport au fonctionnement normal. Le déséquilibre de la tension continu à l'entrée de l'onduleur multi niveaux, quant les défauts se produisent, provoque de sérieux problème pour la protection et la fiabilité du système. [29][48][65] [62] [63] [51]

### II-11-1-DEFIALLANCE DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Dans l'onduleur trois niveaux, les tensions de phase existent en fonctionnement normal, mais leurs niveaux de tension semblent être différents à chaque défaut de commutation.

Quand chaque défaut de commutation se produit, la tension de phase fictive est déferrement apparue entre eux. Dans le fonctionnement normal, les formes d'onde de la tension de phase  $V_x$  ( $x=R, S, T$ ) et les courants de phase  $I_x$  ( $x=R, S, T$ ) sont exprimées comme suit :

$$V_x = V_m \sin(\varphi)$$

$I_m$  : La valeur maximale des courants de phase fictive.

$V_m$  : La valeur maximale des tensions de phase fictive.

$\varphi$  : L'angle du facteur de puissance de charge.

$m$  : L'indice de modulation.

En utilise **(II-70)**, les courants de phase selon chaque défaut de commutation sont comme suit :

$$I_x = I_m \sin(\omega t - \varphi) \tag{II-70}$$

Avec

$x=R, S, T$

- 1) Dans le cas de défaut de l'interrupteur  $K_{11}$

$$\begin{aligned} I_{rn\text{def}} &= KI_{rn\theta} = 0 \sim \pi + I_{rn\theta} = \pi \sim 2\pi \\ I_{sn\text{def}} &= KI_{sn\theta} = 0 \sim \pi + I_{sn\theta} = \pi \sim 2\pi \end{aligned} \quad (\text{II-71})$$

$$I_{tn\text{def}} = KI_{tn\theta} = 0 \sim \pi + I_{tn\theta} = \pi \sim 2\pi$$

2) Dans le cas de défaut de l'interrupteur  $K_{13}$

$$\begin{aligned} I_{rn\text{def}} &= I_{rn\theta} = 0 \sim \pi + 0_{\theta} = \pi \sim 2\pi \\ I_{sn\text{def}} &= I_{sn\theta} = 0 \sim \pi + 0_{\theta} = \pi \sim 2\pi \end{aligned} \quad (\text{II-72})$$

$$I_{tn\text{def}} = I_{sc\theta} = 0 \sim \pi + 0_{\theta} = \pi \sim 2\pi$$

3) Dans le cas de défaut de l'interrupteur  $K_{14}$

$$\begin{aligned} I_{rn\text{def}} &= I_{rn\theta} = 0 \sim \pi + KI_{rn\theta} = \pi \sim 2\pi \\ I_{sn\text{def}} &= I_{sn\theta} = 0 \sim \pi + KI_{rn\theta} = \pi \sim 2\pi \end{aligned} \quad (\text{II-73})$$

$$I_{tn\text{def}} = I_{tn\theta} = 0 \sim \pi + KI_{rn\theta} = \pi \sim 2\pi$$

4) Dans le cas de défaut de l'interrupteur  $K_{12}$  et  $K_{14}$

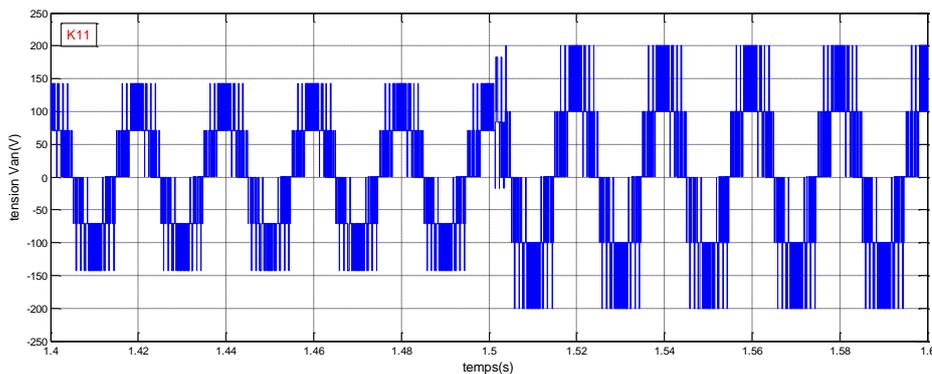
$$\begin{aligned} I_{s\text{a}\text{def}} &= 0_{\theta} = 0 \sim \pi + KI_{sa\theta} = \pi \sim 2\pi \\ I_{s\text{b}\text{def}} &= 0_{\theta} = 0 \sim \pi + KI_{sb\theta} = \pi \sim 2\pi \end{aligned} \quad (\text{II-74})$$

$$I_{s\text{c}\text{def}} = 0_{\theta} = 0 \sim \pi + KI_{sc\theta} = \pi \sim 2\pi$$

Pour connaître le changement du courant selon chaque défaut de commutation, les courants triphasés ( $I_{rn}, I_{sn}, I_{tn}$ ) peuvent être convertis en courants biphasés ( $I_{\alpha}, I_{\beta}$ ) par une transformation de  $\alpha\beta/RST$ , donnée par l'équation (II-75) :

$$I_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{rn} \quad (\text{II-75})$$

$$I_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sn} - I_{tn})$$



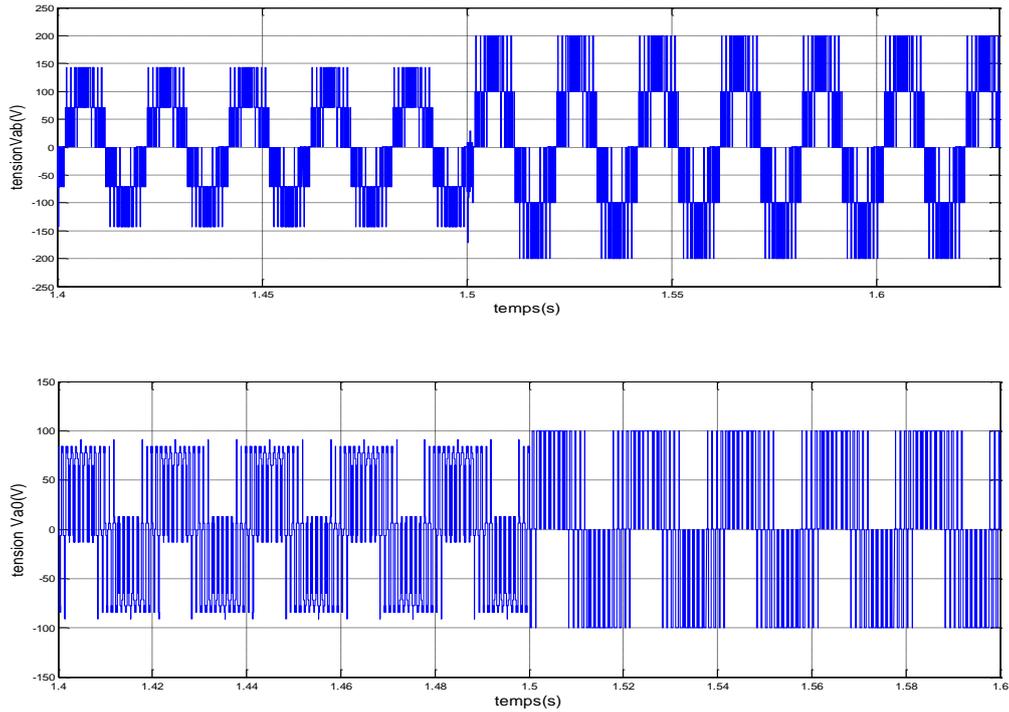
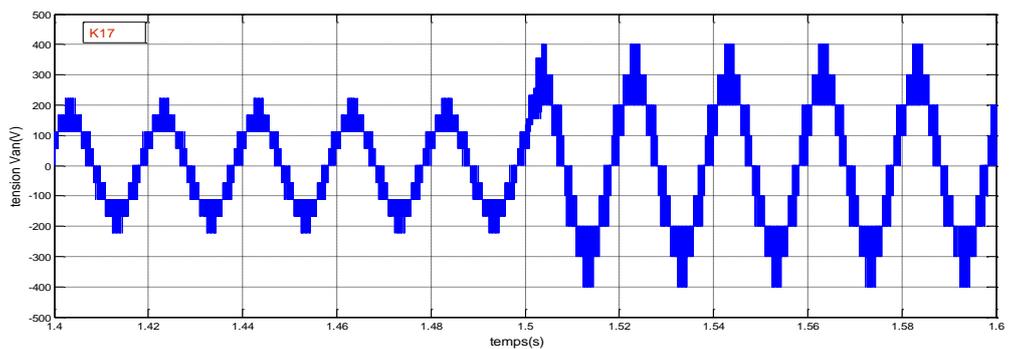


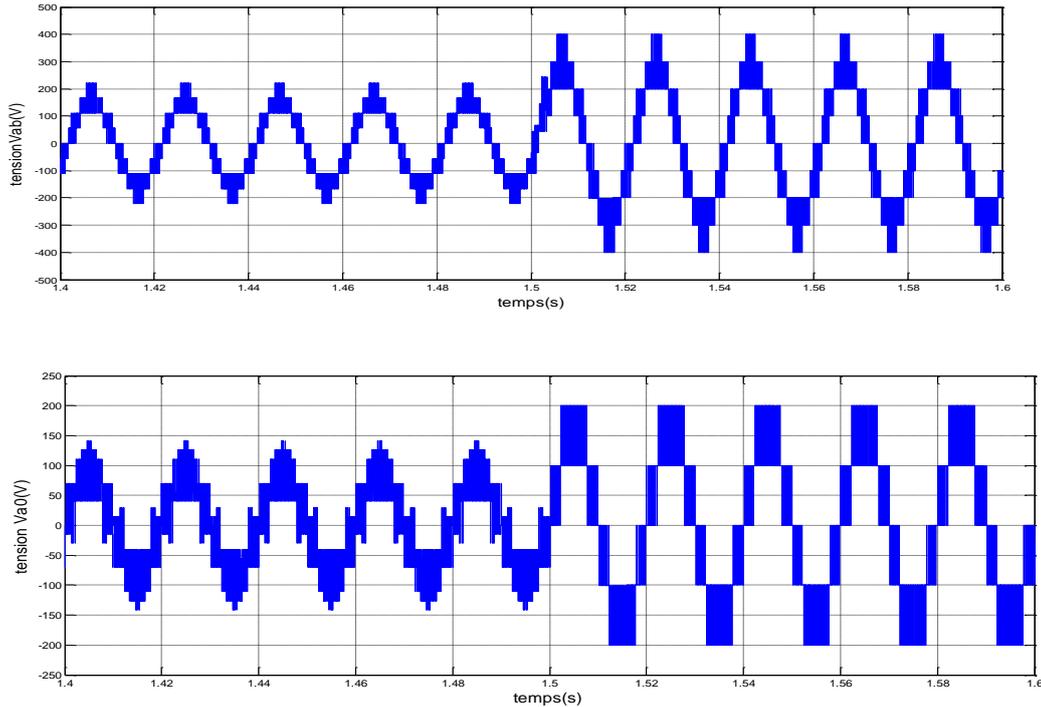
Figure II.32. Résultat de tension  $V_{an}$ ,  $V_{ab}$ ,  $V_{a0}$  de l'onduleur trois niveaux en cas de défaut  $K_{11}$  de t (1.4, 1.5)

## II-11-2- DEFIAILLANCE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Dans l'onduleur cinq niveaux, les tensions de phases présentent quinze niveaux en fonctionnement symétrique, mais leurs niveaux de tension semblent être différents à chaque défaut de commutation. La tension de phase pendant le période positive a seulement cinq niveaux par ce que le courant de phase traverse l'interrupteur  $K_{17}$  au lieu de  $K_{11}$  dans l'état de P. En cas de défaut de commutation de  $K_{12}$ , la tension de phase pendant la période positive a seulement trois niveaux par ce que le courant de phase traverse l'interrupteur  $K_{13}$  dans l'état de P. Par conséquent quand chaque défaut de commutation se produit, la tension de phase fictive est différemment apparue entre eux.

Le défaut de  $K_{17}$  et  $K_{12}$  induit un déséquilibre dans les trois phases, ce qui traduit par le décharge des condensateurs inférieurs du bras R de l'onduleur cinq niveaux.

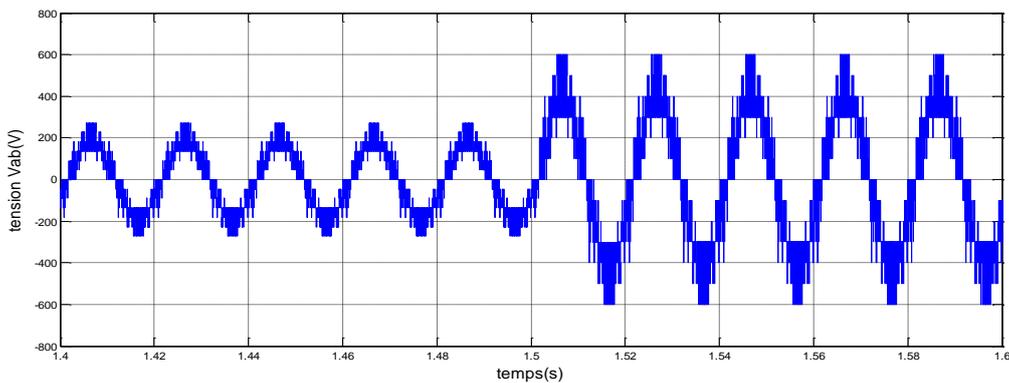


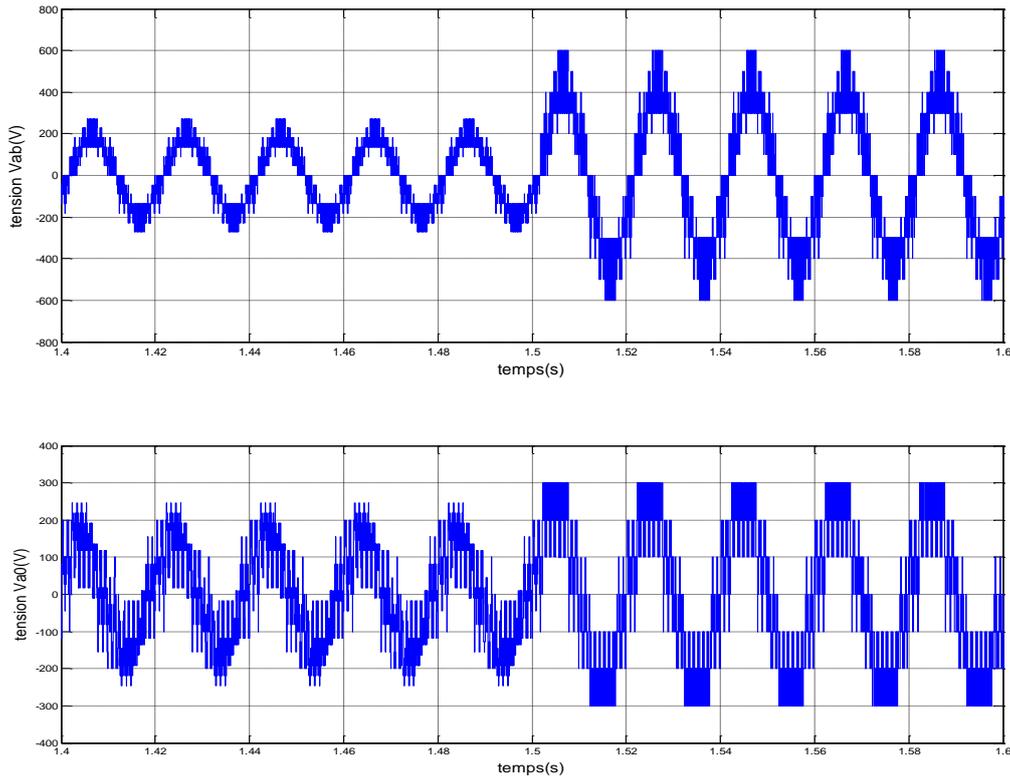


**Figure II.33. Résultat de tension  $V_{an}$ ,  $V_{ab}$ ,  $V_{a0}$  de l'onduleur cinq niveaux en cas de défaut  $K_{17}$  de  $t$  (1,4, 1,5)**

### II-11-3- DEFIALANCE DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Dans l'onduleur sept niveaux, les tensions de phases représentent vingt niveaux en fonctionnement symétrique, mais leurs niveaux de tension semblent être différents à chaque défaut de commutation. La tension de phase pendant la période positive a seulement huit niveaux parce que le courant de phase traverse l'interrupteur  $K_{19}$  au lieu de  $K_{11}$  dans l'état de P(positive). En cas de défaut de commutation de  $K_{10}$ , la tension de phase pendant la période positive a seulement six niveaux par ce que le courant de phase traverse l'interrupteur  $K_{10}$  dans l'état de P. En cas de défaut de commutation de  $K_{13}$ , la tension de phase pendant la période positive a seulement quatre niveaux par ce que le courant de phase traverse l'interrupteur  $K_{14}$  dans l'état P. Par conséquent, quand chaque défaut de commutation se produit, la tension fictive est différemment apparue entre eux.





**Figure II.34. Résultat de tension  $V_{an}$ ,  $V_{ab}$ ,  $V_{a0}$  de l'onduleur sept niveaux en cas de défaut  $K_{19}$  de  $t(1.4, 1.5)$**

## II-12- CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle triphasé et biphasé sans défaut et sa commande, et le modèle triphasé et biphasé avec défaut statorique et rotorique.

Le modèle biphasé pour sa simplicité et facilité la synthèse des défauts. La représentation sur deux axes masque néanmoins des informations qui peuvent être nécessaire au diagnostic est n'est plus valable lors de la dissymétrie de l'alimentation ou de la machine.

En propose dans ce chapitre aussi l'élaboration d'un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois, cinq et sept niveaux. Ainsi nous proposons la méthode de diagnostic de défaut pour ces différents types d'onduleurs.

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et des fréquences d'alimentation des ces machines.

CHAPITRE III  
DETECTION DE DEFAUT  
PAR LA  
COMMANDE VECTORIEL  
ET  
LA LOGIQUE  
FLOUE  
FLOUE

## CHAPITRE III

### LES DIFFERENTES METHODES DE DETECTION DE DEFAUT

#### III-1-INTRODUCTION

Ces dernières années, la surveillance et la détection de défaut des machines électriques se sont éloignées des techniques traditionnelles pour s'orienter vers des techniques dites d'intelligence artificielle (IA) [9] [34] [77].

Ces techniques apportent aux systèmes de diagnostic des moteurs électriques la fiabilité, l'automatisation, la praticité et la sensibilité.

Ces méthodes exploitent les signatures avec ou sans modèle, décrites précédemment, pour réaliser la supervision et le diagnostic du système.

Elles possèdent, par ailleurs, de grandes facultés d'apprentissage. En effet, les récents développements dans le matériel et le logiciel permettent de produire un système pour la surveillance automatique des moteurs asynchrones en utilisant des techniques de traitement des signaux et des techniques de classification non supervisée pour le diagnostic des défauts.

Parmi ces méthodes, nous pouvons citer la logique floue, les réseaux neuronaux. Dans cette partie, nous allons présenter quelques unes de ces techniques ainsi que leur application dans le domaine du diagnostic de la machine électrique

### COMMANDE VECTORIELLE AVEC REGULATION CLASSIQUE

#### III-2 Introduction

La machine à courant continu présente un découplage naturel entre le flux et le couple électromagnétique et elle est parfaitement adaptée à la vitesse variable. Elle a permis, dès l'apparition de l'électronique de puissance, de satisfaire la plus grande partie des besoins. Toutefois, certaines industries tolèrent mal le collecteur mécanique en raison de sa fragilité et le danger qu'il peut entraîner dans des atmosphères explosibles.

Dans la machine à courant continu à excitation séparée, le couple est donné par la relation :

$$C_e = k I_a I_f \quad \text{(III-1)}$$

$I_a$  : est le courant d'induit ,  $I_f$  : est le courant inducteur ,  $k$  : constante

En maintenant le courant  $I_f$  constant par circuit de réglage de l'inducteur, le couple  $C_e$  dépend uniquement de courant  $I_a$ .

Un intérêt considérablement à été accordé à la machine à courant alternatif au détriment du moteur à courant continu. La machine asynchrone est le choix par excellence d'un grand nombre d'industriels, vue son prix, sa robustesse et surtout c'est une machine qui n'a pas de collecteur mécanique, mais la machine asynchrone présente des difficultés au niveau de la commande, ces difficultés résident dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre différentes grandeurs comme le flux, le couple, la vitesse ou la position.

$$C_e = \frac{3 n_p L_m}{2 L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad \text{(III-2)}$$

Pour remédier à ce problème en utilise la commande vectorielle dite commande par orientation du flux, cette technique de commande est considérée comme un outil fort qui peut fournir les mêmes performances que celle réalisées par un machine à courant continu à excitation séparée.

### III-3 Principe de la commande vectorielle du moteur asynchrone

La commande par méthode de flux orienté est une technique qui malgré la structure complexe et non linéaire de la MAS, permet sa commande de façon similaire à celle de la machine à courant continue, cette méthode à flux orienté basée sur le modèle de la machine asynchrone, on fait orienter le système d'axes (d, q) de manière à ce que l'axe d ou q devienne en phase avec le flux, d'où le nom de commande vectoriel à flux orienté.[2] [44] [20] [7].

Dans le modèle biphasé de la machine asynchrone représenté par les équations (II-27) nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe d (FigIII-1).

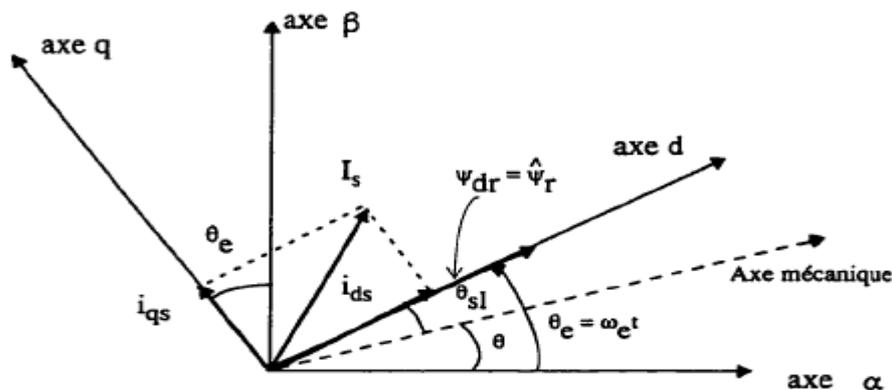


Figure III-1: Orientation de flux

#### III-3-1 Technique d'orientation de flux

A partir du modèle de Park de la machine asynchrone, le courant statorique peut être décomposé en deux composantes :  $I_{sd}$  composante magnétisante qui produit le flux, et  $I_{sq}$  composante produisant de couple. Ces deux composantes sont découplées et commandées séparément.

Ainsi, pour obtenir ce découplage, trois types de commande par flux orienté de la MAS sont possibles et vérifient le degré de découplage entre le flux et le couple, il s'agit : [2] [41] [8].

1-Orientation de flux rotorique  $\Phi = \Phi_{rd} = \Phi_r$  ;  $\Phi_{rq} = 0$

2-Orientation de flux statorique  $\Phi = \Phi_{sd} = \Phi_s$  ;  $\Phi_{sq} = 0$

**3-Orientation de flux d'entrefer**  $\Phi = \Phi_{gd} = \Phi_g$  ;  $\Phi_{gq} = 0$

**a)-Dans le premier cas :** à partir de l'équation (II-25) l'expression de couple électromagnétique devient :

$$C_e = \frac{3 n_p L_m}{2 L_r} \Phi_{rd} I_{sq} \quad (\text{III-3})$$

Le couple est proportionnel au produit du flux par la composante statorique en quadrature avec le flux. Avec la première équation rotorique (II-20), on obtient :

$$(1 + \tau_r p) \Phi_{rd} = L_m I_{sd} \quad (\text{III-4})$$

Ainsi, le flux ne dépend que de la composante du courant statorique dans l'axe d, d'où un découplage naturel entre le flux et les grandeurs selon l'axe q. Equation (III-18) donne la position angulaire du flux rotorique par rapport au phase statorique :

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m I_{sq}}{\tau_r \Phi_{rd}} \quad (\text{III-5})$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{III-6})$$

**b)-dans le deuxième cas :** le couple électromagnétique à pour expression

$$C_e = \frac{3}{2} n_p \Phi_{sd} I_{sq} \quad (\text{III-7})$$

Le couple est donc le produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. En utilisant la première équation rotorique du modèle général en régime transitoire (II-20), on obtient

$$\frac{1}{L_s} (1 + \tau_r p) \Phi_{sd} = (1 + \sigma \tau_r p) I_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma \tau_r I_{sq} \quad (\text{III-8})$$

Le flux statorique ne dépend pas uniquement de la composante du courant statorique dans l'axe d mais d'un terme contenant la composante dans l'axe q. Donc ce choix de référentiel d'orientation ne permet pas un découplage naturel entre le couple et le flux.

**c)-Dans le troisième cas :** le couple électromagnétique s'exprime selon la relation

$$C_e = \frac{3}{2} n_p \Phi_{gq} I_{sq} \quad (\text{III-9})$$

A partir de la première équation rotorique **(II-20)**, on définit la relation entre le flux et les courants statorique :

$$\frac{1}{L_s} (1 + p \tau_r n_p) \Phi_{gd} = (1 + p \tau_r n_p) I_{sd} - (\omega_s - \omega) \tau_r I_{sq} \quad \text{(III-10)}$$

Le flux dépend des composantes du courant statorique et ainsi, il n'y a pas de découplage naturel entre le flux et les variables selon l'axe q.

En conclusion, dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Ainsi dans un fonctionnement à flux constant, cette composant est l'image de couple.

Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante du courant statorique. Dans notre travail, nous choisissons la technique d'orientation du flux rotorique par ce qu'elle présente une meilleure performance par rapport aux autres technique d'orientation du flux. [33][68] [2][74]

-Alors le système d'équations **(II-27)** régissant le comportement de la MAS dans un référentiel lié au champ tournant devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{n_p L_m}{\tau_r L_r} \Phi_{rd} I_{sq} - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega \\ \frac{dI_{sd}}{dt} = -\lambda I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{k}{\tau_r} \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \lambda I_{sq} - n_p \Omega k \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad \text{(III-11)}$$

On remarque qu'il y a un grand couplage entre le courant  $I_{sq}$  et la tension  $V_{sd}$  d'une part et le courant  $I_{sd}$  et la tension  $V_{sq}$  d'autre part.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (\sigma L_s \lambda I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt}) - (\frac{\sigma L_s k}{\tau_r} \Phi_{rd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq}) \\ V_{sq} = (\sigma L_s \lambda I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt}) + (\sigma L_s n_p \Omega k \Phi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sd}) \end{array} \right. \quad \text{(III-12)}$$

IL nécessaire de réaliser un découplage dont l'objet est de modéliser la machine sous forme d'un ensemble de deux sous système mono variables évoluant en parallèle de façon à que leurs commandes soient non interactives.

### III-3-2 Découplage vectoriel en tension

#### III-3-2-1 Technique de découplage

IL existe trois différentes techniques de découplage qui sont : [2] [44] [85] [74]

⌘ Découplage par compensation

⌘ Découplage par retour d'état

⌘ Découplage par régulateur

Dans notre travail, nous avons choisi la première technique qui est le découplage par compensation.

#### III-3-2-2 Découplage par compensation

Cette technique consiste à compenser le découplage entre le flux et le couple et cela par l'injection de deux tensions à la commande de la machine.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (\sigma L_s \lambda I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt}) - (\frac{\sigma L_s k}{\tau_r} \Phi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sq}) \\ V_{sq} = (\sigma L_s \lambda I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt}) + (\sigma L_s n_p \Omega k \Phi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sd}) \end{array} \right. \quad \text{(III-13)}$$

Le système d'équation (III-13) peut être écrit sous la forme suivante

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = V_{sd}^{ref} - E_q \\ V_{sq} = V_{sq}^{ref} + E_d \end{array} \right. \quad \text{(III-14)}$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd}^{ref} = \sigma L_s \lambda I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} ; \quad E_q = +(\frac{\sigma L_s K}{\tau_r} \Phi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sq}) \\ V_{sq}^{ref} = \sigma L_s \lambda I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} ; \quad E_d = -\sigma L_s n_p \Omega K \Phi_{rd} - \sigma L_s \omega_s I_{sd} \end{array} \right. \quad \text{(III-15)}$$

Combinant les systèmes d'équation (III-14) et (III-15), nous obtiendrons un niveau système pour lequel les actions sur l'axe d et q sont découplées.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} = -\sigma L_s \lambda I_{sd} + V_{sd}^{ref} \\ \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} = -\sigma L_s \lambda I_{sq} + V_{sq}^{ref} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - (\omega_s - n_p \Omega) \Phi_{rd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{n_p L_m}{\tau_r L_r} \Phi_{rd} I_{sq} - \frac{1}{J} C_e - \frac{1}{J} f \Omega \end{array} \right. \quad \text{(III-16)}$$

Le système (III-16) à une structure simplifiée:

La dynamique du flux est parfaitement linéaire

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} \\ \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} = -\sigma L_s \lambda I_{sd} + V_{sd}^{ref} \end{array} \right. \quad \text{(III-17)}$$

Ce flux peut être contrôlé indépendamment par  $V_{sd}$  via un contrôleur PI Fig (III-17)

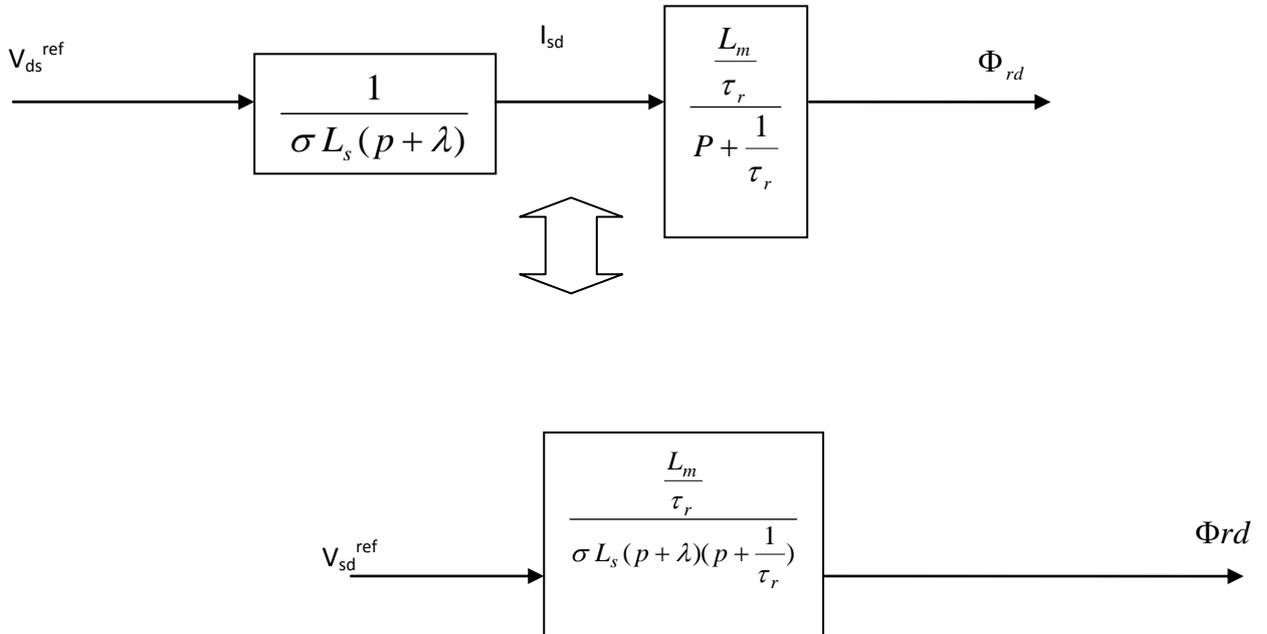


Figure III-2: Transfert entre  $V_{sd}^{ref}$  et  $\Phi_{rd}$

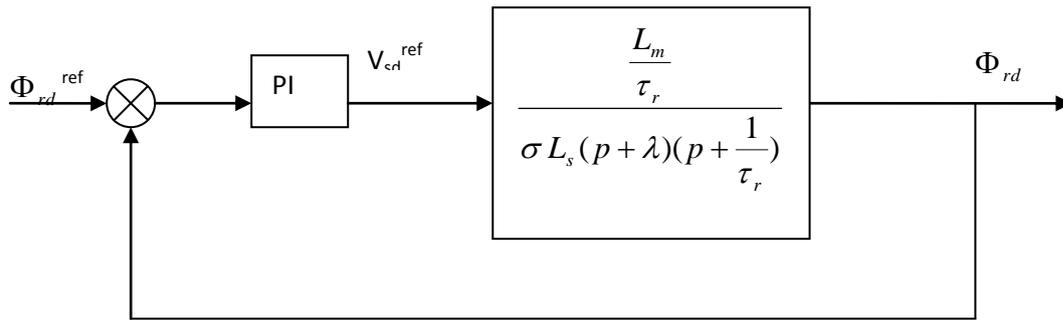


Figure III-3: Boucle de régulation du flux

### III-4 Commande vectorielle

IL existe deux méthodes de commande vectorielle : [24] [6] [42] [5] [53] [2] [44] [33] [79].

#### III-4-1 Commande vectorielle directe

Cette méthode concerne la connaissance du flux (module et phase) est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux.

En effet, dans la commande vectorielle direct, l'angle de Park  $\theta_s$  est calculé directement à partir de l'information du flux Fig (III-4) .Le flux magnétique peut être mesuré directement à l'aide de capteurs basés sur l'effet Hal ou estimé à partir des tensions et des courants statorique. Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. Les signaux sont entachés d'harmoniques d'encoche et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. Ainsi, l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux augmente considérablement le coût de sa fabrication et le rend plus fragile.

Dans ce cas, on fait appel à des estimateurs ou on effectue des mesures qui sont sensibles aux variations de la constante de temps rotorique [24] [6] [68].

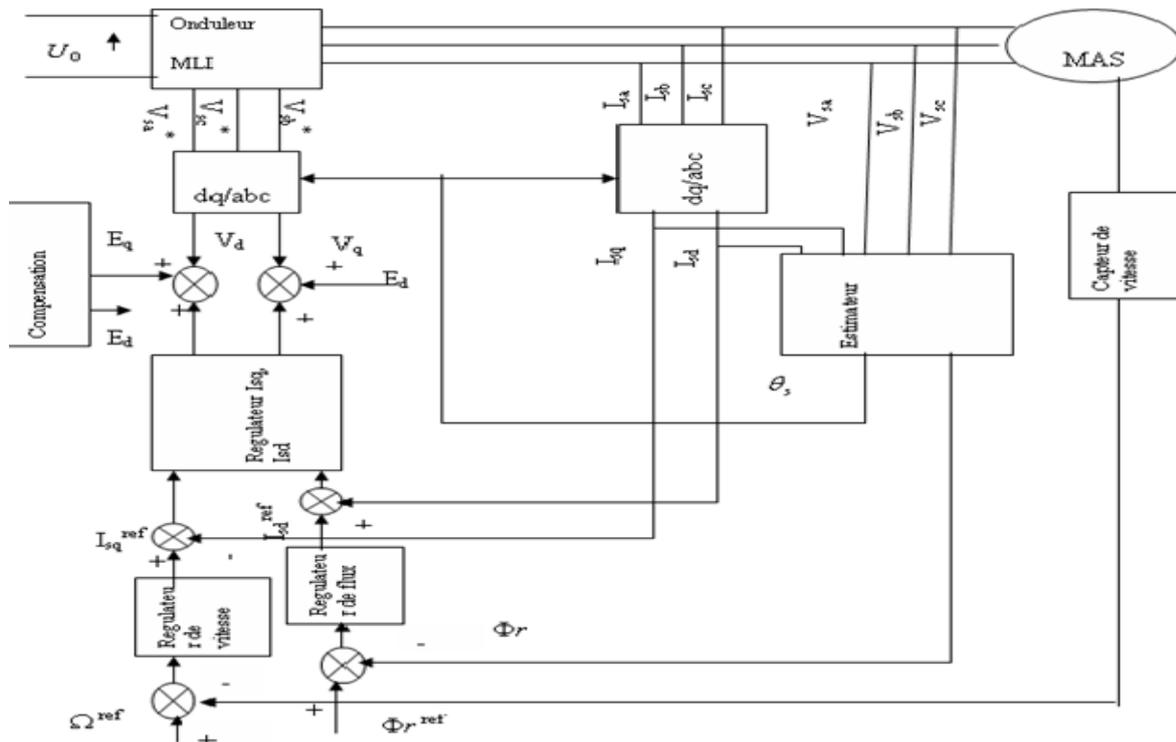


Figure III-3: principe de contrôle vectoriel direct alimenté en tension

#### III-4-2 Commande vectorielle indirecte

Dans cette méthode, l'angle de Park  $\theta_s$  utilisé pour la transformation directe et inverse, est calculé (équation III-5) à partir de pulsation statorique qui est reconstitué à l'aide de la vitesse de la machine et de pulsation statorique.

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a donc besoin ni de capteur, ni d'estimateurs ou d'observateur du flux.

Si l'amplitude du flux rotorique n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor. Il est important de souligner que ce principe de contrôle est simple à réaliser, mais son inconvénient qu'il exige un capteur de position. [2][44][33][7]

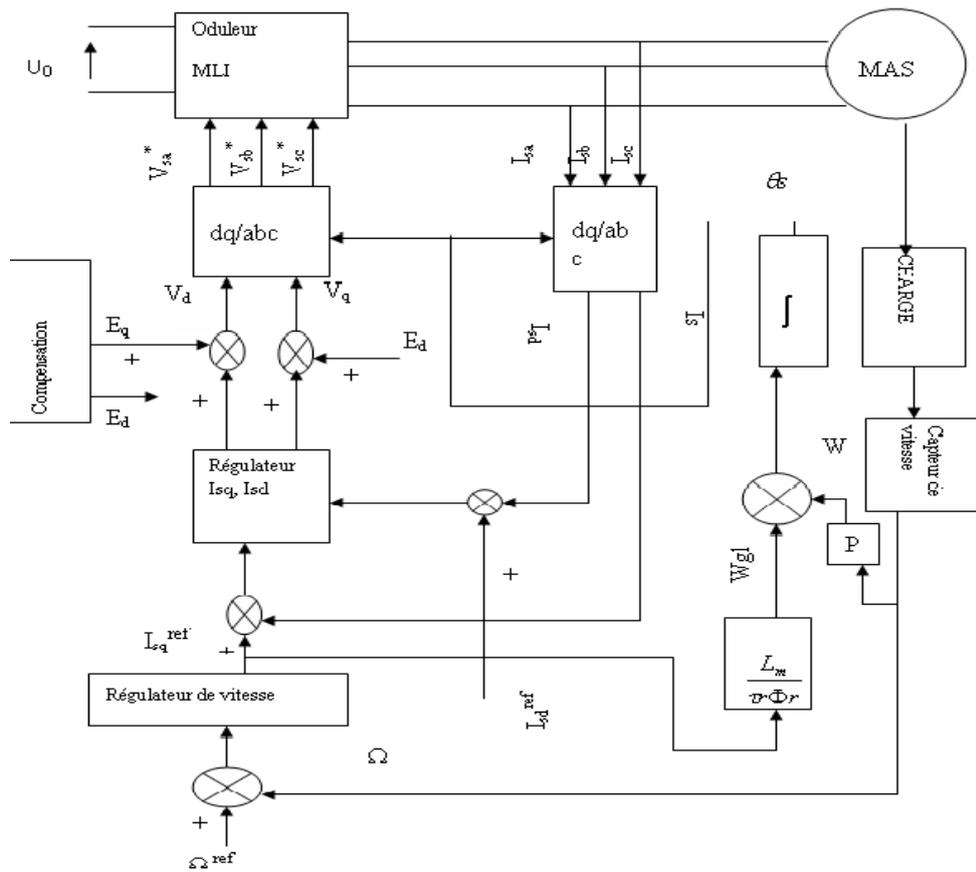


Figure III-4: principe de contrôle vectoriel indirect alimenté en tension

### III-4-3 Comparaison entre les méthodes directe et indirecte

Après la présentation des méthodes directe et indirecte de commande vectorielle, nous pouvons comparer suivant leur complexité et leur robustesse par rapport aux paramètres, tel qu'indique dans la table III-1

	Direct	Indirect
Calcul de l'angle $\theta_e$	A partir de la position du flux	A partir des pulsations $\omega_{sl}$ et $\omega$
Estimateur de flux	Nécessaire	Pas nécessaire
Influence des paramètres	$R_r$ (avec estimateur de $\Phi_r$ ) $R_s$ (avec estimateur de $\Phi_s$ )	$R_r$
Boucles de commande	-courant statorique -vitesse -flux	-courant statorique -vitesse -flux (optionnel)

Tableau III-1 : La différence entre la commande vectorielle directe et indirecte

Il est important de souligner qu'un estimateur de flux est nécessaire pour la commande vectorielle directe, tandis qu'il ne l'est pas dans le cas de commande vectorielle indirecte. Parmi les paramètres des machines, c'est la résistance rotorique qui varie le plus selon la température.

Par conséquent, elle a la plus grande influence sur la performance du système de commande, car cette grandeur est utilisée pour calculer la pulsation de glissement dans le cas de commande vectorielle indirecte et pour estimer le flux rotorique dans le cas de commande vectorielle directe. Pour éviter ce problème, un estimateur de flux statorique peut être utilisé dans la commande vectorielle directe.

