

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° D'ORDRE :



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : GENIE ELECTRIQUE
OPTION : MAINTENANCE DES
EQUIPEMENTS INDUSTRIELS

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

**Par : BEN SAID Houssame
CHOUMET Mohamed**

Intitulé

**Détection, localisation et reconfiguration de
Défaut circuit-ouvert d'un onduleur**

Proposé et dirigé par :

Dr CHERIF Bilal Djamal Eddine

Soutenu devant le jury composé de :

Mr DEFDAF Mabrouk

Président

Mr CHERIF Bilal Djamal Eddine

Encadreur

Mr BENYETTOU Lotfi

Examineur

Année universitaire : 2019/2020

REMERCIEMENTS

Nous voulons exprimer par ces quelques lignes de remerciements et nos gratitudes à notre encadreur Mr : Bilal Djamal Eddine Cherif pour ses conseils et son encadrement. Sans vous, nous ne croyons pas que nous allions terminer notre travail. Nous avons trouvé courage afin d'accomplir ce projet a cause de votre Confiance en nous. Vous de notre côté pendant les moments difficiles, On peut dire que ce travail est aussi de vous. Merci pour tout ce que vous avez fait pour nous.

Nous remercions les membres du jury, qui ont accepté d'évaluer ce travail. Nous voudrions également à remercier les gestionnaires, tous les enseignants, les travailleuses et les travailleurs du département génie électrique pour leur dévouement et leur assistance tout au long de cette année.

Dédicace

A

Nos parents

Pour les sacrifices déployés à nos égards ; pour leur

Patience Leur amour et leur confiance en nous

Ils ont tout fait pour notre bonheur et notre réussite.

Qu'ils trouvent dans ce modeste travail, le témoignage de

Notre Profonde affection et de notre attachement

Indéfectible. Nulle dédicace ne puisse exprimer ce que nous

Leur devons Que dieu leur réserve la bonne santé et une

Longue vie.

A

Nos chers frères

Leur encouragement leur

Soutenir et leur aide pendant tout long année et a nos

A

Nos amis

En témoignage de nos sincères reconnaissances pour les

Efforts Qu'ils ont consentis pour nous soutenir au cours de

Nos études.

Dieu nous garde toujours unis

A

Toute personne qui aide nous à faire notre projet

Résumé

Ce travail consiste à étudier les différentes stratégies de commande en mode dégradé des variateurs de vitesse dédiés aux systèmes où une chaîne industrielle. Dont la machine asynchrone (MAS), est alimentée par un onduleur de tension.

Une étude sur la stratégie de détection, d'isolation et de reconfiguration de la commande en cas de défauts (court-circuit ou circuit-ouvert) d'un IGBT de l'onduleur a été effectuée pour pouvoir fonctionner en mode dégradé a été faite. Plusieurs topologies de commande basées sur la commande vectorielle classique en mode dégradé sont proposées. Les résultats de simulation ont prouvé l'efficacité des techniques proposées.

Mots clés : détection, localisation, circuit-ouvert, mode dégradé, onduleur à quatre bras, commande vectorielle.

Abstract

This work consists at studying the different strategies of control of the degraded mode of variable speed drives dedicated to industrial system using inverter fed induction machines.

A study on the strategy of detection, isolation and reconfiguration of the control in the event of faults (short-circuit or open-circuit) of an inverter IGBT to be able to work in degraded mode is being made. Several strategies of control based on the traditional indirect vector control in degraded mode are being proposed. The simulation results have proved the merits of the techniques suggested.

Key words: detection, location, open-circuit, short-circuit, degraded mode, four arms inverter, vector control.

ملخص

الهدف من هذا العمل المنجز في هذه المذكرة هو دراسة مختلف أنواع التحكمات في حالة وجود عطل في مغير السرعات المتكون من ماكينة غير متزامنة مغذات بموج ثلاثي الطور ذو أربعة اذرع، ولقد قمنا بدراسة طريقة كشف الأعطاب "قصر الدارة أو الدارة مفتوحة" وإنجاز تحكم تصحيحي وهذا من أجل مواصلة العمل بمرودود جيد، في الوضع الناقص عدة استراتيجيات تحكم شعاعي طرحت وتحققت با المحاكاة.

وعند نهاية هذا العمل يكون ملخص دراسة الأعمال في صيغة الترتيب الناقص والتحقق بواسطة إنجاز مجسم تطبيقي لأجل شرعية نتائج المحاكاة،

الكلمات المفتاحية: كشف، دارة مفتوحة، دارة قصيرة، تحكم تصحيحي للأعطال، موج ذو أربعة أذرع، تحكم شعاعي

Table des matières

| | |
|---|-----------|
| Introduction général : | 01 |
| Chapitre I: Etat de l'art : Surveillance et Diagnostic des Entraînements Electriques | |
| I.1. Introduction :..... | 03 |
| I.2. Définition et objectif du diagnostic :..... | 03 |
| I.2.1. Définition :..... | 03 |
| I.2.2. Objectif du diagnostic :..... | 04 |
| I.2.3. Terminologies et concepts :..... | 04 |
| I.3. Différents types de défauts :..... | 05 |
| I.4. Considération générales sur les systèmes de diagnostics :..... | 05 |
| I.5. Les différentes étapes de diagnostic :..... | 06 |
| I.5.1. Détection :..... | 06 |
| I.5.2. Localisation :..... | 07 |
| I.5.3. Identification :..... | 07 |
| I.6. Principe de diagnostic de défaut :..... | 07 |
| I.6.1. Redondance physique (matérielle) :..... | 07 |
| I.6.2. Redondance analytique :..... | 07 |
| I.7. Génération et évaluation de résidus :..... | 08 |
| I.7.1. Génération de résidus :..... | 08 |
| I.7.2. Evaluation des résidus :..... | 09 |
| I.8. Classification des méthodes de diagnostic :..... | 09 |

| | |
|--|----|
| I.8.1. Approche signal :..... | 09 |
| I.8.1.1. Méthodes de diagnostic des défauts basés sur l'analyse spectrale des signaux :..... | 09 |
| I.8.1.2. Méthode d'analyse temps-fréquence et temps échelle :..... | 10 |
| I.8.2. Méthodes sans modèles :..... | 10 |
| I.8.2.1. La reconnaissance des formes (RDF) :..... | 10 |
| I.8.2.2. Les réseaux de neurones artificiels(RNA) :..... | 11 |
| I.8.2.3. Les systèmes d'inférences floues(SIF) :..... | 12 |
| I.8.3. Méthode à base de modèles :..... | 13 |
| I.8.3.1. Espace de parité :..... | 13 |
| I.8.3.2. Estimation paramétrique :..... | 16 |
| I.8.3.3. Estimation d'état (observateur) :..... | 17 |
| I.8.3.4. Observateurs a entrées inconnues (UIO) :..... | 19 |
| I.9. Conclusion :..... | 20 |

Chapitre II: Modélisation de l'ensemble Moteur-Onduleur

| | |
|--|----|
| II.1. Introduction :..... | 21 |
| II.2. Constitution de la machine asynchrone :..... | 21 |
| II.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone :..... | 22 |
| II.3.1. Hypothèses simplificatrices :..... | 22 |
| II.3.2. Equations des tensions et des flux :..... | 23 |
| II.4. Modèle de Park de la MAS :..... | 24 |
| II.4.1. Transformation de Park :..... | 25 |
| II.4.2. Application aux équations des tensions :..... | 26 |

| | |
|---|----|
| II.4.3. Application aux équations des flux :..... | 27 |
| II.4.4. Choix du référentiel :..... | 28 |
| II.5. Expressions du couple électromagnétique :..... | 29 |
| II.6. Mise sous forme d'équations d'état :..... | 30 |
| II.7. Modélisation de l'alimentation d'une MAS :..... | 31 |
| II.7.1. Modélisation de l'onduleur :..... | 32 |
| II.7.2. Modèle mathématique d'un onduleur de tension :..... | 32 |
| II.7.3. Commande par MLI de la largeur d'impulsion :..... | 33 |
| II.8. Résultats de simulation :..... | 35 |
| II.9. Interprétation des courbes :..... | 38 |
| II.10. Conclusion :..... | 39 |

Chapitre III: Commande Vectorielle Indirect d'un Moteur Asynchrone avec Onduleur sain

| | |
|--|----|
| III.1. Introduction :..... | 40 |
| III.2. Commande vectorielle indirect d'un moteur asynchrone avec un onduleur sain :..... | 41 |
| III.3. Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle indirecte :..... | 42 |
| III.3.1. Boucle d'asservissement de flux :..... | 42 |
| III.3.2. Boucle d'asservissement du couple :..... | 43 |
| III.3.3. Boucle d'asservissement de vitesse :..... | 44 |
| III.4. Conclusion :..... | 46 |

Chapitre IV : Commande Vectorielle Indirect d'un Moteur Asynchrone avec Onduleur sous défaut

| | |
|--|-----------|
| IV.1. Introduction :..... | 47 |
| IV.2. Différents défauts dans un convertisseur statique :..... | 48 |
| IV.3. Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor :..... | 51 |
| IV.4. Topologies tolérantes aux défauts de l'onduleur-MAS :..... | 51 |
| IV.4.1 : Stratégie de commande en présence du défaut d'un IGBT (commande biphasé à couple maximum) :..... | 51 |
| IV.5. Commande de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à quatre bras (cas du bras de secours relié à la phase défaillante) :..... | 53 |
| IV.5.1. Détection et localisation du défaut du circuit-ouvert d'un IGBT :..... | 53 |
| IV.5.2. Méthode basée sur la trajectoire de Park améliorée par les coordonnées polaires :..... | 58 |
| IV.6. Commande de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à quatre bras (cas du bras de secours relié à la phase défaillante) :..... | 61 |
| IV.7. Conclusion :..... | 63 |
| Conclusion général:..... | 64 |
| Référence bibliographie..... | 66 |
| Annexes..... | 70 |