Cependant, cette approche est limitée par le fait qu'un découplage parfait entre le couple et le flux est garanti seulement à haute vitesse par ce qu'il est très difficile d'estimer le flux de manière précise à basse vitesse à partir de signaux de tension. De plus des capteurs de tension sont nécessaires pour cet estimateur de flux statorique [91]

En générale, la méthode indirecte est plus simple que la méthode directe, mais le choix de méthodes ainsi que stratégies varient d'une application à l'autre.

### III-5 Calcul de régulateurs

La dimension d'un régulateur PI est basée sur la compensation du pôle le plus lent (dominant) de la dynamique du système à contrôler. Pour ce fait, on doit calculer la fonction de transfert du système en boucle ouverte (FTBO). En identifiant l'équation caractéristique du système on peut calculer sa fonction de transfert en boucle fermée (FTBF). [20][44][74][68].

#### III-5-1 Régulation du flux

D'après la Fig (III-3), on peut écrire la fonction de transfert de boucle du flux comme suit :

$$\frac{\Phi_r(p)}{V_{sd}^{ref}} = \frac{\alpha L_m}{(p + \lambda)(p + \alpha) \sigma L_s} \quad \sigma = \frac{1}{\tau_r}$$

Soit un régulateur proportionnel – intégral classique de type :

$$PI = K_{p1} + \frac{K_{i1}}{p} = K_{p1} \frac{p + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{p}$$

Compensons le pôle le plus dominant de la fonction de transfert du flux par du zéro du régulateur PI, c'est-à-dire,  $p + \frac{K_{i1}}{K_{p1}} = p + \alpha$ , ce qui se traduit par la condition :

$$\alpha = \frac{K_{i1}}{K_{p1}} \quad (\text{III-19})$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$FTBO(p) = \frac{K_{p1} \alpha L_m}{p(p + \lambda) \sigma L_s} \quad (\text{III-20})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$FTBF(p) = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s \lambda}{K_{p1} \alpha L_m} p + \frac{\sigma L_s p^2}{K_{p1} \alpha L_m}} \quad (\text{III-21})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse similaire à celle d'un système du 2<sup>ème</sup> ordre dont la forme canonique est :

$$\frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2}$$

Par identification, nous obtenons

$$\begin{cases} \frac{\sigma L_s}{K_{p1} \alpha L_m} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\sigma L_s \lambda}{K_{p1} \alpha L_m} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \end{cases}$$

Le gain  $K_{p1}$  est donné par :

$$K_{p1} = \frac{\sigma L_s \lambda^2}{\alpha L_m (2\varepsilon)^2} \quad (\text{III-22})$$

L'équation (III-19) permet de déduire  $K_{i1}$  :

$$K_{i1} = \alpha K_{p1}$$

### III-5-2 Régulation de couple

De même la fonction de transfert du couple  $C_e$  est :

$$\frac{C_e(p)}{V_{sq}(p)} = \frac{K}{p + \lambda} \quad (\text{III-23})$$

Avec :

$$K = \frac{n_p L_m \Phi_r^{ref}}{\sigma L_s L_r}$$

Les paramètres du régulateur sont donc dépendants de la consigne de flux  $\Phi_r^{ref}$

L'utilisation d'un régulateur proportionnel-intégral

$$PI(p) = K_{p2} + \frac{K_{i2}}{p} = K_{p2} \frac{p + \frac{K_{i2}}{K_{p2}}}{p}$$

Permet de compenser le pôle du système, soit :  $p + \lambda = K_{p2} \frac{p + \frac{K_{i2}}{K_{p2}}}{p}$ , ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{i2}}{K_{p2}} = \lambda \quad \text{(III-24)}$$

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

$$FTBO = \frac{K_{p2} K}{p} \quad \text{(III-25)}$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1<sup>ère</sup> ordre de constante de temps  $\frac{1}{K_{p2} K}$

$$\frac{3}{K_{p2} K} = t_{rep}(5\%)$$

Soit

$$K_{p2} = \frac{3}{K t_{rep}(5\%)} = \frac{\sigma L_s L_r}{n_p \Phi_{rd} L_m} \frac{3}{t_{rep}(5\%)}$$

### III-5-3 Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel de la

Fig (III-6)

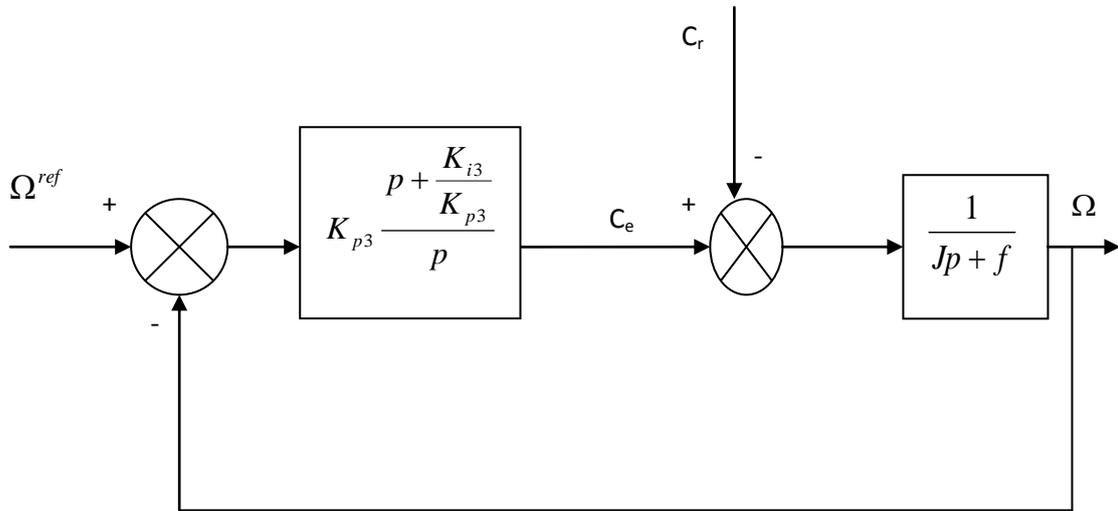


Figure III-6 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{Jp + f} (C_e - C_r) \quad \text{(III-26)}$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique,  $\Omega$  s'écrit alors :

$$\Omega = \frac{1}{Jp + f} \left( \frac{K_{p3}p + K_{i3}}{p} \right) (\Omega^{ref} - \Omega) - \frac{1}{Jp + f} C_r \quad \text{(III-27)}$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_{p3}p + K_{i3}}{Jp^2 + (K_{p3} + f)p + K_{i3}} \Omega^{ref} - \frac{p}{Jp^2 + (K_{p3} + f)p + K_{i3}} C_r \quad \text{(III-28)}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique  $\frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} p + \frac{p^2}{\omega_n^2}}$ , nous avons à

résoudre le système d'équation suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \Rightarrow J\omega_n^2 = K_{i3} \Rightarrow K_{i3} = \frac{(K_{p3} + f)\omega_n}{2\varepsilon J} \\ \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \end{array} \right.$$

### III-5-4 Résultat de simulation

- ✚ La modélisation et la simulation des machine constituent une étape primordiale pour la mise au point d'une procédure de défaut, elles permettent la compréhension du fonctionnement sain et défectueux.
- ✚ La machine démarre à vide sous tension nominale pour une alimentation sinusoïdale équilibrée, et à l'instant  $t = 0.5$  sec, nous appliquons un échelon de couple résistant de 10 Nm.

Nous remarquons que ces relevés correspondent au fonctionnement normal d'une machine à induction à vide puis en charge. Le couple tend à équilibrer le couple résistant ou le régime de charge considéré.

La **figure (III-7)** représente l'allure du courant de phase statorique, décrivant une partie du régime permanent après l'application du couple.

La **figure (III-7)** représente l'allure de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique respectivement.

On voit que Lors de l'application de ce couple résistant, on constate une diminution de la vitesse rotorique par rapport à la vitesse du synchronisme. Le couple électromagnétique se stabilise vers la valeur du couple résistant avec une réponse Quasiment instantanée. On remarque également que les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

Le type de défaut que nous étudions et la rupture de barres de la cage de la machine asynchrone. La simulation de ce type de défaillance consiste à augmenter artificiellement la valeur de la résistance de barre incriminée d'un facteur suffisant pour que le courant qui la traverse soit le plus proche possible de zéro en régime permanent. Dans ce type de modélisation, une rupture de barre n'altère pas les inductances propres et mutuelles de la cage rotorique. Par conséquent, le programme de simulation s'adaptera à cette nouvelle contrainte et nous donnera l'évolution temporelle des différents signaux pour un fonctionnement de la machine avec ce type de défaut.

- L'utilisation d'un régulateur PI pour détecté l'effet des cassures des barres sur les réponses des la machine asynchrone illustre les résultats suivante.
- La cassure de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor.

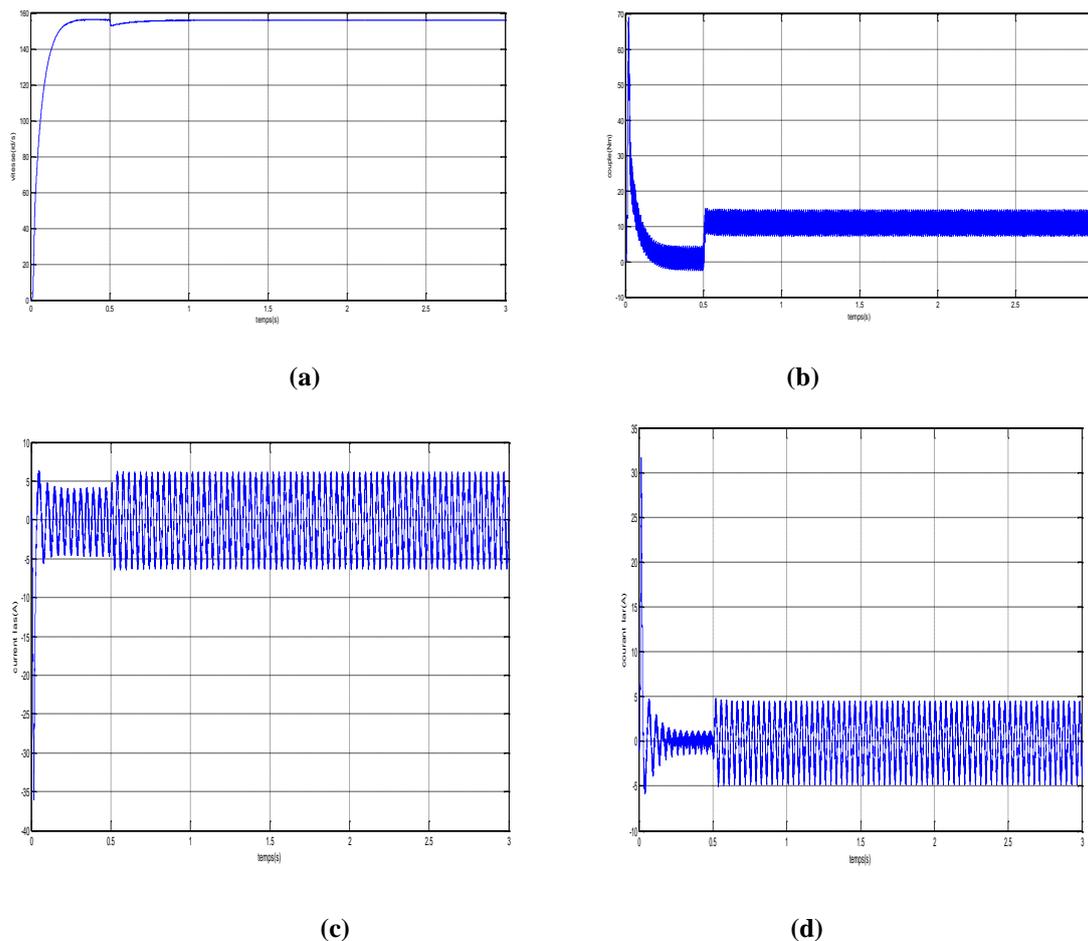
La méthode qu'on a adoptée pour la simulation des défauts rotoriques consiste à remplacer la valeur initiale de la résistance des barres cassées par une valeur finie.

A l'instant  $t = 1s$  jusqu'à  $t = 1.5s$  nous simulons la rupture de la première barre en augmentant sa résistance de **50 fois** et à  $t = 2s$  jusqu'à  $t = 2.5s$  en augmentant la résistance de la deuxième barre a **100 fois** (cette valeur a été choisie de sorte que le courant qui traverse la barre défaillante soit le plus proche possible de zéro).

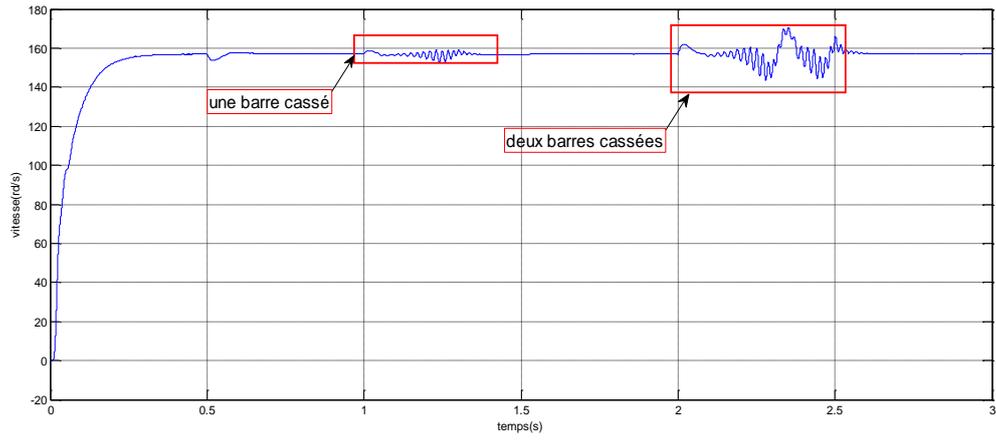
Le courant dans cette barre diminue fortement (**figure (III-8)**), entraînant une surintensité importante dans les barres adjacentes. Deux barres a

Une ondulation de l'amplitude du courant de phase statorique ainsi rotorique et une augmentation de l'amplitude des oscillations du couple et de la vitesse de rotation apparaît avec la cassure de la barre rotorique (**figure (III-8)**).

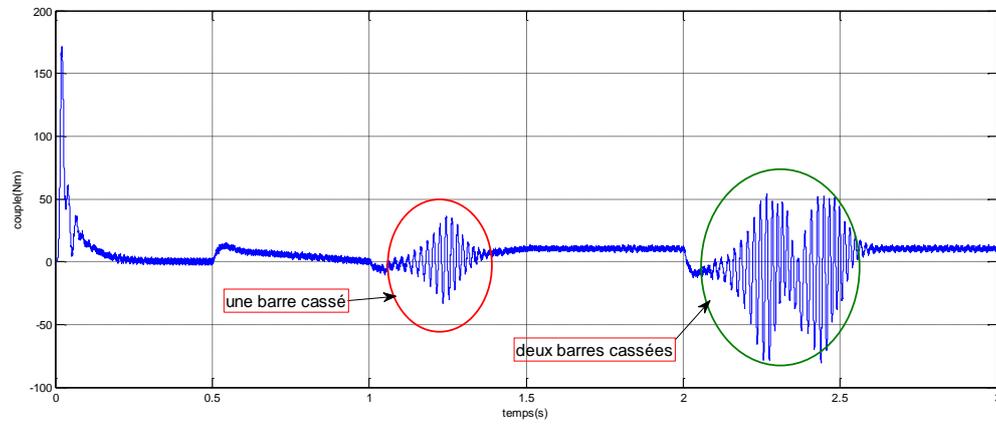
Avec l'utilisation de ce régulateur PI, on applique une cassure d'une barre a  $t = 1s$  et deux barres a  $t = 2s$  et on voit l'influence de ces deux défauts sur le couple électromagnétique, la vitesse ainsi que le courant statorique et rotorique de la machine asynchrone, qui montre les oscillations du couple et de la vitesse, ainsi que la modulation du courant statorique lors d'une rupture de barres rotoriques **figure (III-9)**



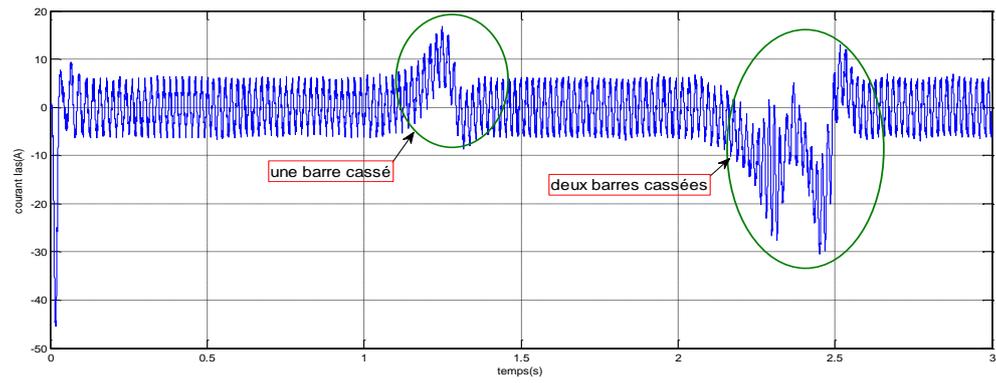
**Figure III-7. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine saine avec une application d'une charge  $Cr=10Nm$  a  $t=0.5s$ .**



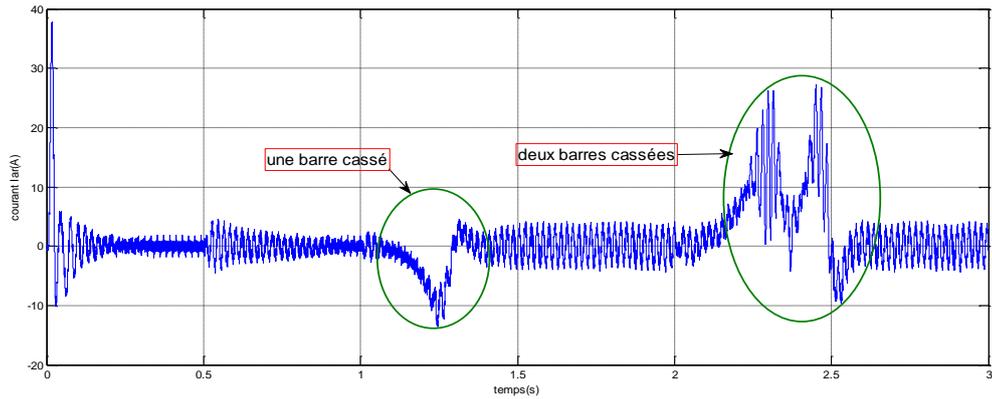
(a)



(b)

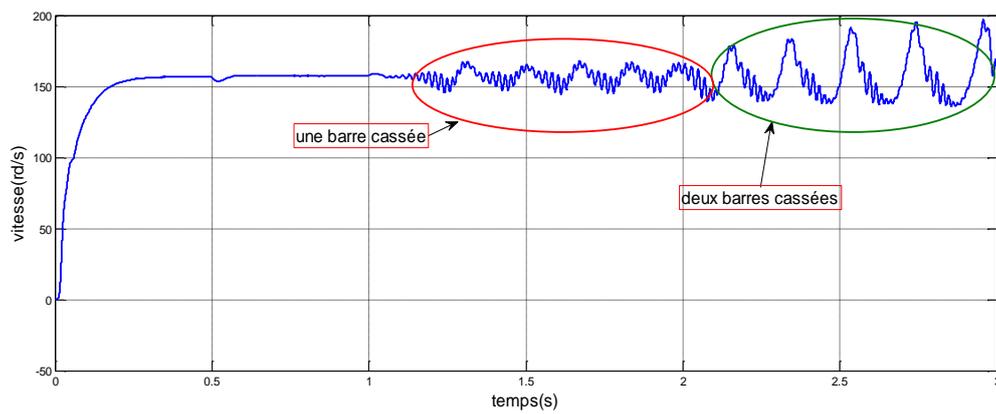


(c)

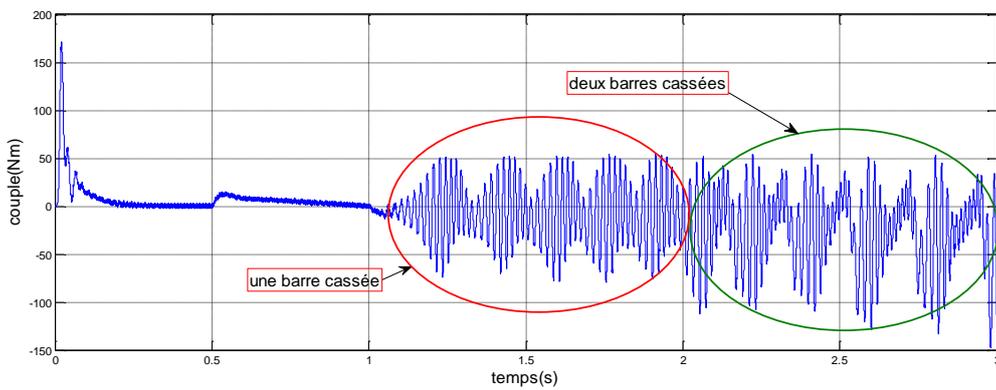


(d)

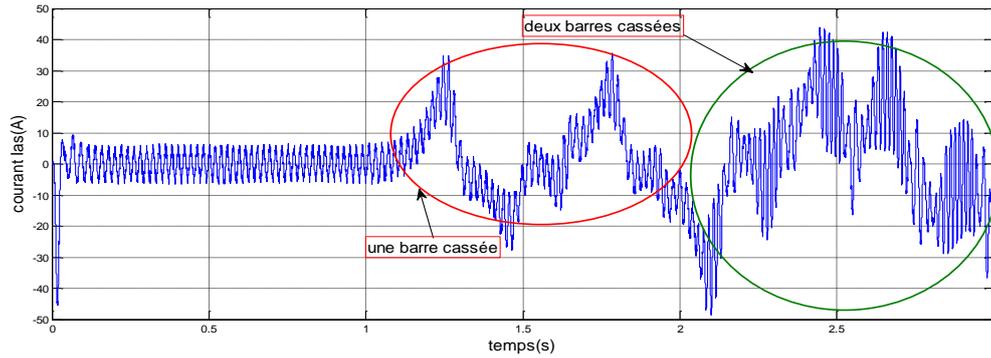
**Figure III-8. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée  $t= (1s, 1.5s)$  et deux barres cassées  $t= (2s, 2.5s)$ ) avec régulateur PI et application d'une charge  $Cr=10Nm$  a  $t=0.5s$ .**



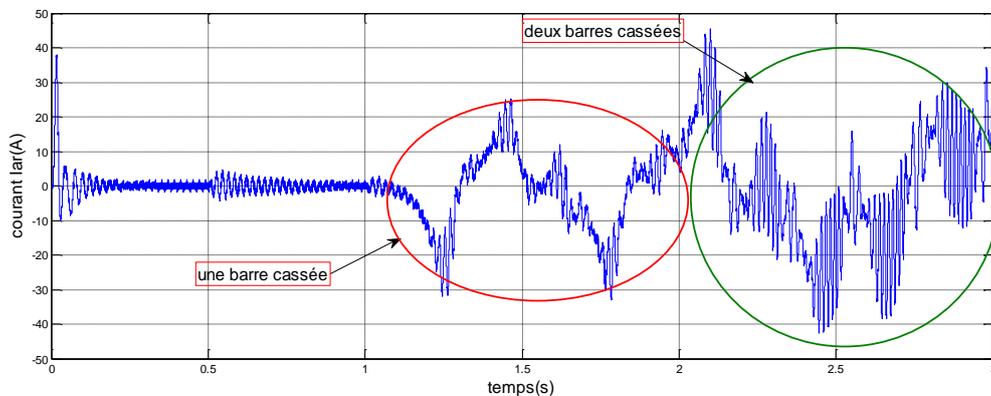
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figure III-9. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée  $t=1s$  et deux barres cassées  $t=2s$ ) avec régulateur PI et application d'une charge  $Cr=10Nm$  à  $t=0.5s$ .**

La tension simple de l'onduleur trois niveaux (trois états) prend les valeurs  $\pm 2E$ ,  $\pm E$ ,  $0$  ce qui peut être traduit par l'amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur trois états.

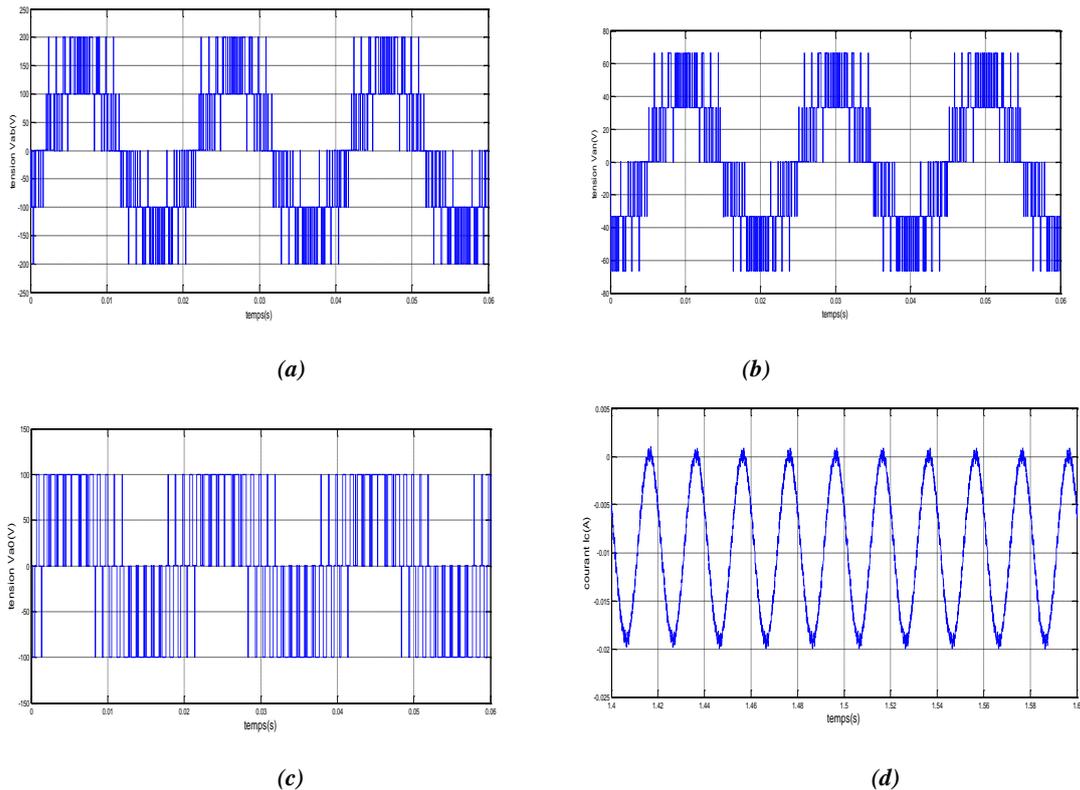
La **figure (III-10)** montre les allures des tensions simples et composées à la sortie de l'onduleur trois états, on remarque une nette amélioration de la forme de la tension composée  **$V_{ab}$** , et les tensions simples  **$V_{an}$** ,  **$V_{a0}$**  en forme d'escalier par rapport à l'onduleur conventionnel, ainsi une nette amélioration du courant de phase  **$I_c$** .

La **figure (III-11)** représentent la vitesse ainsi le couple qui peut avoir des variations en régime permanent puis une stabilisation en régime transitoire. Avec l'application de couple résistant  $Cr=10Nm$  à  $t=0.5s$ , le couple électromagnétique prend la couple résistant et le vitesse diminue.

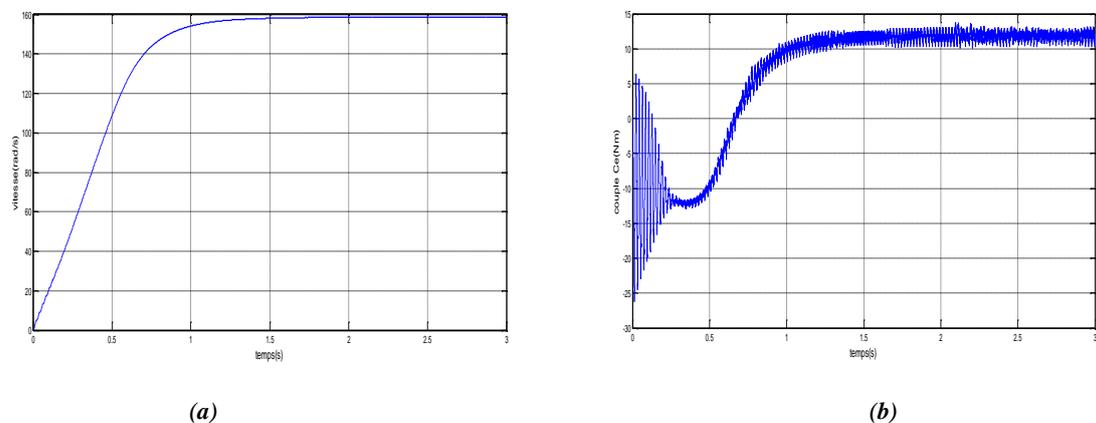
La **figure (III-12)** représente les formes de courant de phase de la machine asynchrone, qui prouve une nette amélioration de la forme de courant.

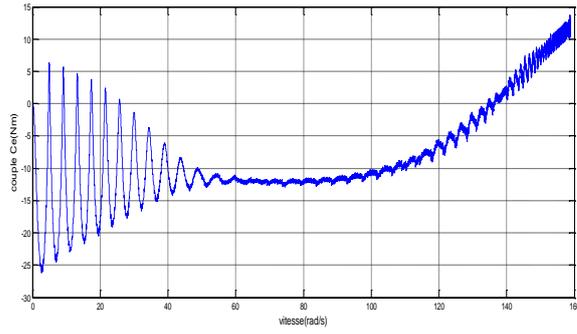
Pour un défaut de l'interrupteur  $K_{11}$  de l'onduleur trois niveaux par un application de régulateur PI, la **figure(III-13)** illustre bien le contrôle le déséquilibre de tension et du courant quand le défaut de commutation se produit.

La **figure (III-14)** représente la conduit de la machine asynchrone avant et durant le défaut, se qui est traduit par une augmentation de la vitesse et les axillations du couple. Après cette oxillation le couple diminue ainsi la vitesse. On remarque aussi une déséquilibre sur le courant statorique  $I_{sa}$  mais ce déséquilibre n'est pas bien détecté sur le courant rotorique  $I_{ra}$  (**figure (III-15)**)



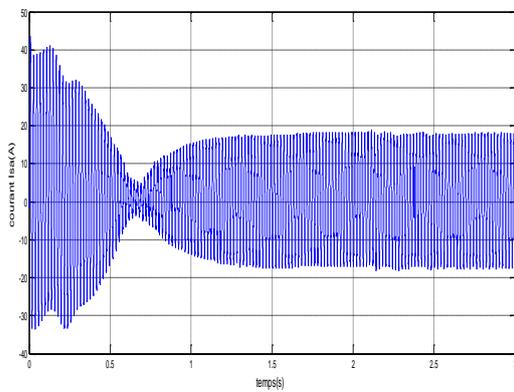
**Figure III-10. Résultat de tension  $V_{ab}$ ,  $V_{an}$ ,  $V_{a0}$  et courant  $I_c$  de l'onduleur trois niveaux sain**



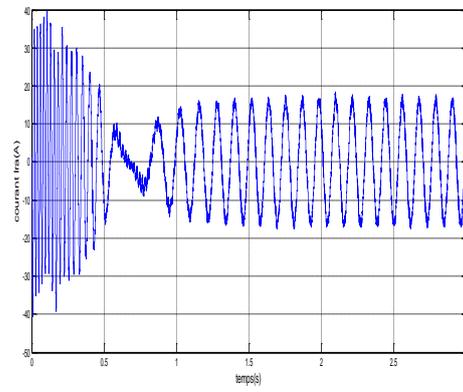


(c)

Figure III-11. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur trois niveaux sains.

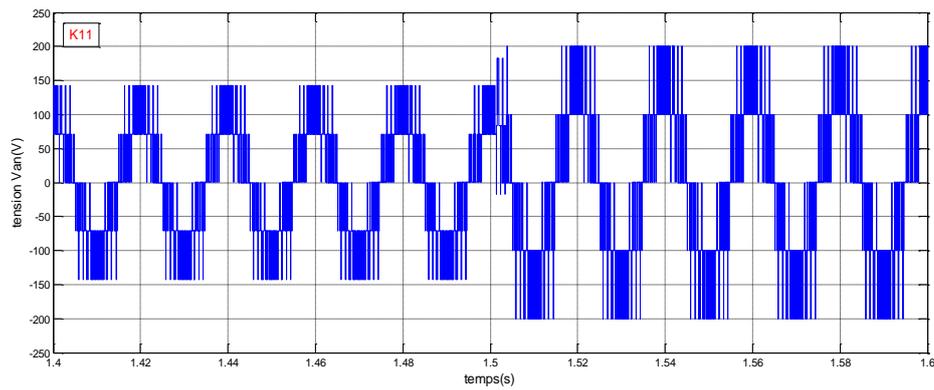


(a)

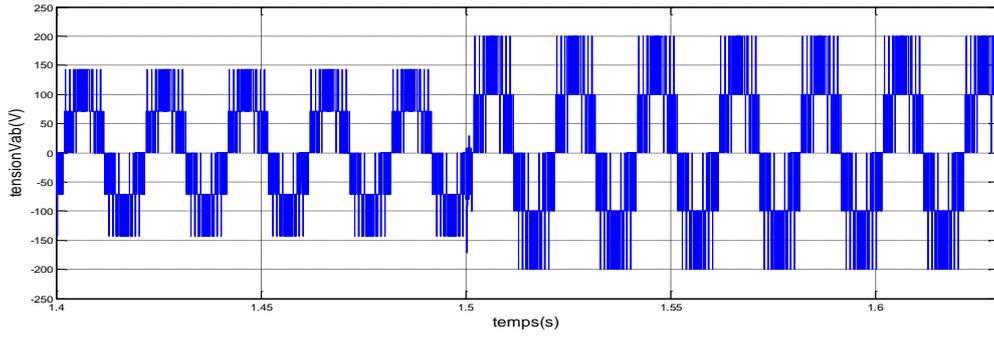


(b)

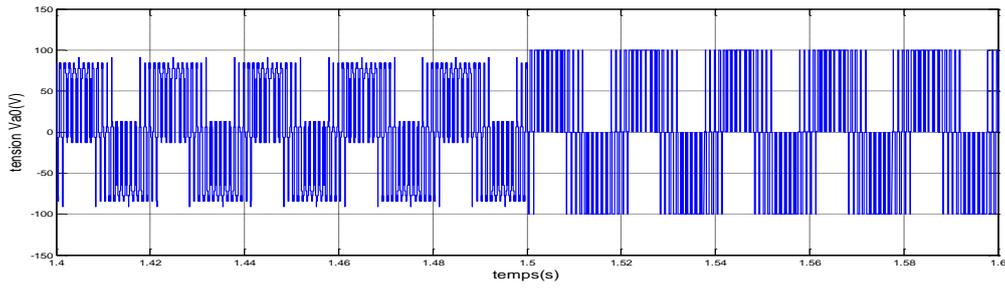
Figure III-12. Résultat des courants  $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$  de la machine asynchrone associée à l'onduleur trois niveaux sains



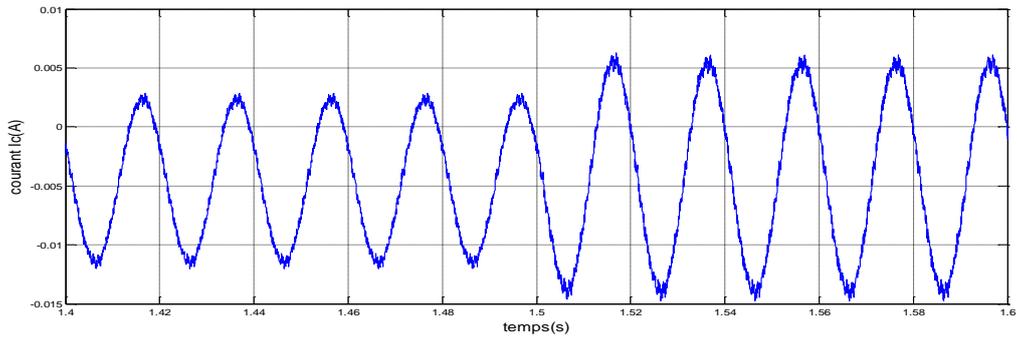
(a)



(b)

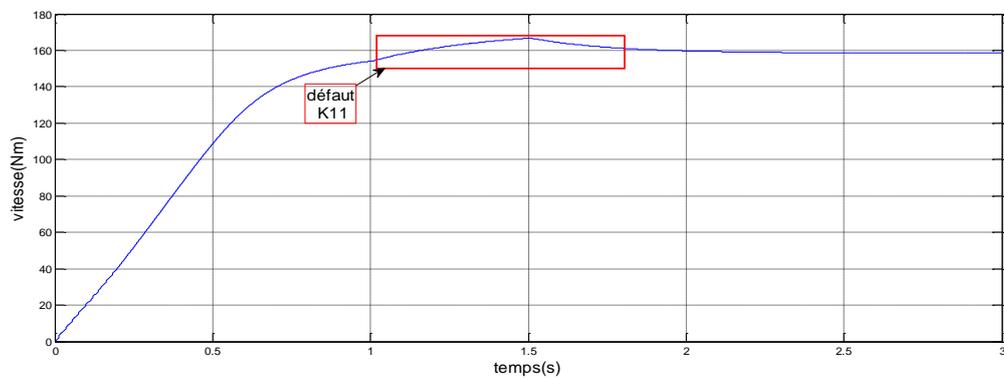


(c)

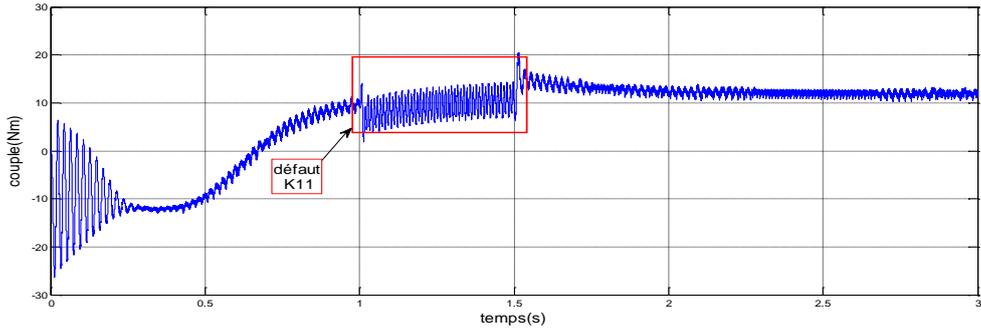


(d)

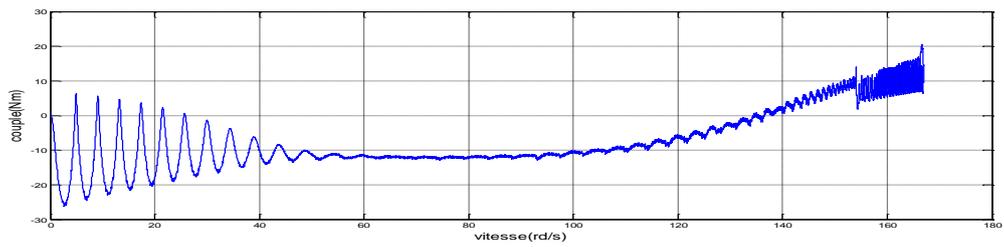
Figure III-13. Résultat de tension  $V_{an}$ ,  $V_{ab}$ ,  $V_{a0}$  et le courant  $I_c$  de l'onduleur trois niveaux en cas de défaut  $K_{11}$  de  $t(1, 1.5)$



(a)

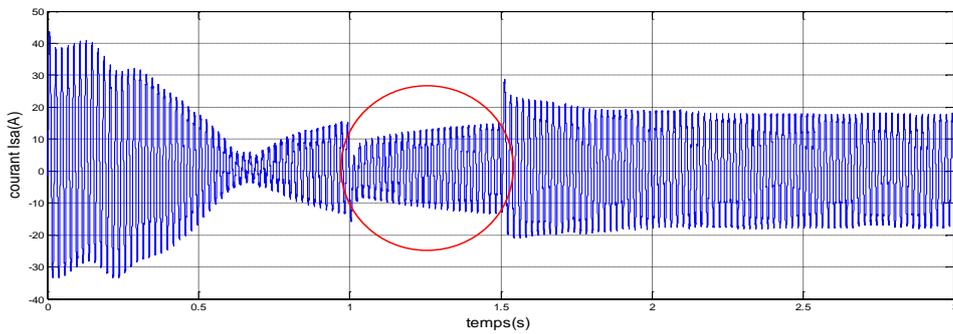


(b)

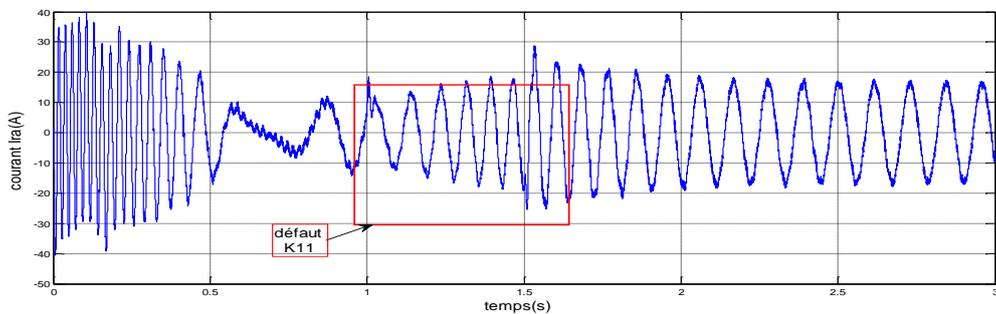


(c)

Figure III-14. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur trois niveaux en cas de défaut de  $K_{11}$  de t (1, 1.5) par application de régulateur PI



(a)



(b)

Figure III-15. Résultat des courants  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{11}$  de t (1, 1.5) de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur

L'onduleur cinq niveaux montre leur fiabilité pour l'amélioration des performances de l'ensemble onduleur-machine asynchrone par rapport à l'onduleur trois niveaux.

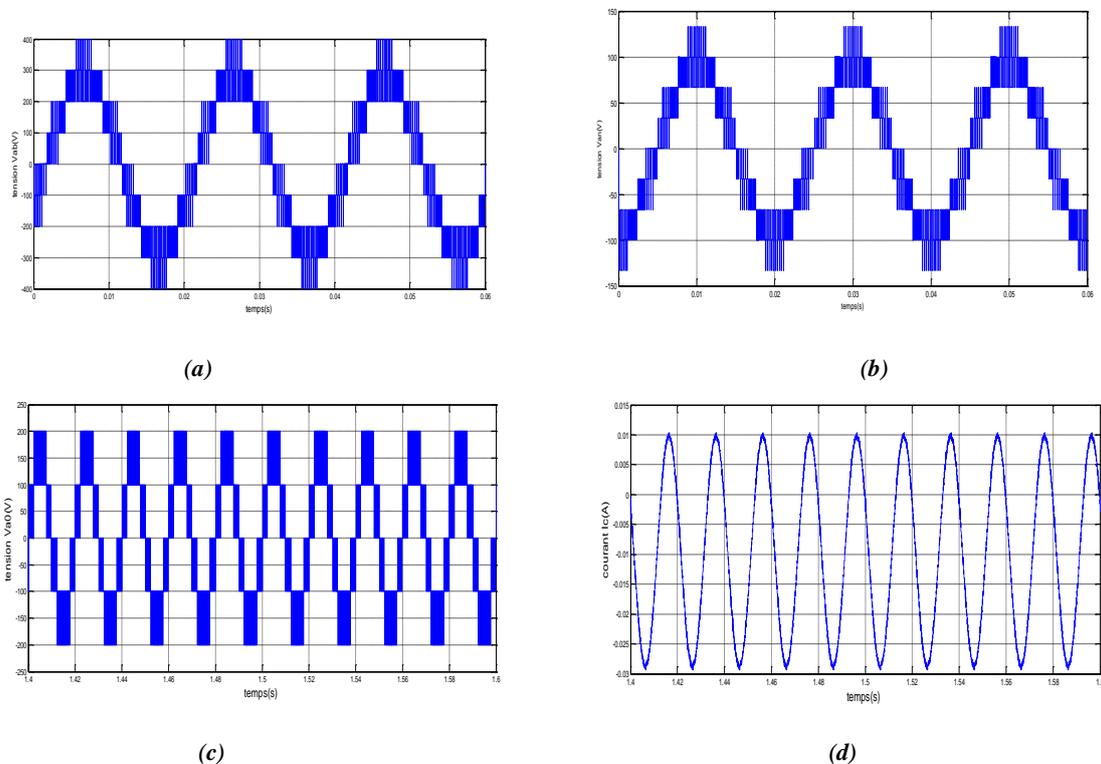
La **figure (III-16)** illustre les formes d'ondes de la tension simple et composée qui a un forme d'escalier, ce qui traduit par la forme d'onde d'escalier de la tension de phase une nette amélioration de la forme d'onde du courant de phase qui illustré par la **figure (III-16)**.

La **figure (III-17)** représentent la vitesse ainsi le couple qui varie d'une façon brusque au démarrage puis se stabilise en régime permanent, en applique une couple résistant  $C_r=10Nm$  à l'instant  $t=0.5s$  en voie que le couple électromagnétique suit la valeur de couple résistant ainsi que la vitesse diminue.

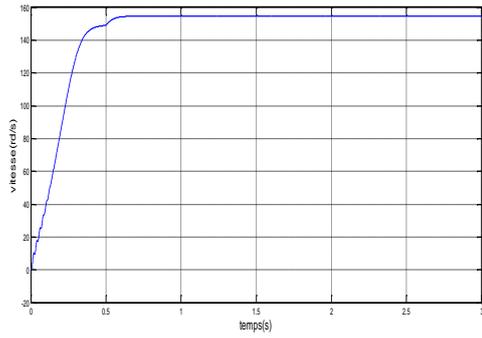
La **figure (III-19)** montre la forme de la tension et courant en cas de défaut d'interrupteurs  $K_{17}$  de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur PI. cet **figure (III-19)** montre le déséquilibre des ces tension et courant pendant le défiillance.

Les courants  $I_{ra}$ ,  $I_{sa}$  de la machine asynchrone résultant de défaut d'interrupteur  $K_{17}$  pour l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur PI illustré par la **figure (III-21)**, on remarque comment le défaut d'interrupteur  $K_{17}$  induit un déséquilibre sur ces courants.

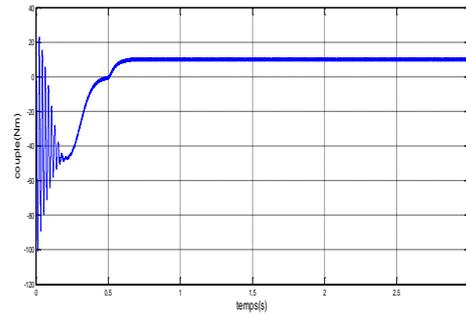
Durant le défaut de l'interrupteur  $K_{17}$  en remarque une augmentation de vitesse et des oxillation du couple mais après les oxillation diminue la vitesse diminue ainsi les oxillation du couple, ce qui illustré par la **figure (III-20)**.



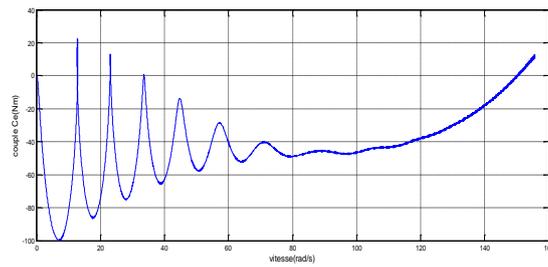
**Figure III-16. Résultat de tension  $V_{ab}$ ,  $V_{an}$ ,  $V_{a0}$  et courant  $I_a$  de l'onduleur cinq niveaux sain**



(a)

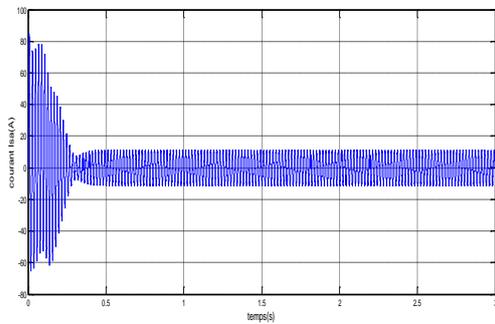


(b)

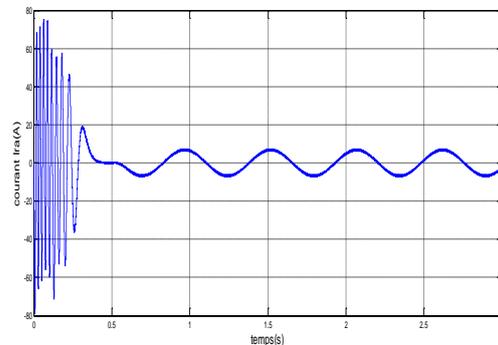


(c)

**Figure III-17. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur cinq niveaux sains par application de couple  $C_r=10\text{Nm}$  à  $t=0.5\text{s}$ .**

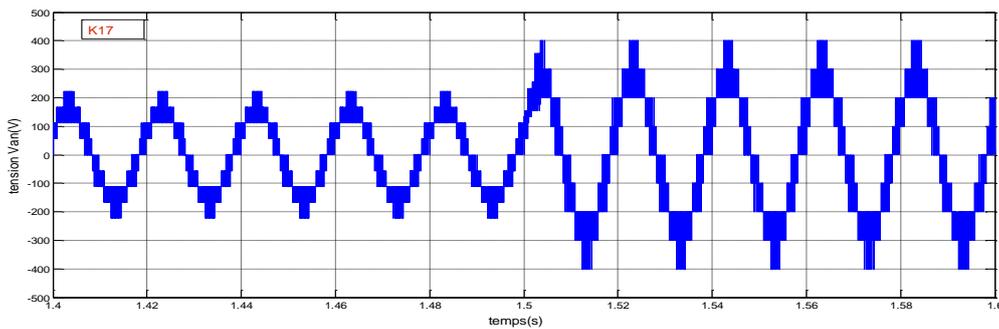


(a)

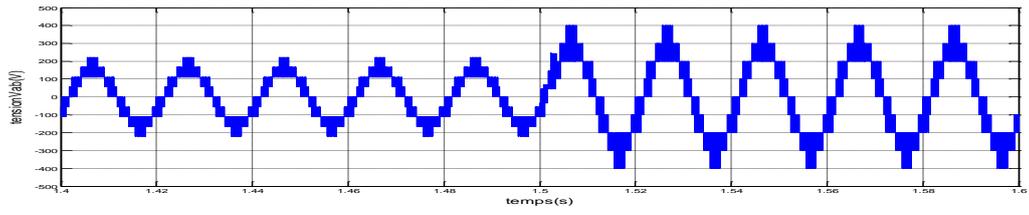


(b)

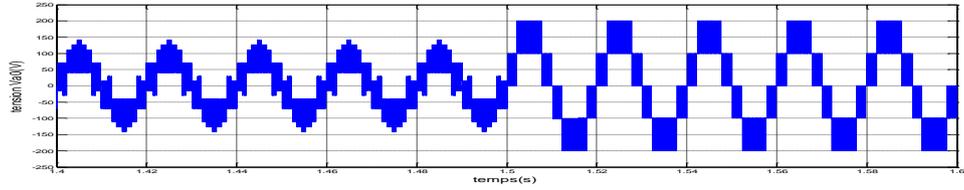
**Figure III-18. Résultat des courants  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  de la machine asynchrone associée à l'onduleur cinq niveaux sains par application de couple  $C_r=10\text{Nm}$  à  $t=0.5\text{s}$**



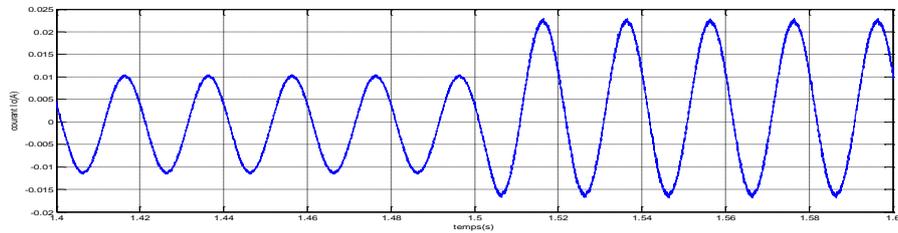
(a)



(b)

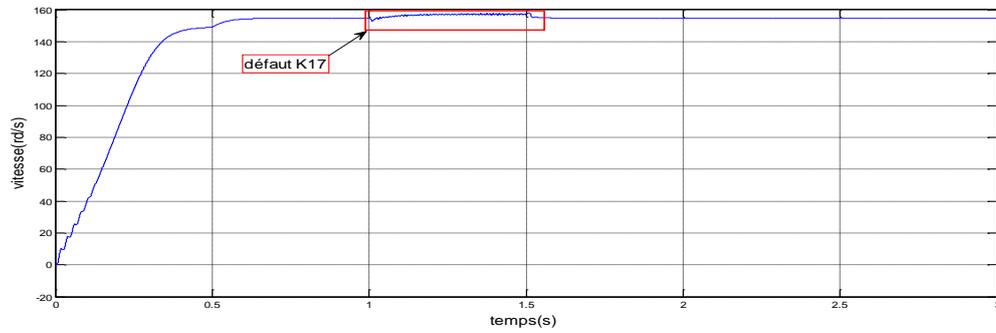


(c)

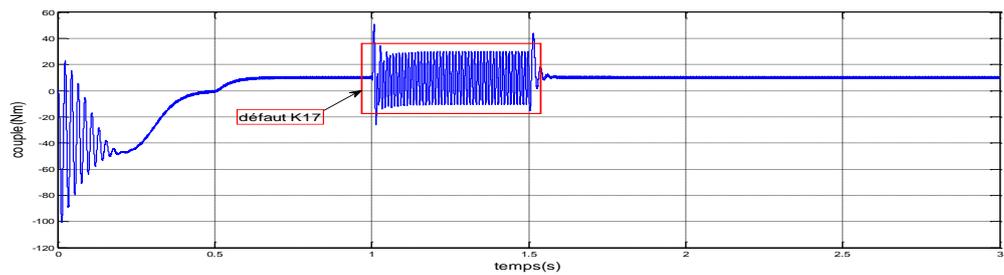


(d)

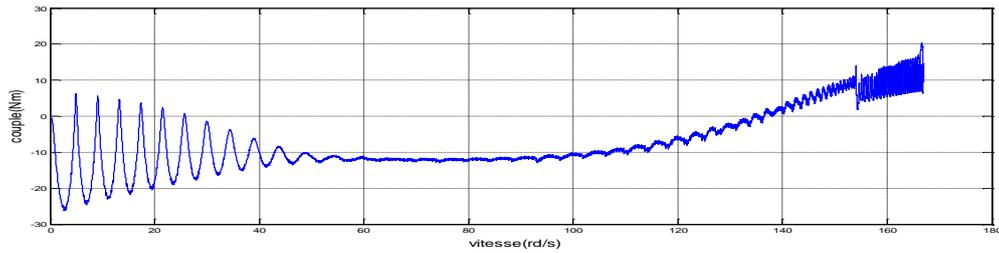
Figure III-19. Résultat de tension  $V_{an}$ ,  $V_{ab}$ ,  $V_{a0}$  et le courant  $I_a$  de l'onduleur cinq niveaux en cas de défaut  $K_{11}$  de  $t(1, 1.5)$



(a)

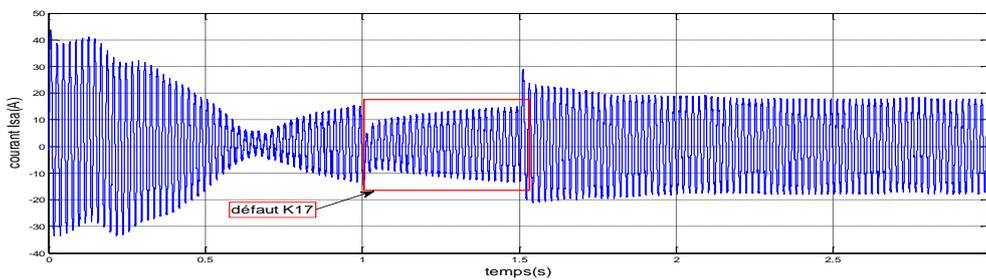


(b)

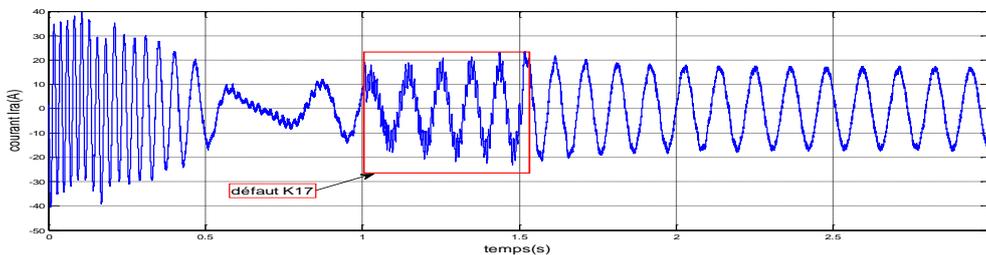


(c)

Figure III-20. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{17}$  de t (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur PI



(a)



(b)

Figure III-21. Résultat des courants  $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$  du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{17}$  de t (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur PI

Les résultats de simulation obtenues de l'onduleur sept niveaux montrent bien leurs contribution à l'amélioration des performances de la machine asynchrone.

La **figure (III-22)** illustre les formes d'ondes de la tension simple et composée ainsi le courant de phase

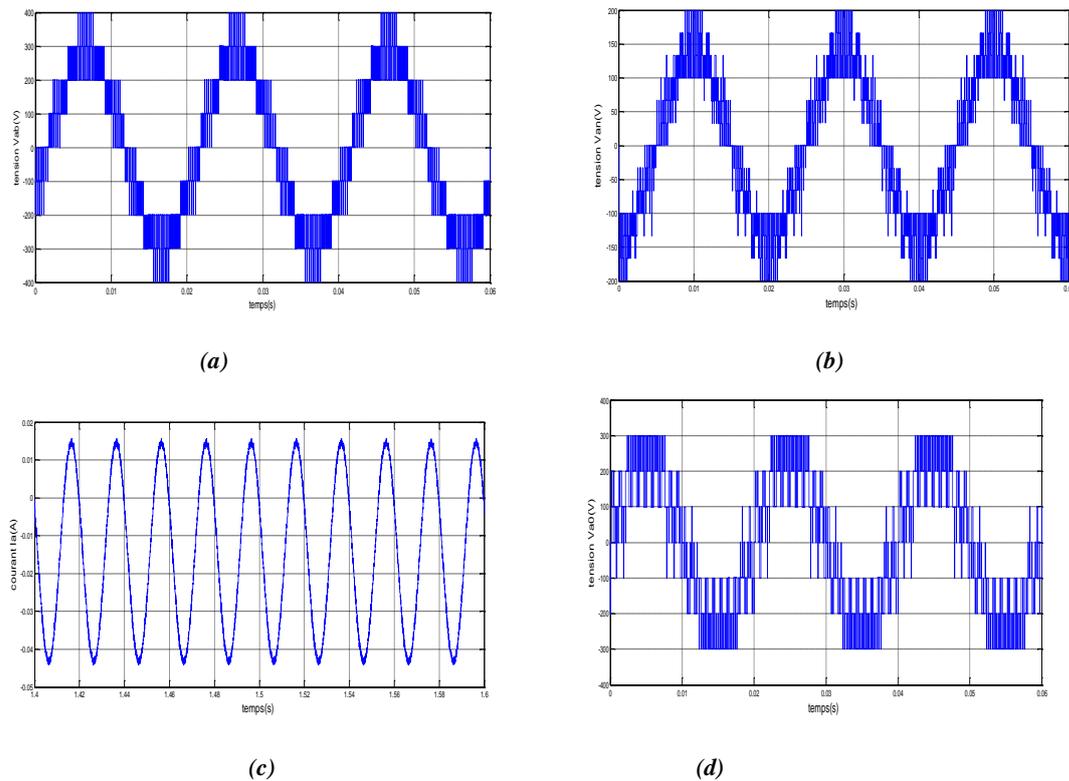
La **figure (III-24)** représente les formes de courant de phase de la machine asynchrone, qui prouve une nette amélioration de la forme de courant due à la forme de la tension qui est escalier.

La **figure (III-23)** illustre les réponses de la vitesse et le couple électromagnétique qui varie au démarrage pour se stabilise au régime permanent en applique une couple résistant à

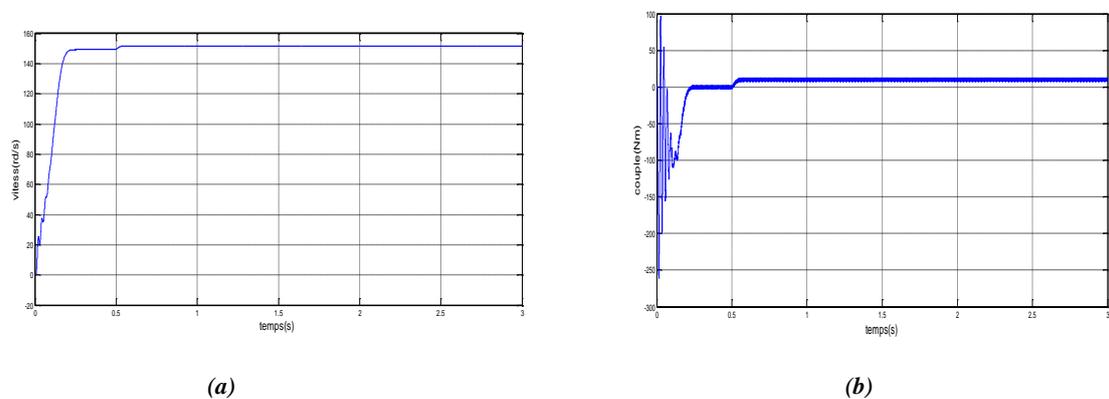
l'instant  $t=0.5s$  en remarque que la vitesse augmente et le couple électromagnétique prend la valeur de couple résistant.

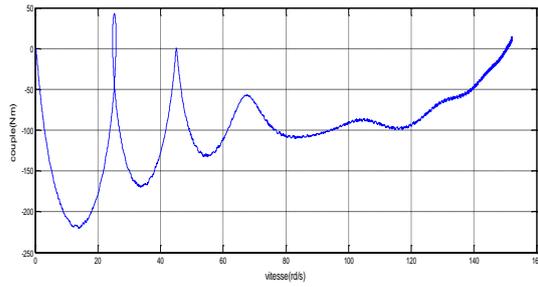
Pour l'onduleur sept niveaux la forme de tension  $V_{ab}$ ,  $V_{an}$ ,  $V_{a0}$  et courant  $I_a$  ainsi les courants  $I_{ra}$ ,  $I_{sa}$  résultants de la machine asynchrone pendant le défaut de interrupteur  $K_{19}$  par application de régulateur PI est représenté par la **figure(III-25),(III-27)** qui montre l'effet de ces défauts sur les déséquilibre des courants.

La **figure (III-26)** montrent le conduit de la machine asynchrone avant, durant et après le défaut se qui traduit par des oscillation de couple et variation du vitesse pour le défaut de l'interrupteur  $K_{19}$ , après les oscillation le couple augmente et la vitesse diminue.



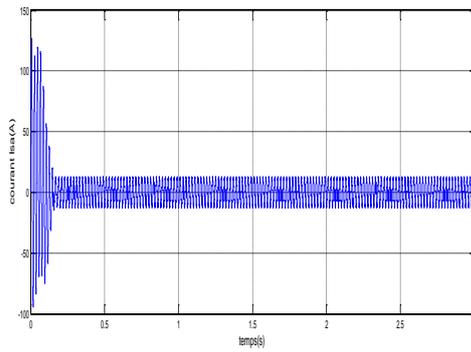
**Figure III-22. Résultat de tension  $V_{ab}$ ,  $V_{an}$ ,  $V_{a0}$  et courant  $I_a$  de l'onduleur sept niveaux sain**



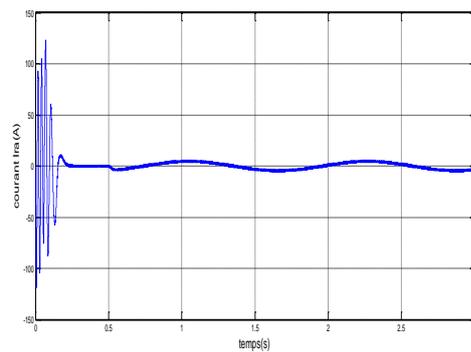


(c)

Figure III-23. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux sains avec une application de couple  $C_r$  à  $t=0.5s$ .

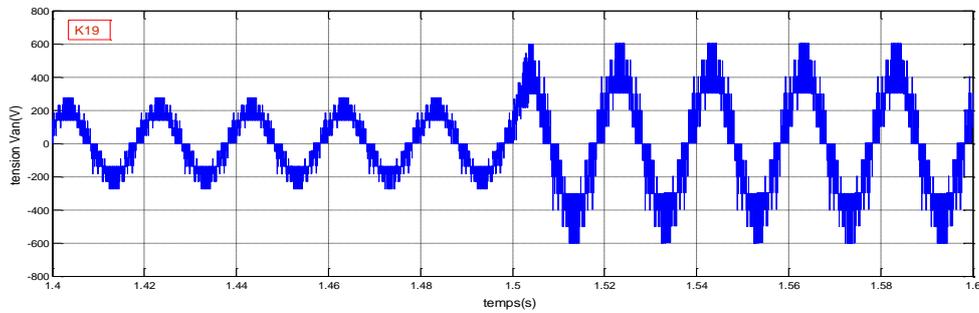


(a)

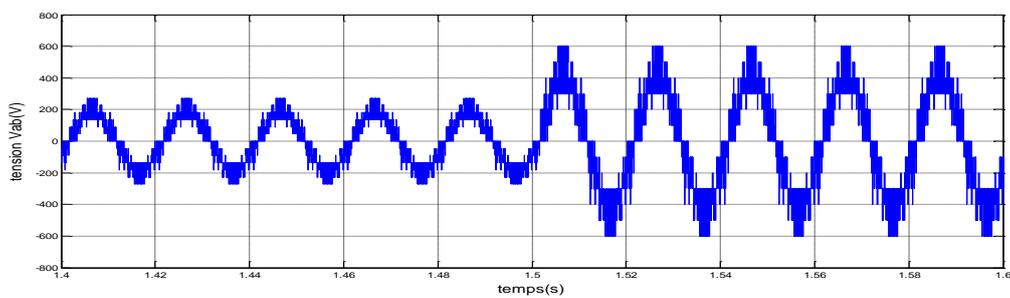


(b)

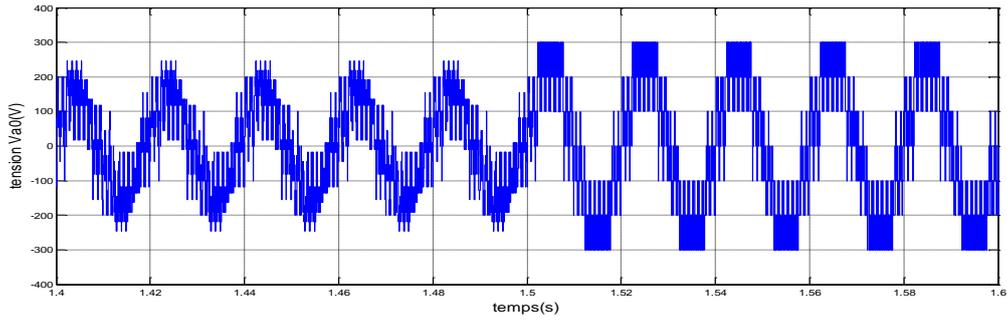
Figure III-24. Résultat des courants  $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$  de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux sains avec une application de couple  $C_r$  à  $t=0.5s$ .



(a)

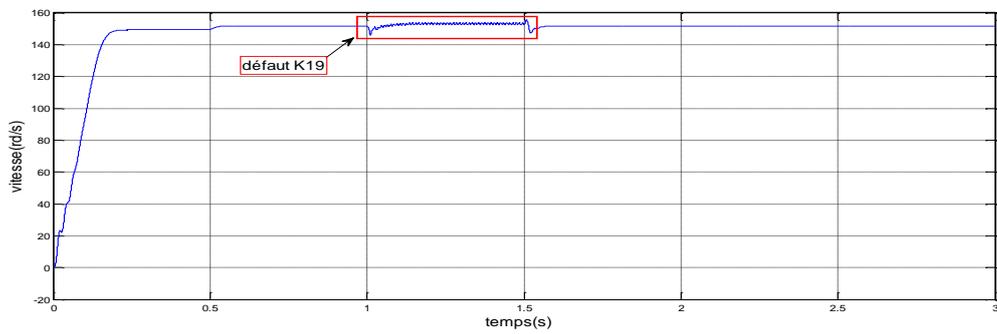


(b)

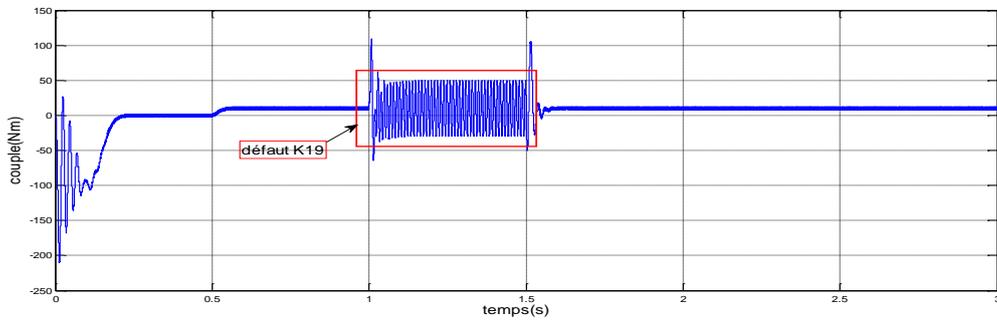


(c)

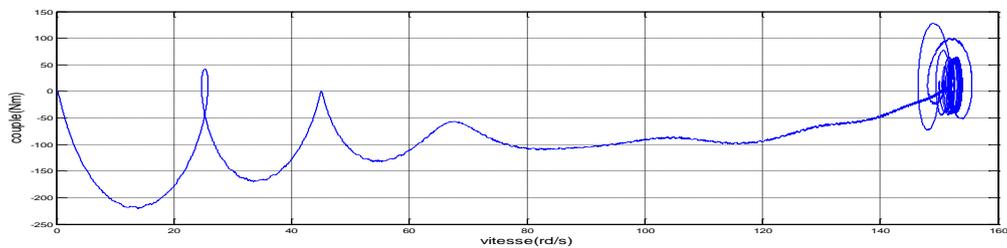
Figure III-25. Résultat de tension  $V_{an}$ ,  $V_{ab}$  et  $V_{a0}$  de l'onduleur sept niveaux en cas de défaut  $K_{19}$  à  $t$  (1.4, 1.6)



(a)

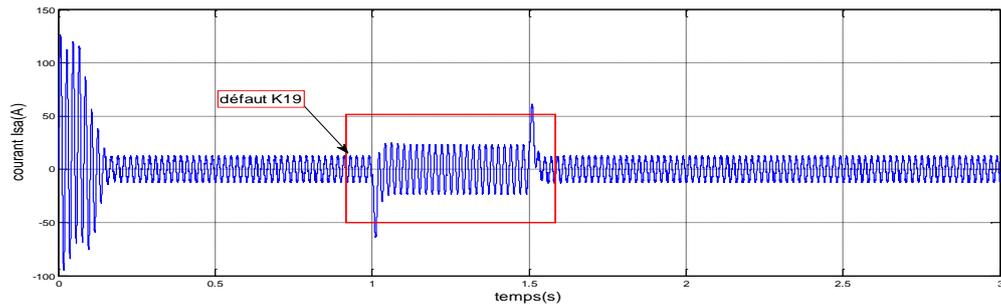


(b)

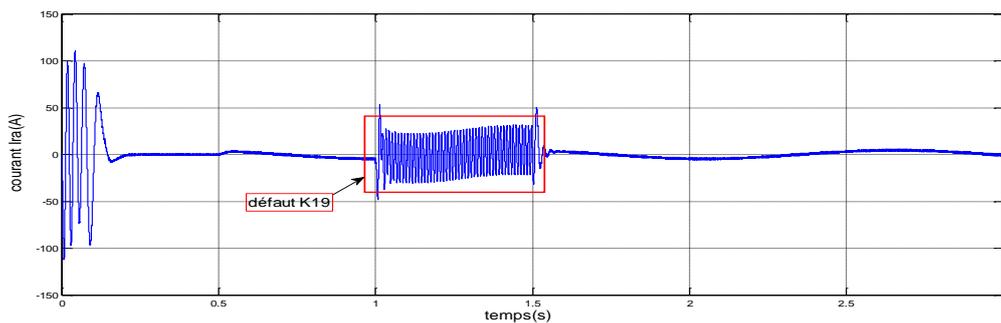


(c)

Figure III-26. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de  $K_{19}$  de  $t$  (1, 1.5) par application de régulateur PI.



(a)



(b)

Figure III-27. Résultat des courants  $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$  de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de  $K_{19}$  de  $t(0.5, 1.6)$  par application de régulateur PI

## COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LOGIQUE FLOUE

### III-6- Introduction

La logique floue (en anglais fuzzy logic) est de grande actualité aujourd'hui. En réalité elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'heisenberg qui ont conduit au développement de la « logique à valeur multiples » ou « logique floue » dans les années 1920 et 1930[15] [92].

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. Ses principes ont été appliqués en 1974 par E.H.Mamdani à la construction d'un premier contrôleur flou.

Des 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

#### III-6-1-Principe

Dans la théorie des ensembles conventionnelle, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Par exemple, ou exactement la différence entre les notions de température

moyenne ou plutôt faible ? Elles sont relativement difficiles à spécifier de manière précise. C'est à partir de ce genre de constatation que L. A.Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre négatif, zéro, positif, petit, grand..... Ces termes existant aussi dans les ensembles conventionnels. Cependant ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles proviennent des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il permet qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble ; ceci s'appelle le degré d'appartenance qui peut varier entre 0 et 1. Dans les ensembles conventionnels le degré d'appartenance est de 0 et 1. Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des températures en trois ensembles : faible, moyenne, élevée. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure (III-28).

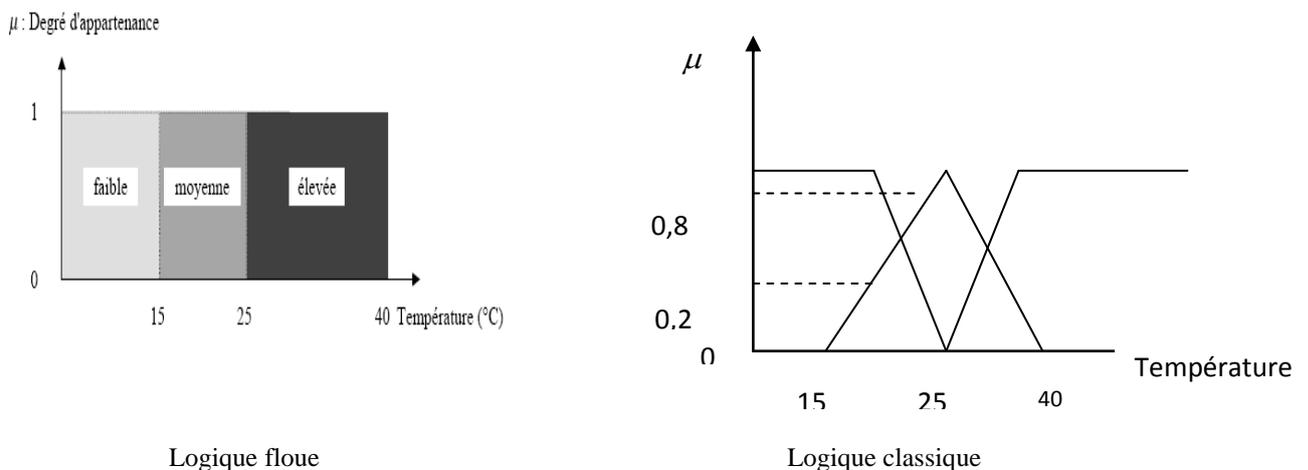


Figure III-28-Classification des ensembles

En logique booléenne, le degré d'appartenance ( $\mu$ ) ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1). La température peut être :

- Faible :  $\mu_{faible}(T) = 1, \mu_{moyenne}(T) = 0, \mu_{élevée}(T) = 0$
- Moyenne :  $\mu_{faible}(T) = 0, \mu_{moyenne}(T) = 1, \mu_{élevée}(T) = 0$
- élevée :  $\mu_{faible}(T) = 0, \mu_{moyenne}(T) = 0, \mu_{élevée}(T) = 1$

Elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.

En logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 inclus.

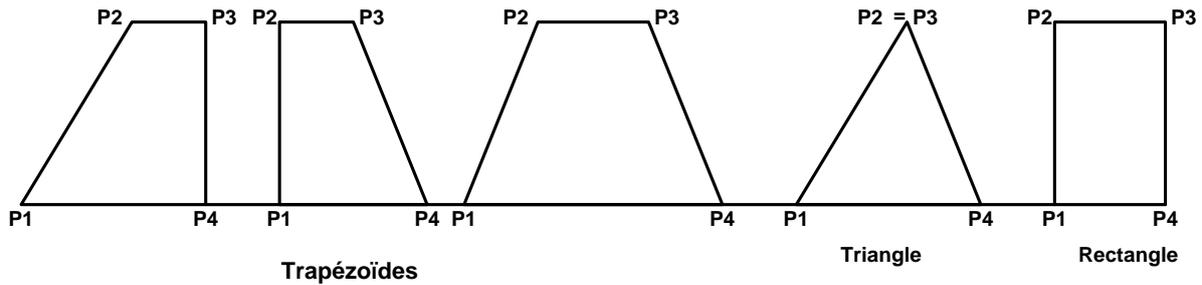
On note que les limites entre les trois sous ensembles ne varient pas soudainement, mais progressivement.

Par exemple,  $\mu_{moyenne}(T)$  permet de quantifier le fait que la température puisse être considérée, à la fois, comme faible avec un degré d'appartenance de 0,2 et comme moyenne avec un degré d'appartenance de 0,8 (figure IV-1) [15] [56] [76].

$$\mu_{faible}(T) = 0,2, \mu_{moyenne}(T) = 0,8, \mu_{élevée}(T) = 0$$

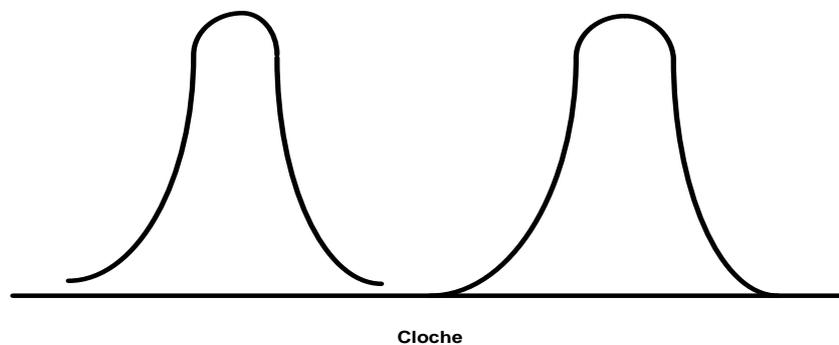
### III-7-DIFFERENTES FORMES POUR LES FONCTIONS D'APPARTENANCE

En générale, on utilise pour les fonctions d'appartenance trois formes géométriques : trapézoïdale, triangulaire et de cloche. Les deux premières formes sont les plus souvent employées en raison de leur simplicité [76].



**Figure III-29- Fonction d'appartenance de forme trapézoïdale, triangulaire, rectangulaire**

Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, la forme de cloche Fig (III-30) qui donne dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous, peut être utilisée [76]



**Figure III-30 -Fonction d'appartenance en forme cloche**

#### III-7-1-OPERATEUR DE LA LOGIQUE FLOUE

Une fois ensemble flou définis on définit ensuite l'intersection, l'union de ces ensembles ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou.

Ces relations sont traduites par les opérateurs « et », « ou » et « non »

##### -opérateur Non

$$C = \bar{a} = Non(a)$$

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x)$$

(III-29)

### -opérateur Et

L'opérateur Et correspond à l'intersection de deux ensembles a et b et on écrit

$$C = a \cap b$$

Dans le cas de la logique floue, l'opérateur Et est réalisé dans la plupart des cas par la formation de minimum, qui est appliquée aux fonctions d'appartenance  $\mu_a(x)$  et  $\mu_b(x)$  des ensembles a et b, à savoir :

$$\mu_c = \min \{ \mu_a, \mu_b \} \quad (\text{III-30})$$

Où  $\mu_a$ ,  $\mu_b$  et  $\mu_c$  signifient respectivement le degré d'appartenance à l'ensemble a, b et c on parle alors d'opérateur minimum.