Liste des figures

Chapitre I

| | |
|--|----|
| Figure (I.1) : Différent type de défauts agissant sur un système..... | 05 |
| Figure (I.2) : Différentes étapes de diagnostic [2]..... | 07 |
| Figure (I.3) : Redondance physique et analytique [3]..... | 08 |
| Figure (I.4) : Principe de la reconnaissance des formes..... | 11 |
| Figure (I.5) : Principe de l'inférence floue [2]..... | 12 |
| Figure (I.6) : Principe des méthodes de diagnostic avec modèles [2]..... | 13 |
| Figure (I.7) : L'Espace de Parité en Continu..... | 16 |
| Figure (I.8) : Principe de l'approche par estimation des paramètres [2]..... | 17 |
| Figure (I.9) : Principe général d'un estimateur de sortie [2]..... | 17 |
| Figure (I.10) : L'Observateur de Luenberger [7]..... | 18 |
| Figure (I.11) : Génération des résidus par les UIO [2]..... | 19 |
| Figure (I.12) : Génération des résidus une banques d'UIO [2]..... | 19 |

Chapitre II

| | |
|--|----|
| Figure (II.1) : Schéma représentant les différents éléments de la MAS..... | 22 |
| Figure (II.2) : Représentation schématique d'une MAS triphasée..... | 23 |
| Figure (II.3) : Modèle de Park de la MAS..... | 25 |
| Figure (II.4) : Représentation des axes de la MAS..... | 25 |
| Figure (II.5) : Schéma synoptique d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation..... | 31 |
| Figure (II.6) : Principe de la technique triangulo - sinusoïdale..... | 34 |
| Figure (II.7) : Simulation d'un MAS alimentée par le réseau triphasé..... | 36 |

Figure (II.8) : Tensions de sortie de l'onduleur triphasé de tension.....37

Figure (II.9) : Courant statorique et la vitesse de rotation et couple de la MAS alimentée par l'onduleur deux niveaux sinus triangulaire pour ($m=24$, $r=0.8$).....38

Chapitre III

Figure (III.1) : Commande vectorielle indirecte à l'état sain.....45

Figure (III.2) : Réponse de la commande vectorielle de la MAS avec onduleur sain.....46

Chapitre IV

Figure (IV.1) : Distribution des défauts en % dans un convertisseur statique.....47

Figure (IV.2) : Schéma synoptique d'une topologie classique d'un ensemble onduleur-MAS.....48

Figure (IV.3) : Arbre de défaillance d'une cellule de commutation à base d'IGBT.....50

Figure (IV.4) : Schéma synoptique des différents types de défaut dans le convertisseur statique.51

Figure (IV.5) : Réponse de la commande vectorielle de la MAS à l'état biphasé.....53

Figure (IV.6) : Trajectoires de l'état sain et l'état de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.....56

Figure (IV.7) : Angle θ de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.....57

Figure (IV.8) : Vecteur de courant de défaut circuit-ouvert de chaque.....60

Figure (IV.9) : Réponse de la MAS alimentée par un onduleur avec un bras redondant.....62

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau (I.1) : Définition des termes de diagnostic [2].....04

Tableau (I.2) : Les critères d'évaluations d'un Système de diagnostic.....06

Chapitre IV

Tableau (IV.1) : Intervalle des angles de défaut circuit-ouvert des bras et des IGBT.....58

Tableau (IV.2) : Vecteur de courant et de l'angle exact θ_{ico} du défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.....59

| Symbole | Description |
|----------------|---|
| s,r | Indice relatif au stator et du rotor respectivement. |
| d | Indice de l'axe direct. |
| q | Indice de l'axe quadrature. |
| $[V_s]$ | Vecteur tension statorique. |
| $[I_s]$ | Vecteur courant statorique. |
| $[I_r]$ | Vecteur courant rotorique. |
| $[\varphi_s]$ | Vecteur flux statorique. |
| $[\varphi_r]$ | Vecteur flux rotorique. |
| $[L_{rr}]$ | Matrice inductance rotorique. |
| $[L_{ss}]$ | Matrice inductance statorique. |
| $[M_{sr}]$ | Matrice inductance mutuelle stator-rotor. |
| $[p(\theta)]$ | Matrice de Park. |
| P | Nombres de paires des pôles. |
| θ_s | L'angle électrique entre l'axe a_s , et l'axe d . |
| θ_r | L'angle électrique entre l'axe a_r , et l'axe d . |
| θ | La position angulaire du rotor par rapport au stator. |
| ω_s | Pulsation électrique statorique. |
| ω_r | Pulsation de glissement. |
| ω | Vitesse angulaire de rotation. |
| Ω | Vitesse de rotation mécanique. |
| C_{em} | Couple électromagnétique. |
| C_r | Couple résistante. |

| | |
|------------------|---|
| R_s | Résistance d'une phase statorique. |
| R_r | Résistance d'une phase rotorique. |
| V_{sq}, V_{sd} | Tensions statoriques suivant l'axe d et q . |
| J | Moments d'inertie des parties tournant. |
| f | Coefficient de frottement. |
| I_a, I_b, I_c | Courant statorique. |
| σ | Coefficient de dispersion. |
| MAS | Machine asynchrone. |
| MLI | Modulation de largeur d'impulsion. |
| L_r | Inductance cyclique rotorique. |
| L_s | Inductance cyclique statorique. |
| L_m | Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor. |
| T_r, T_s | Constantes de temps statorique et rotorique. |

Introduction Générale

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

Néanmoins, les équipements électriques et mécaniques subissent au cours de leur durée de vie un certain nombre de sollicitations externes ou internes qui peuvent les rendre défaillantes. Les contraintes industrielles en fiabilité, maintenabilité, disponibilité et sécurité des équipements sont par ailleurs très importantes. C'est pour cela le monde industriel est très intéressé par les techniques permettant de déterminer l'état de santé de ces entraînements.

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

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

Un développement important a été réalisé sur le diagnostic des entraînements électriques à vitesse variable en présence de défauts du MAS comme la cassure d'une ou plusieurs barres consécutives et/ou d'une portion d'anneau de court-circuit, le court-circuit entre spires dans les bobinages et les différents types d'excentricités. Ou en présence des défauts d'un convertisseur statique, comme défaut circuit-ouvert ou défaut court-circuit d'un IGBT, défaut d'isolation d'une phase et défaut de court-circuit d'un étage continu.

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

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

- Le premier chapitre consiste à apporter quelques éléments de diagnostic des entraînements électriques. Ce diagnostic consiste à connaître, à évaluer, à prévoir, à mesurer et à maîtriser les défaillances des systèmes.
- Le deuxième chapitre sera consacré premièrement à la modélisation du convertisseur statique triphasé commandé par la technique MLI-Vectorielle, sous forme d'équations d'état en vue de leur commande en tension. Nous rappelons brièvement le modèle du MAS. La deuxième partie présente les différents types de défaut d'un convertisseur statique notamment l'onduleur, ensuite l'impact de défaut sur le comportement du MAS. Nous clôturons le chapitre par des tests de simulation pour valider les différents modèles.
- Le troisième et quatrième chapitre a pour but d'introduire la commande tolérante au défaut circuit-ouvert d'un IGBT d'un onduleur à modèle basé sur la transformée de Park associée à la commande vectorielle indirect (FOC) est développé. Une première partie de ce chapitre est consacrée à l'analyse de la robustesse des régulateurs PI introduit dans la CV-FOC. La deuxième partie consiste à étudier la commande CV-FOC sous défaut du circuit-ouvert d'un IGBT. Les possibilités de fonctionnement avec deux phase seulement (commande biphasée à couple maximum), ainsi que la commande avec bras redondent seront aussi étudiées.

Chapitre I:

Etat de l'art : Surveillance et Diagnostic des Entraînements Electriques

I.1. Introduction :

D'une manière générale, la maintenance a pour but d'assurer la disponibilité maximale des équipements de production à un coût optimal dans de bonnes conditions de qualité et de sécurité. Pour atteindre ces objectifs les chercheurs ont développé plusieurs techniques et méthodes de surveillance des installations industriels avec ou sans modèle.

Le principe général des algorithmes de diagnostic est basé sur l'exploitation des données relevées sur le système et de la connaissance que l'on possède de son fonctionnement sain (pour la détection) ou de son fonctionnement défaillant (pour la localisation). Ces algorithmes élaborent des symptômes révélateurs du comportement défaillant et de la nature du dysfonctionnement.

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

I.2. Définition et objectif du diagnostic :

I.2.1. Définition :

La définition du diagnostic selon la norme AFNOR et CEI stipule que : « Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test [1]».

Cette définition résume les deux tâches essentielles du diagnostic :

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

I.2.2. Objectif du diagnostic :

L'objectif d'un système de diagnostic est de prévoir l'apparition d'un défaut le plus rapidement possible et le plus précisément possible. Pour pouvoir expliquer ce principe avec plus de précision, nous allons tout d'abord définir ce que nous entendons par défaut, puis nous rappellerons les fonctions du diagnostic telles que la détection, la localisation, et l'identification des défauts [2].

I.2.3. Terminologies et concepts :

Tableau (I.1) [2], donne la définition de quelques termes utilisés dans le domaine de diagnostic.

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

Tableau (I.1) : Définition des termes de diagnostic [2].

I.3. Différents types de défauts :

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

Les défauts apparaissent à différents endroits du système [2]. Une classification pertinente des défauts peut être basée sur la nature du composant affecté. Nous distinguerons donc, les défauts d'actionneurs, et les défauts de convertisseur statique, de celles liées aux capteurs et celles du système de commande Figure (I.1).