### -opérateur Ou

L'opérateur Ou correspond à l'union de deux ensembles a et b et on écrit :

$$C = a \cup b$$

Il faut maintenant calculer le degré d'appartenance à l'ensemble c selon les degrés des ensembles a et b. Cela réalise par la formation du maximum. On a donc l'opérateur maximum.

$$\mu_c = \max \{ \mu_a, \mu_b \} \quad (\text{III-31})$$

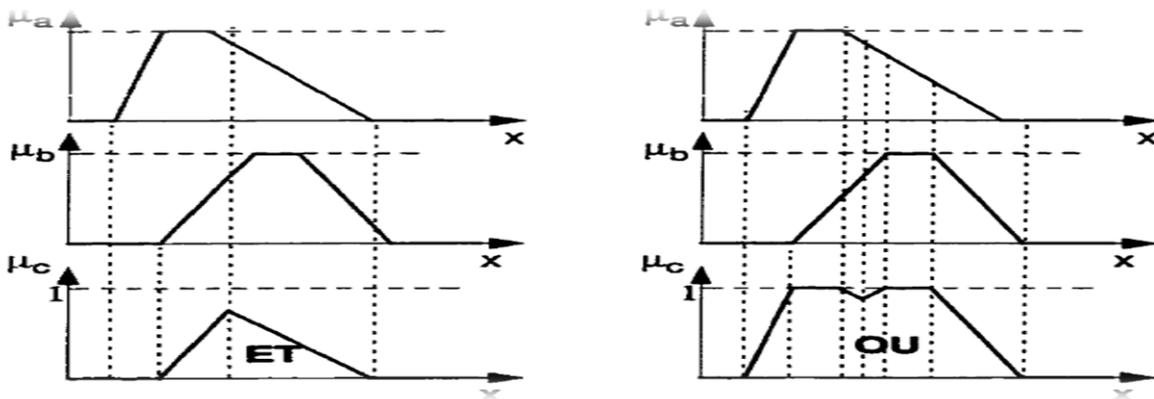


Figure III-31-Opérateur Et et Ou

### -Autres réalisations pour les opérateurs Et et Ou

#### a)-par opérations arithmétiques

\* Et= opérateur produit

$$\mu_c(x) = \mu_a(x) \cdot \mu_b(x) \quad (\text{III-32})$$

\* Ou =opérateur somme

$$\mu_c(x) = \frac{\mu_a(x) + \mu_b(x)}{2} \quad \text{(III-33)}$$

### -b) Par opérations combinées

\* Et flou

$$\mu_c(x) = \gamma \min[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\gamma}{2} [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad \text{(III-34)}$$

Avec le facteur

$$\gamma \in [0,1]$$

\* Ou flou

$$\mu_c(x) = \gamma \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\gamma}{2} [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad \text{(III-35)}$$

\* **Opérateur min-max**

$$\mu_c(x) = \gamma \min[\mu_a(x), \mu_b(x)] + (1-\gamma) \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad \text{(III-36)}$$

\* **Opérateur  $\gamma$**

$$\mu_c(x) = [\mu_a(x), \mu_b(x)]^{1-\gamma} \cdot \{1 - [1 - \mu_a(x)][1 - \mu_b(x)]\}^\gamma \quad \text{(III-37)}$$

Le premier facteur contient l'opérateur produit pondéré avec l'exposant  $1-\gamma$ . Par contre, le deuxième facteur est la somme algébrique pondéré avec l'exposant  $\gamma$

## III-8-INFERENCE

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes :

-méthode d'inférence max-min

-méthode d'inférence max-produit

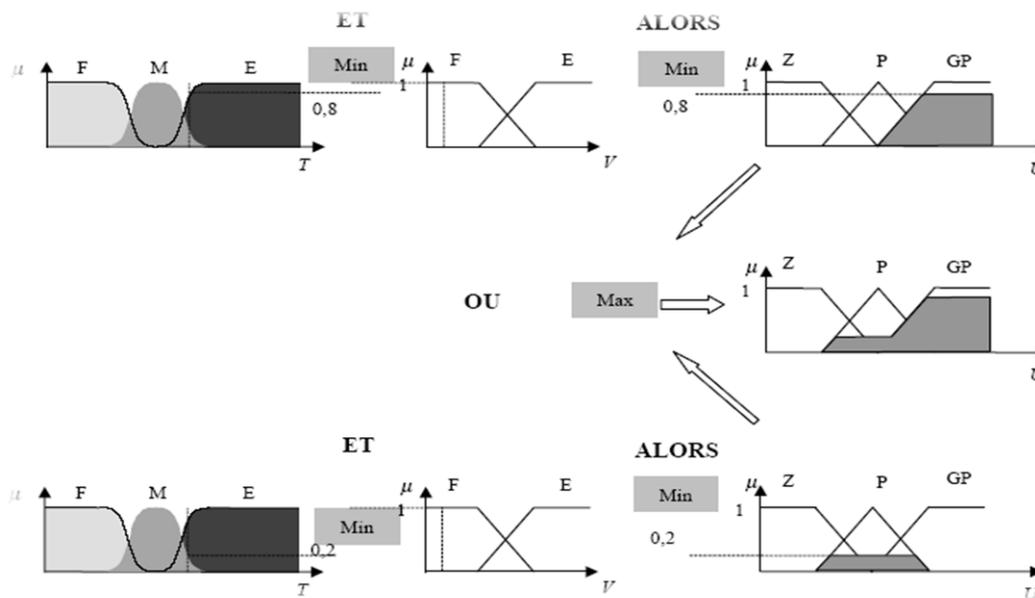
-méthode d'inférence somme-produit

### III-8-1-METHODE D'INFERENCE max-min

Cette méthode réalise l'opérateur "Et" par la fonction « Min », la conclusion « Alors » de chaque règle par la fonction « Min » et la liaison entre toutes les règle (opérateur « Ou ») par la fonction Max (figure III-32)

La dénomination de cette méthode, dite Max-min ou « implication de Mamadani », est due à la façon de réaliser les opérateurs Alors et Ou de l'interférence.

Reprenons l'exemple précédent où seulement deux règles sont activées.



**Figure III-32-Exemple d'inférence Max-min**

La variable T est élevée avec un degré d'appartenance de 0,8 et moyenne avec un degré d'appartenance de 0,2. La vitesse V est faible avec un degré d'appartenance de 1.

L'application de la première règle d'interférence donne un degré d'appartenance à la condition de 0,8 (minimum du à l'opérateur Et entre les deux degré d'appartenance). On obtient ainsi une « fonction d'appartenance partielle » dessinée en gris qui est écrêtée à 0,8.

De manière similaire, la seconde règle donne lieu à une fonction d'appartenance écrêtée à 0,2.

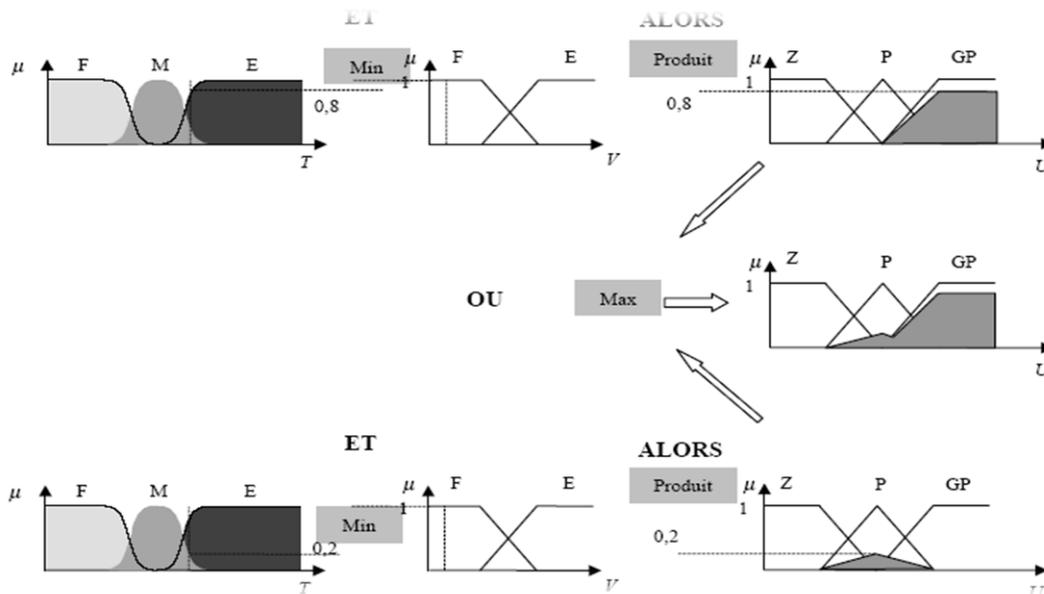
La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum de deux fonctions d'appartenance partielle puisque les règles sont liées par l'opérateur Ou.

### III-8-2-METHODE D'INFERENCE max-produit

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion « Alors ». Dans ce cas, on utilise le produit comme illustré par la figure (III-33).

On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur « Et ».

On l'appelle également « implication de larsen ».



**Figure III-33- Exemple d'inférence Max-produit**

### III-8-3-METHODE D'INFERENCE somme-produit

Dans cette méthode, l'opérateur « Et » est réalisé par le produit, de même que la conclusion « Alors ». Cependant, l'opérateur « Ou » est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité [15] [2] [91] [19] [57] [2] [40].

### III-9-COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE

Dans cette partie, nous représentons les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de conception d'un réglage par logique floue. En fin, nous allons détailler les démarches de la conception d'un RLF pour commander la vitesse de la machine asynchrone.

#### III-9-1-PRINCIPE GENEVAUX D'UNE COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE

La structure générale d'un régulateur à logique floue est illustrée par la figure suivante :

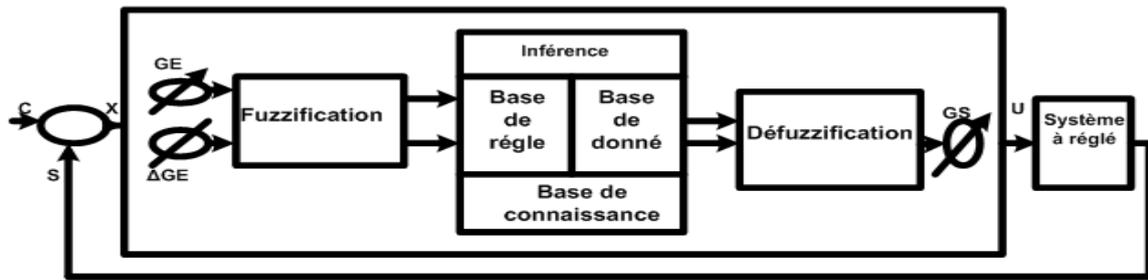


Figure III-34- schéma de principe du régulateur flou

U : ensemble des actions calculés par le régulateur flou appliqués au système à régler

S : ensemble des sorties observées

C : ensemble des consignes, X : ensembles des entrées du correcteur flou

GE, GS : ensembles des gains de normalisation des entrées et des sorties du correcteur, qui permettent d'adapter le domaine normalisé de définition des différentes variables (écart de réglage, dérivée d'une grandeur ou d'autres grandeur internes).

### III-9-2-FUZZIFICATION

Dans ce bloc s'effectue la transformation des variables déterministes d'entrée en variables linguistiques (en variables floues) avec la définition des fonctions d'appartenances pour ces différentes variables d'entrée. Il n'existe pas de réglages précis pour la définition des fonctions d'appartenances qui peuvent avoir différentes formes. Les formes issues du modèle mathématiques sont les plus utilisés : triangulaire, trapézoïdales, etc.....Les variables physiques d'entrée X sont réduites en variables normalisés x dans une plage de variation,

$[-1, 1]$ , appelée univers de discours. Souvent, cet univers de discours est borné  $|x| \leq 1$  dans le but à pallier aux problèmes de variations de X. En générale, on introduit pour une variable x trois, cinq, ou sept ensembles flous avec les désignations standards suivantes : *NG* (négatif grand), *NM* (négatif moyen), *NP* (négatif petit), *EZ* (environ zéro), *PP* (positif petit), *PM* (positif moyen), *PG* (positif grand).

On note qu'une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique de système à réguler [15] [2] [56] [57]

Ces ensembles flous n'ayant pas de supports disjoints et les fonctions d'appartenance ne sont pas obligatoirement symétriques.

### III-9-3-BASES DE REGLE ET METHODES D'INFERENCE

La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles commande linguistiques. Les règles proviennent donc des sources suivantes: expériences d'experts et connaissances de commande, actions des opérateurs de commande et apprentissage du régulateur.

### a)-Règle d'inférence

Nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons constaté, il y a sept ensembles flous, ce qui implique quarante-neuf combinaisons possibles de ces entrées, d'où quarante-neuf règles. Les règles sont du genre:

**Règle1 :**  $E_{\omega} = NG$  ET  $dE_{\omega} = NG$  alors  $dI_{sq} = NG$

**Règle 2 :**  $E_{\omega} = NG$  ET  $dE_{\omega} = NM$  alors  $dI_{sq} = NG$

**Règle3 :**  $E_{\omega} = PG$  ET  $dE_{\omega} = PG$  alors  $dI_{sq} = PG$

### b-Description des règles par matrice d'inférence.

$E_{\omega}$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
$dE_{\omega}$	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Ex : Règle 35 : Si  $E_{\omega} =$  PG et  $dE_{\omega} =$  PP alors  $dI_{qs} =$  PG

Tableau III-2 : Table de règle pour RLF de

### Le choix des méthodes d'inférence :

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence, permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière.

Pour le réglage la logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes :

- méthode d'inférence max-min.
- méthode d'inférence max-prod
- méthode d'inférence somme-prod

#### a)-Méthode d'inférence max-min

Pour chaque règle, on obtient la fonction d'appartenance partielle par la relation :

$$\mu_{R_i}(dI_{sq}^{ref}) = \min[\mu_{C_i}, \mu_{0_i}(dI_{sq}^{ref})] \quad \text{(III-38)}$$

$$i= 1,2, \dots, m^2$$

Où  $\mu_{C_i}$  est un facteur d'appartenance attribué à chaque règle  $R_i$ ;

$\mu_{0_i}(dI_{sq})$  est la fonction d'appartenance liée à l'opération imposée par la règle  $R_i$ .

La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

$$\mu(dI_{sq}^{ref}) = \max[\mu_{R_1}(dI_{sq}^{ref}), \mu_{R_2}(dI_{sq}^{ref}), \dots, \mu_{R_m}(dI_{sq}^{ref})] \quad \text{(III-39)}$$

#### b)-Méthode d'inférence max-prod

Pour chaque règle, la fonction d'appartenance partielle est donnée par la relation :

$$\mu_{R_i}(dI_{sq}^{ref}) = \mu_{C_i} \cdot \mu_{0_i}(dI_{sq}^{ref}) \quad \text{(III-40)}$$

$$i= 1,2, \dots, m$$

Pour la fonction d'appartenance résultante, on obtient :

$$\mu(dI_{sq}^{ref}) = \max[\mu_{R_1}(dI_{sq}^{ref}), \mu_{R_2}(dI_{sq}^{ref}), \dots, \mu_{R_m}(dI_{sq}^{ref})] \quad \text{(III-41)}$$

#### c)-Méthode d'inférence somme-prod

Pour chaque règle, on obtient la fonction d'appartenance partielle par la relation :

$$\mu_{R_i}(dI_{sq}^{ref}) = \mu_{C_i} \cdot \mu_{O_i}(dI_{sq}^{ref}) \quad \text{(III-42)}$$

$i = 1, 2, \dots, m$

Enfin, la fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu(dI_{sq}^{ref}) = \frac{[\mu_{R_1}(dI_{sq}^{ref}) + \mu_{R_2}(dI_{sq}^{ref}) + \dots + \mu_{R_m}(dI_{sq}^{ref})]}{m} \quad \text{(III-43)}$$

### III-9-4-DEFUZZIFICATION

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées :

- Méthode du centre de gravité :

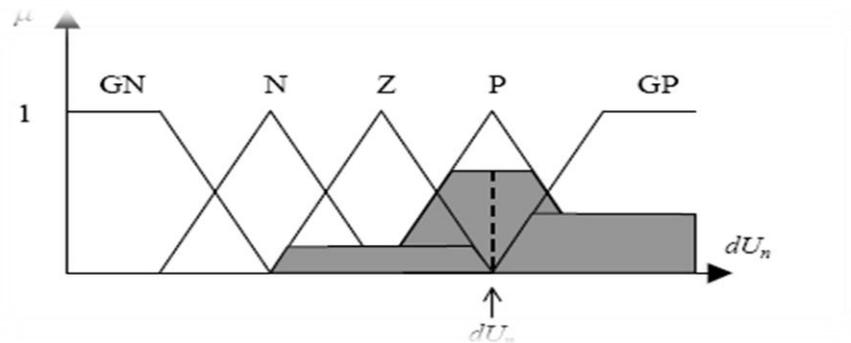
C'est la méthode de defuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$dI_{sq}^{ref} = \frac{\int dI_{sq}^{ref} \cdot \mu(dI_{sq}^{ref}) \cdot d(dI_{sq}^{ref})}{\int \mu(dI_{sq}^{ref}) \cdot d(dI_{sq}^{ref})} \quad \text{(III-44)}$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante n'est compliquée, plus le processus de Defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

- Méthode par valeur maximum :

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.



**Figure III-35-Defuzzification par valeur**

- Méthode des hauteurs pondérées :

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$dI_{sq}^{ref} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{Ri}(dI_{sq}^{ref}) \cdot dI_{sq}^{ref}}{\sum_{i=1}^m \mu_{Ri}(dI_{sq}^{ref})} \quad \text{(III-45)}$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des singletons [4] [68] [2][15] .

### III-10-CONCEPTION D'UN REGULATEUR PAR LOGIQUE FLOU (RLF)

Les étapes principales pour concevoir un RLF sont montrées à la figure (III-24). D'abord, il faut étudier le système à régler (procédé) et en faire une description adéquate.

Il ne s'agit pas d'une analyse afin d'établir un modèle mathématique. On doit plutôt déterminer les grandeurs mesurables et analyser les comportements dynamiques du procédé vis-à-vis de la variation de grandeur de commande. La description peut faire appel aux variables linguistiques qui peuvent être incorporées aux connaissances de théorie de commande et/ou aux expériences d'opération.

On peut alors établir les bases de données et de règles nécessaires pour déterminer la stratégie de réglage. On passe par la suite à la conception du **RLF** qui comprend la Fuzzification, les inférences et la Defuzzification. Il est généralement nécessaire de modifier les fonctions d'appartenance et les règles floues interactivement en plusieurs passages, afin de trouver un comportement acceptable [2] [91].

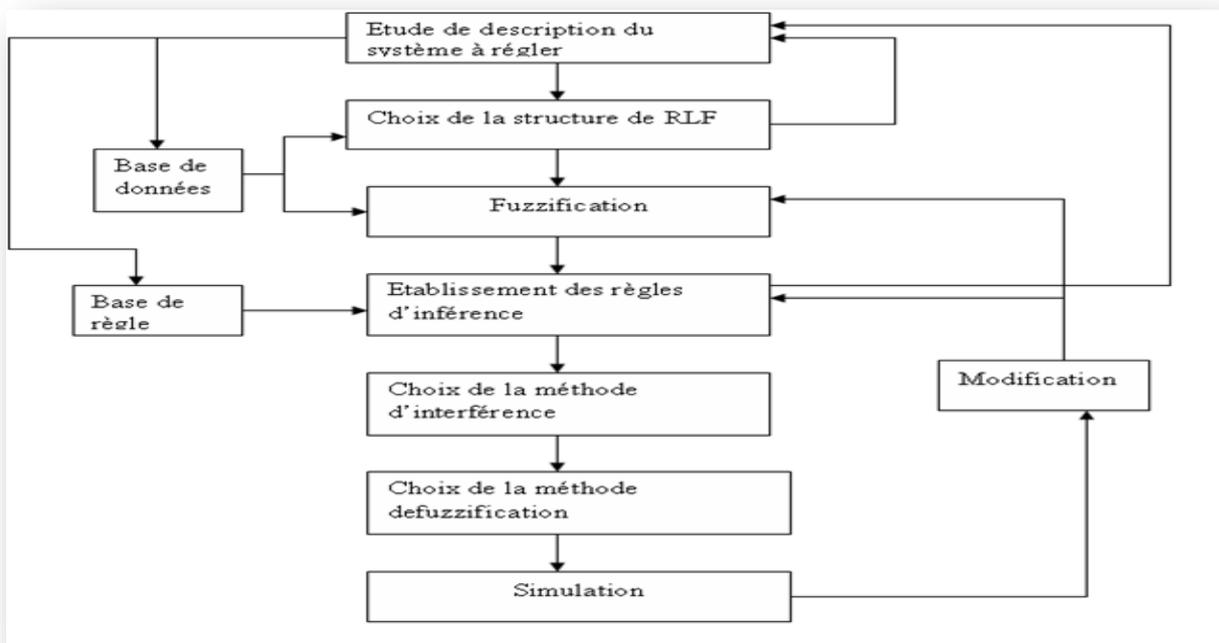


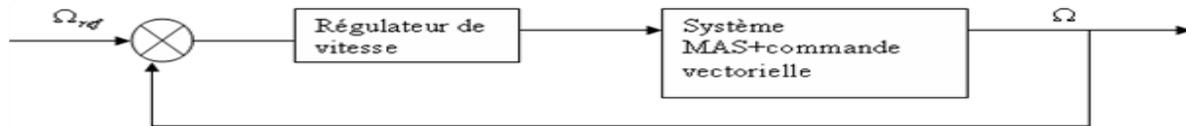
Figure III-36 Etapes principales lors de la conception d'un RLF

### III-11-COMMANDE DE VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LOGIQUE FLOUE

Dans cette partie, nous allons suivre les étapes indiquées dans la figure (III-14) pour concevoir un régulateur par logique floue pour la boucle de commande de vitesse.

#### III-11-1-ETUDE ET DESCRIPTION DU COMPORTEMENT DE LA MACHINE

Nous pouvons établir la configuration générale de la boucle de commande de vitesse pour la MAS tel qu'illustré à la figure (III-37).



**Figure III-37-Configuration de la boucle de vitesse**

Pour étudier le comportement de la machine avec asservissement de vitesse, il suffit d'observer la réponse de système en boucle fermée de vitesse à la suite d'un changement de la consigne ou de la charge.

#### III-11-2-CONFIGURATION DE LA BOUCLE DE VITESSE AVEC RLF

L'erreur de vitesse  $E$  et son changement  $dE$  sont les grandeurs les plus significatives pour analyser le comportement de la machine. Elle sont alors choisies comme deux entrée du RLF de vitesse. Quant à la sortie, il est très commode de choisir l'incrément du signal de commande à appliquer au système à commande  $dU$ . Nous pouvons établir la configuration de la boucle de vitesse pour la machine asynchrone à partir de la configuration de la boucle de vitesse pour la machine asynchrone de manière qu'elle comporte le RLF à la place d'un régulateur conventionnel PI (Fig III-38), les entrées du RLF se calculent à l'instant  $K$  de manière suivant [2] [91].

(III-46)

$$E_{\omega}(K) = \omega^{ref}(k) - \omega(k)$$

(III-47)

$$dE_{\omega}(k) = E_{\omega}(K) - E_{\omega}(K-1)$$

Le signal de commande  $I_{sq}^{ref}$  s'obtient après l'intégration de la sortie du RLF.

$$I_{sq}^{ref}(K) = I_{sq}^{ref}(K-1) + dI_{sq}^{ref}(K)$$

(III-48)

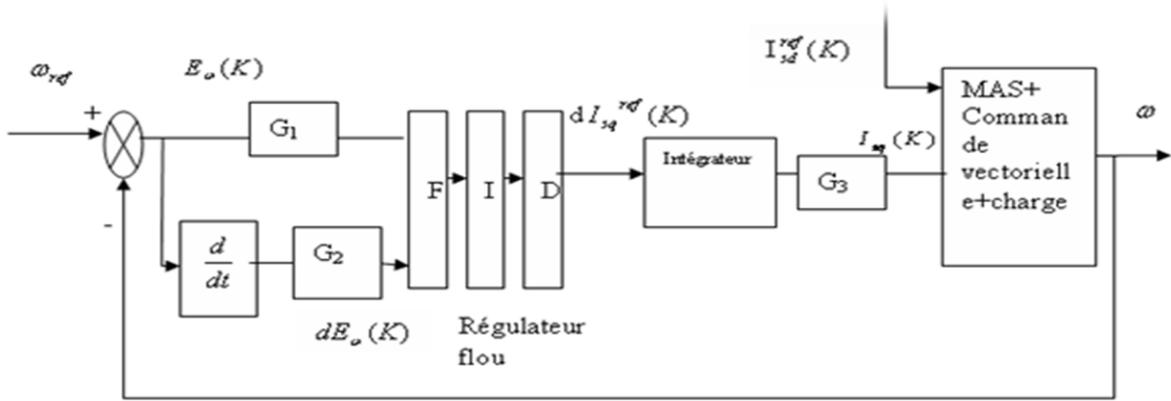


Figure III-38-Schéma bloc ce la commande de vitesse de la MAS

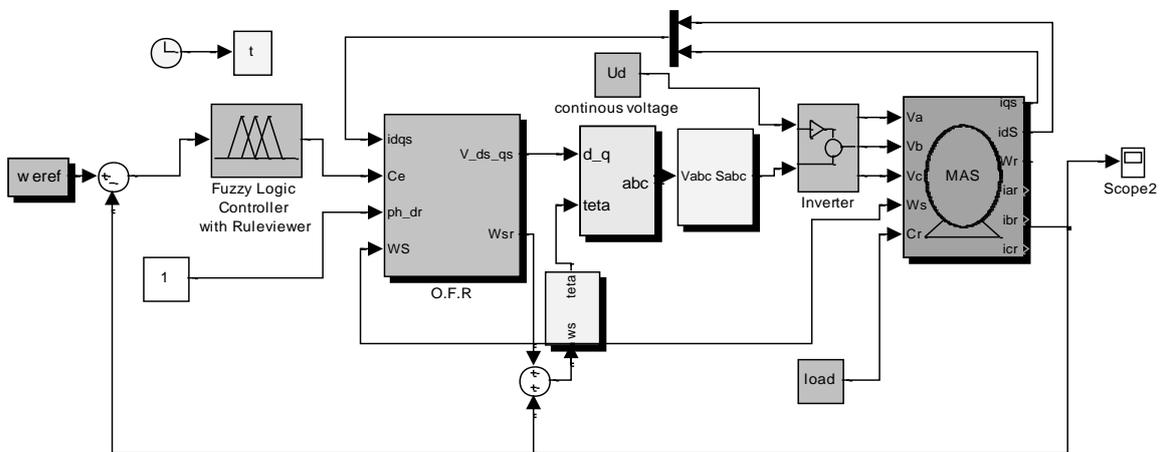


Figure III-39-Schéma bloc de la commande vectorielle d'une MAS avec régulation floue de vitesse.

### III-11-3-Résultat de simulation

- Nous présentons sur les figures (III-28) l'évolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone lors d'un fonctionnement défaillant avec une application d'une régulateur floue.

A l'instant  $t = 1s$  jusqu'à  $t = 1.5s$ , nous introduisant la cassure de la première barre, Par la suite la cassure de la deuxième barre est introduite à  $t=2s$  jusqu'à  $t = 2.5s$  en remarque que :

L'analyse du couple électromagnétique (Figure III-40) montre une modification importante de son allure lorsque les défauts rotoriques apparaissent. Nous apercevons qu'une légère modulation vient perturber l'évolution du couple lorsque la première barre est cassée. Nous remarquons aussi que cette ondulation s'accroît avec l'apparition du second défaut. L'évolution de la vitesse rotorique en présence de défauts, comme pour le couple électromagnétique une ondulation apparaît lors de la première rupture et prend de l'ampleur lors de l'introduction du second défaut. Nous remarquons aussi que la rupture de la première

barre induit une augmentation du courant rotorique et statorique et cette augmentation agrandie pendant la cassure de deux barres.

- L'utilisation de régulateur floue pour détecter le défaut de cassure d'une barre à  $t = 1s$  et deux barres à  $t=2s$ , montre des résultats plus performants par rapport aux régulateur PI (*Figure III-41*):
- des oscillations sur le couple et la vitesse.
- Une ondulation de l'amplitude du courant de phase statorique et rotorique.

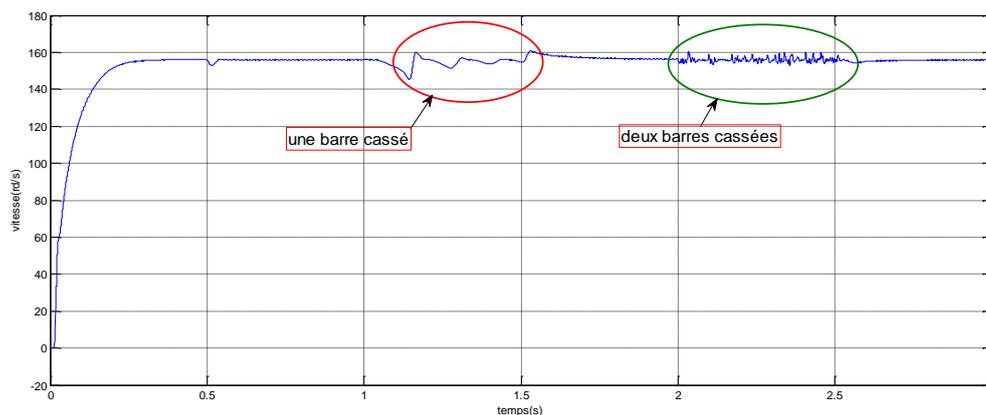
La simulation donnée par la *figure (III-42)* et la *figure (III-43)* montrent la robustesse du régulateur floue par rapport au reponse au couple ainsi le courant rotorique concernat le défaut d'interrupteur  $K_{11}$  de l'onduleur cinq niveaux sur les grandeurs physiques de la machine asynchrone (vitesse, couple et cournt).

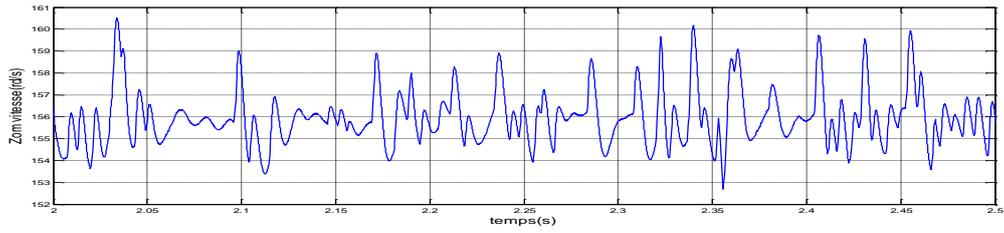
On voie que le couple a l'instant de défaillance s'annule, et le courant rotorique *Isa* d'équilibre

L'utilistion de régulateur floue pour la détection de défaut d'interrupteur  $K_{17}$  de l'onduleur cinq niveaux sur les réponses de la machine asynchrone (vitesse, couple , courant statorique et rotorique) montre les résultats suinant :

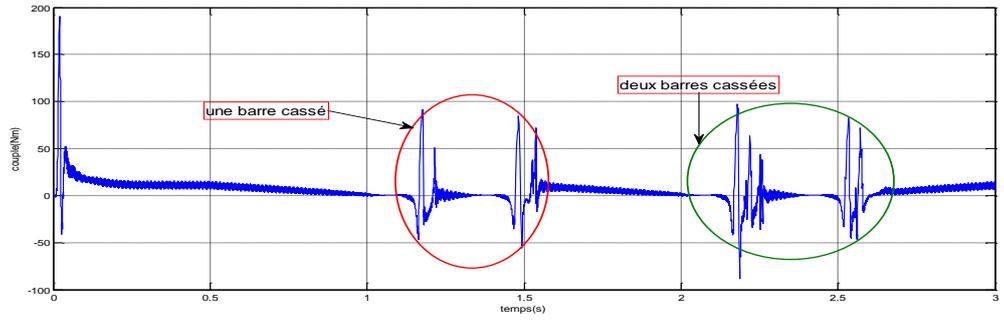
Les régulateur floue donne du résultat plus performant par rappot aux régulateur PI, on remarque cet performance dans les reponses du couple et les deux courants (*Isa, Ira*), malgré les oscillations du couple mais le régulateur floue montre que le couple s'annule pendant le défaillance *figures (III-44) et (III-45)*

Les régulateur floue donne du résultat plus performant par rappot aux régulateur PI pour la détection de défaut de l'interrupteur d'interrupteur  $K_{19}$  de l'onduleur sept niveaux et leur influence sur les caractéristique de la machine, on remarque cet performance dans les reponses du couple et les deux courants (*Isa, Ira*), malgré les oscillations du couple mais le régulateur floue montre que le couple vient de s'annulé pendant le défaillance *figures (III-46) et (III-47)*.

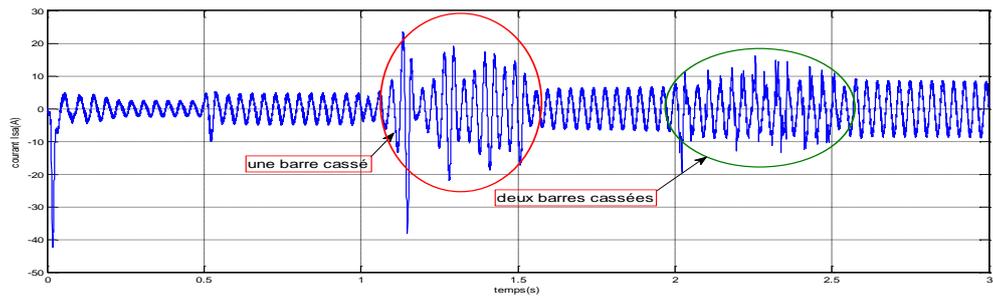




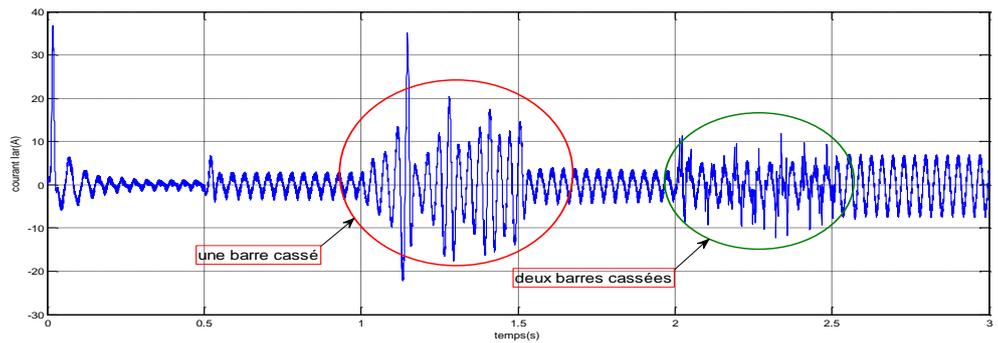
(a)



(b)

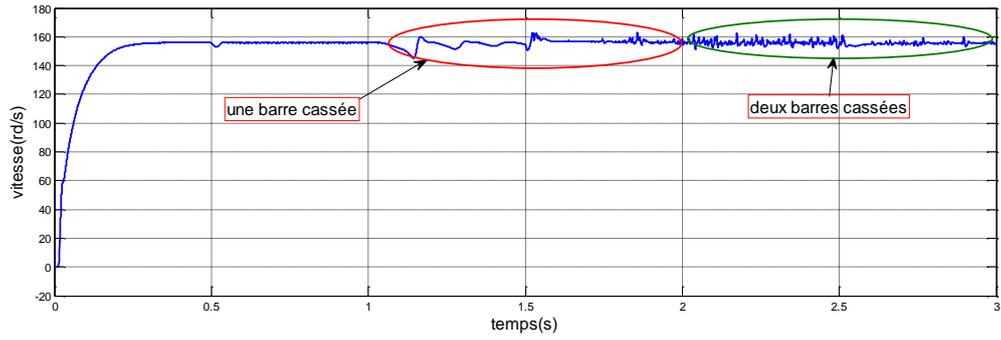


(c)

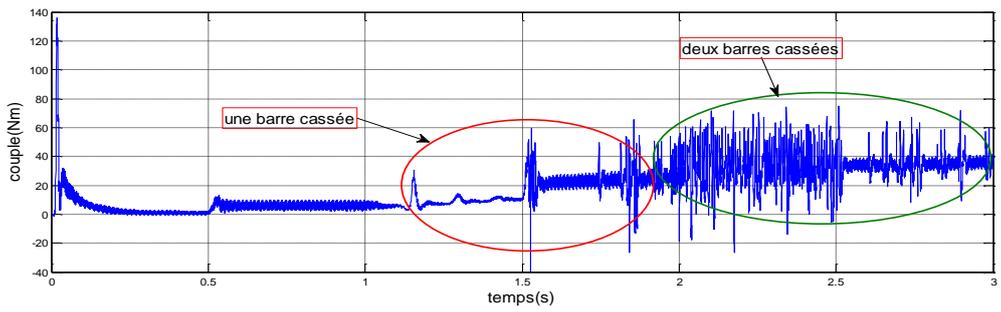


(d)

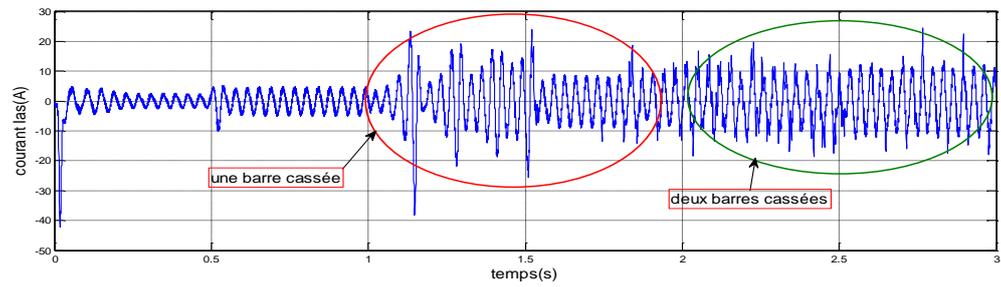
**Figure III-40. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée  $t = (1s, 1.5s)$  et deux barres cassées  $t = (2s, 2.5s)$ ) avec régulateur flou et application d'une charge  $Cr=10Nm$  a  $t=0.5s$ .**



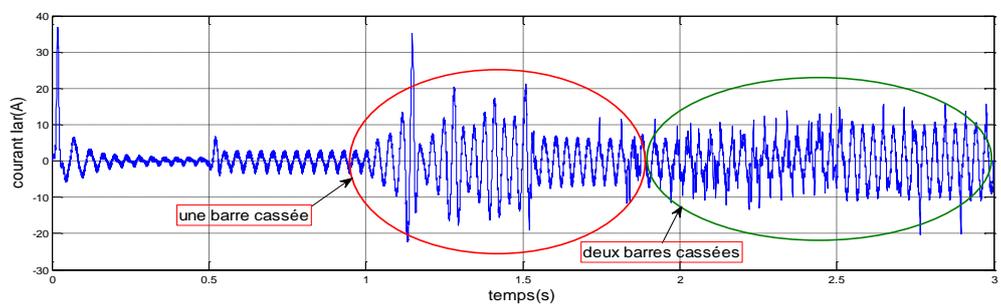
(a)



(b)

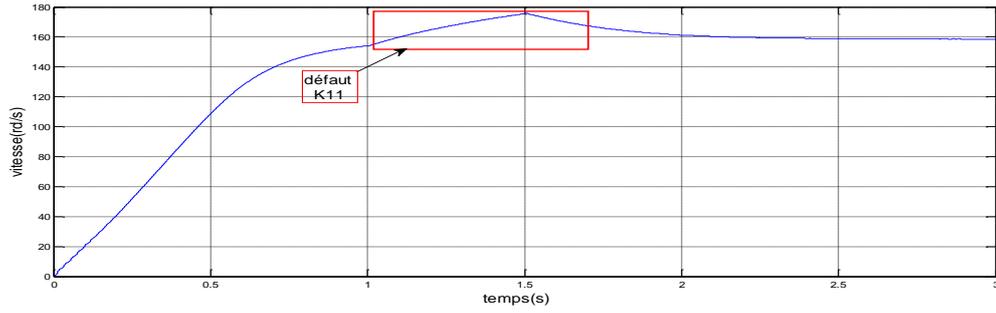


(c)

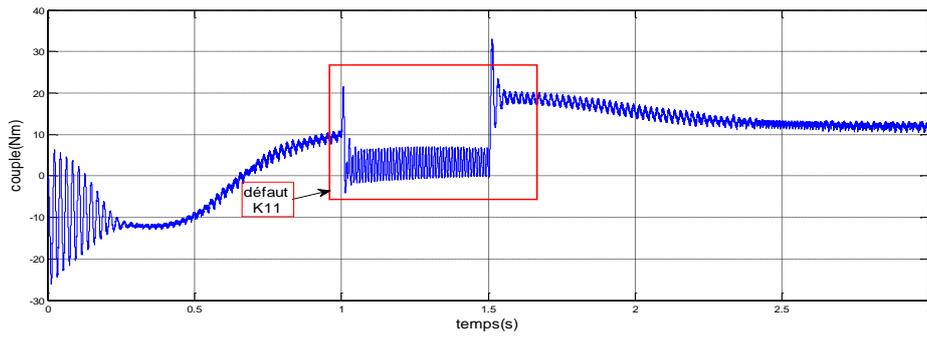


(d)

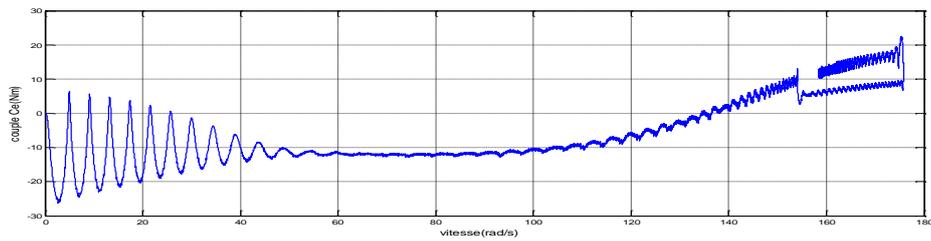
**Figure III-41. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée  $t=1s$  et deux barres cassées  $t=2s$ ) avec régulateur flou et application d'une charge  $Cr=10Nm$  a  $t=0.5s$ .**



(a)

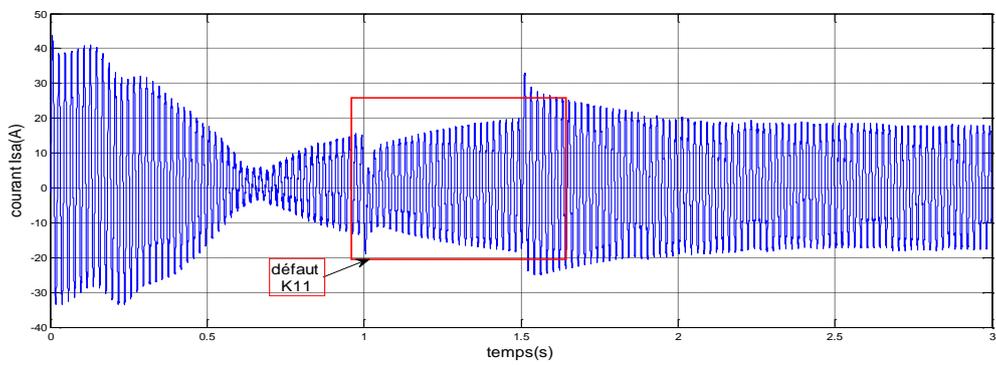


(b)

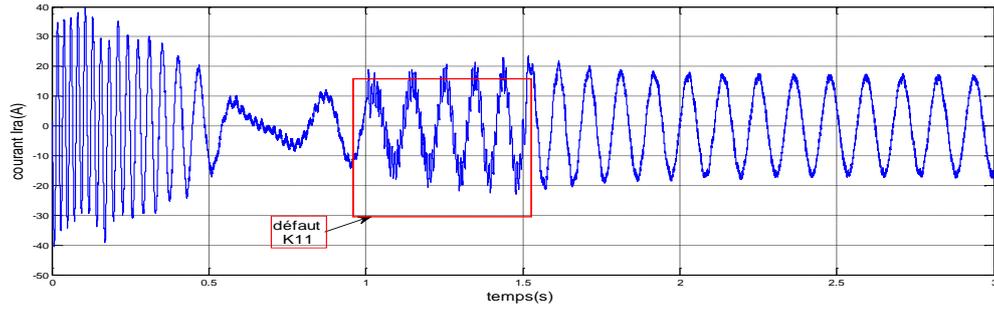


(c)

Figure III-42. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{11}$  de  $t(1, 1.5)$  de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur flou

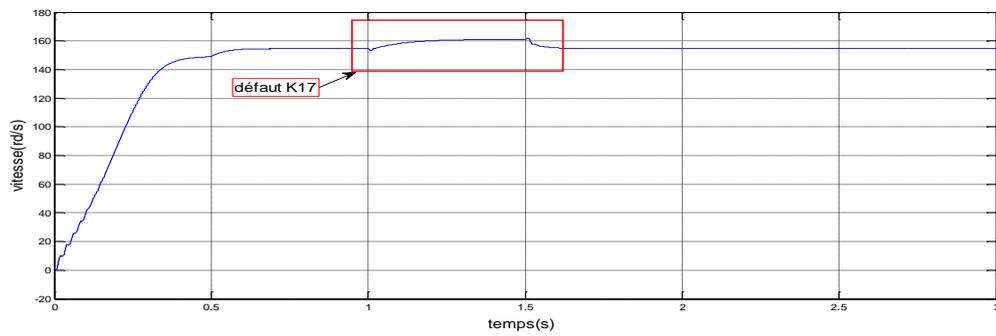


(a)

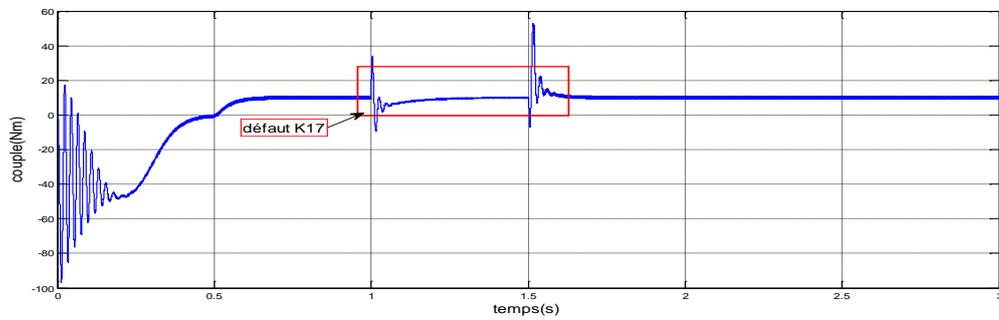


(b)

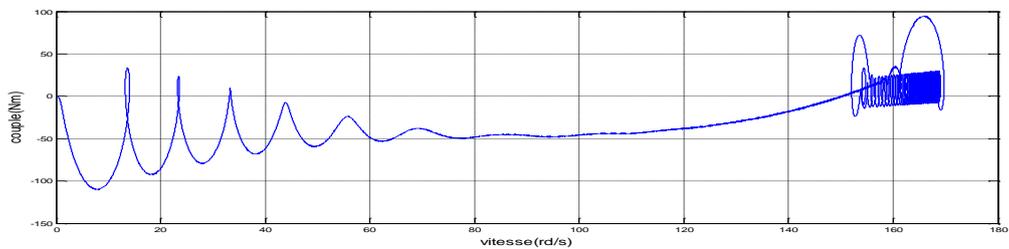
Figure III-43. Résultat des courants  $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$  du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{11}$  de  $t(1, 1.5)$  de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur floue.