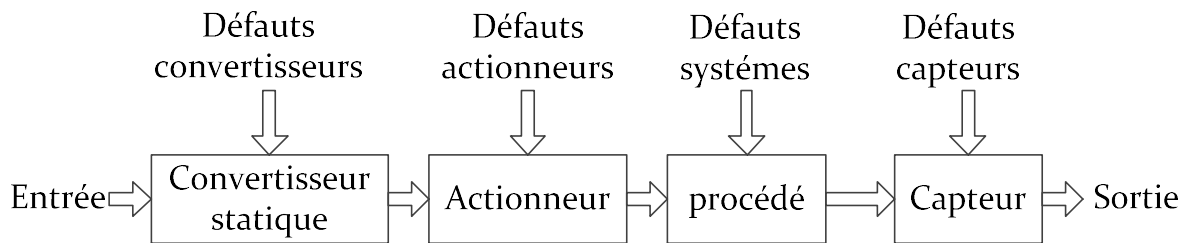


Figure (I.1) : Différent type de défauts agissant sur un système.

- **Défauts convertisseurs** : modélisés en général comme des signaux additifs aux signaux d'entrée, ils agissent au niveau de la partie opérative.
- **Défauts actionneurs** : modélisés en général comme des signaux additifs aux signaux d'entrée, ils agissent au niveau de la partie opérative et détériore ainsi le signal d'entrée du système.
- **Défauts systèmes** : modélisés en général comme des dynamiques additionnelles avec une matrice de distribution, ils s'identifient par la modification des caractéristiques du système.
- **Défauts capteur** : modélisés en général par des signaux additifs aux signaux de sortie, ils fournissent une mauvaise image de l'état physique du système [2].

I.4. Considération générales sur les systèmes de diagnostics :

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

- Rapidité.

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

| Critères d'évaluations | Définitions |
|-------------------------------|--|
| Rapidité | Lors de dysfonctionnement de la chaine de production, le système de surveillance doit réagir rapidement dans cette situation, ainsi que, un système de diagnostic rapide permet d'éviter des dégâts matériels et humains [3]. |
| Isolabilité | D'après [4, 5], c'est l'aptitude du système de surveillance à distinguer les différents modes de dysfonctionnement du processus. Une défaillance engendre souvent une cascade d'alarmes et il peut être difficile de remonter à l'organe défaillant. Le degré d'isolabilité des défaillances est lié à la structure des résidus (signal de détection de défaut) et à la procédure de détection mise en oeuvre. |
| Robustesse | Il s'agit de vérifier l'aptitude du système de surveillance à détecter et à isoler les défauts affectant le processus surveillé dans un environnement incertain. Il convient de noter que le critère de la robustesse concerne non seulement les méthodes de génération des résidus mais aussi les méthodes d'évaluation. L'évaluation robuste des résidus avait tout particulièrement concerné le problème du seuillage avec l'objectif de minimiser les fausses alarmes [3]. |
| Sensibilité | Caractérise l'aptitude du système de diagnostic à détecter des défauts d'une certaine amplitude, elle dépend non seulement de la structure des résidus mais aussi du rapport entre le bruit de mesure et le défaut [6]. |

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

I.5. Les différentes étapes de diagnostic :

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

I.5.1. Détection :

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

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

I.5.2. Localisation :

C'est l'identification de l'élément qui a causé le défaut. Parfois il est impossible de localiser les interactions entre les composants du système et l'instrumentation. La solution est d'isoler un sous-système comportant des composants susceptibles de contenir le ou les défauts [4].

I.5.3. Identification :

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

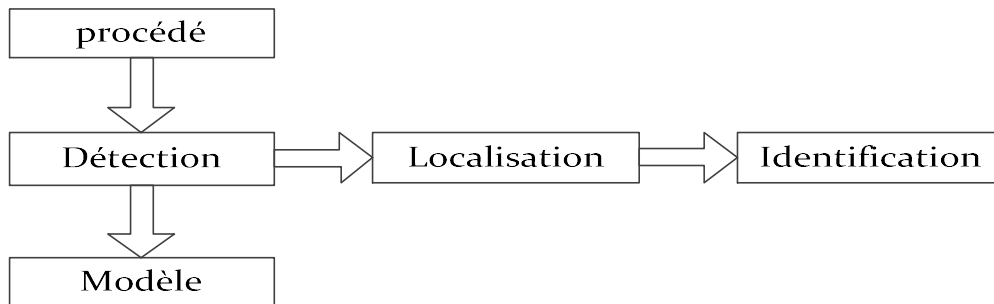


Figure (I.2) : Différentes étapes de diagnostic [2].

I.6. Principe de diagnostic de défaut :

I.6.1. Redondance physique (matérielle) :

La redondance physique consiste à utiliser plusieurs capteurs, actionneurs, processeur et logiciels pour mesurer et/ou contrôler une variable particulière. Un principe de vote majoritaire est appliqué sur les valeurs redondantes pour savoir s'il y a une faute ou non. Elle entraîne un cout important en instrumentation mais fiable, sûr et simple à implanter [3].

I.6.2. Redondance analytique :

Son rôle est d'exploiter les contraintes liant les différentes variables du système. Ces dernières peuvent s'exprimer sous la forme de relation analytique liant les variables connues (relation entrée/sortie ou sortie/sortie). Le diagnostic utilisant la redondance analytique consiste à vérifier si les relations analytiques sont égales à zéro en utilisant les mesures prélevées en ligne

sur le système. Le concept de redondance analytique repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système à surveiller [7, 8].

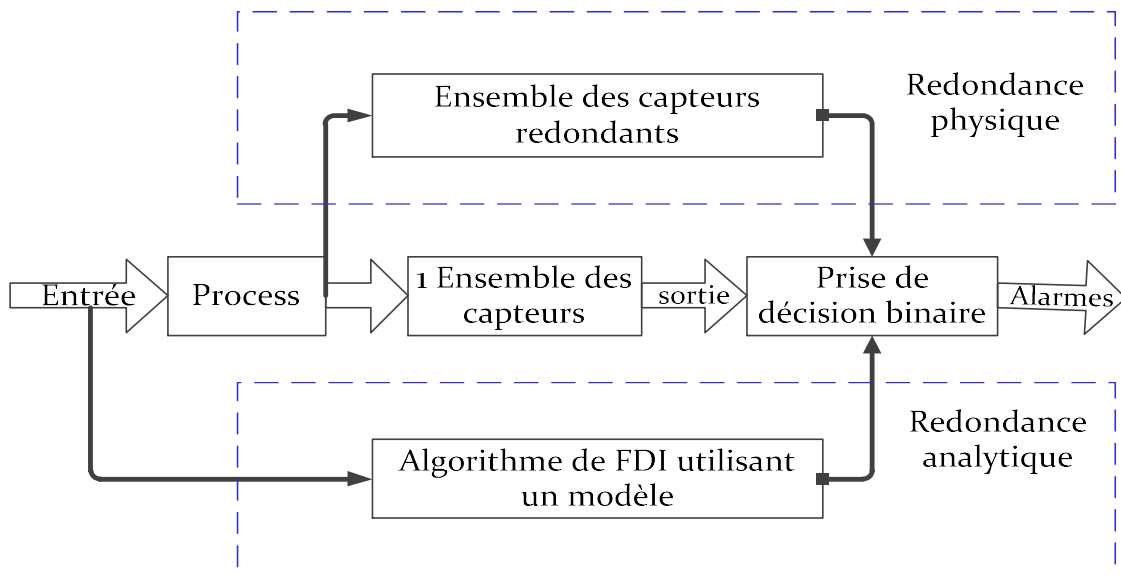


Figure (I.3) : Redondance physique et analytique [3].

I.7. Génération et évaluation de résidus :

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

I.7.1. Génération de résidus :

Les résidus générés, en utilisant l'approche par redondance analytique, se basent sur les relations nominales du système en exploitant l'entrée U et la sortie mesurée Y . Les relations de redondance à évaluer peuvent être considérées comme la dynamique de la relation entrée/sortie. Dans le cas de l'apparition d'une faute, cette relation n'est jamais satisfaite et des résidus non nuls ne sont obtenus. Ces résidus sont utilisés pour prendre les décisions appropriées. Ils seront évalués dans la composante de la logique de décision de faute pour déterminer le temps d'apparition de la faute et localiser l'origine de la faute [1].

I.7.2. Evaluation des résidus :

Un résidu converge vers une valeur proche ou égale à zéro dans le cas sans défaut, et quitte d'une manière significative cette valeur après l'occurrence d'un défaut. Il est lié à la différence entre les sorties mesurées et leurs estimées [9].

I.8. Classification des méthodes de diagnostic :

Les méthodes de diagnostic des défauts sont très variées [10]. On les distingue à partir de leur type de connaissance utilisée pour vérifier la cohérence entre les observations réelles et de références [9]. Ces dernières se répartissent en deux classes : les méthodes avec modèle et les méthodes sans modèle. Dans cette partie, nous présentons une classification des principales méthodes de diagnostic rencontrées dans la littérature.

I.8.1. Approche signal :

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

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

L'analyse spectrale [11] est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les court-circuités dans les bobinages et les circuit-ouvert des IGBT's des convertisseurs statiques. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

La surveillance par analyse spectrale des entraînements électriques consiste à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les

fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine [12]. Les grandeurs accessibles et mesurables d'un ensemble onduleur-machine asynchrone peuvent être:

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

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

L'analyse spectrale basée sur la transformée de Fourier (TF), fournit une bonne description des signaux stationnaires et pseudo-stationnaires, mais présente de nombreuses limitations quand les signaux à analyser ne sont pas stationnaires. Dans ce cas, la solution serait d'utiliser ce qu'on appelle les outils d'analyse temps-fréquence. Parmi ces méthodes, on peut citer [13]:

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

I.8.2. Méthodes sans modèles :

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

I.8.2.1. La reconnaissance des formes (RDF) :

Les méthodes de diagnostic qui utilisent la reconnaissance des formes ne sont pas nombreuses [14]. Elle s'intéresse au problème de reconnaissance de situations significatives d'un système dans un environnement complexe ou noyé dans le bruit. Le principe de la RDF repose

sur la représentation numérique du $k^{\text{ème}}$ objet observé par le vecteur $x_k = [x_{k1}, \dots, x_{kq}]^k$ Appelé 'vecteur forme', où :

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

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

q : la taille du vecteur forme [15].