(a)

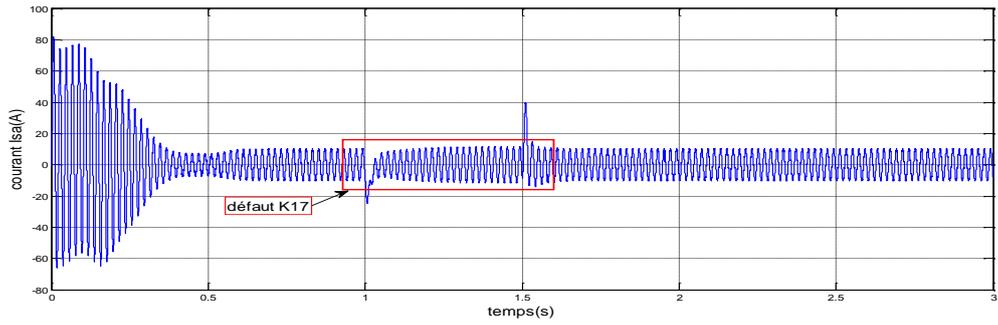


(b)

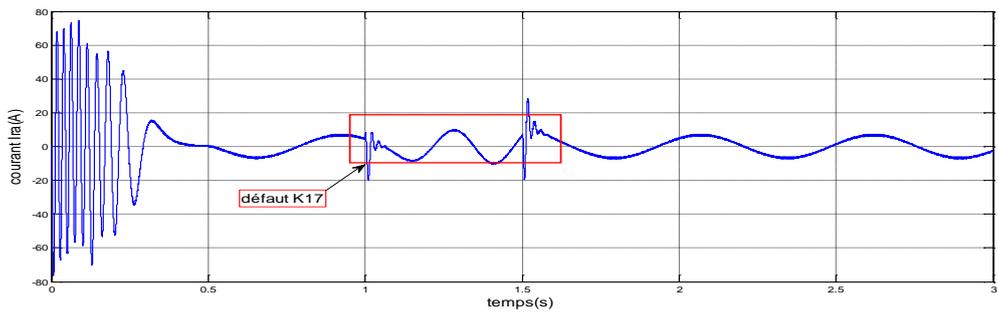


(c)

Figure III-44. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =  $t$  (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{17}$  de  $t(1, 1.5)$  de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur floue.

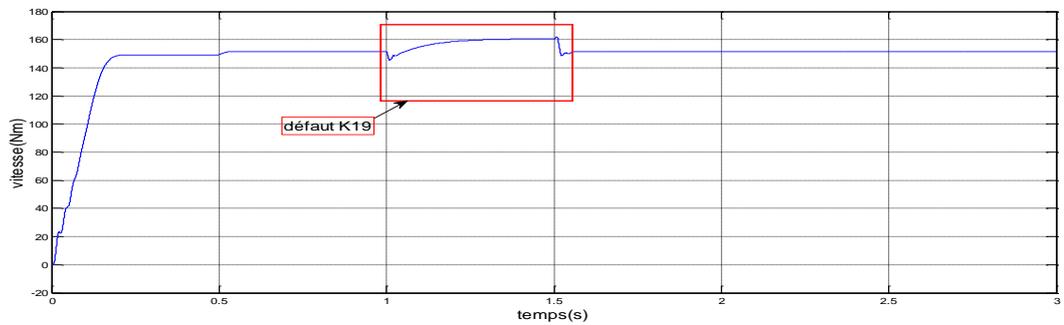


(a)

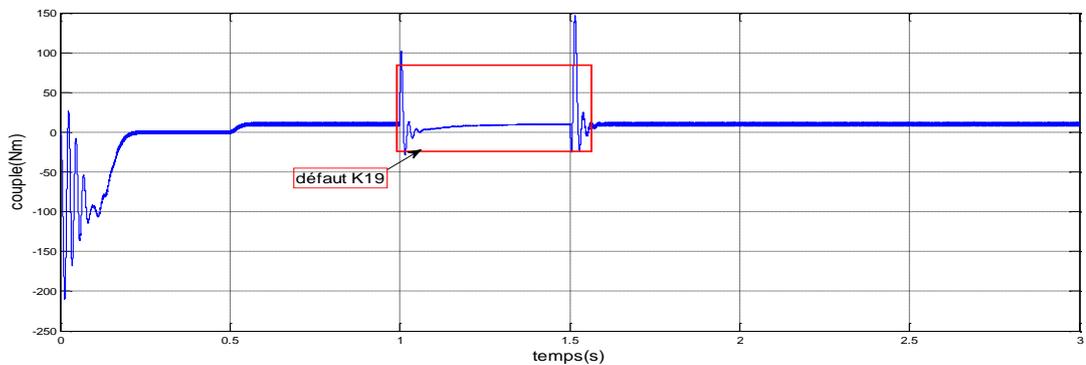


(b)

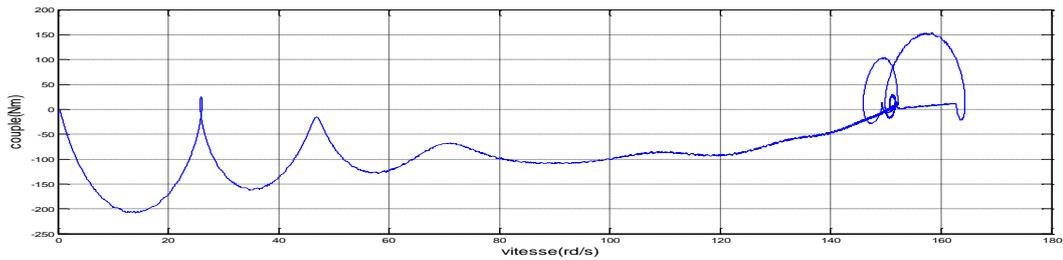
Figure III-45. Résultat des courants  $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$  du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{17}$  de  $t(1, 1.5)$  de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur flou.



(a)

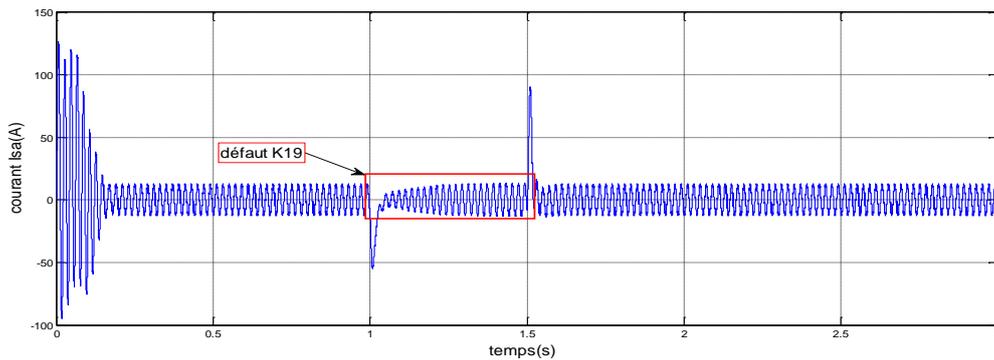


(b)

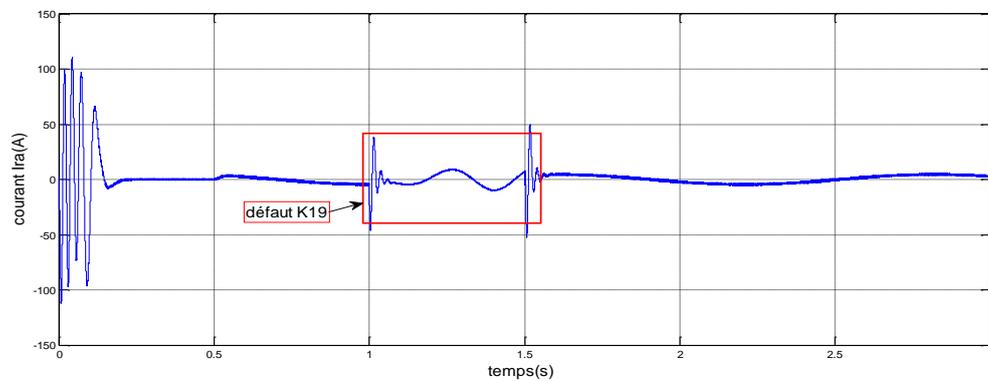


(c)

Figure III-46. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de  $K_{19}$  de t (1, 1.5) par application de régulateur flou.



(a)



(b)

Figure III-47. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de  $K_{19}$  de t (1, 1.5) par application de régulateur flou.

### III-12-CONCLUSION

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées technologiques et techniques significatives. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande envisageables.

Dans ce chapitre nous avons présenté quatre types de commande (vectoriel, logique floue) appliqués à la MAS, ainsi nous présenterons les notions de base de chaque type de commande.

Actuellement, le contrôle de vitesse des machines asynchrones s'effectue par la commande vectorielle. Dans ces approches, l'algorithme de commande repose sur une modélisation de la machine à piloter.

La commande vectorielle est faite l'objet de nombreuses études et donné lieu à de multiples applications industrielles.

La commande par logique floue est une technique relativement nouvelle, l'essai extensif sur RLF montre qu'il donne des résultats plus robuste et assurer une haute performance par rapport au régulateur PI.

Chapitre IV

Chapitre IV

DETECTION DE DEFAUT

PAR

LE RESEAU DE NEURONE

ET

NEURO-FLOUE

NEURO-FLOUE

# COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LE RESEAUX DE NEURONE

## IV-1-INTRODUCTION

Les réseaux de neurones sont des êtres mathématiques, capables de générer des modèles comportementaux à partir des données entrées-sorties des systèmes dynamiques.

Dernièrement, les réseaux de neurones ont connu une utilisation large en ce qui concerne la modélisation, la commande et la surveillance des systèmes industriels. [21] [60] [84] [61]

En diagnostic la phase de modélisation est très importante. En effet, le diagnostic est un aspect qui utilise le modèle représentatif du processus afin d'extraire le mode de fonctionnement dans lequel doit se trouver le processus.

L'utilisation des modèles neuronaux pour les mesures, l'observation et le diagnostic vient de mettre fin à beaucoup de problèmes rencontrés lors de la modélisation classique.

[60] [84] [15] [4]

### IV-1-1-Réseau de Neurone Artificiel RNA

Un réseau de neurone est un ensemble de neurones reliés entre eux avec une topologie spécifique d'interconnexions et une loi appropriée d'apprentissage pour adapter les poids de connexions.

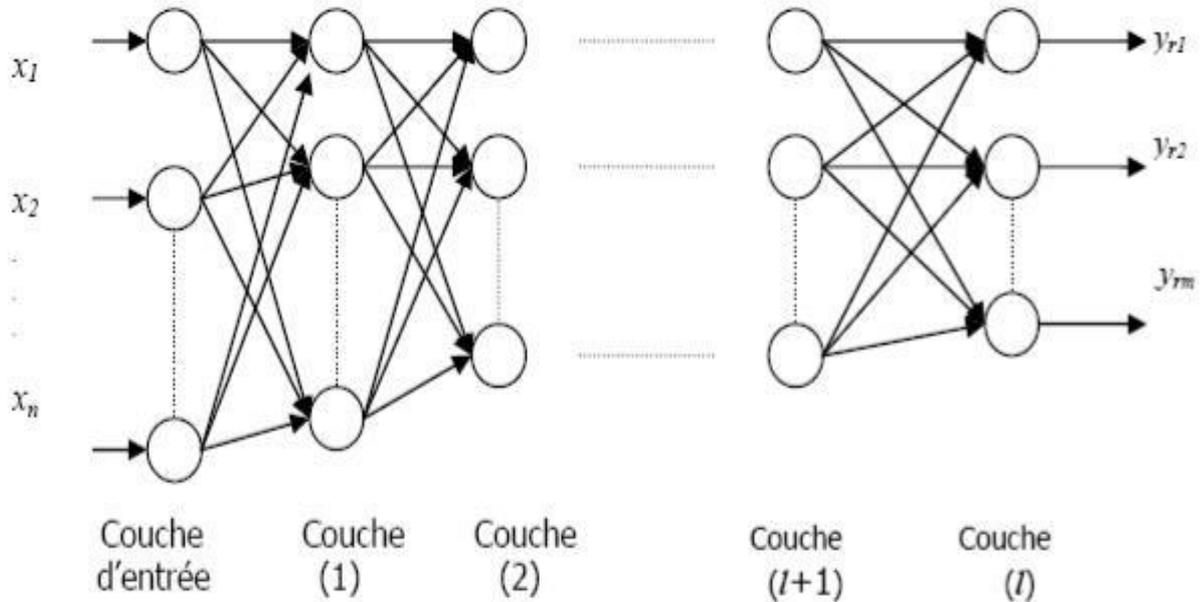
D'une manière générale, la structure des connexions entre les neurones d'un réseau peut aller d'une connectivité totale où tous les neurones sont reliés les uns aux autres, à une connectivité locale où les neurones ne sont connectés qu'à leurs proches voisins.

Une autre structure de connexions est celle des réseaux multicouches, constitués d'une couche d'entrée, d'une couche de sortie et d'une ou de plusieurs couches internes, appelées aussi couches cachées. Dans cette structure, les neurones qui appartiennent à une même couche ne sont pas connectés entre eux. Chacune des couches reçoit des signaux de la couche précédente et transmet le résultat de ses traitements à la couche suivante. Selon le type de connexions, on distingue deux catégories de réseau de neurone : les réseaux statiques et les réseaux dynamiques. [51] [61] [32] [69]

#### IV-1-1-a-Réseaux statiques

Dans les réseaux statiques, dits aussi réseaux non récurrents, lorsqu'une entrée est présentée au réseau, la réponse ce dernier est calculée instantanément, après la traversée de ses couches de l'entrée vers la sortie, dans un sens unique. La sortie de n'importe quel neurone, d'un réseau statique, ne peut pas être appliquée directement sur son entrée ni indirectement à travers d'autres neurones. Le modèle le plus utilisé des réseaux statiques est celui des réseaux multicouches, appelés aussi réseaux MLP.

La figure (IV -1) présente un exemple des réseaux MLP statiques. Il est constitué d'une couche d'entrée, d'une couche de sortie et de plusieurs couches cachées. Par conception, chaque neurone de la couche  $l$  est connecté à tous les neurones de la couche  $l+1$  [51].



**Figure IV-1 -Réseau multicouche (MLP)**

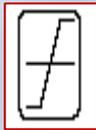
Le nombre de neurones de la première couche correspond au nombre de descripteurs du problème (d caractérise le nombre de descripteurs de chaque individu  $X_n$  ) et le nombre de neurones de la couche de sortie correspond aux K-classes. Normalement, les performances du réseau sont, directement, liées à la taille de la couche cachée. L'équation générale d'un neurone est la suivante :

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^n w_{ij} x_j(t) \tag{IV-1}$$

$$\mathbf{u}_i(t) = \mathbf{f}(y_i(t))$$

**Quelques types des fonctions d'activation :**

Jusqu'à présent, nous n'avons pas spécifié la nature de la fonction d'activation  $a=f(n)$  de notre modèle. Il se trouve que plusieurs possibilités existent et celles-ci sont quasiment empiriques et à adapter en fonction des situations. Les plus courantes et les plus citées dans la littérature sont énumérées dans la figure ci-dessous :

Nom de la fonction	Relation d'entrée/sortie	Icône
<b>seuil</b>	$a = 0$ si $n < 0$ $a = 1$ si $n \geq 0$	
<b>seuil symétrique</b>	$a = -1$ si $n < 0$ $a = 1$ si $n \geq 0$	
<b>linéaire</b>	$a = n$	
<b>linéaire saturée</b>	$a = 0$ si $n < 0$ $a = n$ si $0 \leq n \leq 1$ $a = 1$ si $n > 1$	
<b>linéaire saturée symétrique</b>	$a = -1$ si $n < -1$ $a = n$ si $-1 \leq n \leq 1$ $a = 1$ si $n > 1$	
<b>linéaire positive</b>	$a = 0$ si $n < 0$ $a = n$ si $n \geq 0$	
<b>sigmoïde</b>	$a = \frac{1}{1 + \exp^{-n}}$	
<b>tangente hyperbolique</b>	$a = \frac{e^n - e^{-n}}{e^n + e^{-n}}$ $a = 1$ si $n$ maximum $a = 0$ si autrement	  

Les trois les plus utilisées dans le domaine de l'ingénierie sont les fonctions "seuil" (a) (en anglais "hard limit"), "linéaire" (b) et "sigmoïde" (c) comme représentées ci-dessous :

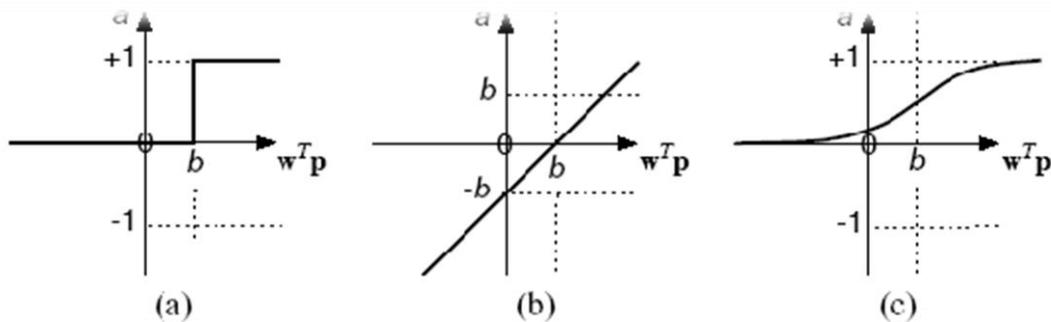


Figure IV-2 : Les fonctions d'activation

Comme son nom l'indique, la fonction seuil applique un seuil sur son entrée. Plus précisément, une entrée négative ne passe pas le seuil, la fonction retourne la valeur 0 (faux), alors qu'une entrée positive ou nulle dépasse le seuil, et la fonction retourne 1 (vrai). Il est évident que ce genre de fonction permet de prendre des décisions binaires (cette fonction peut aussi être assimilée à la "fonction de Heaviside" pour ceux qui connaissent).

La fonction linéaire est quant à elle très simple, elle affecte directement son entrée à sa sortie selon la relation  $a=f(n)=n$ . Il est évident que la sortie du neurone correspond alors à son niveau d'activation dont le passage à zéro (l'ordonnée à l'origine) se produit lorsque  $W \bar{p} = b$ . La fonction de transfert sigmoïde est quant à elle définie par la relation mathématique :

$$a = \frac{1}{1 + e^{-n}}$$

Elle ressemble soit à la fonction seuil, soit à la fonction linéaire, selon que nous sommes loin ou près de  $b$  respectivement. La fonction seuil est très non linéaire car il y a une discontinuité lorsque  $W \bar{p} = b$ . De son côté, la fonction linéaire est tout à fait linéaire. Elle ne comporte aucun changement de pente. La sigmoïde est un compromis intéressant entre les deux précédentes. Notons finalement que la fonction "tangente hyperbolique" est une version symétrique de la sigmoïde.

## IV -2 -LES CONNEXIONS

Les connexions vont relier les neurones entre eux. **La structure des connexions** peut aller de la connectivité partielle à la connectivité totale. On associe à une connexion entre deux neurones, un **poids** qui rend compte de l'influence d'un des neurones sur l'autre. **La dynamique des états** correspond à l'évolution des états des différents neurones d'un réseau. Elle dépend à la fois des fonctions d'activation, de la structure et des poids des connexions. **La dynamique des connexions** représente le fait que les poids des connexions peuvent être modifiés par une phase appelée **l'apprentissage**. On peut assimiler cette dynamique à la plasticité synaptique.

### IV -2-1-a-Réseaux dynamiques

Dans un réseau dynamique, appelé aussi réseau récurrent, chaque neurone peut recevoir des informations de tous les autres neurones et leur envoi lui-même des signaux.

Nous trouvons, dans la littérature des réseaux de neurones, plusieurs types de réseaux dynamiques.

Citons, à titre d'exemples les réseaux de Hopfield, les cartes de Kohonen, les réseaux avec retour d'état et les réseaux avec retour de sortie. La figure (IV-3) présente la structure d'un réseau dynamique avec retour de sortie [51] [69].

Avec :

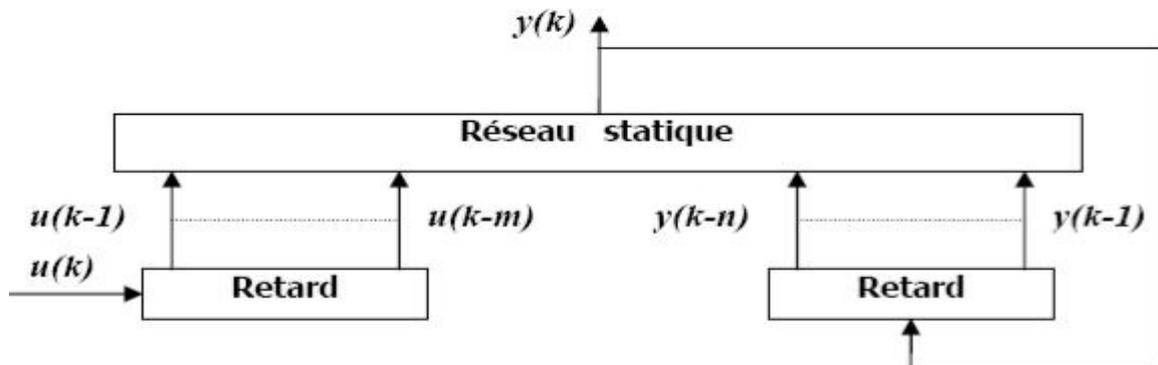


Figure IV-3- Réseau dynamique avec retour de sortie

#### IV -2-1-b-Propriétés des RNA

D'une manière générale, un réseau de neurones est doté des propriétés suivantes:

- ✚ **Le parallélisme** : Cette notion se situe à la base de l'architecture des réseaux de neurones considérés comme ensembles d'entités élémentaires qui travaillent simultanément.
- ✚ **La capacité d'adaptation** : Celle-ci se manifeste tout d'abord dans les réseaux de neurones par la capacité d'apprentissage qui permet au réseau de tenir en compte de nouvelles contraintes ou de nouvelles données du monde extérieur. De plus, elle se caractérise dans certains réseaux par leur capacité d'auto-organisation qui assure leur stabilité en tant que systèmes dynamiques.
- ✚ **La mémoire distribuée** : Dans les réseaux de neurones, la mémoire d'un fait correspond à une carte d'activation des neurones. Cette carte est en quelque sorte un codage du fait mémorisé.
- ✚ **La résistance aux pannes** : À cause de l'abondance des entrées et la structure du réseau, les données bruitées ou les pannes locales dans certain nombre de ses éléments n'affectent pas ses fonctionnalités. Cette propriété résulte, essentiellement, du fonctionnement collectif et simultané des neurones qui les composent.
- ✚ **La généralisation** : La capacité de généralisation d'un réseau de neurones est son aptitude de donner une réponse satisfaisante à une entrée qui ne fait pas partie de ses antécédents exemples d'apprentissage.

#### IV -2-2-Apprentissage dans les RNA

L'apprentissage est une phase très importante pour le déploiement d'un réseau de neurone durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. [84]

Généralement, les variables modifiées pendant l'apprentissage sont les poids des connexions. L'apprentissage adopté n'est, donc, que la modification des poids du réseau pour accorder sa réponse aux échantillons et à l'expérience.

L'algorithme de rétro propagation du gradient qui est le plus connu pour réaliser l'adaptation des réseaux multicouches. Grâce à sa découverte, le renouveau d'intérêt pour les RNA apparut au début des années 80.

Il s'agit d'une méthode d'apprentissage supervisé, fondée sur la modification des poids du réseau dans le sens contraire à celui du gradient de l'erreur par rapport à ces poids. L'objectif de la méthode de la rétro propagation est d'adapter les poids synaptiques de façon à minimiser la valeur moyenne de l'erreur sur l'ensemble d'entraînements.

La procédure du diagnostic de la machine est basée sur les étapes fondamentales suivantes:

1. La première étape consiste à déterminer le choix du modèle neuronal.
2. La deuxième étape consiste à générer les résidus.
3. La troisième étape celle de la prise de décision vis-à-vis des défauts localisés.

Avant de mettre en œuvre ces étapes, nous allons développer le modèle neuronal utilisé pour l'identification de la machine.

Le choix du modèle neuronal à apprentissage pour l'identification du modèle comportemental comportement dynamique de la machine dépend strictement de la complexité du modèle d'état traduisant le fonctionnement sain ou défaillant de la machine.

#### IV -2-3-Choix du modèle neuronal

La détermination du modèle neuronal pour l'identification est une phase indispensable qui peut s'avérer plus ou moins lourde pour effectuer le diagnostic des processus industriels. Cette difficulté est la puissance de l'outil logiciel utilisé pour la modélisation d'une part et à la complexité d'autre part.

L'algorithme qui nous permet de sélectionner le modèle neuronal robuste, en identification, est recherché selon les étapes suivantes :

- + Connaissance approfondie sur le système à identifier.
- + Le choix des entrées et des sorties du modèle neuronal.
- + Détermination du comportement interne du modèle neuronal (le nombre de couche cachée et le nombre des neurones dans chaque couche cachée).
- + Choix des fonctions d'activation.
- + Choix de la précision et du nombre d'itération.

Dans notre RNA nous avons utilisé les variables {la vitesse de rotation ( $\mathbf{Wr}$ )} qui est utilisée car elle est la plus représentative des défauts (leurs allures varient considérablement en cas d'application d'un défaut).

D'autre part, leurs mesures sont accessibles par des capteurs qui fournissent leurs grandeurs physiques.

#### IV -3-COMMANDE PAR RESEAUX DE NEURONES DE LA MAS

L'idée consiste à remplacer les quatre régulateurs PI de la commande indirecte par des régulateurs neuronaux (RN) simples. Pour l'apprentissage, nous utilisons l'algorithme de rétropropagation de Levenberg-Marquardt.

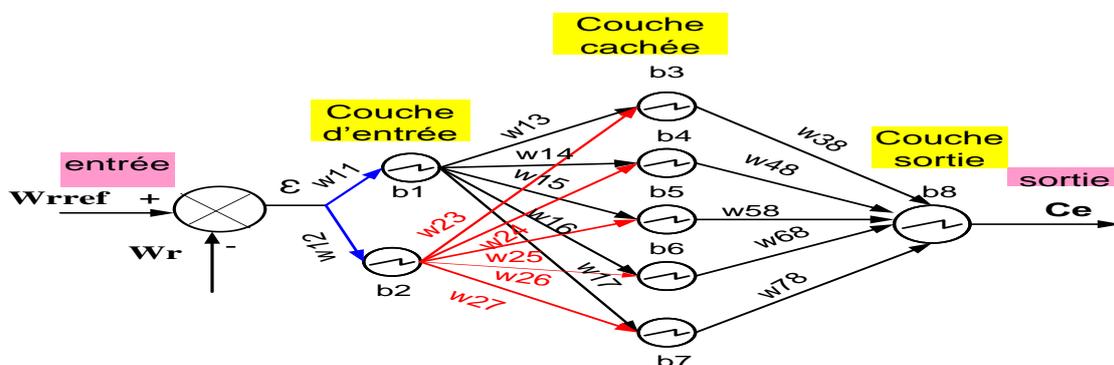


Figure IV-4- Perceptron multicouche: structure (2-5-1).

Chaque réseau de neurones remplit une fonction bien définie dépendant de l'architecture choisie (nombre de couches cachées et le nombre de neurones dans chaque couche cachée). Le problème est de trouver une structure qui donne de meilleurs résultats.

Pour cela, nous avons fait plusieurs essais pour déterminer l'architecture optimale du réseau. Le choix le plus judicieux était de prendre une structure de réseau de neurones à une seule couche cachée contenant cinq neurones utilisant la fonction d'activation sigmoïde, (Fig. IV-4).

Le Tableaux (IV-1) présente les résultats d'apprentissage effectués sur les différentes structures du réseau de neurone.

Essai	Structure	Nombre d'itération	Erreur
1	2-10-1	$10^5$	0.43
2	2-15-1	$10^5$	0.675
3	2-20-1	$10^5$	1.028
4	2-10-5-1	$10^5$	1.87
5	2-10-10-1	$10^5$	2.23
6	2-4-1	54818	0.011
7	2-1-1	68348	0.12
8	2-5-1	26241	$<10^{-3}$
9	2-6-1	87798	0.18

Tableaux IV-1- apprentissage de la structures du réseau de neurone

#### Architecture du réseau de neurones

Après plusieurs essais on a choisi l'architecture du réseau de neurones suivante :

- **cinq** neurones dans la couche cachée ;
- **un neurone** dans la couche de sortie ;
- **deux** neurones dans la couche d'entrée.

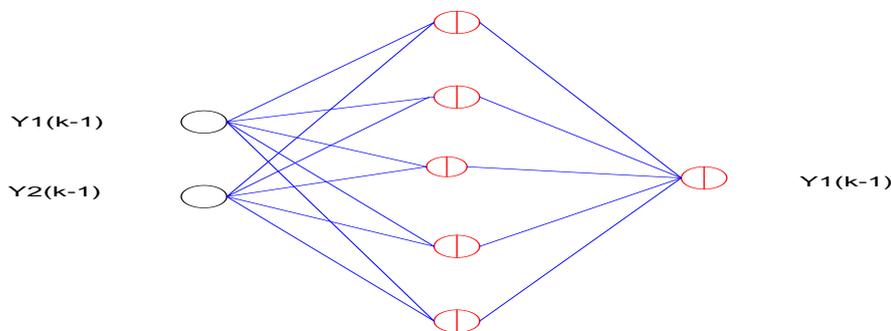


Figure IV-5-Architecture du réseau

Les sorties  $\hat{y}$  du réseau sont définies par la relation suivante:

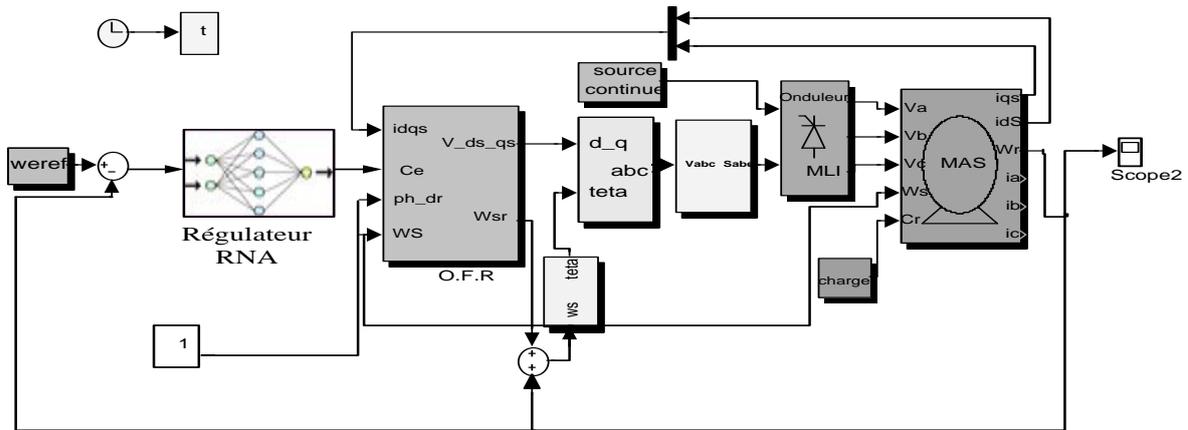
$$y_i = \phi_i(Z_i h + b_i) \quad i = 1 \quad (\text{IV-2})$$

$$h = \varphi(w_1 y_1(k-1))$$

Où :

- $w_i$  sont les poids reliant la couche cachée à la couche d'entrée.
- $Z_i$  sont les poids reliant la couche cachée à la couche de sortie.
- $\phi$  est une fonction d'activation de type sigmoïde et  $\varphi$  une fonction d'activation de type linéaire.
- $b$  est le biais.

On remarque d'après le tableau que la 8<sup>ème</sup> architecture est la meilleure, car la valeur de l'erreur quadratique est la plus petite et a été obtenue au bout de cinq itérations seulement.



**Figure IV-6-Schéma bloc de la commande vectorielle d'une MAS avec régulation neuronal de vitesse.**

#### IV-4-Résultat de simulation

- La **figure (IV-7)** représente les caractéristiques de la machine asynchrone à cage avec une barre cassée à  $t=1s$  jusqu'à  $t=1.5s$  et deux barres cassées à  $t=2s$  jusqu'à  $t=2.5s$  et application d'une regulateur neurone.

L'analyse du couple électromagnétique (**figure (IV-7)**) montre une modification importante de son allure lorsque les défauts rotoriques apparaissent. La présence d'une oscillation. Nous observons qu'une légère modulation vient perturber l'évolution du couple lorsque la première barre est cassée  $t=1s$  jusqu'à  $t=1.5s$ . Nous remarquons aussi que cette modulation prend plus d'importance avec l'apparition du second défaut  $t=2s$  jusqu'à  $t=2.5s$ . En théorie, cette modulation d'amplitude a une fréquence identique à celle de la vitesse, c'est-à-dire  $2gf$ . Nous pouvons noter que la rupture de la première barre induit une augmentation du courant rotorique et statorique qui la traverse mais cette augmentation à grande pendant la cassure de deux barres (**figure (IV-7)**).

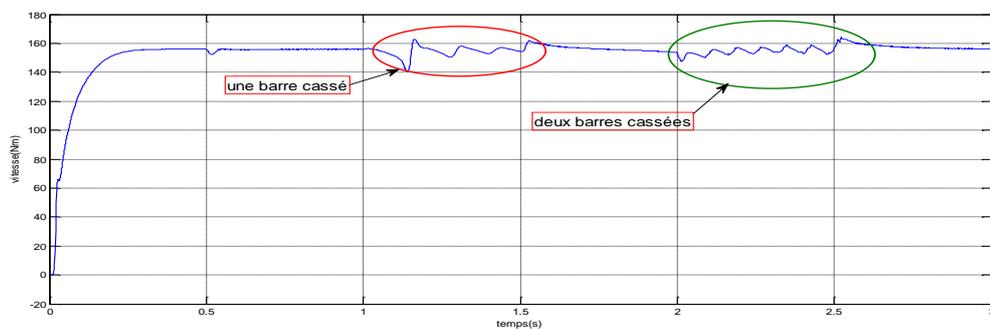
- Les résultats de la simulation pour la détection de défaut de cassure d'une barre à  $t=1s$  et deux barres à  $t=2s$  par le regulateur neurone sont performant est robuste **figure (IV-8)**:
- L'amplitude des oscillations du couple et de la vitesse ainsi que la modulation du courant statorique, augmente sensiblement avec le nombre de barres cassées. La simulation donnée par la **figure (IV-9)** et la **figure (IV-10)** montrent les performance dynamiques du régulateur neurone par rapport aux régulateur classique PI et régulateur floue pour un défaut de l'interrupteur  $K_{11}$  de l'onduleur trois niveaux qui sont cité au chapitre avant.
- Cette performance est illustré dans les réponses du couple, le courant statorique et rotorique ( $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$ ), on remarque une déséquilibre sur les deux courants ( $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$ ), ainsi une diminution du couple électromagnétique.

La simulation donnée par la **figure (IV-11)** et la **figure (IV-12)** montrent les performances dynamiques du régulateur neurone par rapport aux régulateurs classiques PI et régulateur flou pour un défaut de l'interrupteur  $K_{17}$  de l'onduleur cinq niveaux.

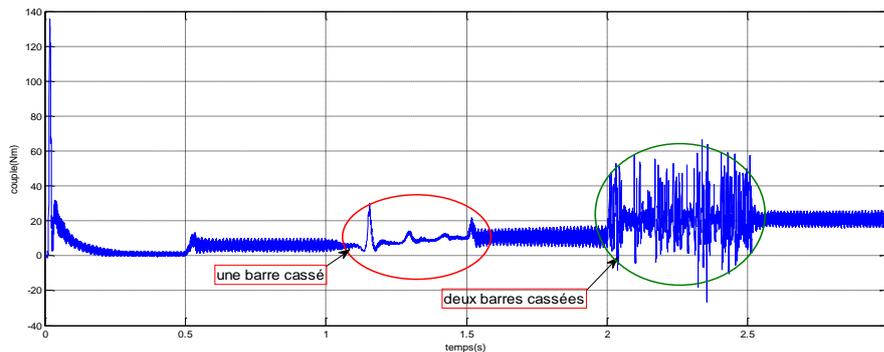
- Cette performance est illustrée dans les réponses du couple, le courant statorique et rotorique ( $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$ ), on remarque que les deux courants ( $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$ ) viennent de s'annuler, et le couple électromagnétique vient aussi de s'annuler pendant le défaut de l'interrupteur  $K_{17}$  de l'instant  $t=1s$  à  $t=1.5s$ .