Un vecteur de forme est extrait de nombreuses mesures. Les règles de décisions permettent de classer les observations décrit par le vecteur de forme par rapport aux autres fonctionnements avec ou sans défaut. Pour les classer, il faut être en mesure de donner pour l'un ou l'autre un mode de fonctionnement. Il faut avoir une base de données pour construire la classe correspondant au défaut créé. Une autre méthode consisterait à calculer le vecteur de forme en effectuant les simulations numériques. Dans la dernière configuration, il faut un modèle comportemental précis pour avoir des paramètres proches de la réalité [14].

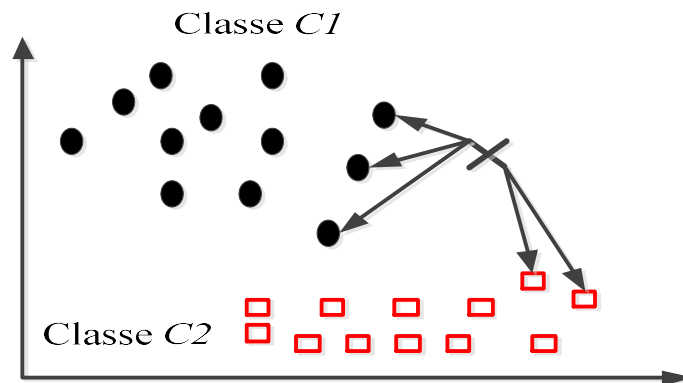


Figure (I.4) : Principe de la reconnaissance des formes.

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

C'est un modèle de calcul, sa conception est inspirée de vrais neurones humains, c'est l'intelligence artificielle qui permet de prendre des décisions en s'appuyant sur la précipitai que sur le raisonnement logique formel [1].

Cette approche fait l'objet de recherches dans beaucoup de domaines tels que la compréhension et la synthétisation de la langue naturelle, la classification, le diagnostic, etc. Cette technique comporte des caractéristiques très intéressantes comme la faculté

d'apprentissage et d'auto-organisation. Un réseau de neurones peut être considéré comme une boîte noire [16].

Pour identifier des défauts dans un système, le diagnostic réalisé par réseaux de neurones doit disposer d'un nombre suffisant d'exemples de bon fonctionnement et de défauts pour pouvoir les apprendre. La synthèse du réseau est réalisée et comprend plusieurs étapes : le choix du type de réseau, du type de neurones, du nombre de couches, des méthodes d'apprentissage [17]. Pendant la phase d'apprentissage qui consiste à ajuster de façon incrémentale les poids, ou forces des connexions entre neurones [18], les exemples sont présentés au réseau en entrée avec les diagnostics correspondants à la sortie. Après l'apprentissage, le réseau ne reconnaît pas seulement les exemples appris mais également des paradigmes leur ressemblant, ce qui correspond à une certaine robustesse par rapport aux déformations de signaux par le bruit [3].

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

Les systèmes d'inférence floue (SIF) sont une des applications les plus courantes de la logique floue. Ils implémentent des concepts, sous la forme de variables linguistiques, ainsi qu'un raisonnement déductif, à l'aide de règles floues [19]. La structure de base d'un SIF est constituée de [17]:

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

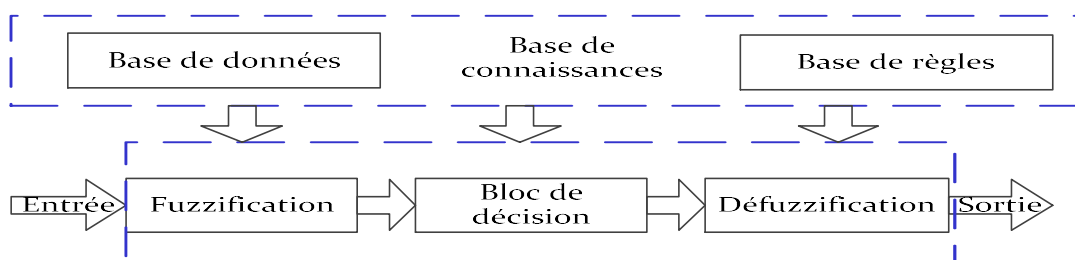


Figure (I.5) : Principe de l'inférence floue [2].

I.8.3. Méthode à base de modèles :

L'approche de diagnostic à base de modèles permet le suivi et la supervision en ligne du système. Elle consiste à embarquer un modèle du système permettant l'estimation de son état. Une faute est alors détectée par comparaison, en temps réel, de l'état prédit et des mesures issues des capteurs. Le diagnostic est ensuite établi en déterminant l'état (de faute) du système qui est cohérent avec les mesures et qui permet d'expliquer la faute [20]. On distingue trois grandes approches selon la connaissance: l'approche par estimation de paramètres, celle par estimation d'état (à base d'observateur) et enfin celle par espace de parité [20]. La figure suivante montre le principe des méthodes de diagnostic avec modèles.

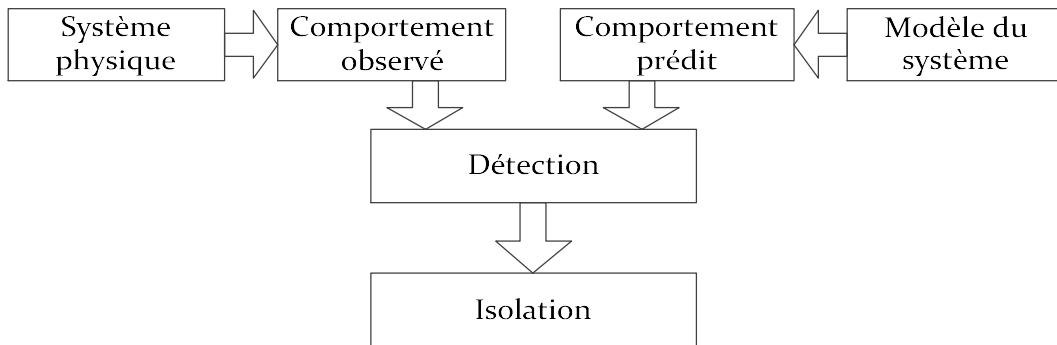


Figure (I.6) : Principe des méthodes de diagnostic avec modèles [2].

I.8.3.1. Espace de parité :

Le terme « parité » a été emprunté au vocabulaire employé pour les systèmes logiques où la génération de bits de parité à partir d'une relation de redondance analytique, permet la détection d'erreur [17].

Une relation de redondance analytique (RRA) est une équation dans laquelle toutes les variables sont connues. Elle doit être sensible aux défauts et insensible aux perturbations. La génération de telles relations permet d'engendrer des résidus en projetant les données mesurées dans un espace [2]. Elle est souvent définie comme l'orthogonale de la matrice d'observabilité, ce qui revient à éliminer l'influence de l'état sur le résidu. L'objet de cette méthode est d'explicitier son utilisation pour la détection et la localisation des défauts. Le principe est d'analyser la consistance des mesures et détecter les défauts en cherchant à établir des relations de parité qui sont indépendantes des grandeurs inconnues mais qui restent sensibles aux défauts. Cette approche conduit à une réécriture des équations d'état et de mesure, dans laquelle seules

des variables connues (commandes et sorties) sont autorisées à figurer. Le principe de l'espace de parité repose sur la représentation numérique du vecteur de parité $r(t)$ projection du vecteur des mesures $y(t)$. Qui est présenté dans le cas général par l'équation de mesure [17].

▪ **Exemple l'espace de parité en continu**

Soit le système :

$$X(t) = AX(t) + BU(t) \quad (I.1)$$

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

Où :

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

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

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

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

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

Avec : n, p, q des nombres entiers.

Ces équations peuvent être utilisées directement pour générer des résidus.

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

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

Les équations (I.3) et (I.4) représentent soit des résidus primaires, soit des équations de parité primaires [7]. Il est à noter que les signatures sont des vecteurs de symptômes, obtenus à partir des résidus évalués. Dans ce contexte les résidus et l'espace de parité sont des concepts synonymes. Cependant, nous utilisons dans cet exemple de l'espace de parité, pour désigner les résidus obtenus à partir d'une représentation dans l'espace d'état, dont la sortie estimée $\hat{Y}(t)$ est engendrée en utilisant seulement l'entrée $U(t)$. La représentation en continu de l'espace de parité

peut être obtenue à partir de la description dans l'espace d'état du système. Il faut dériver l'équation I.2 et ensuite substituer $\dot{X}(t)$.

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

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

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

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

Où :

m :est l'ordre de l'espace de parité.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

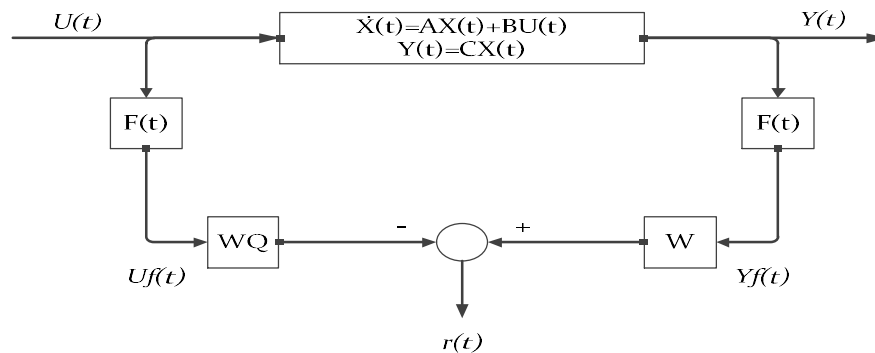


Figure (I.7): L'Espace de Parité en Continu.

I.8.3.2. Estimation paramétrique :

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

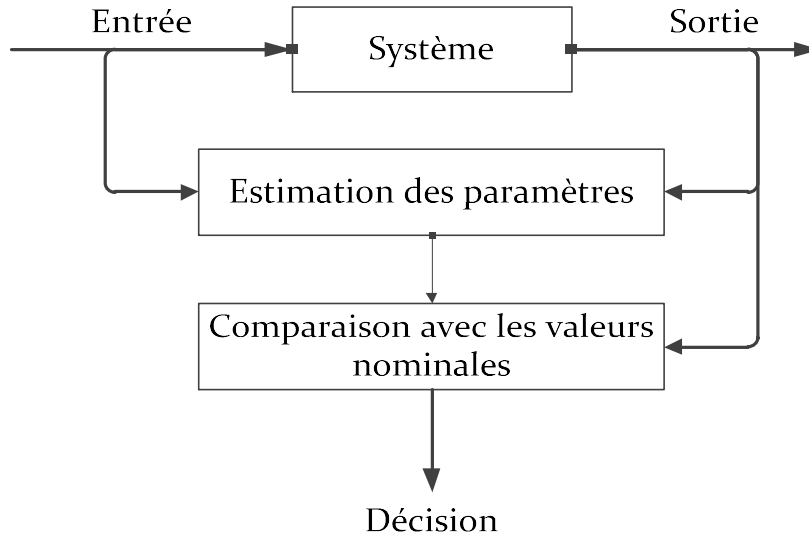


Figure (I.8) : Principe de l'approche par estimation des paramètres [2].

I.8.3.3. Estimation d'état (observateur) :

Une approche semblable à l'estimation des paramètres est l'estimation de l'état [20]. La génération de résidus à l'aide d'une estimation d'état consiste à comparer des fonctions de sorties estimées avec les mêmes fonctions de sorties mesurées [23]. Cette méthode s'est beaucoup développée car elle donne lieu à la conception de générateurs de résidus flexibles [17]. Plusieurs techniques d'observation ont été appliquées au diagnostic à l'aide d'un capteur.

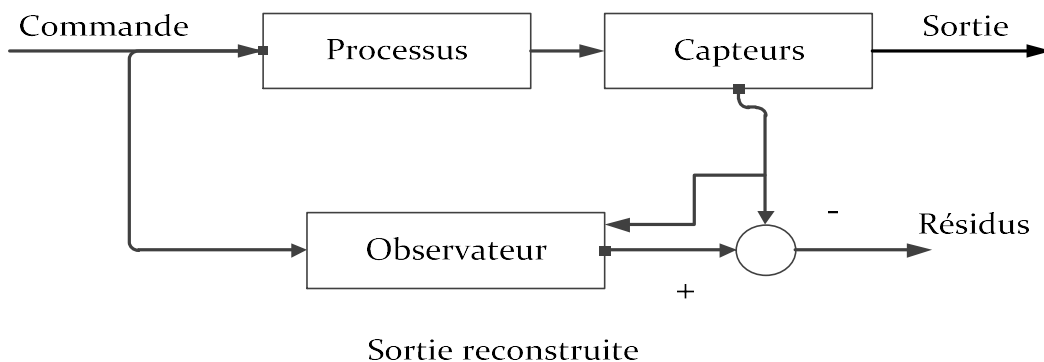


Figure (I.9) : Principe général d'un estimateur de sortie [2].

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

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

▪ Exemple d'un observateur

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

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

$$A_0 = [A - HC] \tag{I.16}$$

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

Ou :

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

H : La matrice de contre-réaction.

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

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

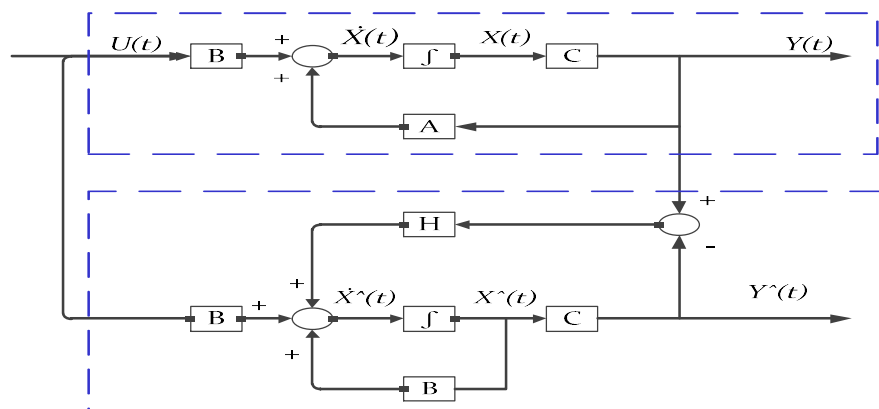


Figure (I.10) : L'Observateur de Luen berger [7].

La matrice de contre-réaction H est choisie en fonction des performances désirées pour l'observateur. En effet, cette matrice est calculée de façon à réaliser un placement de pôles de la matrice A_0 qui soit compatible avec la dynamique du système [7].

I.8.3.4. Observateurs à entrées inconnues (UIO) :

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

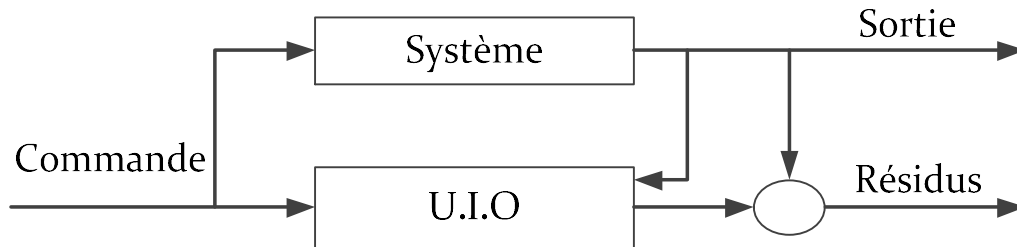


Figure (I.11) : Génération des résidus par les UIO [2].

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

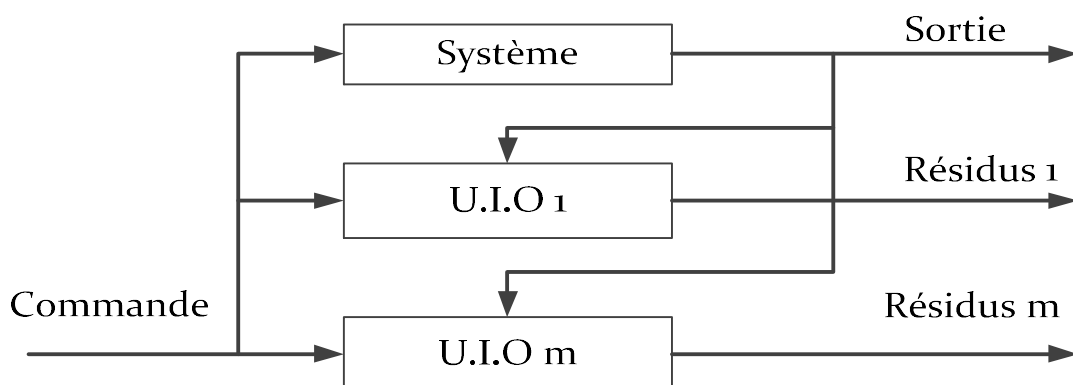


Figure (I.12) : Génération des résidus une banques d'UIO [2].

I.9. Conclusion :

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

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

Comme notre étude est focalisée sur l'étude et la détection des défauts (circuit-ouvert) d'un onduleur qui alimenté un moteur asynchrone à base de modèle mathématique, il est nécessaire de disposer d'un bon modèle mathématique, décrivant le comportement dans l'état sain et l'état avec défaut. Ceci sera l'objet du troisième et quatrième chapitre.

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

Chapitre II:

Modélisation de l'ensemble Moteur-Onduleur

II.1 : Introduction

Un modèle basé sur les équations du circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Le moteur asynchrone et comme toute machine à courant alternatif, admet sous réserve de quelques hypothèses simplificatrices, un modèle défini par un système algébrique-différentiel non linéaire [25], [26]. La modélisation de la machine asynchrone, en vue de la commande, repose principalement sur les travaux de G. Kron [27].

Il a été proposé pour ce système un nombre important de réalisations en fonction des objectifs de commande (couple, vitesse, position), de la nature de la source de puissance (tension, courant), du référentiel de travail ($\{a, b, c\}$, $\{\alpha, \beta\}$, ou $\{d, q\}$) et des composantes du vecteur d'état (flux ou courants statoriques et rotoriques)[26] [28] [29][30].

L'orientation du repère d, q sur le vecteur rotorique conduit à la synthèse de la commande vectorielle dite à flux orienté. La transformation non linéaire associée à cette classe de modèle linéaire est de découpler les grandeurs flux, couple et de ramener ainsi la machine à courant alternatif à une machine à courant continu équivalente.

II.2 : Constitution de la machine asynchrone

La MAS est constitué des principaux éléments suivants :

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

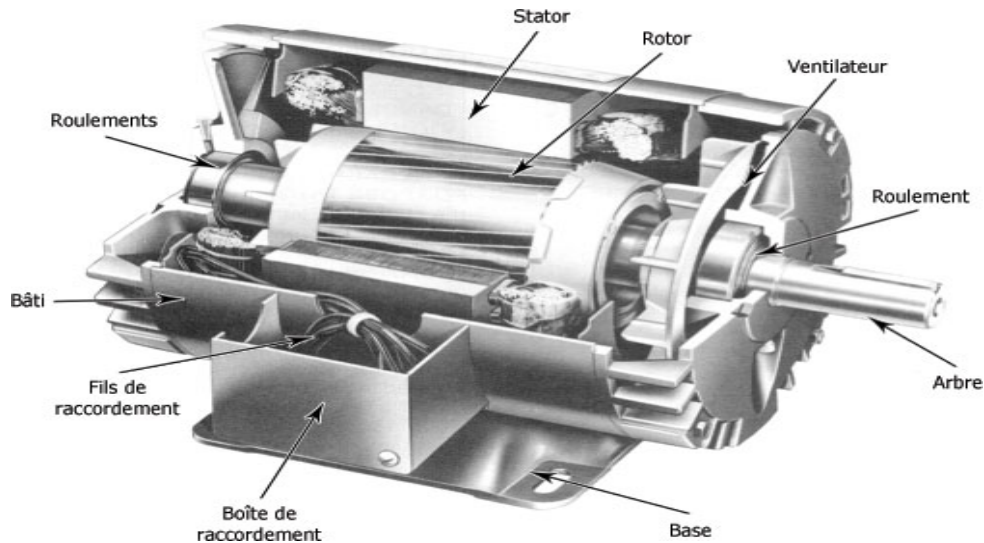


Figure (II.1) : Schéma représentant les différents éléments de la MAS.