La simulation donnée par la **figure (IV-13)** et la **figure (IV-14)** montrent les performances dynamiques du régulateur neurone par rapport aux régulateurs classiques PI et régulateur flou pendant un défaut de l'interrupteur  $K_{19}$  qui est associé à la machine asynchrone.

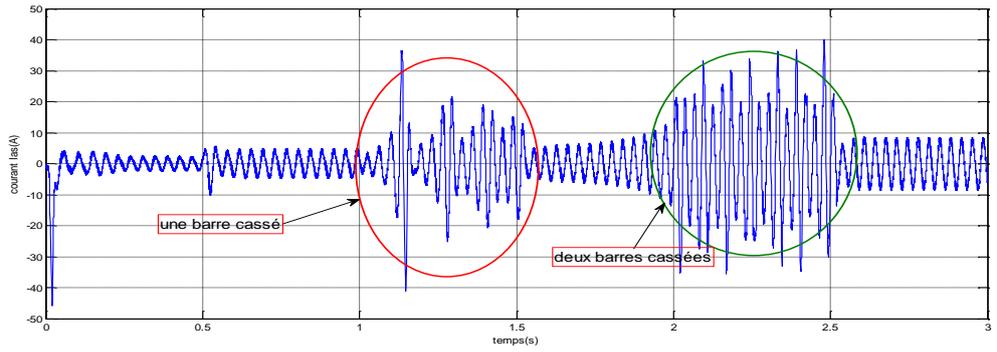
- Cette performance est illustrée dans les réponses du couple, le courant statorique et rotorique ( $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$ ), on remarque que les deux courants ( $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$ ) viennent de s'annuler, ainsi que le couple électromagnétique qui s'annule pendant le défaut de l'interrupteur  $K_{19}$  de l'instant  $t=1s$  à  $t=1.5s$ .



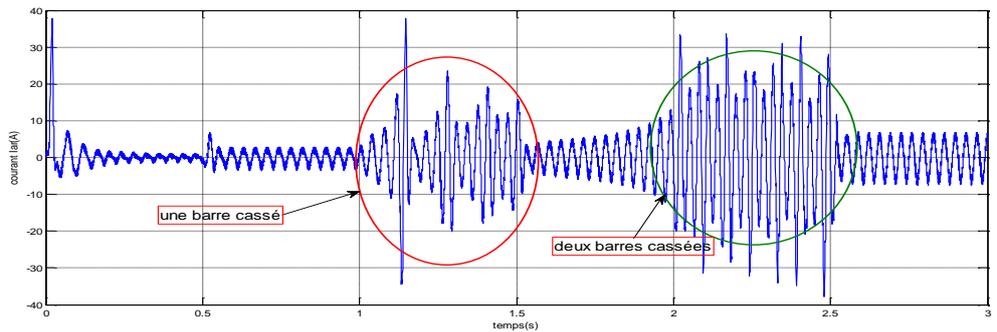
(a)



(b)

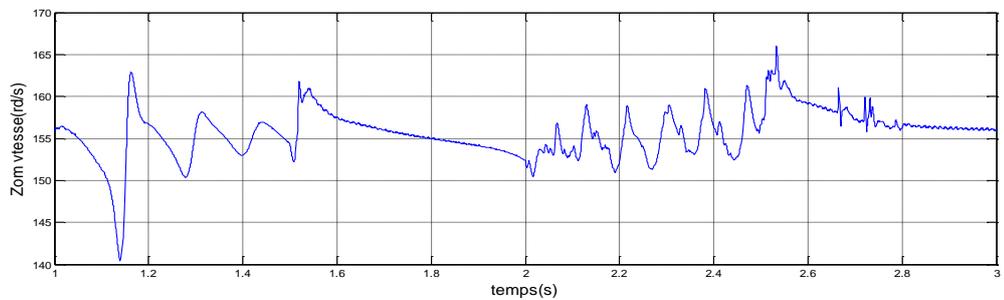
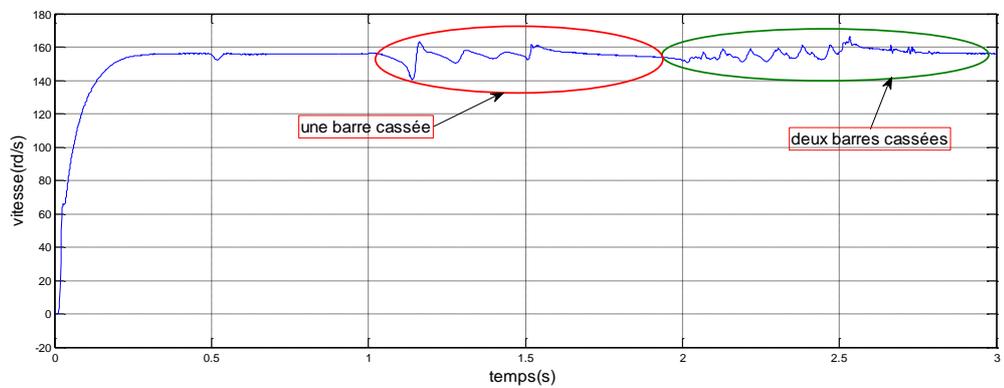


(c)

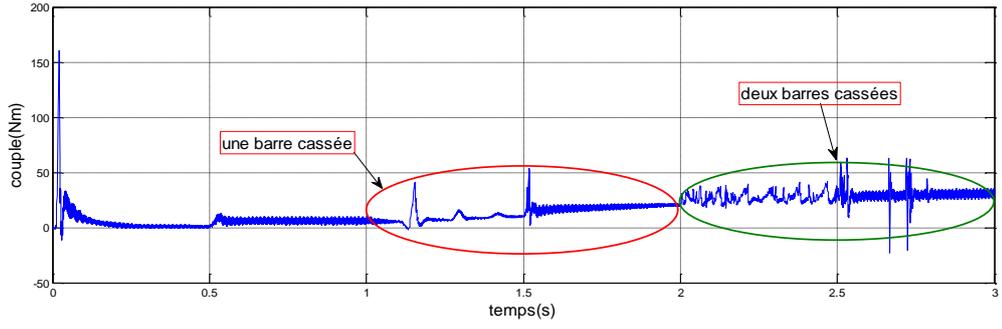


(d)

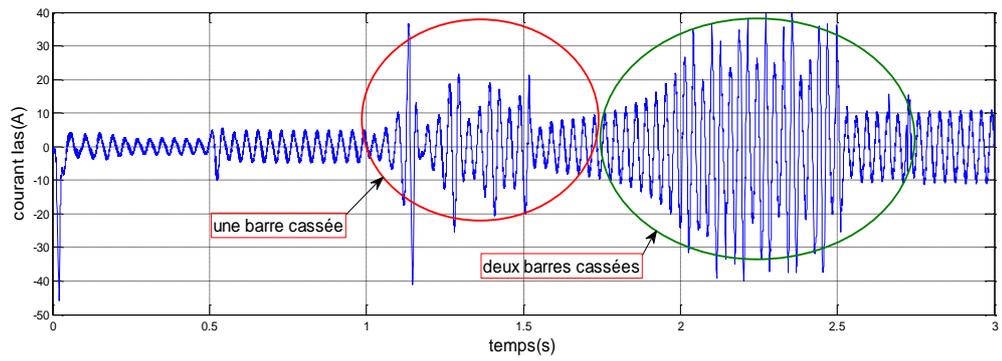
Figure IV-7. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée  $t = (1s, 1.5s)$  et deux barres cassées  $t = (2s, 2.5s)$ ) avec régulateur neurone et application d'une charge  $Cr = 10Nm$  a  $t = 0.5s$ .



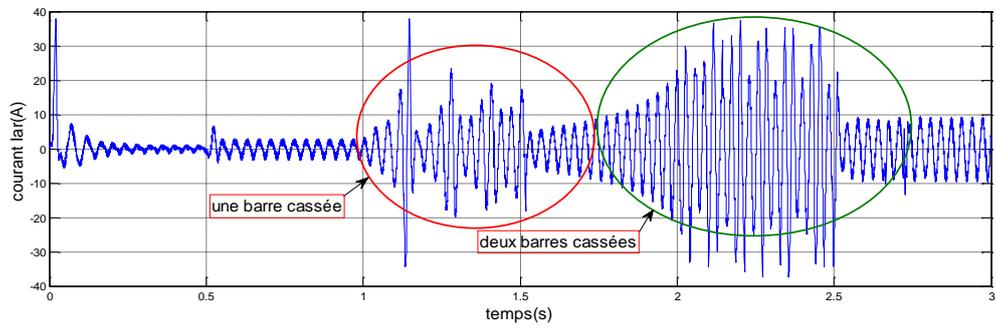
(a)



(b)

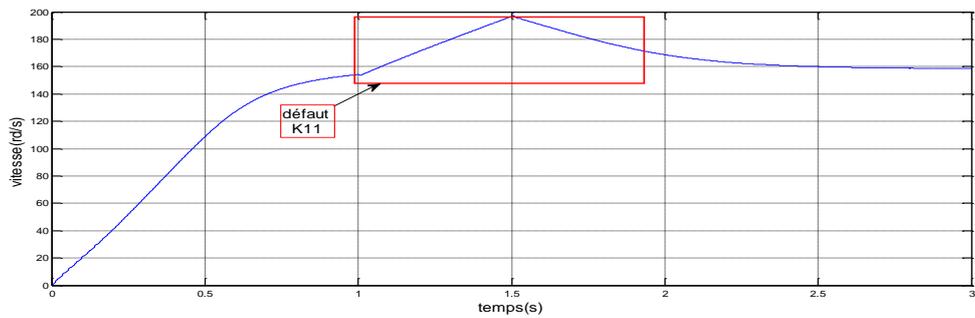


(c)

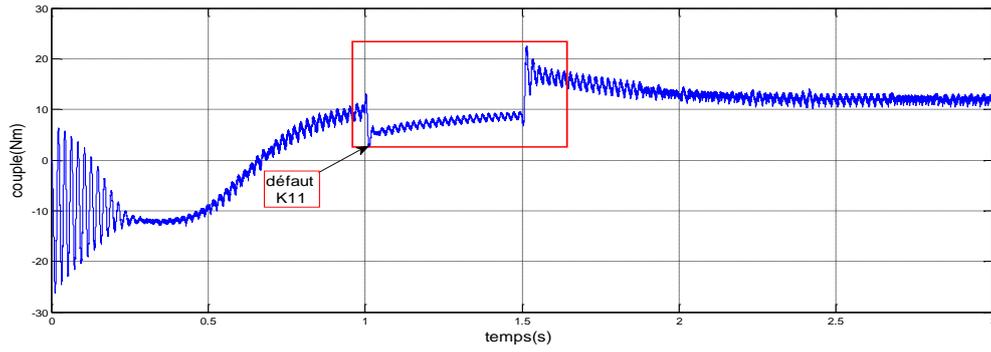


(d)

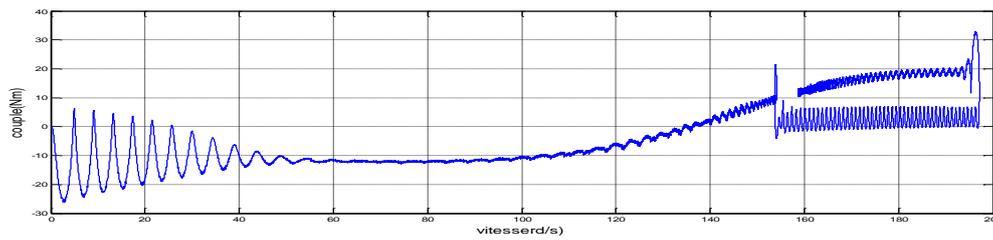
Figure IV-8. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée  $t=1s$  et deux barres cassées  $t=2s$ ) avec régulateur neurone et application d'une charge  $Cr=10Nm$  a  $t=0.5s$ .



(a)

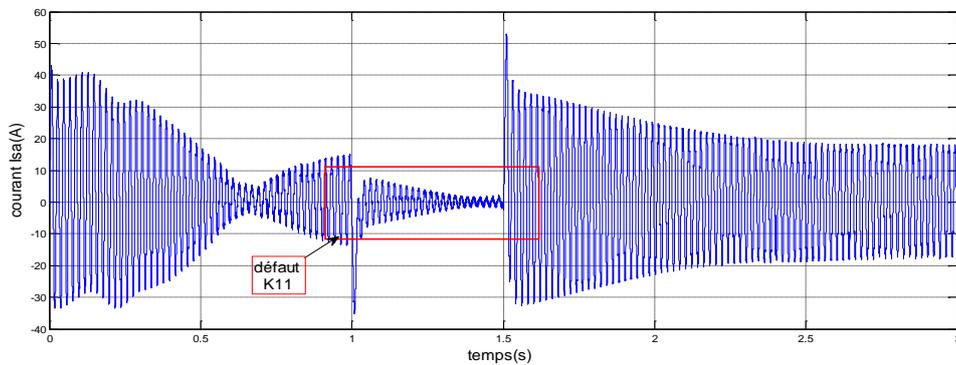


(b)

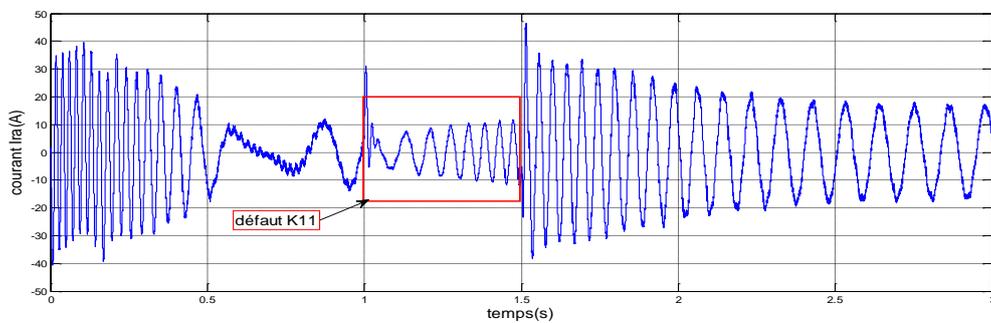


(c)

Figure IV-9. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{11}$  de t (1, 1.5) de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur neurone

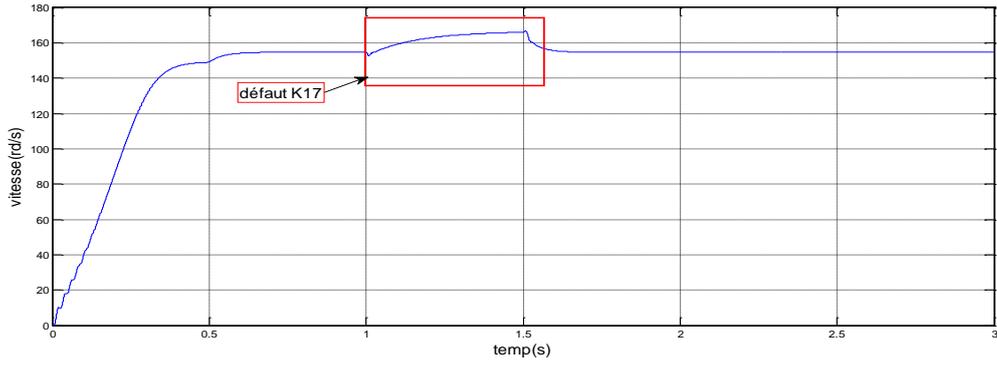


(a)

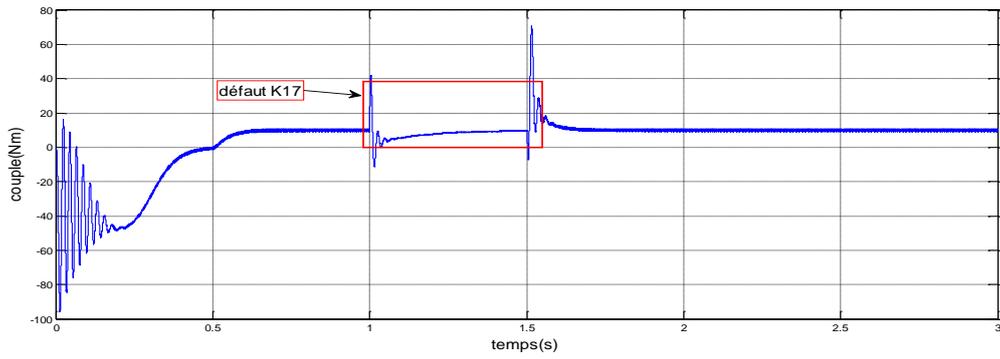


(b)

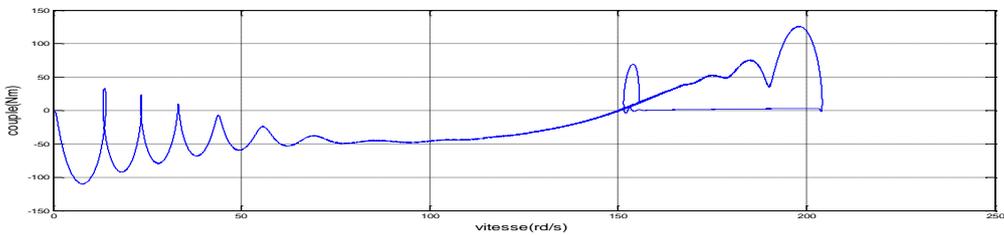
Figure IV-10. Résultat des courants  $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$  du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{11}$  de t (1, 1.5) par de l'onduleur trois niveaux application de régulateur neurone.



(a)

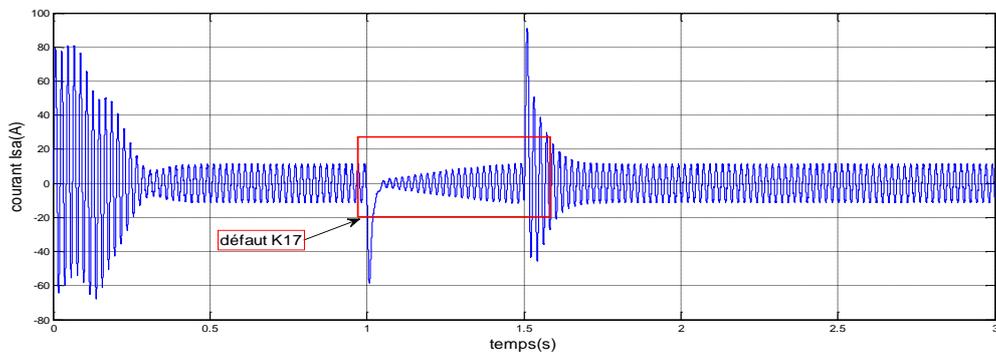


(b)

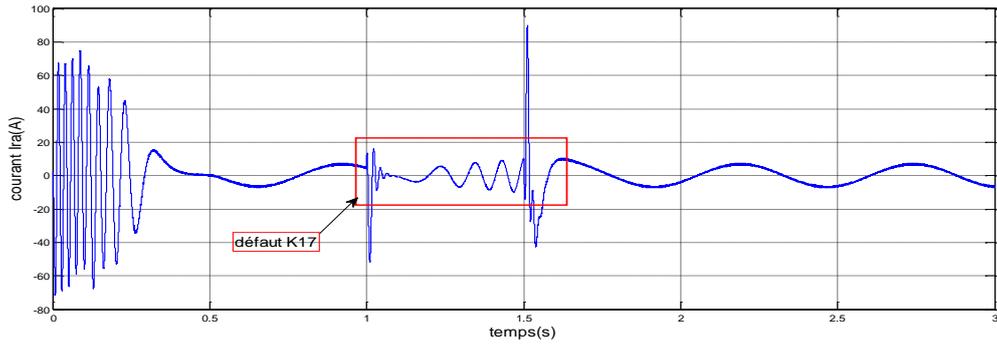


(c)

**Figure IV-11. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{17}$  de t (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur neurone.**

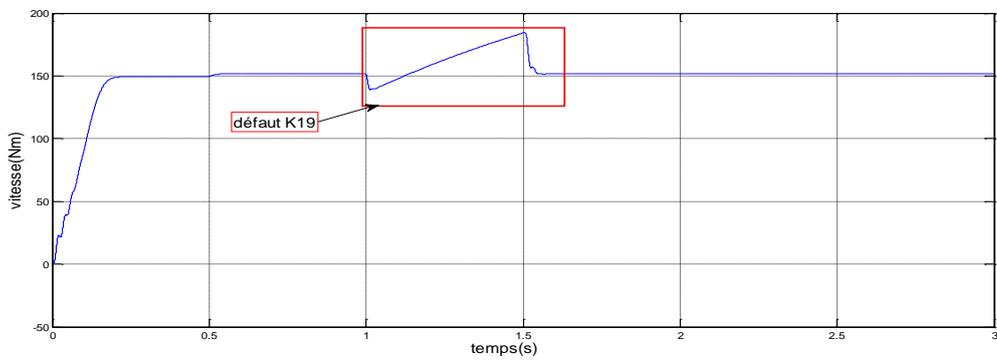


(a)

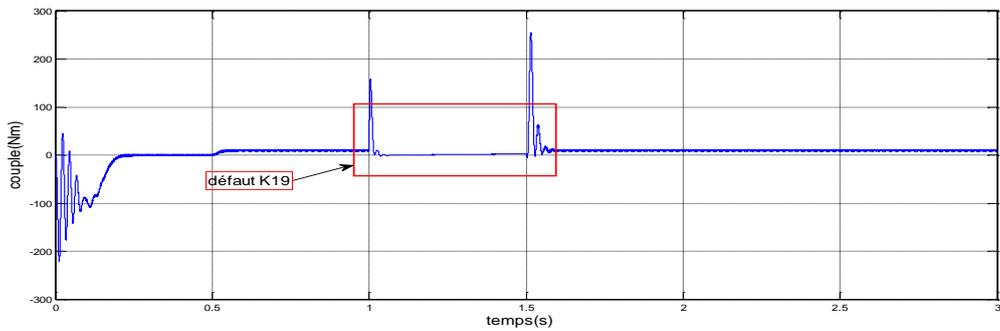


(b)

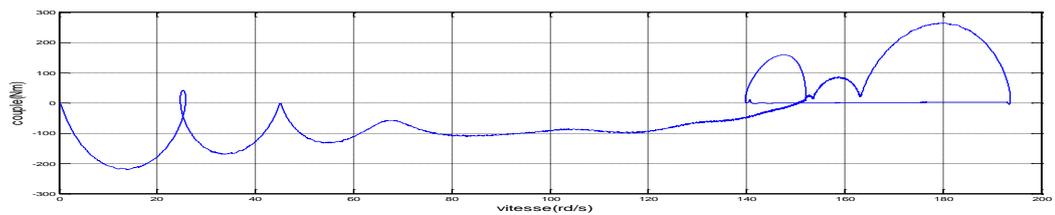
Figure IV-12. Résultat des courants  $I_{sa}$ ,  $I_{ra}$  du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{17}$  de  $t(1, 1.5)$  de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur neurone.



(a)

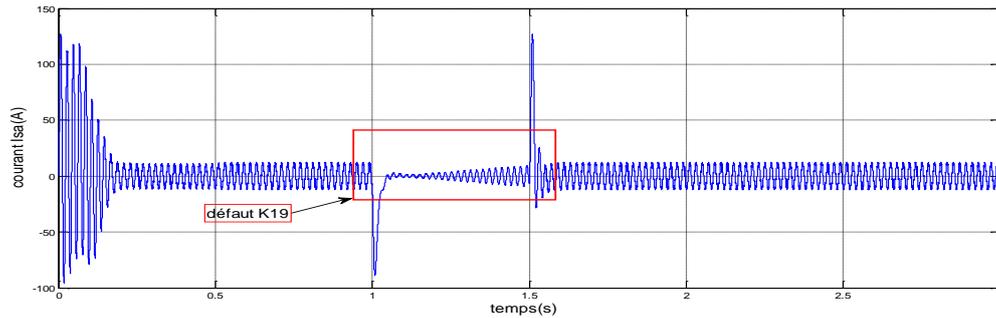


(b)

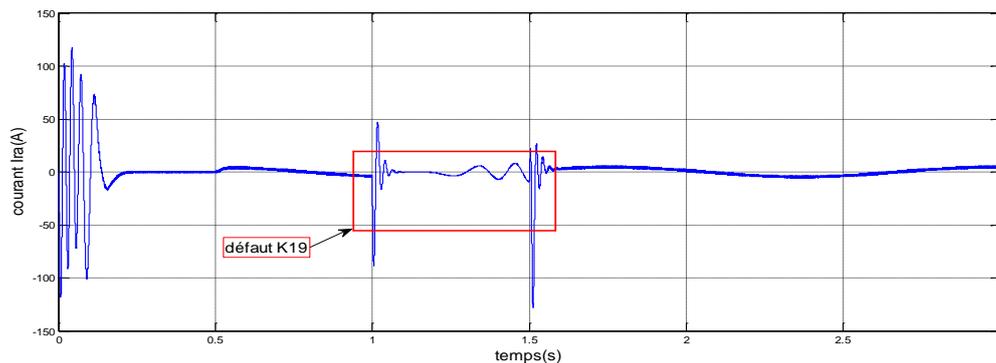


(c)

Figure IV-13. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =  $t$  (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de  $K_{19}$  de  $t(1, 1.5)$  par application de régulateur neurone.



(a)



(b)

Figure IV-14. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse  $\omega = t$  (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de  $K_{19}$  de  $t(1, 1.5)$  par application de régulateur neurone.

## COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR NEURO FLOUE

### IV-5- ANALYSE UTILISANT L'APPROCHE NEURO-FLOUE

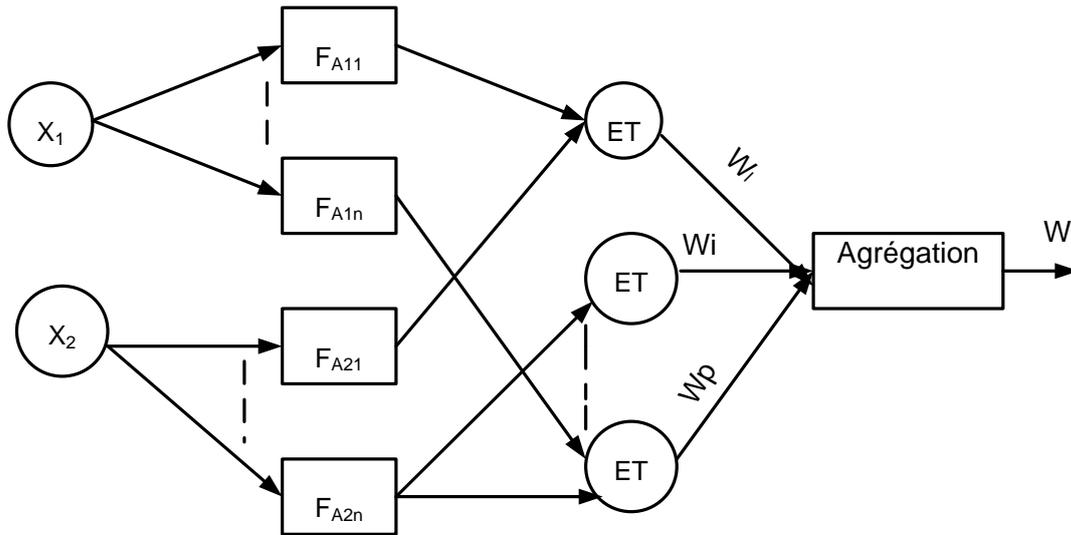
Diverses architectures ont été proposées pour les réseaux Neuro-flous, allant d'une fusion des deux types de méthodes à une utilisation séquentielle de l'une ou de l'autre. Nous présenterons celles qui sont les plus utilisées. [20]

#### IV-5.1 - Première architecture

Le premier type d'utilisation, le plus répandu, est représenté par le cas où un système d'inférence flou est mis sous la forme d'un réseau multicouche, dans lequel généralement les poids correspondent aux paramètres du système ; une telle architecture est appelée architecture préneuronale.

Par exemple, pour des règles de la forme « si  $V_1$  est  $A_{i1}$  et  $V_2$  est  $A_{i2}$  alors  $W$  est  $W_i$  », on fait appel à un réseau de neurones qui admet pour entrées les valeurs  $x_1$  et  $x_2$  prises par les variables  $V_1$  et  $V_2$  et dont les deux couches cachées correspondent respectivement au calcul de la valeur des fonctions d'appartenance  $A_{i1}$  pour  $x_1$  et  $A_{i2}$  pour  $x_2$ , et à celui de la valeur prise par la conjonction des conditions de chaque règle utilisant un opérateur de conjonction adéquat. Cette situation est schématisée sur la figure (III-29).

Les fonctions d'appartenance intervenant dans les règles sont considérées comme des paramètres ajustés par l'intermédiaire des poids entrant dans la première couche cachée. Les conclusions  $W_i$  des règles sont également des paramètres ajustables par l'intermédiaire des poids associés à la dernière couche.



**Figure IV-15: Première architecture Neuro-floue**

Comme il est indiqué sur la figure (IV-15), les données vont subir trois étapes de calcul :

➤ **La première couche** : s'occupe du calcul des degrés d'appartenance de chaque entrée.

Les paramètres de cette couche vont caractériser la fonction d'appartenance.

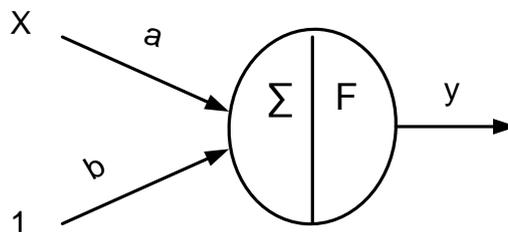
Le calcul des degrés d'appartenance s'effectue par des neurones spécialisés, dont la fonction d'activation est la fonction d'appartenance. La fonction la plus utilisée dans ce type d'architecture est la fonction gaussienne ; elle est donnée par :

$$y = \exp - (a x + b)^2 \quad (\text{IV-3})$$

$$\text{Avec : } a = \frac{\sqrt{-\log(\varepsilon)}}{dx}$$

$$b = -a m$$

Donc les neurones de la première couche ont la forme suivante :



**Figure IV16 : Forme d'un neurone**

**La deuxième couche cachée** évalue en parallèle les prémisses des règles. Les paramètres de cette couche définissent dans ce cas l'opérateur de conjonction ET.

Plusieurs méthodes ont été proposées pour l'évaluation floue de l'opérateur ET (cette évaluation est appelée aussi calcul de la valeur de vérité). Généralement on utilise celle qui a

été proposée par Lukasiewicz, cette dernière présente une certaine facilité d'implémentation neuronale moyennement satisfaisante. Elle est définie par :

$$ET(fA_1(X_1), fA_2(X_2)) = \text{Max}(0, fA_1(X_1), fA_2(X_2) - 1) \quad (\text{IV-4})$$

Si on pose

$$u = fA_1(X_1) + fA_2(X_2) - 1 \quad (\text{IV-5})$$

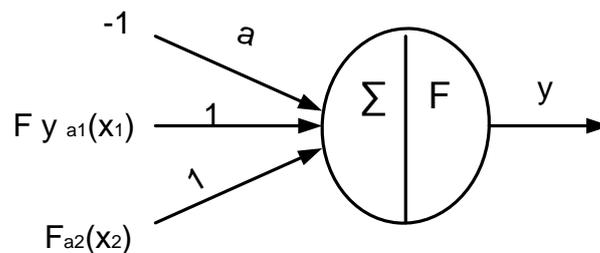
On aura

$$ET(fA_1(X_1), fA_2(X_2)) = \text{Max}(0, u) \quad (\text{IV-6})$$

La fonction  $\text{Max}(0, u)$  peut être évaluée approximativement par une fonction continue sigmoïde, elle est donnée par :

$$f = \text{Max}(0, u) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{-u-0.5}{0.227}\right)} \quad (\text{IV-7})$$

Donc notre opérateur de conjonction ET va prendre la forme suivante :



**Figure IV-17 : Forme d'opérateur flou ET**

➤ **La dernière couche** : réalise l'opération d'inférence. Ayant calculé les valeurs de vérités produites par les opérateurs de conjonction, on doit maintenant établir une procédure permettant de déduire une sortie en fonction de ces valeurs de vérités. Cette procédure est réalisée soit en choisissant parmi ces valeurs, celle qui est la plus représentative, c'est à dire celle qui a le plus grand degré de vérité, soit en calculant le barycentre de toutes les valeurs. Une telle approche peut être effectuée par un seul neurone, où les valeurs de vérités sont pondérées par les poids synaptiques de ce neurone.

Les poids synaptiques du neurone qui calcule le barycentre (qui fait la Defuzzification) sont d'une grande importance, car ce sont eux qui pondèrent les résultats des règles. Une rétro propagation serait indispensable à appliquer sur cette couche (c'est à dire sur les poids synaptiques du neurone chargé de la Defuzzification).

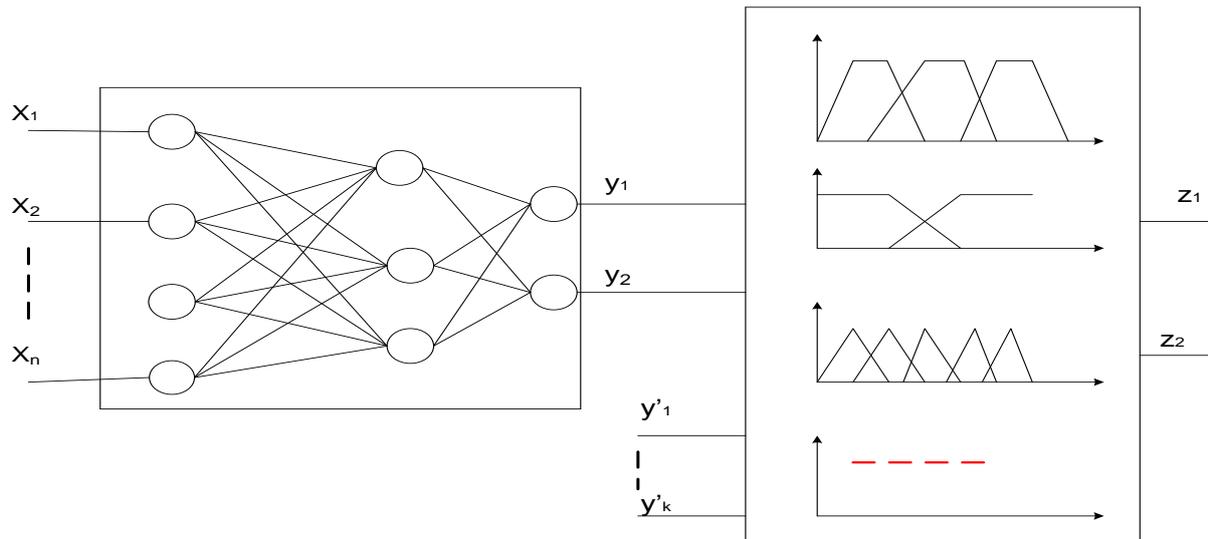
➤ **Algorithme d'apprentissage** : Cet algorithme est basé sur l'algorithme de la rétro propagation du gradient descendant. Il est le même que celui qui a été utilisé pour l'apprentissage des réseaux de neurones type PMC (annexe). La seule différence qui existe, est que les entrées du neurone chargé de la Defuzzification seront normalisées.

Cette normalisation est nécessaire car elle permet de manipuler des valeurs inférieures ou égales à l'unité. Une telle approche est réalisée par la division de chaque entrée de ce neurone, sur la somme de toutes ses entrées.

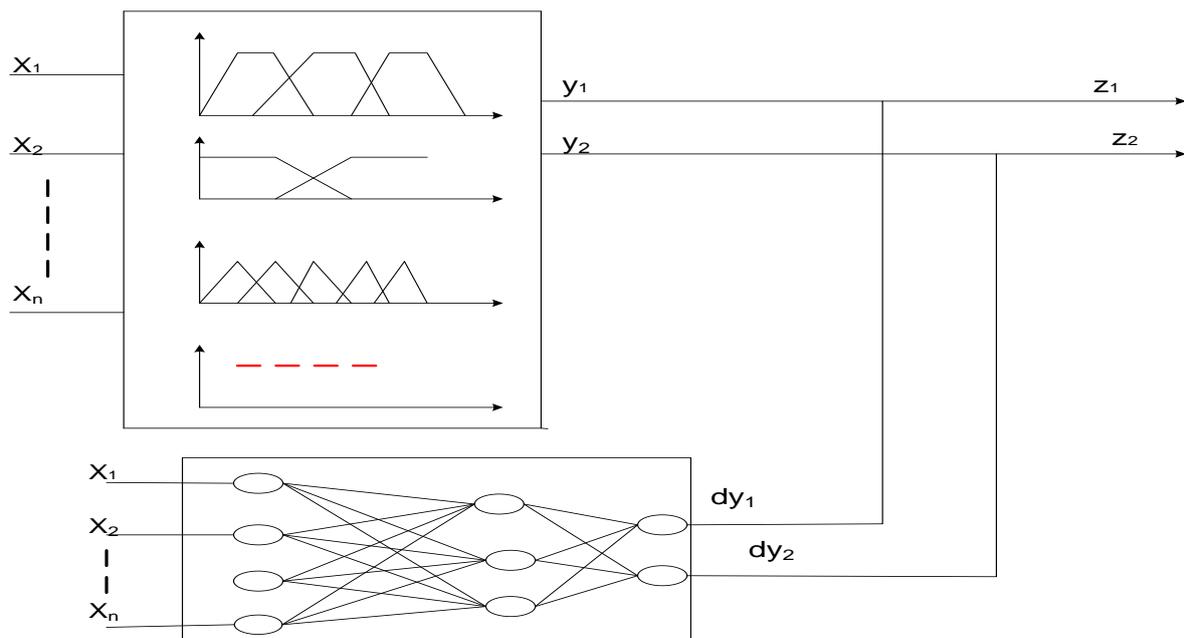
### IV-5.2 - Deuxième architecture

Le deuxième grand type d'association neuronale et floue correspond à l'utilisation de réseaux de neurones et de systèmes flous organisés en série ou en parallèle. On distingue plusieurs possibilités d'association. On peut tout d'abord construire un réseau de neurones qui fonctionne en amont d'un système flou.

Les variables d'entrées d'un système à commande floue sont, par exemple, déterminées à partir de la sortie d'un réseau de neurones (figure IV-18), ou bien par un réseau de neurones qui effectue une tâche de classification ou de reconnaissance de forme, et qui est suivi par un système d'aide à la décision floue.



**Figure IV-18: Deuxième architecture des réseaux Neuro-Flou  
Réalisation en série**



**Figure IV-19: Réseau de neurones fonctionnant en aval d'un système flou**

On peut aussi avoir recours au réseau de neurones qui fonctionne en aval d'un système flou. Par exemple, dans le but d'ajuster les sorties d'un système de commande flou aux nouvelles connaissances obtenues. Les variables d'entrée étant l'ensemble de celles du système flou. Les variables de sortie seront celles du système flou plus les corrections résultantes de l'ajustage. Un tel système est représenté sur la figure (IV-19).

### IV-5-3 - RÉGULATEUR NEURO-FLOU

#### IV-5-3 -1- STRUCTURE DU RÉGULATEUR NEURO-FLOU

La logique floue et le réseau de neurone artificiel peuvent être associés pour concevoir un contrôleur Neuro Flou. La figure (IV-20) montre la structure de contrôleur Neuro Flou, il est composé de cinq blocks fonctionnels (base des règles, base des données, une unité de prise de décision, une interface de Fuzzification et une interface de Defuzzification) qui sont générés en utilisant cinq couches de neurones.

- ✚ **Couche1** : Cette couche est composée d'un nombre de nœuds calculateurs dont les fonctions d'activations sont des fonctions d'appartenance de logique floue (habituellement des fonctions triangulaires ou en forme de cloche)
- ✚ **Couche2** : Cette couche prend en sortie la valeur minimale de ses entrées.
- ✚ **Couche3** : Cette couche normalise chaque entrée par rapport aux autres (la sortie du nœud  $i$  est égale à l'entrée  $i$  divisée par la somme des entrées).
- ✚ **Couche4** : La sortie du nœud  $i$  de cette couche est une fonction linéaire de la sortie du nœud  $i$  de la troisième couche et des signaux d'entrées de l'ANFIS.
- ✚ **Couche5** : Cette couche fait la sommation des signaux d'entrées.