II.3 : Modèle dynamique de la machine asynchrone

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

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

II.3.1 : Hypothèses simplificatrices

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

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

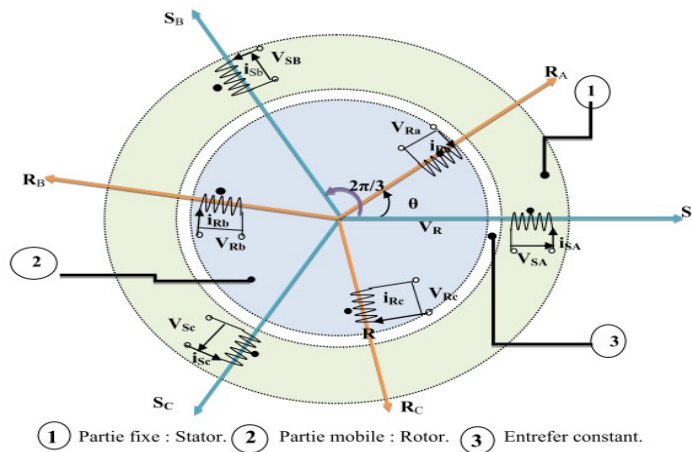
Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

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

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

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

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



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

II.3.2 : Equations des tensions et des flux

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

$$[V_S] = [R_S] \cdot [I_S] + \frac{d}{dt} [\Phi_S] \quad (II.1)$$

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

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

Où :

$$[V_S] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; [I_S] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; [\Phi_S] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix};$$

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

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

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

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

Où :

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

et :

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

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

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

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

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

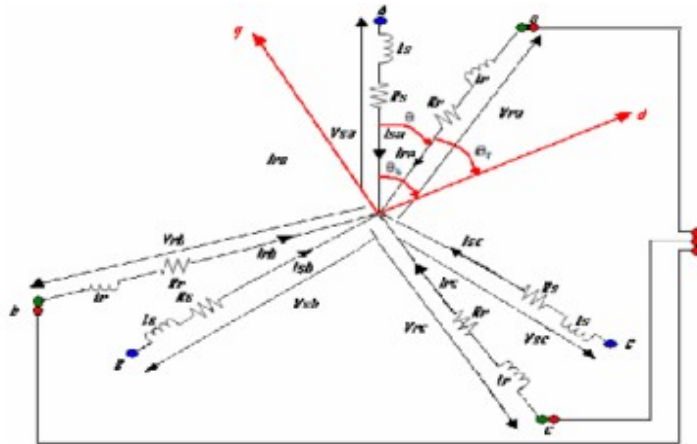
II.4 : Modèle de Park de la MAS

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour,

c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la Figure II.2 [32] :

$$\theta + \theta_r = \theta_s \tag{II.7}$$

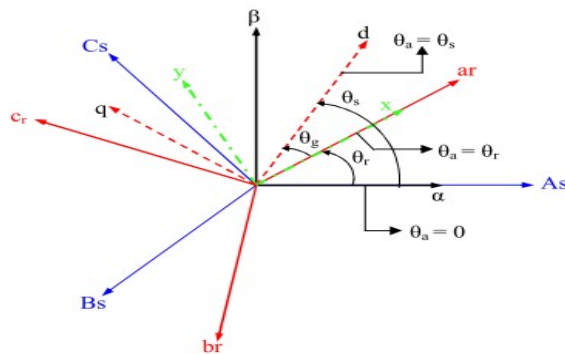


Figure(II.3) : Modèle de Park de la MAS.

II.4.1 : Transformation de Park

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

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



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

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [32] :

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

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

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

Dans notre cas, nous prendrons :

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

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

II.4.2 : Application aux équations des tensions

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

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

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

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

Or:

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

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

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

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

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

Ou encore :

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

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

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

II.4.3 : Application aux équations des flux

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

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

Soit:

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

Un calcul simple nous donne :

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

et:

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

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

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

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

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

L'expression (II-19) devient alors:

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

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

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

On aura :

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

II.4.4: Choix du référentiel

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

Equations des tensions :

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

Equations des flux:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [33]. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

II.5 : Expressions du couple électromagnétique

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

- 📌 Par un bilan de puissance instantanée.
- 📌 Par la méthode dite « des travaux virtuels » [34].

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

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

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

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

où:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

L'équation mécanique de la MAS est donnée par :

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

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

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

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

Où :

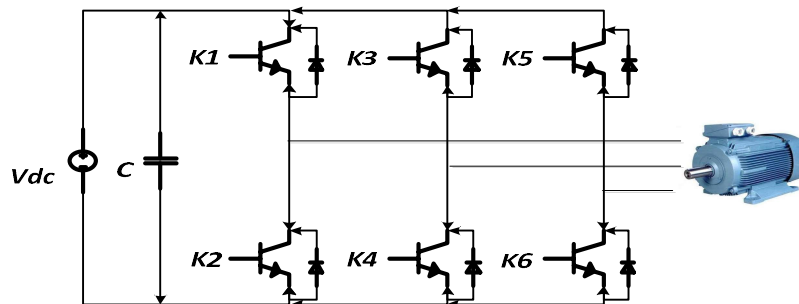
$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$ est le facteur de dispersion.

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

II.7 : Modélisation de l'alimentation d'une MAS

L'alimentation du MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et/ou d'un condensateur. Le premier étage, alimenté par un réseau triphasé, est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la MAS [35].

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



Figure(II.5):Schéma synoptique d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation.

II.7.1 : Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables. Il joue un rôle très important dans la commande des machines électrique, particulièrement la MAS. La figure I.4 illustre le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator d'une MAS [36].

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

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

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

- ✚ Le premier s'appuie sur l'utilisation directe de la cellule de base et consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion MLI.
- ✚ Le second revient à contrôler l'amplitude c'est le réglage par niveau [35].

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

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

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

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

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

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

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

Les tensions délivrées par l'onduleur deviennent :

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

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

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

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

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

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

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la MAS. La technique de la MLI permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe; en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de la fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La méthode de contrôle par M. L. I. à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit plus proche de la référence de tension sinusoïdale. La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à M. L. I. présente deux avantages importants [37] :

- 🔧 Repousser vers des fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension, ce qui facilite le filtrage.
- 🔧 Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la sortie.

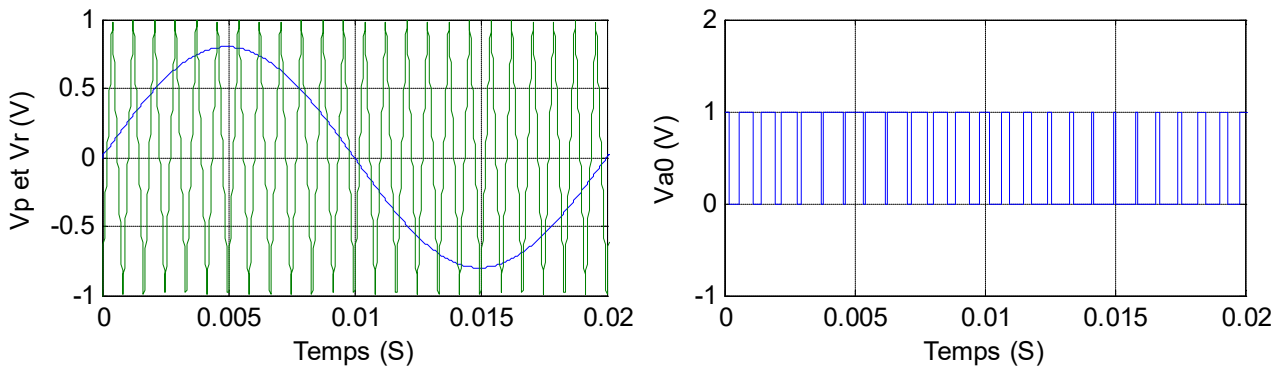
L'essor de la M. L. I. est lié au progrès des semi-conducteurs de puissance, l'augmentation du nombre de commutation entraînerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

Technique MLI Triangulo-sinusoidale

La MLI sert à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tensions, de manière à ce que, la fondamentale de la tension de sortie soit plus proche de la référence sinusoidale. Cette technique consiste à comparer deux signaux : l'un est un signal triangulaire, appelé « Porteuse » de fréquence f_p et d'amplitude V_p ; l'autre est un signal de référence (qui est l'image du signal de sortie qu'on veut obtenir), généralement sinusoidale de fréquence f_r et d'amplitude V_r [38].

Les points d'intersections entre la porteuse et la référence (modulante) définissent les instants d'allumage et d'extinction des interrupteurs, voir figure I.6 [39].

La MLI triangulo - sinusoidales est caractérisée par



Figure(II.6) :Principe de la technique triangulo - sinusoidale.