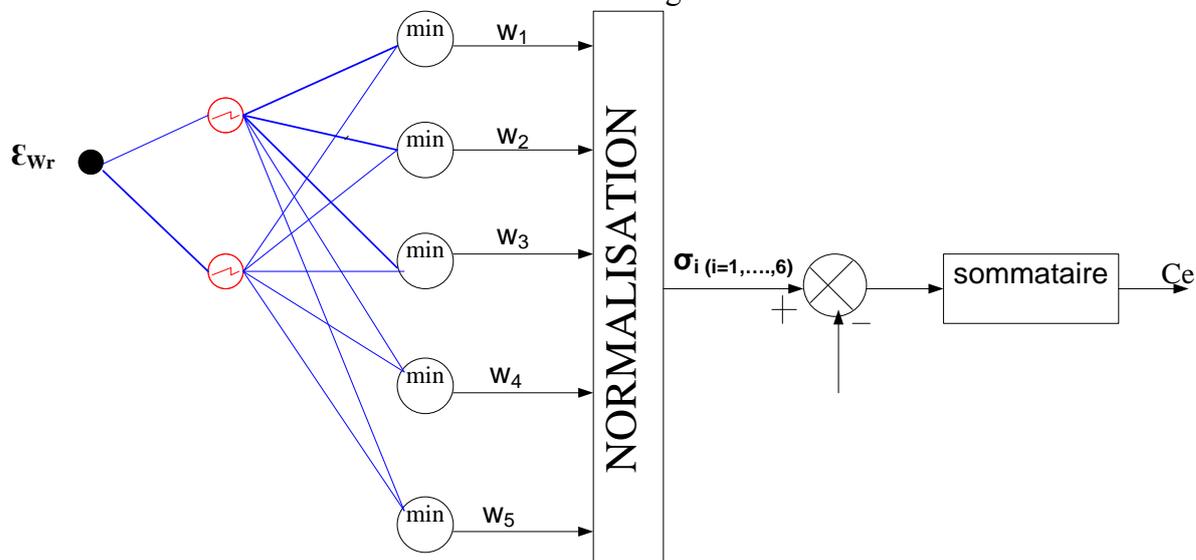


Figure IV-20: Structure de contrôleur Neuro Flou

Dans la première couche de la structure NF, les échantillons de l'erreur vitesse  $\varepsilon_{Wr}$ , multiplié par le poids respectifs  $w_r$  est introduit à travers une fonction d'appartenance floue. Cette fonction est choisie triangulaire comme montre la figure (IV-21). La deuxième couche fait le calcul du minimum des signaux d'entrées. La valeur normalisée dans la troisième couche afin de satisfaire la relation suivante.

$$\sigma_i = \frac{w_i}{\sum_k w_k} \quad (IV-8)$$

Ou  $W_i$  et  $\sigma_i(i=1,\dots,6)$  sont les signaux de sorties d'ordre  $i$  de la deuxième et troisième couche respectivement.

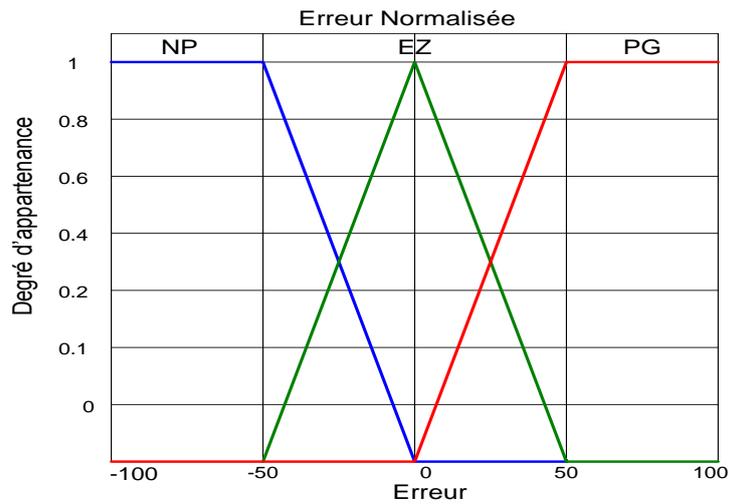


Figure IV-21: Fonction d'appartenance de l'erreur de vitesse

$W_r$	NP	EZ	PG
NP	NP	NP	EZ
EZ	NP	EZ	PG
GP	EZ	PG	NP

Tableau IV-2: Matrice d'inférence du régulateur flou

Le schéma block du contrôleur Neuro Flou d'une machine asynchrone présenté par la Figure (IV-22).

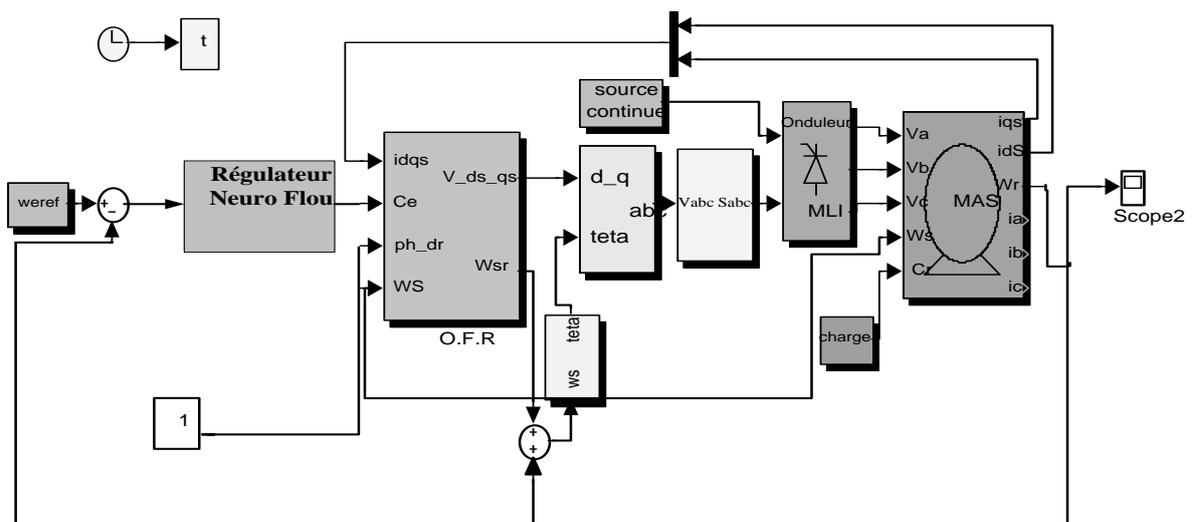


Figure IV-22: Schéma block de la régulation de vitesse d'une machine asynchrone par la commande Neuro flou.

#### IV-6- Résultat de simulation

- ✚ La **figure (IV-23)** représente les caractéristiques de la machine asynchrone à cage avec une barre cassée à  $t=1s$  jusqu'à  $t=1.5s$  et deux barres cassées à  $t=2s$  jusqu'à  $t=2.5s$  et mais avec une application du régulateur neurone flou.

La figure (IV-8) illustre l'évolution temporelle de la vitesse de rotation. Elle illustre aussi le couple électromagnétique en présence d'une barre cassée à  $t=1s$  jusqu'à  $t=1.5s$  et deux barres cassées à  $t=2s$  jusqu'à  $t=2.5s$ , on remarque dans cette figure des ondulations dans les allures de la vitesse et du couple, a cause des cassures des barres, cet figure (**figure (IV-23)**) illustre aussi l'évolution leurs courant en présence d'une rupture de barre à  $t=1s$  jusqu'à  $t=1.5s$  et  $t=2s$  jusqu'à  $t=2.5s$ . Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieures à leur valeur nominale. On conclut donc qu'il y a un risque de défaillances en chacune des mesures ou les contraintes électriques et thermiques sont redistribuées sur les conducteurs adjacents.

- ✚ Les résultats obtenus pour la détection de défaut de cassure d'une barre à  $t=1s$  et deux barres à  $t=2s$  par le régulateur Neuro-floue sont plus performant est robuste par rapport aux autres régulateurs (PI, flou et neurone), il illustre les résultats suivante **figure (IV-24)**:

- On a trouvé que la rupture d'une barre provoque des oscillations dans le couple et dans la vitesse, ainsi qu'une modulation de l'enveloppe du courant statorique, l'amplitude de ces oscillations augmente avec le nombre des barres casées

En remarque que chaque régulateur donne des résultats performants, les réponses du régulateur flou sont robustes par rapport au régulateur classique PI cité au **chapitre III**, mais le régulateur neurone donne des résultats robustes et performants comparant aux régulateurs flous et PI. L'application du régulateur neurone-floue améliorée plus beaucoup les réponses par rapport aux autre régulateurs.

Les **figures (IV-25) et (IV-26)** montrent la simulation des performances dynamiques ainsi que la robustesse du régulateur neuro-floue pour la détection de défaut de l'interrupteur  $K_{11}$  de l'onduleur trois niveaux et leur influence sur les caractéristique de la machine asynchrone (vitesse, couple électromagnétique ainsi les courants statorique et rotorique).

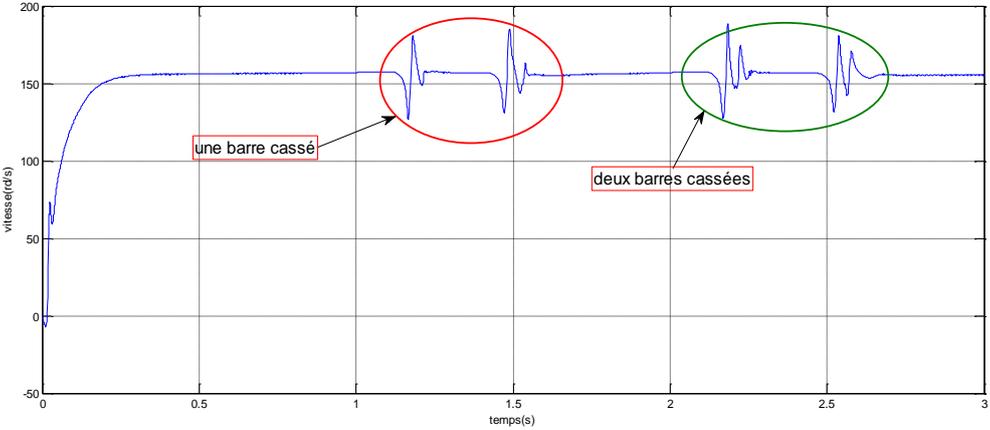
En remarque pendant la défaillance de l'interrupteur  $K_{11}$  de  $t=1s$  à  $t=2s$  que le couple ainsi les deux courant statorique et rotorique (*Isa, Ira*) s'annulent.

Finalement en remarque que le régulateur neuro-floue donne des résultat plus performant et robuste par rapport aux autre régulateurs PI, flou et neurone.

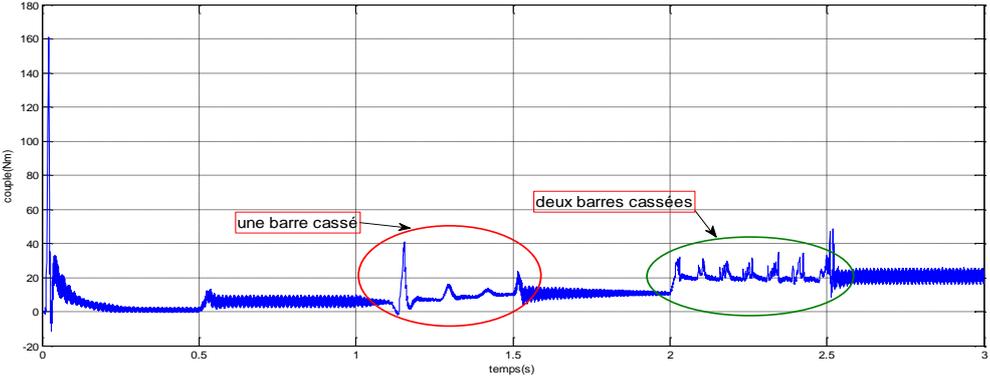
Les **figures (IV-27) et (IV-28)** montrent la simulation des performances dynamiques ainsi que la robustesse du régulateur neuro-floue pendant le défaut de l'interrupteur  $K_{17}$  de l'onduleur cinq niveaux concernant leur influence sur les paramètres de la machine asynchrone (vitesse, couple électromagnétique ainsi les courants statorique et rotorique). On remarque que le régulateur neuro-floue permet de donner un bon résultat, on voit que le couple électromagnétique ainsi les courants statorique et rotorique s'annulent pendant la défaillance.

Les **figures (IV-29) et (IV-30)** montrent la simulation des performances dynamiques ainsi que la robustesse du régulateur neuro-floue pour montrer les effets pendant le défaut de

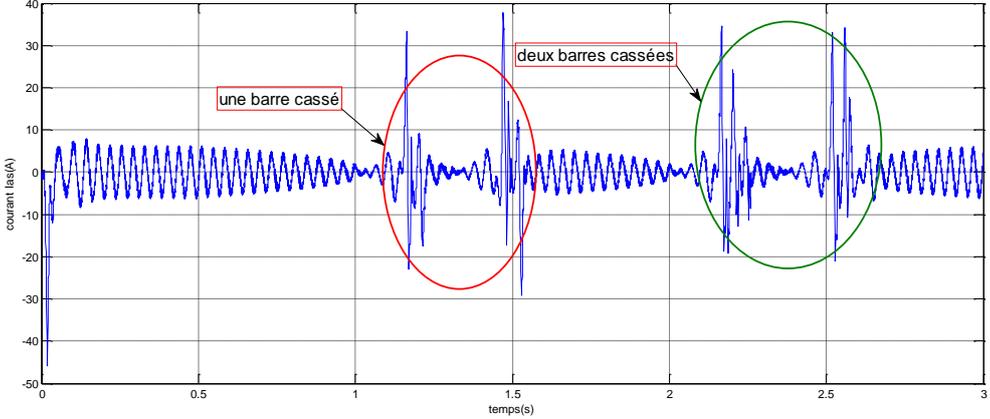
l'interrupteur  $K_{19}$  de l'onduleur sept niveaux sur les caractéristique de la machine, qui permet de donner un bon résultat, on voit que le couple électromagnétique ainsi que les courants statorique et rotorique s'annulent pendant la défaillance.



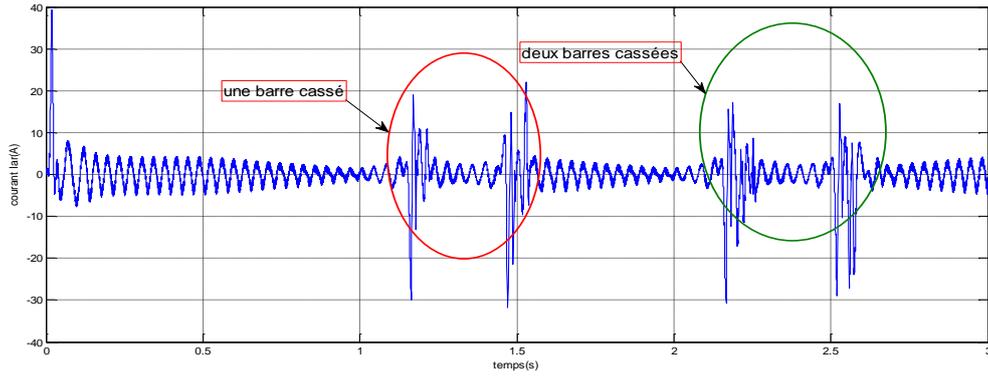
(a)



(b)

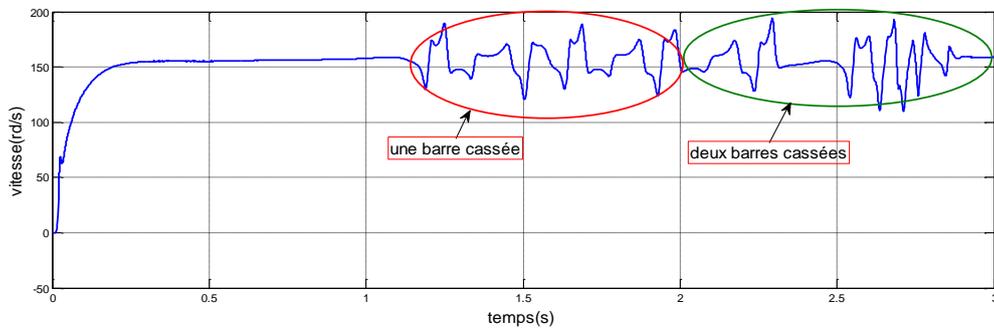


(c)

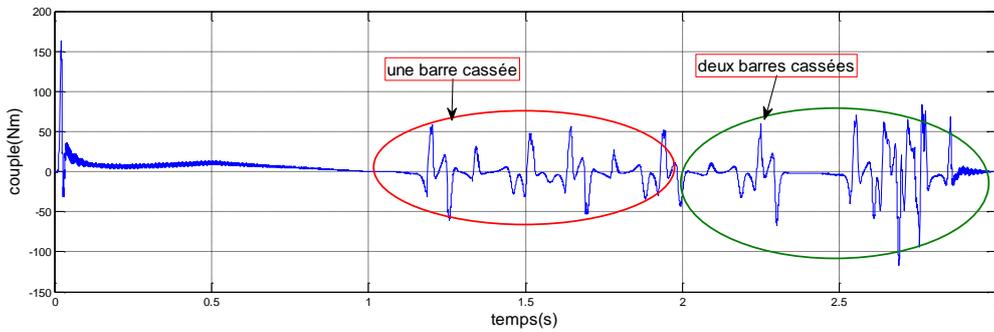


(d)

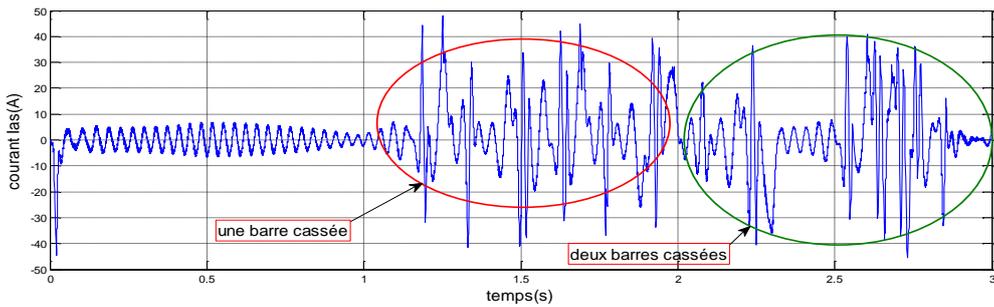
Figure IV-23. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée  $t = (1s, 1.5s)$  et deux barres cassées  $t = (2s, 2.5s)$ ) avec régulateur neurone flou et application d'une charge  $Cr=10Nm$  a  $t=0.5s$ .



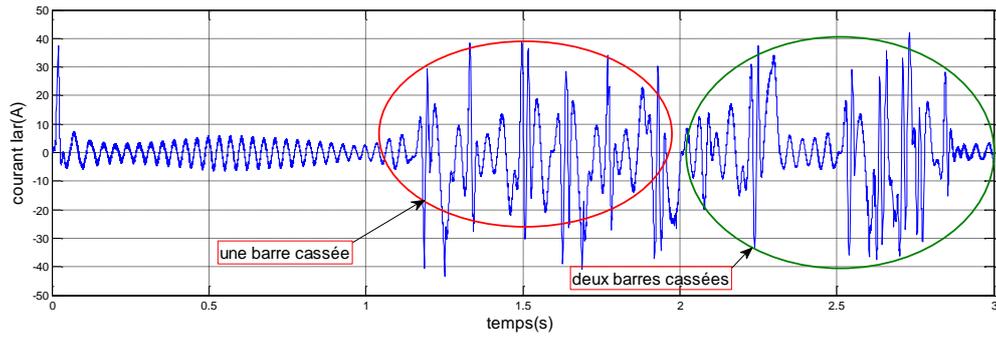
(a)



(b)

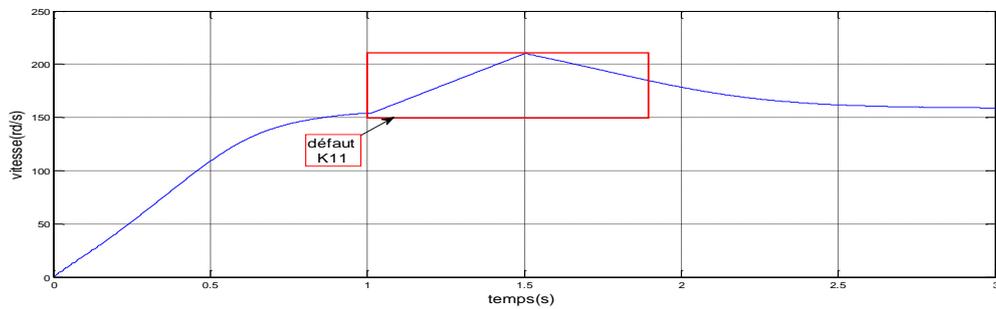


(c)

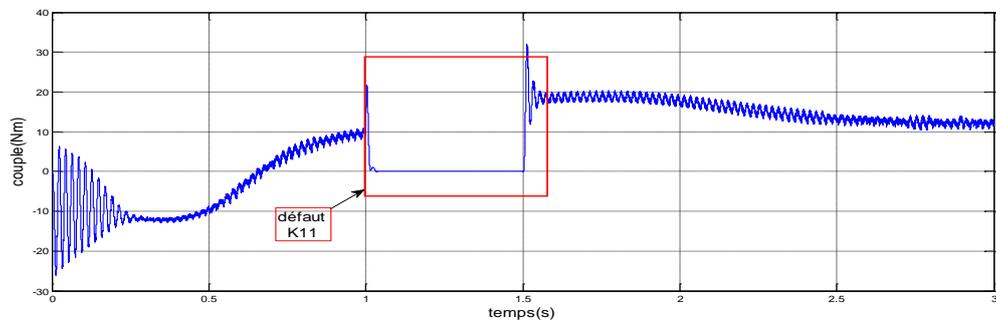


(d)

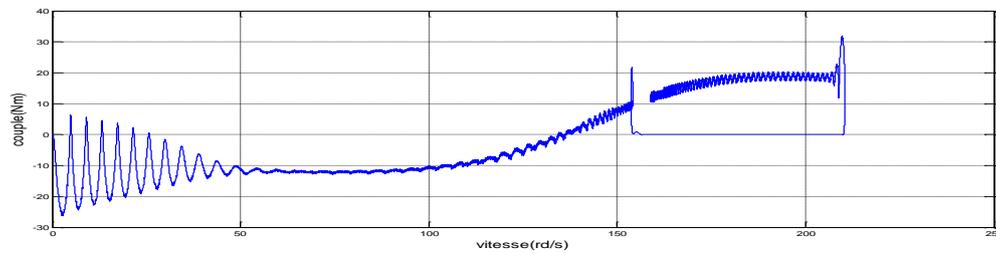
Figure IV-24. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée  $t=1s$  et deux barres cassées  $t=2s$ ) avec régulateur Neuro-floue et application d'une charge  $Cr=10Nm$  a  $t=0.5s$ .



(a)

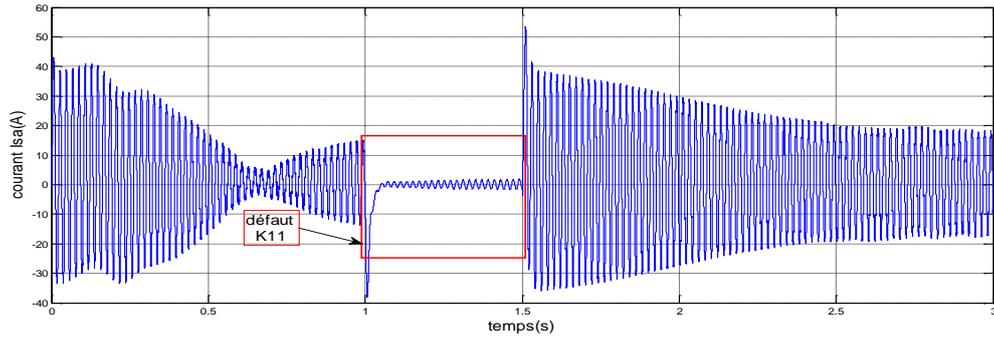


(b)

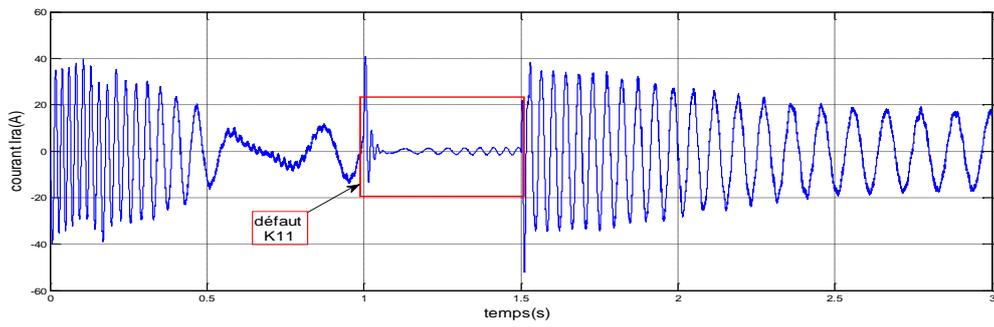


(c)

Figure IV-25. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{11}$  de  $t(1, 1.5)$  de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur neurone floue

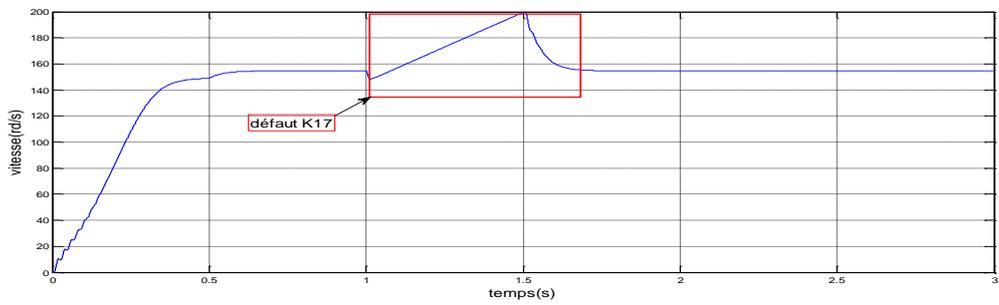


(a)

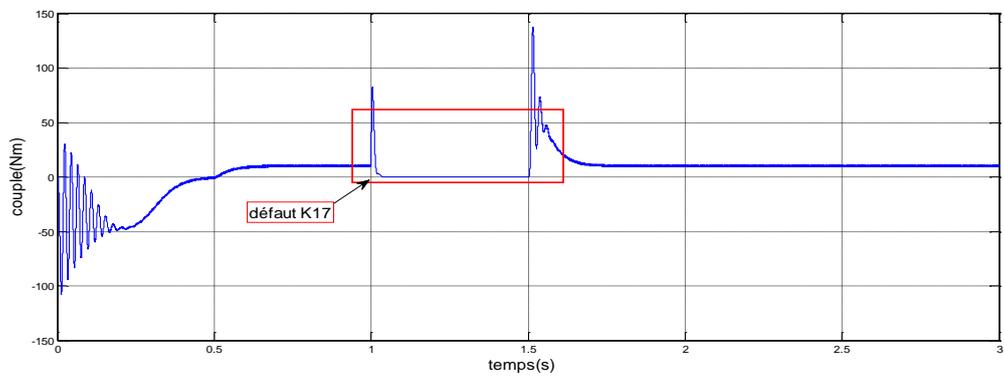


(b)

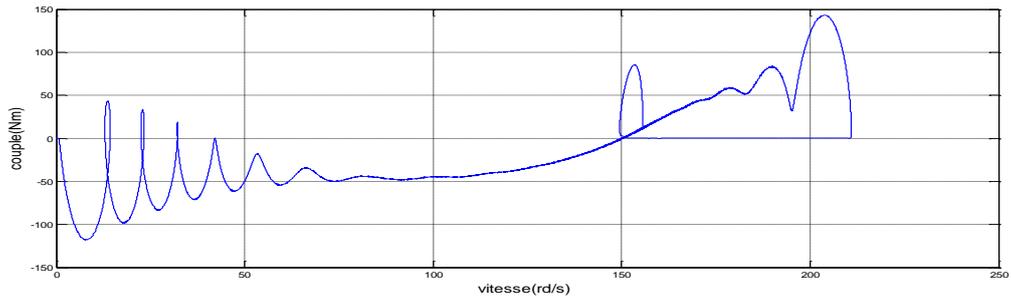
Figure IV-26. Résultat des courants  $I_{s\alpha}$ ,  $I_{r\alpha}$  du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{11}$  de  $t(1, 1.5)$  de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur neurone floue.



(a)

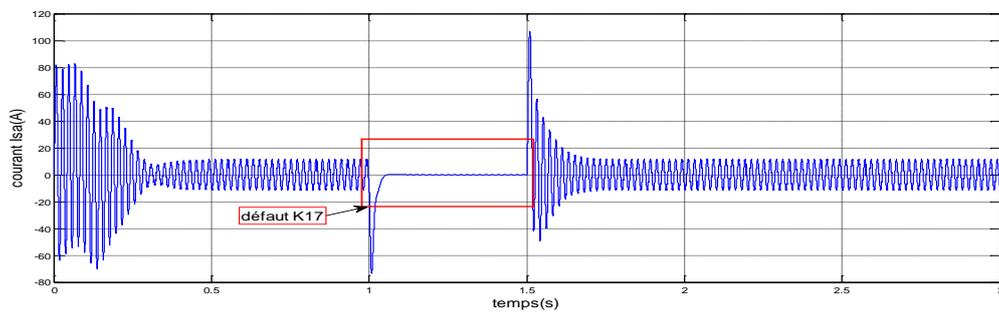


(b)

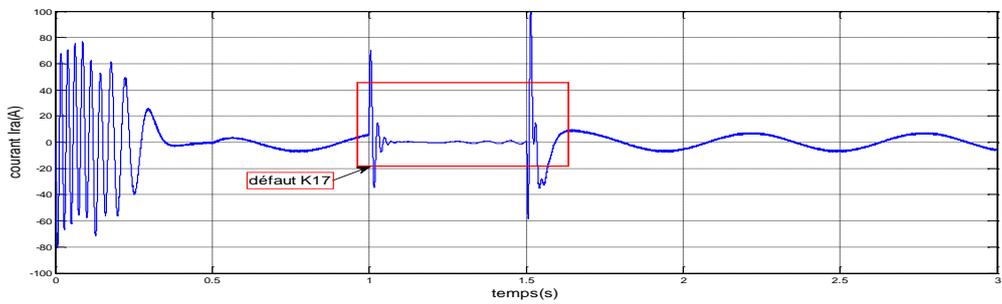


(b)

Figure IV-27. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse = t (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{17}$  de t (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur neurone floue.

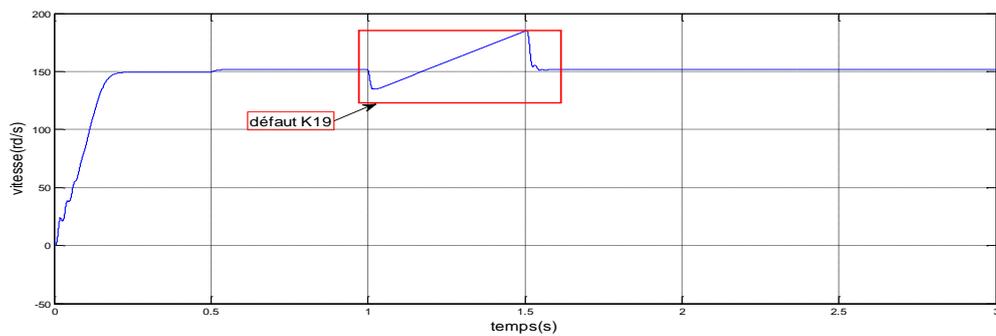


(a)

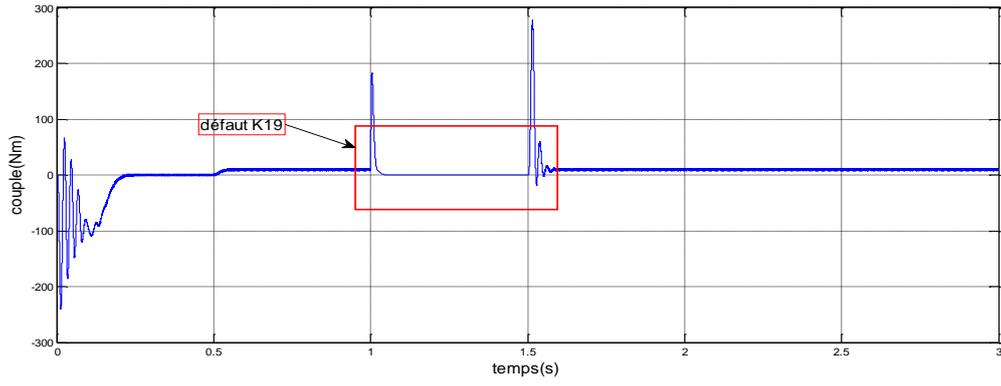


(b)

Figure IV-28. Résultat des courants  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  du machine asynchrone en cas de défaut de  $K_{17}$  de t (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur neurone floue.

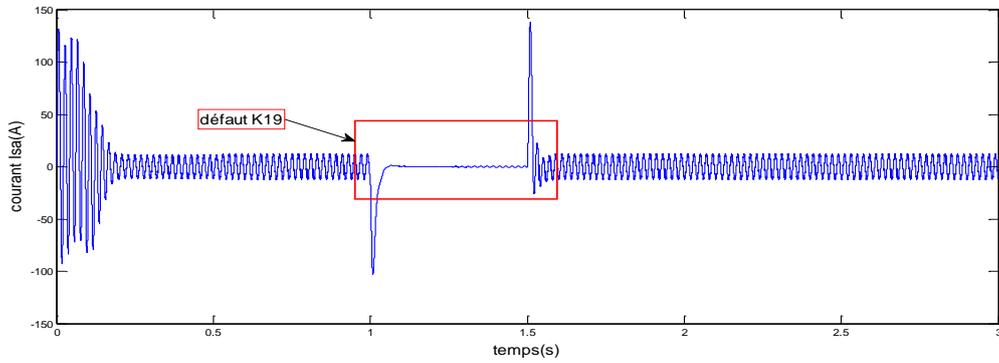


(a)

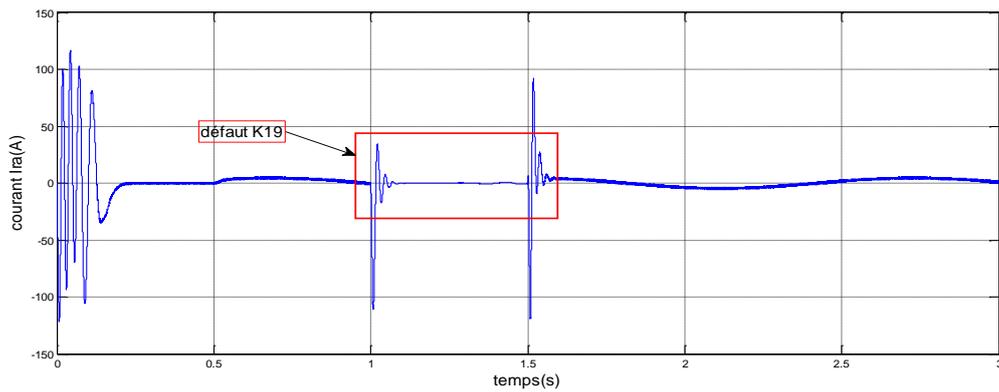


(b)

Figure IV-29. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de  $K_{19}$  de t (1, 1.5) par application de régulateur neurone-floue.



(a)



(b)

Figure IV-30. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de  $K_{19}$  de t (1, 1.5) par application de régulateur neurone-floue.

## IV-7-CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté la commande par réseaux de neurone et Neuro-flou pour détecter les défauts rotorique du moteur asynchrone ainsi le défaut des interrupteurs dans le bras des onduleurs multಿನiveaux (trois, cinq et sept) sur les comportements physique de la machine asynchrone.

Les systèmes à base de réseaux de neurones sont de plus en plus utilisés dans de nombreux secteurs et de nombreux domaines (reconnaissance des formes, de la parole, traitement de l'information, robotique, identification, commande, diagnostic...).

Ils peuvent s'appliquer dans la plupart des cas à tous les systèmes de reconnaissance et d'approximation de données, et en général dans tous les systèmes où l'apprentissage s'avère indispensable. En effet, nous avons vu que grâce à sa propriété d'apprentissage, un réseau de neurones peut changer son comportement d'après les résultats de son expérience passée.

La dernière méthode utilise un régulateur Neuro-flou qui présente une association d'un système à inférences floues et un réseau de neurones.

On résulte que chaque régulateur proposé dans cette thèse pour la détection des défauts soit pour la machine (rupture des barres) ou pour l'onduleur multಿನiveaux (des défauts d'interrupteurs au niveau des bras de l'onduleur multಿನiveaux) et sont effet sur les grandeurs physiques de la machine donne des performances dynamique et robuste par rapport l'un a l'autre.

CONCLUSION

GENERALE

## Conclusion Générale

À cause de leur utilisation fréquente dans diverses applications, les machines asynchrones nécessitent une détection rapide et précoce de leurs défaillances. Le travail présenté s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts rotoriques dans les moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil et le défaut des interrupteurs dans les onduleurs multinationaux sur les réponses de la machine asynchrone (vitesse, couple électromagnétique, le courant statorique et rotorique).

Au début de ce travail, nous avons rappelé les différents défauts qui peuvent affectés le bon fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage, ainsi que ses origines. Puis, nous avons présenté un état de l'art des différentes techniques de surveillance des machines asynchrones.

En second lieu on s'est intéressé à l'aspect de la modélisation des machines asynchrones triphasées. Une première approche a consisté à traiter les modèles classiques des cette machine, citons celui de Park, qui reste un modèle standard et usuels, cependant l'hypothèse sur laquelle repose ce dernier, qui est de considérer le rotor en court-circuit de la machine équivalent à un enroulement triphasé monté en étoile, montre la limite de ce de modèle, surtout lorsqu'il s'agit de simuler un défaut rotorique.

Nous avons développé une nouvelle structure des onduleurs de tension à trois niveaux, ainsi que leur principe de fonctionnement associé à une machine asynchrone, on note d'après les résultats obtenus une nette amélioration des performances de l'ensemble onduleur machine par rapport au onduleur conventionnel. Puis nous avons élaboré une modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq et sept niveaux. Les résultats obtenus montrent bien la contribution des onduleurs multi niveaux pour l'amélioration des performances de la machine asynchrone.

Le domaine d'application des onduleurs de tension triphasés le plus connu dans l'industrie est sans doute celui des entraînements électriques à vitesse variable. Les onduleurs triphasés, malgré leurs qualités, qu'ont pus atteindre grâce au développement de l'électronique de puissance, et l'utilisation quasi généralisés des techniques dites de « modulation de largeur d'impulsion », peuvent présenter des défauts structurels tels que les défauts de fermeture des semi-conducteurs. Ce type de dysfonctionnement induit des contraintes peuvent être des endommagements pour les systèmes de production si le personnel n'est pas averti et qu'un arrêt intempestif soit produit. Puisque, l'appareillage de protection n'intervient qu'au dernier stade de défaut ; il est donc évident, que l'investissement dans le domaine de la détection des dysfonctionnements paraît une solution incontournable.

Nous avons présenté Les conséquences d'une rupture de barre de la cage d'écureuil s'obtiennent très simplement, il suffit seulement d'augmenter la résistance de la barre incriminée

Beaucoup de défauts des onduleurs multi niveaux sont détectés en utilisant les surtensions et les surintensités de courant du système. Cependant, la détection de défaut des éléments de commutation est très difficile parce que la tension et le courant selon chaque défaut de commutation diminuent rapidement par rapport au fonctionnement normal. Le déséquilibre de la tension continu à l'entrée de l'onduleur multi niveaux, quant les défauts se produisent, provoque de sérieux problème pour la protection et la fiabilité du système.

Nous avons construit un programme de simulation à l'aide du logiciel MATLAB. Ceci, nous a permis de visualiser les différentes grandeurs de la machine (courant statorique, couple électromagnétique, vitesse de rotation et le courant dans les barres rotoriques) pour fonctionnement à l'état sain et avec défaut, et différents changements sur les régimes permanent et transitoire de la machines et sur sa caractéristique mécanique. Ainsi nous avons montrez l'effet des défauts d'interrupteurs au niveau des bras de l'onduleur multiniveaux sur les différentes grandeurs de la machine (courant statorique, couple électromagnétique, vitesse de rotation et le courant rotorique) ce qui est traduit par une anomalie au niveau du comportement du système

Après nous avons traité quelques techniques utiliser récemment dans le diagnostique :

- ✚ On propose de commander la machine par une régulateur PI (Proportionnel Intégral), qui indique que ce régulateur on des performances dynamique pour la détection des défauts des ruptures des barres sur les comportements de la machine ainsi pour détecte les défauts d'interrupteurs au niveau des bras de l'onduleur multiniveaux sur les différentes grandeurs de la machine.
- ✚ Par la suite, nous avons proposé une méthode de diagnostic à base de la logique floue, nous avons utilisé le modèle floue pour simuler le comportement d'un moteur à l'état sain, par la comparaison des résultats de model floue par celui des modèles défailants de la machine asynchrone (rupture des barres). Cette commande est utilisée pour la détection des défauts d'interrupteurs au niveau des bras de l'onduleur multiniveaux sur les différentes grandeurs de la machine, l'utilisation d'un régulateur floue semble être de très haut performance dynamique que le régulateur classique.
- ✚ Dans la méthode des réseaux des neurones nous avons un algorithme neuronal intelligent pour le diagnostique de la machine asynchrone, précisément la détection des défauts rotoriques. Cette commande ainsi utilise pour détecter les défauts d'interrupteurs au niveau des bras de l'onduleur multiniveaux sur les comportements de la machine synchrone. La commande Neuro donne les meilleures performances de ce régulateur proposé et il est beaucoup plus robuste que les régulateur PI et floue.
- ✚ On termine par la commande Neuro-floue. Une étude analytique du défaut de barres par la commande Neuro-floue a permis de comprendre et d'expliquer les oscillations du couple et de la vitesse, ainsi que la modulation du courant statorique lors d'une rupture de barres rotoriques. Cette commande permis de donner des performants résultats concernant les défauts d'interrupteurs au niveau des bras de l'onduleur multiniveaux et sont l'effet sur les grandeurs physiques de la machine (courant

statorique, couple électromagnétique, vitesse de rotation et le courant rotoriques). Les résultats de simulation ont montré les capacités du régulateur Neuro-floue obtenu pour détecter les défauts.