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

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

Ces tensions de référence sont définies comme suit :

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

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

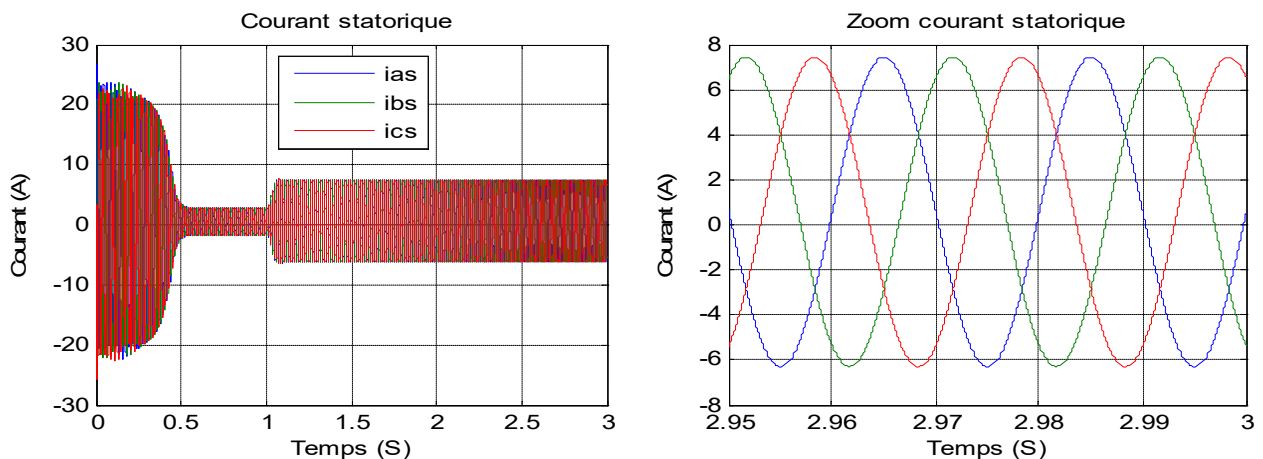
$$V_p(t) = \begin{cases} \frac{4V_{pm}}{T_p} t - V_{pm} & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4V_{pm}}{T_p} t + 3V_{pm} & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

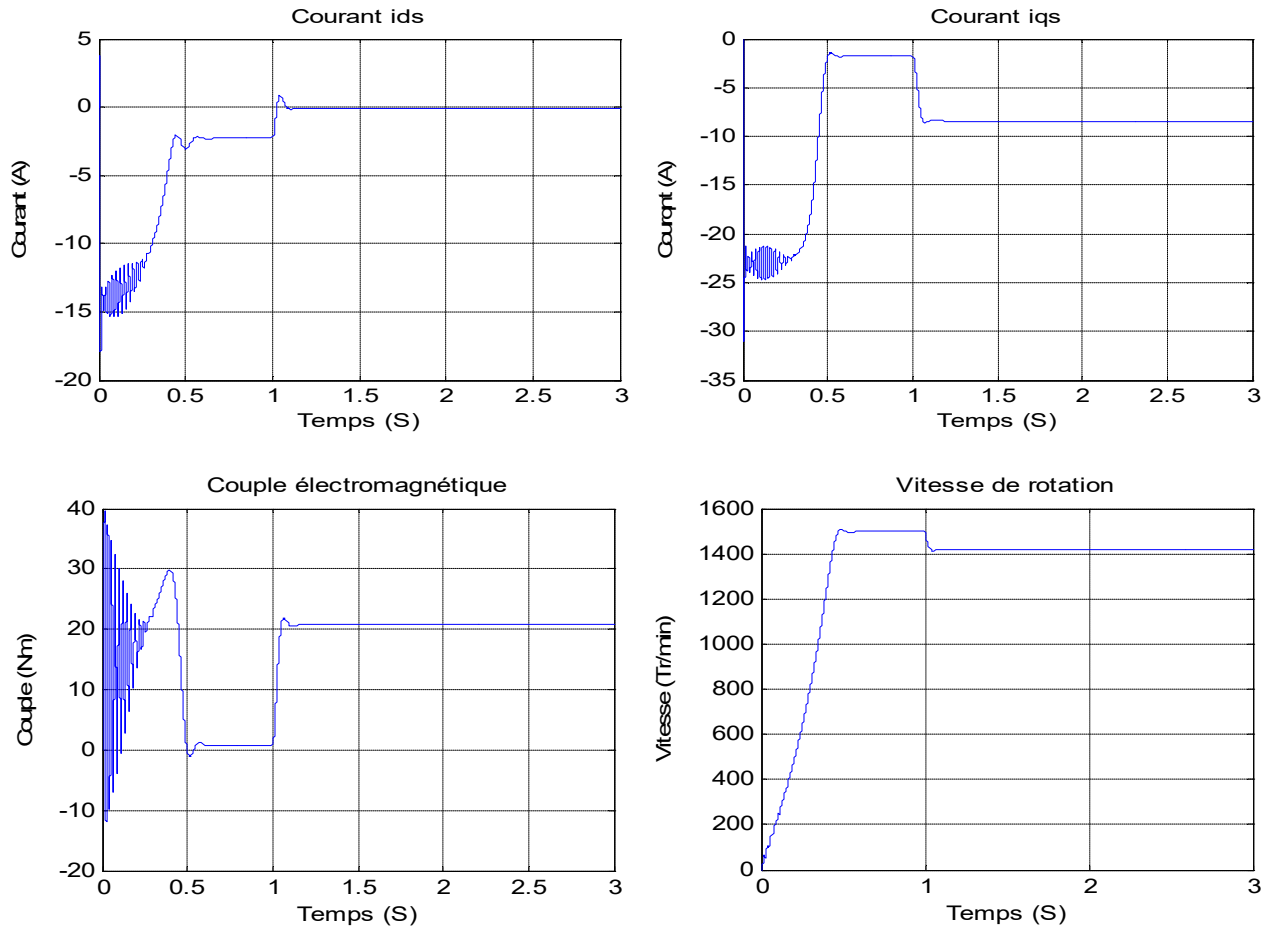
II.8 : Résultats de simulation

A. Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimentée par réseau triphasé

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

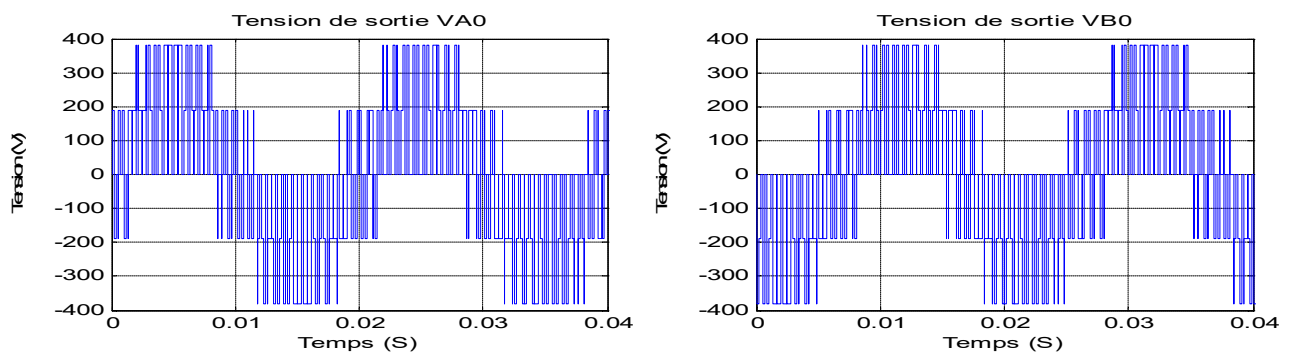
Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A. Les résultats de simulation sont représentés par la figure II.7.