On résulte que chaque régulateur proposé dans cette thèse pour la détection des défauts soit pour la machine (rupture des barres) ou pour l'onduleur multiniveaux (des défauts d'interrupteurs au niveau des bras de l'onduleur multiniveaux) et sont effet sur les grandeurs physiques de la machine donne des performances dynamique et robuste par rapport l'un a l'autre.

# Bibliographie

## BIBLIOGRAPHIE

‘‘Une grande partie de ce travail est basée sur une recherche bibliographique, comme le montre ce grand nombre d’ouvrages et d’articles référencés. Le code est formé de quatre caractères du premier auteur suivi d’un point ‘’.’’ et des deux derniers chiffres représentant l’année d’édition, le tout est enfermés entre deux crochets [ ]. Optionnellement, on ajoute une lettre minuscule ‘‘a, b’’ pour différencier plusieurs références du même ‘‘premier auteur’’ et de la même année

[1] J. Ancel

«Machine asynchrone: Fonctionnement et calcul» Technique de l’ingénieur D450, pp 16 - 17.

[2] M.Abid

« Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension à MLI »Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de sidi bel abbés 2005

[3] M.A. Abed

"Contribution à L’étude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, mars 2002.

[4] Aissaoui Abdelghani

« L’utilisation des réseaux de neurones et de la logique floue pour la commande de la machine synchrone » thèse de doctorat es-sciences en électrotechnique, udl de sba , 2007

[5] A.Ggazel, B.de Fornel, J.G.Hapito.

« Robustesse d’un contrôle vectoriel de structure minimale d’une machine asynchrone » J.de physique III, pp943-958 July 1996.

[6] A.Meroufel, M.K.Fellah, Y.Ramdani, A.Benaissa

« Commande vectorielle d’un moteur asynchrone alimenté par un commutateur de courant à MLI » International conférence on Electrical Engineering ICEE2000, Boumerdes, 04-06Novembre2000.

[7] Bounoua Houria

« Commande numérique de l'association onduleur triphasé de tension machine asynchrone », thèse de doctorat d'état en électrotechnique, udl de sba, 2004.

**[8]** Bounoua Houria

"The utilization of the PMW inverter feeding in the asynchronous motor command", School of electrical engineering, University of Sidi Bel Abbas, Electronic Journal «Technical Acoustics», 2004.

**[9]** S. Bachir, S. Tnani & J. C. Trigeassou, Diagnostic en ligne des défauts statoriques sur la machine asynchrone, Colloque Génie Electrique Vie et Qualité

GEVIQ'02, Marseille, France, pp. 106-111, Juin 2002.

**[10]** S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois & J. Saint-Michel

« Modelisation et diagnostic des ruptures de barres rotoriques par identification paramétrique, Electrotechnique du Futur'01, Nancy, France, pp. 165-170, Novembre 2001.

**[11]** S. Bachir, S. Tnani, T. Poinot, J. C. Trigeassou

« Stator fault diagnosis in induction machines by parameter estimation », IEEE International SDEMPED'01, Grado, Italie, pp. 235-239, Septembre 2001.

**[12]** S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois & J. C. Trigeassou

« Induction motor modeling of broken rotor bars and fault detection by parameter estimation », IEEE International SDEMPED'01, Grado, Italie, pp. 145-149, Septembre 2001.

**[13]** M. Bodson, J.N. Chiasson, R.T. Novotnak

«A systematic approach to selecting flux references for torque maximization in induction motors» IEEE Trans. On control system tech. V.3, N°4, 388- 397, 1995.

**[14]** Nouredine Bessous

« Contribution Au Diagnostic Des Machines Asynchrones », thèse de magister, université Mentouri de Constantine, 2006.

**[15]** L.Baghli

« Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et les algorithmes génétiques » Thèse de doctorat en génie électrique, université Henri Poincaré, Nancy1-1999.

**[16]** L.Baghli

« Modélisation et commande de la machine asynchrone » Cours, IUFM de lorraine-université, Henri Poincaré, Nancy1, 2005.

**[17]** A. Bouhental, M. S. Benbouza, A. Bensalem, S. Meradi

« Estimation de la Résistance Rotorique de la Machine Asynchrone pour Détection du Défaut », 6th International Conférence on Electrical Engineering 11- 13 Octobre 2010.

**[18]** H. Buhler

« Electronique de réglage et de commande », vol. XVI, traité d'électricité, édition Georgi-EPFL, 1979.

**[19]** A.Bentaallah

« Linéarisation entrée-sortie et réglage flou d'une machine asynchrone » thèse de magister en électrotechnique, université de sidi bel abbés -2005.

**[20]** A.Benarbia

« Contribution à la commande Neuro-floue des machine asynchrone » PEE électrotechnique, U.S.T.O -2005.

**[21]** M. Bechouche.Ali

« Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone : application a un éolienne », thèse de doctorat, Unversity mouloud Mammeri de TIZI OUZOU ,2013.

**[22]** H. Buhler

« Convertisseurs statiques ». Edition Presses polytechniques et universitaires Romandes, 1991.

**[23]** H. Buhler.

« Electronique de puissance ». Traité d'électricité d'électronique et d'électrotechnique, édition DUNOD vol 15, 1987.

**[24]** B.Douine

« Commande vectorielle directe de la machine asynchrone : estimation de flux et de Vitesse » Rapport de stage de D.E.A.INPL-1994.

**[25]** Bouzida. H

« Diagnostic de défauts au rotor par l'identification paramétrique », Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Ecole National Polytechnique, Alger, Juin 2005.

**[26]** S. Boulkhrachef

« Analyse et commande d'un onduleur a cinq niveaux a structure NPC, application a la machine asynchrone, commande par la logique floue », thèse de magister,2001.

**[27]** B.Belabbes

« Commande linéarisation d'un moteur synchrone à aimant permanent » thèse de magister, université de sidi bel abbés-2001.

**[28]** Boumegoura. T

« Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic ». Thèse Doctorat, Ecole centrale de Lyon, Mars 2001.

**[29]** Bouakaz Ouahid

« Contribution a l'analyse des onduleurs muliniveaux », these de magister, University Batna, 2005.

**[30]** A .Bouscayrol, B. Davat

«Structure de commande des systèmes multi machines, multi convertisseurs RS série RIGE». Hermès, Vol.6, 3-4 /2003.

**[31]** F. Babaa, "Modélisation et diagnostic des machines asynchrones : application à la détection des défauts statoriques", Mémoire de Magister en Electrotechnique, université Mentouri Constantine, 2005.

**[32]** Brahmia Souhaira, Kechida Sihem, Ghoul Hadiby Rachida

« Technique connexionniste pour la surveillance des entraînements électriques avec machine asynchrone », 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007 03-04 November 2007.

**[33]** Carlos Canudas de wit

« Commande des moteurs asynchrone1, Modélisation, contrôle vectoriel et DTC » Paris, Hermès science publications 2000.

**[34]** Casimir

"Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des Formes", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2003.

**[35]** Stefan Laurentiu Capitaneanu

« Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux », thèse de doctorat, institut national polytechnique de Toulouse,2002.

**[36]** J.P.Caron et J.P.Hautier

« Modélisation et commande de la machine asynchrone » Edition technip 1995.

**[37]** Andrian Ceban

« Méthode globale de diagnostic des machines électriques », thèse de doctorat, Université Lille de Nord de France, 2012.

**[38]** R. Chauprade, F. Milsant

«Commande électronique des moteurs à courant continu», T1, Editions Eyrolles, 1980.

**[39]** R. Chauprade, F. Milsant

«Commande électronique des moteurs à courant alternatif». Editions Eyrolles, 1980

**[40]** C. Dacunha, B. Agrad

« Modélisation de la demande grâce à la logique floue » 6<sup>eme</sup> conférence francophone de Modélisation et simulation –MOSIM'06, 3-5Avril 2006 Rabat Maroc.

**[41]** A.Essadki, A.oukassi, M.cherkaoui

« Orientation de flux d'une machine asynchrone à cage alimentée en courant : Estimation de flux rotorique » Département de génie électrique, Ecole Mohammedia d'ingénieurs Maroc2000.

**[42]** Frank morand

« Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande de machine asynchrone » thèse de doctorat en génie électrique, Institut national des sciences appliquées de lyon-2005

**[43]** F.Lucas, P.CHarruault

«Les Machines électrique» édition 1987.

**[44]** B.Gabriel

« Commande vectoriel de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/ Simulink » PEE, institue National polytechnique de Grenoble2001.

**[45]** G.O. Garcia, J.C. Mendes

«An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive», IEEE transactions on industrial electronics, vol.41, N°5, oct.1994.

**[46]** Guy.Seguier

«Entraînement électrique à vitesse variable» technique et documentation, Paris1998.

**[47]** Guy.Seguir

«La conversion continu-alternatif» Les convertisseurs de l'électronique de puissance Tome 4, technique et documentation, Lavoisier1989.

**[48]** E. Fennouh

«Apport des onduleurs multinationaux dans la commande de la machine asynchrone (moteur à induction) » thèse de magister, Université hadj lakhdar Batna.2012.

**[49]** Gaëtan Didier

« Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances » thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 29 Octobre 2004.

**[50]** Gaëtan Didier

G. Didier & H. Razik, Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones, Revue 3EI, NO. 27, décembre 2001.

**[51]**A.Hammomi, A. Massoum, A. Meroufel et P.Wira

« Application des réseaux de neurones pour la commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique » ACTA ELECTROTEHNICA, vol.35, N°2, 2012.

**[52]** Hammaoui Yousef

« Perfection de la commande MLI d'un onduleur de tension a N-Niveaux », thèse de magister, University Sidi bel abbes, 2012.

**[53]** Imad AL.Rouh

« Contribution à la commande sans capteur de la MAS » thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré Nancy-I-2004

**[54]** J.M.Biendinger, S.Poullain, j.P.Yvon

“Commande optimale à flux libre des machines asynchrones” J.de physique III, pp57-78 janvier1992.

**[55]** J.Chatelain

«Machine électrique» presse polytechnique, Lausanne1984.

**[56]** K.Kouzi, L.Mokrani

« Fuzzy logic speed-sensorless control of Induction motor based on field oriented” CNEA-04, Université de sidi bel abbés23-24mai2004

[57] K.Laroussi, M.Zelmat

« Une combinaison (PI et floue) appliqué à un moteur à Induction »CNEA04, Université de sidi bel abbés 23-24 mai2004

[58]A. Khatir

« Etude comparative des modèles des machines asynchrones utilisés en diagnostic des défauts »Mémoire de Magister, Université de Université Ferhat Abbas - SETIF-

UFAS (Algérie) 11 -04 -2009.

[59] Khider Khadija

« Etude des défaillances électriques et magnétiques des actionneurs asynchrones de moyenne puissance » thèse de magister, University Sidi Bel Abbes, 2009.

[60] T. M. Layadi, L. Abed, N. Khenfer

« Structure Neuronale Hybride pour le Diagnostic des défauts statoriques de la Machine Asynchrone », 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007.

[61] Medoued Ammar

« Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : applications aux moteurs asynchrones » thèse de doctorat, Université du 20 Août 1955-Skikda, 2012.

[62] Mendaz, Kheira, Bounoua, Houria, Feliti, Mohamed

«Comparative Study of Diagnostic of Inverter Three and Five Levels Associated with Asynchronous », **International Journal of Science and Research (IJSR), Volume 2 Issue 9, September 2013.**

[63] Mendaz, Kheira, Bounoua, Houria, Feliti, Mohamed

« Diagnostic of inverter three Levels Associated with Asynchronous Machine » **International Journal of Engineering Research and Technology IJERT, volume2, Issue9, September 2013.**

[64] K. Mendaz, H.Bounoua, M. Felliti, Z.Day

« Diagnostic of Inverter five Levels Associated with Asynchronous Machine » **International Conférence on Power electronics and their Applications ICPEA 2013, 6-7 Novembre 2013, Djelfa –Algeria.**

**[65] K. Mendaz, H. Bounoua, M. Feliti, H. Miloudi**

« **Diagnostic of Inverter Seven Levels Associated with Asynchronous Machine** », **BALKAN JOURNAL OF ELECTRICAL & COMPUTER ENGINEERING, 2014, Vol.2, No.1.**

**[66] F- Milsant**

«Machines synchrones et asynchrones. Commande électronique». Edition Berti, 1993.

**[67] R.Marino, S.Persada et P.Valigi**

« Adaptation Input-output linearizing control of induction motor » Tor Vergata, Italy1993.

**[68] A.Meroufel**

“Commande découplée d’une machine asynchrone sans capteur mécanique” thèse de doctorat d’état, Université de Sidi Bel Abbés-2004.

**[69] A. Meroufel, Y. Djeriri, A. Massoum et A. Hammoumi**

« Commande vectorielle par les réseaux de neurones artificiels de l’énergie d’une MADA intégrée à un système éolien » Revue des Energies Renouvelables Vol. 13 N°4 (2010) 669 – 682.

**[70] Rafik Merad**

« Outils de diagnostic appliques a la machine asynchrone triphasée a cage d’écureuil » thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Constantine-2006.

**[71] N. Mokhtari, A. Zeblah, A.Lousdad, Y. Massim**

«Modelisation and optimisation of squirrel-cage using orthogonal designs»Acta Electrotechnica et Informatica No. 3, Vol. 5, 2005

**[72] Abdelkader Mellakhi, Nouredine Benouzza, Azzedine Bendiabdellah**

«Analyse spectrale du courant statorique pour détecter les cassures de Barres dans les moteurs asynchrones triphasés à cage en tenant compte des harmoniques d’espace », Revue « Nature et Technologie ». N° 02/Janvier 2010. Pages 35 à 40.

**[73] J.Noel fiorina**

« Onduleurs et harmonique » (cas des charges non linéaires, CT édition juin 1992.

**[74] Nekrouf Attou Abdlkader**

« Commande par linéarisation entrée- sortie floue adaptative de la machine asynchrone » thèse de magister en électrotechnique, Université de Sidi Bel Abbés-2006.

**[75]** Ouali Mohamed

« Mode de défauts d'une cellule élémentaire et son impact sur un onduleur de tension », thèse de magister, University Sidi bel abbes, 2013.

**[76]** P.Borne, J.Rozinoer, J-Y.Dieulot, L.Dubois

«Introduction à la commande logique floue» édition technip, Paris1998.

**[77]** Olivier Ondel

« Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone » thèse de doctorat, University électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, France, 2006.

**[78]** C. Rombaut.

«Les Convertisseurs de l'électronique de puissance : la conversion alternatif-alternatif »; Tome 2. Edition Technique et documentation, Lavoisier, 1986 .

**[79]** R.Dahmane, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit, W.Bouchhida

« Commande de vitesse d'une machine asynchrone monophasée par orientation du flux rotorique » CNEA04, Université de sidi bel abbés23-24mai2004

**[80]** B. Raison, « Detection et localisation de défaillances sur un entrainement électrique », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.

**[81]** E. Sournac.

«Variateur de vitesse pour machine asynchrone : Commande Numérique et stratégies MLI, optimisation des modulations». Thèse de doctorat, INP de Toulouse, 1990.

**[82]** Schaeffer Emmanuel

« Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts », Thèse de Doctorat, 1999.

**[83]** Y. Sahali, M.K Felah

« Principe de la compensation harmonique des ondes muliniveaux », Conference on Electrical Engineering, 10-11 December 2004, Batna, Alger.

**[84]** Saliou Diouf

« Contribution au diagnostic industriel de défaut de roulement de balourd par techniques neuronales, application a la machine asynchrone a cage », thèse de doctorat, University de Paris XII VAL DE MARNE- CRETIEL.2007.

[85] M.Tarbouchi

« Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime Défluxé » thèse de Philosophie Doctor (PH.D), faculté des sciences et de génie, Université Laval Québec, Septembre 1997.

[86] T.Ourth

“Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur” J de physique III, pp1123-1133 juiun1993.

[87] Baptiste Trajin

« Analyse et traitement de grandeurs électriques pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques dans les entraînements asynchrones » thèse de doctorat, université de Toulouse, 2009.

[88] P. Vas, F. Filippetti, G. Franceschili, C. Tassoni

« Transient modelling oriented to diagnostics of induction machines with rotor asymmetries », ICEM'94, December 1994.

[89] Théodore Wildi, Gilbert Sybille

« Électrotechnique » 4<sup>ème</sup> édition -2005.

[90] X.Roboam, J.C Hapito, B. de Fornel et C.Andrieux

« Contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de vitesse » J de physique III, pp439-453, Mars 1992.

[91] Min Ta Cao

« Commande numérique de machine asynchrone par logique floue » thèse de doctorat (PH.D), Université Laval 1997.

[92] **Kheira Mendaz, Houria Bounoua, Baghdadi Benazza**

**« Diagnostic Fault of the Induction Machine with Application of the Neural Network », Acta Electrotechnica et Informatica Journal, Vol. 14, No. 1, 2014, 58–66, DOI: 10.15546/aei-2014-0009, ISSN 1335-8243.**

# Liste Des Figures

## LISTES DES FIGURES

Fig I.1: Tramway
Figure I.2: Stator d'une machine asynchrone a cage d'écureuil
Figure I.3: rotor a cage d'écureuil de la MAS
Fig I.4: Structure d'un moteur asynchrone
Fig I.5: Structure de l'alimentation d'un moteur pour la variation de vitesse
Fig I.6: Schéma de filtrage
Fig I.7: Schéma de principe du technique triangle-sinusoidale
Fig I.8 : Sources de défauts de la machine asynchrone à cage
Fig I.9 : Principaux défauts de la machine asynchrone et leurs causes
Fig I.10 : Quatre types de défauts dans les enroulements à bille
Fig I.11: Les différents types de la dissymétrie de l'entrefer
Fig I.12 : Les types d'excentricité
Fig I.13 : Rotor à cage d'écureuil
Fig I.14 : Rupture d'une barre et d'un anneau de court circuit
Fig. 1.15. Proportion des défauts
Fig. 1.16. Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances
Fig. 1.18. Schéma équivalent d'un condensateur réel
Fig. 1.19. Schéma équivalent simplifié du condensateur
Fig. 1.20. Tension en sortie du filtre
Figure 1.21. Le chemin d'un défaut court-circuit d'un transistor
Figure 1.22. Le chemin d'un défaut circuit-ouvert d'un transistor
Figure II.1 Enroulements statoriques d'une phase d'une machine à 4 pôles
Figure II.2 : Structure adoptée pour modéliser le stator
Figure II.3 Rotor a cage d'écureuil
Figure II.4. Circuits électriques adoptés pour la modélisation de la cage rotorique
Figure II-5 : Représentation symbolique de la Machine asynchrone
Figure II-6 : Repère de Park
Figure II-7 : Transformation abc- $\alpha\beta$
Figure II-8 : Enroulements triphasés avec court-circuit
Figure. II-9:Premier modèle de court-circuit dans le repère lié au stator
Figure. II-10 .: Modèle de court-circuit dans le repère lié au stator
Figure. II-11: Modèle général de court-circuit dans le repère de Park
Figure. II.12.Modélisation par dipôles élémentaires du rotor en défaut
Figure. II-13 : Premier modèle de la machine avec défaut rotorique
Figure. II-14 : Modèle de la machine avec défauts rotoriques
Figure II.15.Schéma de principe du circuit de puissance
Figure II.16.Structure équivalente de l'onduleur triphasé trois états.
Figure II.17.Les différentes configurations du 1 <sup>ère</sup> bras de l'onduleur a trois niveaux.
Figure II.18.les tensions $v_{ab}$ , $v_{an}$ , $v_{a0}$ d'un onduleur de tension à trois niveaux
Figure II.19.Structure d'onduleur à cinq niveaux
Figure II.20. 1 <sup>ère</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras
Figure II.21. 2 <sup>ème</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras
Figure II.22. La mise a zéro d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux
Figure II.23. 4 <sup>ème</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras
Figure II.24. 5 <sup>ème</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras

Figure II.25.les tensions $v_{ab}$ , $v_{an}$ , $v_{a0}$ d'un onduleur de tension à cinq niveaux
Figure II.26.Structure de l'onduleur à sept niveaux
Figure II.27.Différentes configurations d'un bras d'onduleur à sept niveaux
Figure II.28.Différentes configurations d'un bras d'onduleur à sept niveaux
Figure II.29.Différentes configurations d'un bras d'onduleur à sept niveaux
Figure II.30.Application d'une tension complète et négative
Figure II.31.les tensions $v_{ab}$ , $v_{an}$ , $v_{a0}$ d'un onduleur de tension à step niveaux
Figure II.32. Résultat de tension $V_{an}$ , $V_{ab}$ , $V_{a0}$ de l'onduleur trois niveaux en cas de défaut $K_{11}$ de t (1.4, 1.5)
Figure II.33. Résultat de tension $V_{an}$ , $V_{ab}$ , $V_{a0}$ de l'onduleur cinq niveaux en cas de défaut $K_{17}$ de t (1.4, 1.5)
Figure II.34. Résultat de tension $V_{an}$ , $V_{ab}$ , $V_{a0}$ de l'onduleur sept niveaux en cas de défaut $K_{19det}$ (1.4, 1.5)
Figure III-1: Orientation de flux
Figure III-2: Transfert entre $V_{sd}^{ref}$ et $\Phi_{rd}$
Figure III-3: Boucle de régulation du flux
Figure III-3:principe de contrôle vectoriel direct alimenté en tension
Figure III-4:principe de contrôle vectoriel indirect alimenté en tension
Figure III-6 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse
Figure III-7. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine saine avec une application d'une charge $Cr=10Nm$ a $t=0.5s$ .
Figure III-8. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée $t=(1s, 1.5s)$ et deux barres cassées $t=(2s, 2.5s)$ ) avec regulateur PI et application d'une charge $Cr=10Nm$ a $t=0.5s$ .
Figure III-9. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée $t=1s$ et deux barres cassées $t=2s$ ) avec regulateur PI et application d'une charge $Cr=10Nm$ a $t=0.5s$ .
Figure III-10. Résultat de tension $V_{ab}$ , $V_{an}$ , $V_{a0}$ et courant $I_c$ de l'onduleur trois niveaux sain
Figure III-11. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associe à l'onduleur trois niveaux sains.
Figure III-12. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ de la machine asynchrone associe à l'onduleur trois niveaux sains
Figure III-13. Résultat de tension $V_{an}$ , $V_{ab}$ , $V_{a0}$ et le courant $I_c$ de l'onduleur trois niveaux en cas de défaut $K_{11}$ de t (1, 1.5)
Figure III-14. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associe à l'onduleur trois niveaux en cas de défaut de $K_{11}$ de t (1, 1.5) par application de régulateur PI
Figure III-15. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{11}$ de t (1, 1.5) de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur
Figure III-16. Résultat de tension $V_{ab}$ , $V_{an}$ , $V_{a0}$ et courant $I_a$ de l'onduleur cinq

niveaux sain
Figure III-17. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associe à l'onduleur cinq niveaux sains par application de couple $C_r=10Nm$ à $t=0.5s$ .
Figure III-18. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ de la machine asynchrone associe à l'onduleur cinq niveaux sains par application de couple $C_r=10Nm$ à $t=0.5s$
Figure III-19. Résultat de tension $V_{an}$ , $V_{ab}$ , $V_{a0}$ et le courant $I_a$ de l'onduleur cinq niveaux en cas de défaut $K_{11}$ de t (1, 1.5)
Figure III-20. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{17}$ de t (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur PI
Figure III-21. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{17}$ de t (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur PI
Figure III-22. Résultat de tension $V_{ab}$ , $V_{an}$ , $V_{a0}$ et courant $I_a$ de l'onduleur sept niveaux sain
Figure III-23. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associe à l'onduleur sept niveaux sains avec une application de couple $C_r$ à $t=0.5s$ .
Figure III-24. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ de la machine asynchrone associe à l'onduleur sept niveaux sains avec une application de couple $C_r$ à $t=0.5s$ .
Figure III-25. Résultat de tension $V_{an}$ , $V_{ab}$ et $V_{a0}$ de l'onduleur sept niveaux en cas de défaut $K_{19}$ à t (1.4, 1.6)
Figure III-26. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associe à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de $K_{19}$ de t (1, 1.5) par application de régulateur PI.
Figure III-27. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ de la machine asynchrone associe à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de $K_{19}$ de t (0.5, 1.6) par application de régulateur PI
Figure III-28-Classification des ensembles
Figure III-29- Fonction d'appartenance de forme trapézoïdale, triangulaire, rectangulaire
Figure III-30 -Fonction d'appartenance en forme cloche
Figure III-31-Opérateur Et et Ou
Figure III-32-Exemple d'inférence Max-min
Figure III-33- Exemple d'inférence Max-produit
Figure III-34- schéma de principe du régulateur floue
Figure III-35-Defuzzification par valeur
Figure III-36 Etapes principales lors de la conception d'un RLF
Figure III-37-Configuration de la boucle de vitesse
Figure III-38-Schéma bloc ce la commande de vitesse de la MAS
Figure III-39-Schéma bloc de la commande vectorielle d'une MAS avec régulation floue de vitesse.
Figure III-40. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée $t= (1s, 1.5s)$ et deux barres cassées $t= (2s, 2.5s)$ ) avec regulateur floue et application d'une charge $C_r=10Nm$ a $t=0.5s$ .
Figure III-1. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée $t=1s$

et deux barres cassées $t=2s$ ) avec regulateur floue et application d'une charge $C_r=10Nm$ a $t=0.5s$ .
Figure III-42. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{11}$ de t (1, 1.5) de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur floue
Figure III-43. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{11}$ de t (1, 1.5) de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur floue.
Figure III-44. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{17}$ de t (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur floue.
Figure III-45. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{17}$ de t (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur floue.
Figure III-46. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associe à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de $K_{19}$ de t (1, 1.5) par application de régulateur floue.
Figure IV-1 -Réseau multicouche (MLP)
Figure IV-2- Les fonctions d'activation
Figure IV-3- Réseau dynamique avec retour de sortie
Figure IV-4- Perceptron multicouches: structure (2-5-1).
Figure IV-5-Architecture du réseau
Figure IV-6-Schéma bloc de la commande vectorielle d'une MAS avec régulation neuronal de vitesse.
Figure IV-7. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée $t=(1s, 1.5s)$ et deux barres cassées $t=(2s, 2.5s)$ ) avec regulateur neurone et application d'une charge $C_r=10Nm$ a $t=0.5s$ .
Figure IV-8. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée $t=1s$ et deux barres cassées $t=2s$ ) avec regulateur neurone et application d'une charge $C_r=10Nm$ a $t=0.5s$ .
Figure IV-9. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{11}$ de t (1, 1.5) de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur neurone
Figure IV-10. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{11}$ de t (1, 1.5) par de l'onduleur trois niveaux application de régulateur neurone.
Figure IV-11. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{17}$ de t (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur neurone.
Figure IV-12. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{17}$ de t (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur neurone.
Figure IV-13. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de la machine asynchrone associe à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de $K_{19}$ de t (1, 1.5) par application de régulateur neurone.
Figure IV-14. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse =t (couple) de

la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de $K_{19}$ de $t$ (1, 1.5) par application de régulateur neurone.
Figure IV-15: Première architecture Neuro-floue
Figure IV-16 : Forme d'un neurone
Figure IV-17 : Forme d'opérateur flou ET
Figure IV-18: Deuxième architecture des réseaux Neuro-Flou Réalisation en série
Figure IV-19: Réseau de neurones fonctionnant en aval d'un système flou
Figure IV-20: Structure de contrôleur Neuro Floue
Figure IV-21:Fonction d'appartenance de l'erreur de vitesse
Figure IV-22: Schéma block de la régulation de vitesse d'une machine asynchrone par la commande Neuro floue.
Figure IV-23. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée $t=$ (1s, 1.5s) et deux barres cassées $t=$ (2s, 2.5s)) avec régulateur neurone floue et application d'une charge $C_r=10Nm$ à $t=0.5s$ .
Figure IV-24. Résultat de simulation de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et courant rotorique en cas de machine en défaut (pour une barre cassée $t=1s$ et deux barres cassées $t=2s$ ) avec régulateur Neuro-floue et application d'une charge $C_r=10Nm$ à $t=0.5s$ .
Figure IV-25. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse $=t$ (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{11}$ de $t$ (1, 1.5) de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur neurone floue
Figure IV-26. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{11}$ de $t$ (1, 1.5) de l'onduleur trois niveaux par application de régulateur neurone floue.
Figure IV-27. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse $=t$ (couple) du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{17}$ de $t$ (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur neurone floue.
Figure IV-28. Résultat des courants $I_{sa}$ , $I_{ra}$ du machine asynchrone en cas de défaut de $K_{17}$ de $t$ (1, 1.5) de l'onduleur cinq niveaux par application de régulateur neurone floue.
Figure IV-29. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse $=t$ (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de $K_{19}$ de $t$ (1, 1.5) par application de régulateur neurone-floue.
Figure IV-30. Résultat de vitesse et couple électromagnétique et vitesse $=t$ (couple) de la machine asynchrone associée à l'onduleur sept niveaux en cas de défaut de $K_{19}$ de $t$ (1, 1.5) par application de régulateur neurone-floue

# Liste Des Tableaux

<b>Liste des tableaux</b>	
Tableau. I.1. Synthèse des défaillances sur la charge	24
Tableau. I. 2. Analyses vibratoires, signatures fréquentielles	26
Tableau. I. 3. Fréquences caractéristiques du flux axial	27
Tableau I. 4. Evolution des différents harmoniques du couple en présence de ruptures d'anneaux	27
Tableau II-1 : transformation de Clarke et Concordia	42
Tableau II-2 : transformation inverse de Clarke et Concordia	42
Tableau II-3 : Angle de transformation $\alpha$ selon le repère choisi	43
Tableau III-1 : La différence entre la commande vectorielle directe et indirecte	197
Tableau III-2 : Table de règle pour RLF de	197
Tableaux IV-1- apprentissage de la structures du réseau de neurone	197
Tableau IV-2: Matrice d'inférence du régulateur flou	197

# Notation

# Notation

s : indice des grandeurs statorique.

r : indice des grandeurs rotorique.

$\alpha, \beta$  : Indice des grandeurs liés au repère statorique ou rotorique (coordonnées de concordai).

d, q : indice des repère de Park dq.

ref : indice des grandeurs de référence.

$N_s$ : la vitesse de rotation synchronisme.

$f_e$  : La fréquence de réseau.

$n_p$  : Nombre de paires de pôles.

$f_{sb}$  : fréquence d'encoche au rotor.

$N_r$  : nombre d'encoches au rotor.

$V_{sabc}$ : tension instantanées des phases rotorique a, b et c.

$V_{rabc}$ : Tension instantanées des phases rotorique a, b et c.

$I_{sabc}$ : courant instantanées des phases statoriques a, b et c.

$I_{rabc}$ : courant instantanées des phases rotoriques a, b et c.

$\Phi_{sabc}$ : Flux totaux à travers les phases rotoriques a, b et c.

$\Phi_{rabc}$ : Flux totaux à travers les phases rotorique a, b et c.

$R_s$  et  $R_r$  : sont les résistances statoriques et rotorique respectivement.

$M_{sr}$ : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$L_s$ : est l'inductance propre d'une phase statorique.

$L_r$ : est l'inductance propre d'une phase rotorique.

$M_{ss}$ : est l'inductance mutuelle entre deux phases statorique.

$M_{rr}$ : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotorique.

$L_m$  : inductance propre cyclique stator- rotor.

$C_e$ : couple électromagnétique.

$J$  : moment d'inertie.

$f$  : Le coefficient de frottement.

$\omega_s, \omega$  : Pulsation du champ statorique et rotorique (vitesse angulaire électrique statorique et rotorique).

$g$  : Glissement %.

$E_d, E_q$  : Tensions de couplage du modèle de la machine dans le repère (d, q).

$P_{em}$  : Puissance électromagnétique.

$R_s, R_r$  : Résistance d'enroulement statorique et rotorique.

$\tau_r, \tau_s$  : Constante de temps du stator et du rotor respectivement.

$C_r$  : couple résistant de charge.

$K_p, K_i$  : Gains du régulateur PI.

$R1$  : Rayon interne statorique,  $R2$  : Rayon externe rotorique,  $q$  : distance entre le centre de rotation et le centre du stator.

$P(\theta)_{23}$  : Transformation directe de Park.

$P(\theta)_{23}^{-1}$  : Transformation inverse de Park.

$N(1, \dots, 6)$  : Zone

$C_i$  : capacité idéale anode-cathode, l'élément principal du condensateur

$R_p$  : résistance parallèle représentant les pertes diélectriques et les fuites entre les deux électrodes (pour les condensateurs électrolytiques à l'aluminium, celle-ci est due à la présence des couches d'alumine).

$R_{se}$  : résistance série des connexions et des armatures.

$L_{se}$  : inductance équivalente série des connexions et des enroulements. Elle dépend de la technologie de fabrication.

$Z_{TH}$  : L'impédance thermique.

$P$  : puissance dissipée dans la diode en Watt.

$\omega_n$ : Pulsation naturelle du circuit C-ESR-ESL

$C$ : capacité (dépendante de la fréquence).

$R_{es}$  : résistance équivalente série représentant toutes les pertes dans les condensateurs (fonction de la fréquence)

$X_d$  représente la composante symétrique directe

$X_q$  représente la composante symétrique inverse

$X_0$  représente la composante homopolaire

$P_{tot}$  : Puissance dissipée par la machine (pertes totales)

$R_t$  : Résistance thermique

$C_t$  : Capacité thermique

$\tau_{th}$  : Constante de temps thermique

$\Delta\theta_m^*$  : Valeur finale de l'échauffement

$R_t^*$  : Valeur de la résistance en fonction de la température

$R_{sx}$  (Resp.  $R_{rx}$ ) : Résistance propre d'une phase statorique (resp. rotorique)

$L_{psx}$  En compagnie de  $L_{fsx}$  : Inductance principale et inductance de fuite statorique

$L_{psx} + L_{fsx}$  : Inductance propre d'une phase statorique

$L_{prx}$  et  $L_{frx}$ : Inductance principale et inductance de fuite rotorique

$L_{prx} + L_{frx}$ : Inductance propre d'une phase rotorique

$L_{sxy}$  (Resp.  $L_{rxy}$ ) : Mutuelle inductance entre deux phases statoriques (resp. rotoriques)

$M_{sxy}$  : Mutuelle inductance entre une phase statorique x et une phase rotorique y

$M_{scc}$  (Resp.  $M_{rcc}$ ) : Mutuelle inductance entre une phase statorique (resp. rotorique) et la bobine en court-circuit

$\theta = n_p \theta_{mécannique}$ : angle électrique de la position du rotor

$\Phi_{\alpha\beta m}$  Et  $\Phi_{\alpha\beta f}$  : flux magnétisante commun et flux de fuite statorique

$B_{KS}$  : Commande de base de l'interrupteur  $K_{KS}$  du bras k (k=R, S, t).

$I_m$  : La valeur maximale des courants de phase fictive.

$V_m$  : La valeur maximale des tensions de phase fictive.

$\varphi$  : L'angle du facteur de puissance de charge.

m : L'indice de modulation.

$I_a$  : est le courant d'induit.

$I_f$  : est le courant inducteur.

k : constante.

$w_i$  : Sont les poids reliant la couche cachée à la couche d'entrée.

$Z_i$  : Sont les poids reliant la couche cachée à la couche de sortie.

$\emptyset$  : Fonction d'activation de type sigmoïde et  $\varphi$  une fonction d'activation de type linéaire.

b : Le biais.

$G_j$  (j=1, 2,3) : Gains réglable pour le RLF

MAS : Machine asynchrone.

RLF : Régulateur Logique Floue.

OFR : Orientation Flux Rotorique.

PI : Proportionnel Intégrateur.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

S.I.V.V : Système d'entraînement à vitesse variable.

RNA : Réseau de Neurone Artificiel.

MLP : Réseaux multicouches.

### **Caractéristique de la MAS**

$L_r=0.274H$

$L_s=0.274H$

$R_s=4.85\Omega$

$R_r=3.81\Omega$

$$L_m=0.258H.$$

$$n_p=2.$$

$$P=1.5kW.$$

$$I=3/6A.$$

$$U=380/220V-50Hz.$$

$$J=0.031Kgm^2.$$

$$f=0.0114nm/rd/s.$$

## Résumé

Les entraînements électriques utilisent de plus en plus les moteurs asynchrones à cause de leur robustesse, puissance massique et coût. Leur maintenance et leur diagnostic deviennent donc un enjeu économique. Parmi les défauts les plus étudiés, la rupture des barres d'une machine asynchrone à cage.

Le développement de l'électronique de puissance à semi-conducteurs et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur asynchrone et onduleur de tension à trois niveaux ou multinationaux pour la réalisation de variation de vitesse.

Les onduleurs, malgré leurs qualités qu'on peut atteindre grâce au développement de l'électronique de puissance, et l'utilisation quasi généralisée de la technique dites « Modalisation de largeur d'impulsion » ou « Pulse width Modulation », peuvent présenter des défauts structurels tel que les défauts de fermeture de semi-conducteur.

Le travail présenté s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts rotorique (cassures des barres) dans les moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil ainsi les défauts des interrupteurs des onduleurs à trois niveaux ou multinationaux et leur effet sur les caractéristiques du moteurs asynchrones, utilisant une technique classique si la commande vectorielle et des nouvelles techniques tel que les réseaux de neurones, la logique floue et neurone-floue.

*Mots-clés: Diagnostic, machine asynchrone, rupture de barres rotorique, défaut des interrupteur, commande vectoriel, logique floue, réseau de neurone, Neurone floue.*

## Abstract

The induction machine is well considered by its qualities of robustness, it requires very little maintenance, however it arrives, this one can presents breakdowns of various natures, electrical or mechanical ones. Some fault studied was the broken bar of squirrel cage induction motors.

The development of the power electronic with semi-conductors and the big number of the converters developed show the optimal chose of the association between the induction machine and the three levels or multilevel inverter voltage for the realization of variation speed.

The application domains of the voltage inverters most known in industry are undoubtedly that of the electric drives at variable speed. The three-phase inverters, in spite of their qualities, which have pushed to reach thanks to the development of the power electronics, and the use quasi-generalized of the techniques known as of "pulse width modulation", can present a structural fault such as the fault of closing of the semi-conductors.

The presented work concern the diagnosis on the fault detection at rotor (the broken bar) of squirrel cage induction motors, the fault of the switchers for three levels or multilevel inverter voltage and their effect on the induction machine Characteristics by use of a standard technique « rotoric oriented control » and modern technique : « fuzzy logic, neural network and neuronal -fuzzy».

**Keywords:** Squirrel cage induction machine, broken bar, switchers fault, rotoric oriented control, neural networks, fuzzy, diagnosis: neuronal- fuzzy.

## ملخص

الآلات الكهربائية أصبحت تستعمل أكثر فأكثر كمحركات اللاتزامنية بسبب صلابتها واستطاعتها الكتلية وألفتها

الآلات الكهربائية أصبحت تستعمل أكثر فأكثر كمحركات اللاتزامنية بسبب صلابتها واستطاعتها الكتلية وألفتها . صيانة الأعطال في هذه المحركات أصبح متطلب اقتصادي . من المهم الكشف المبكر للأعطال التي يمكن أن تظهر في هذه المحركات وبالتالي تطوير طريقة فعالة لمراقبة عملها والصيانة الوقائية.

يندرج عملنا هذا في تشخيص الأخطاء في الآلات الكهربائية غير المتزامنة ذات قفص السنجاب. الغرض من هذا، هو الحفاظ على الآلة الكهربائية و صيانتها من أجل تمديد مدة خدمتها وتحسين أدائها ومردودها . يندرج عملنا في إطار عدة أبحاث قام بها باحثون في هذا المجال من أجل تشخيص ومراقبة الأخطاء في الآلة الكهربائية غير المتزامنة ذات قفص السنجاب .ومن بين هذه الأخطاء :نذكر تشخيص الأخطاء من نوع تكسر قضبان القفص على مستوى الدوار . إن تطور إلكترونيك الاستطاعة ذات الصمامات الثنائية و تطور الكبير للمحولات ساعد على الاختيار للربط ما بين المحرك غير تزامني وموج التوتر ذو المستوى الثالث أو متعدد المستويات من أجل تطبيق تغير السرعة.

رغم نوعية المتموجات التي نحصل عليها بفضل تطور إلكترونيك الاستطاعة و رغم استعمال الطريقة المسماة "تشكيلات عرض" MLI ,تستطيع عرض اعطاب و التي تتمثل في أخطاء غلق ثنائيات الصمامات.

يندرج هذا العمل في تشخيص اعطاب العضو الدوار "كسر في الحلقات" في المحرك غير تزامني ذو قفص السنجاب و كذلك اعطاب القاطعات في موج التوتر ذو المستوى الثالث أو متعدد المستويات و خلفياته علي خصائص المحرك غير تزامني , استعمالنا طريقة كلاسيكية والتي تتمثل في " التحكم المباشر المزدوج " كما استعمالنا طرق جديدة نذكر منها" المنطق التقريبي, الشبكات العصبية, الشبكات العصبية-الغامضة " .

**مفاتيح الكلمات:** تشخيص, كسر في الحلقات , اعطاب القاطعات , التحكم المباشر المزدوج, المنطق التقريبي, الشبكات العصبية, الشبكات العصبية-الغامضة.