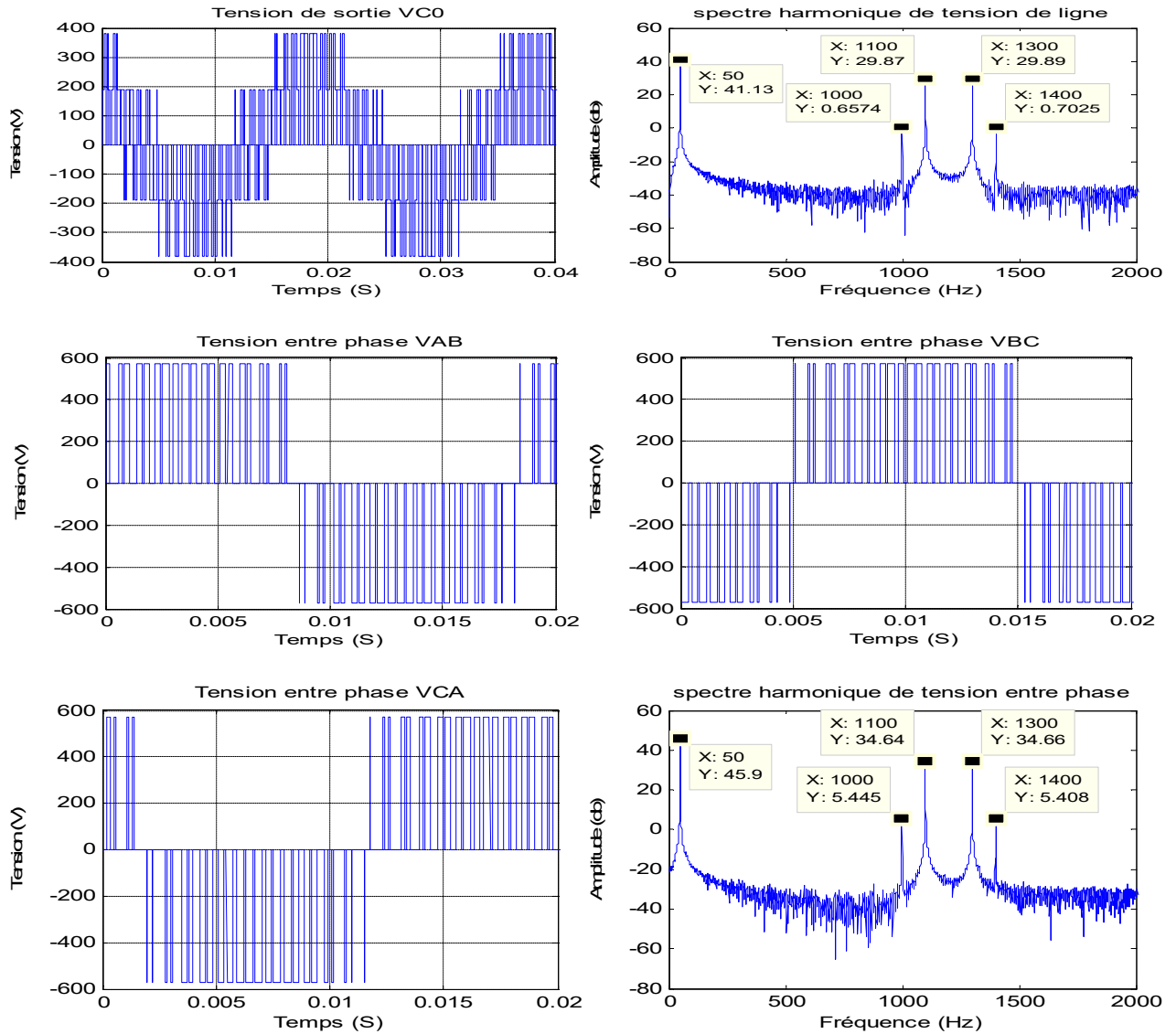




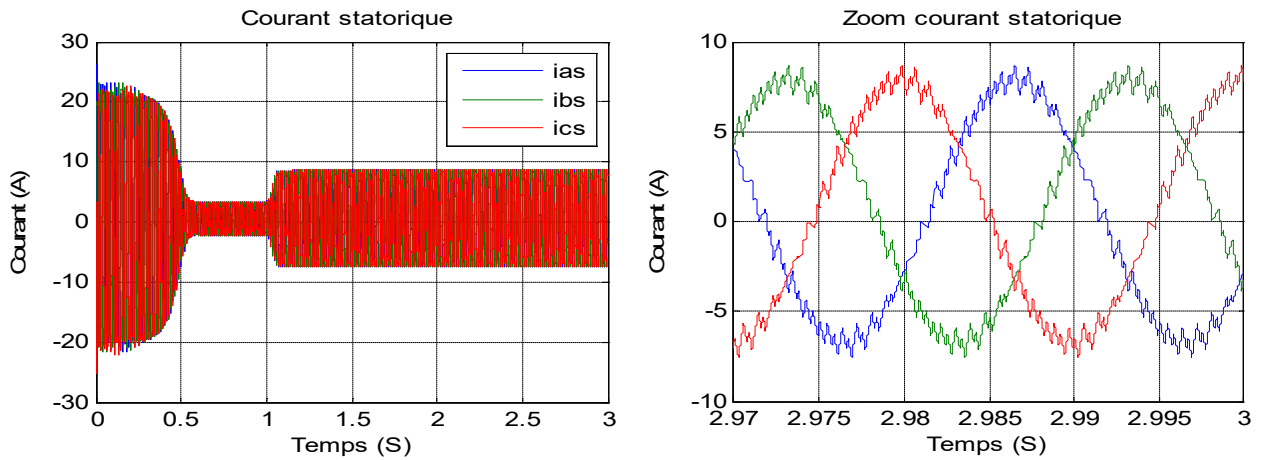
Figure(II.7) :Simulation d'un MAS alimentée par le réseau triphasé.

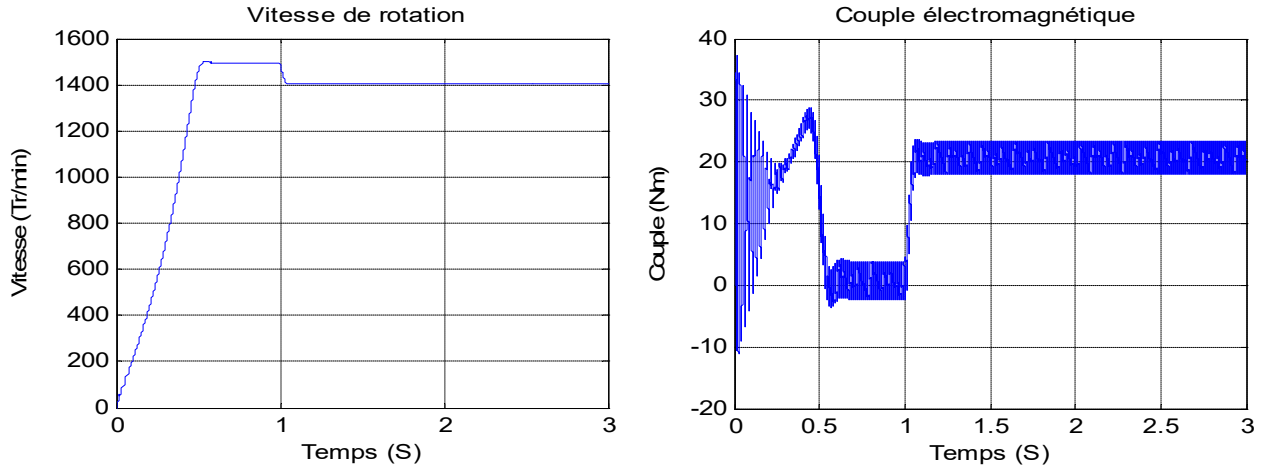
B. Résultats de simulation d'un ensemble MAS+onduleur avec technique sinus triangulaire





Figure(II.8) :Tensions de sortie de l'onduleur triphasé de tension.





Figure(II.9) : Courant statorique et la vitesse de rotation et couple de la MAS alimentée par l'onduleur deux niveaux sinus triangulaire pour ($m=24$, $r=0.8$).

II-9 : Interprétation des courbes

Pour la Figure (II-7)

Pour $0 < t < 1s$:

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

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

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

Pour $t > 1s$:

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

Pour la Figure (II-9)

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

II.10 : Conclusion

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

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

Chapitre III:

Commande Vectorielle Indirect d'un Moteur Asynchrone avec Onduleur sain

III.1. Introduction

La machine asynchrone associée à des convertisseurs statiques, est à l'heure actuelle, la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, ou de hautes performances en couple sont requises. Les avantages associés au fonctionnement à vitesse variable du moteur à induction ne peuvent être parfaitement réalisés que si une technique de contrôle approprié est appliquée. En effet, la première commande qui était introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications à vitesses variables [40].

Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles, tel que la commande vectorielle. La commande vectorielle est un terme générique désignant l'ensemble des commandes tenant compte en temps réel des équations du système commandé. Cette appellation vient du fait que les relations finales sont vectorielles à la différence des commandes scalaires. Les relations ainsi obtenues sont plus complexes que celles des commandes scalaires, mais en contrepartie elles permettent d'obtenir de meilleures performances en régime transitoire [41].

L'algorithme référence de commande de la machine asynchrone est la commande à flux orienté (Field Oriented Control : FOC) mise au point par Blaschke en 1972. Cette méthode a marqué un pas décisif dans la façon de concevoir la commande des machines à courant alternatif. A partir du constat que la machine à courant continu était commandée via un "*découplage naturel*", l'idée fondamentale de Blaschke fut de mettre au point une commande permettant de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, ceci permet de commander le flux de la machine avec un courant i_{sd} qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant

continu. A condition de travailler à flux constant, un courant orthogonal i_{sq} permet de contrôler le couple électromagnétique, correspondant au courant induit de la machine à courant continu. Deux types de commandes vectorielles sont possibles : d'une part la commande vectorielle directe ou l'on estime la norme et la position du flux rotorique et d'autre part la commande vectorielle indirecte qui estime uniquement la position du flux rotorique [42].

Le problème s'énonce ainsi : quelle tension triphasée statorique $v_{a,b,c}$ faut-il imposer, à l'aide de l'onduleur, pour que le module du flux rotorique soit régulé à une valeur constante $\varphi_{réf}$ et pour que le couple C soit asservi à une valeur imposée $C_{réf}$ (valeur supposée définie par une commande de niveau supérieur, par exemple un régulateur de vitesse) [43].

Le but de ce chapitre, porte l'objectif d'élaborer un modèle simple par la transformée de Park et qui nous permet aussi d'établir un modèle associé au premier, qui est le modèle de la commande vectorielle par l'orientation de flux rotorique on va analyser dans la première partie de ce chapitre la robustesse des régulateurs PI introduit dans la commande CV-OFr (commande vectorielle par orientation de flux rotorique) vis-à-vis des contraintes qui seront définies par la suite et validée les résultats par simulation.

III.2. Commande vectorielle indirect d'un moteur asynchrone avec un onduleur sain [44]

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la MAS comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe (d, q) que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux:

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

➤ **Pour le stator :**

$$\begin{cases} V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sd} \\ V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

➤ *Pour le rotor:*

$$T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{sd} \quad (\text{III.3})$$

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{M I_{sq}}{T_r \varphi_r} \quad (\text{III.4})$$

Le couple électromagnétique se réduira à :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{sq} \quad (\text{III.5})$$

III.3. Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle indirecte [45]

Les différents régulateurs utilisés dans la boucle de régulation sont de type PI (proportionnel intégral) ayant la fonction de transfert suivante :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.6})$$

Si :

K_p : Le gain d'action proportionnelle.

K_i : Le gain de l'action intégrale.

III.3.1. Boucle d'asservissement de flux

La valeur de flux rotorique est alors estimée à partir de l'équation suivante :

$$\varphi_r^* = \frac{M}{1+s.T_r} i_{sd} \quad (\text{III.7})$$

Le but de régulation de flux est de le maintenir constant autour d'un point de fonctionnement.

Avec un correcteur proportionnel intégral :

$$C_\varphi(s) = K_{pl} + \frac{K_{i1}}{s} \quad (\text{III.8})$$

Le découplage permet d'écrire :

$$\varphi_r = \frac{M}{\sigma L_s L_r (s+\xi)(s+\frac{1}{T_r})} U_{sd} \quad (\text{III.9})$$

Nous souhaitons obtenir une réponse analogue à un système d'ordre 2 pour l'asservissement du flux en boucle fermée. il est possible de compenser le pole lent par le numérateur de la fonction de transfert du PI. L'étude de la boucle ouverte donne la fonction de transfert suivant :

$$BO_\varphi = K_{pl} \cdot \frac{K_i}{s.(s+\xi)} \quad (\text{III.10})$$

Avec : $K_i = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$BF_\varphi = \frac{K_{pl} K_i}{s^2 + 2 s \xi + K_{pl} K_i} \quad (\text{III.11})$$

Par identification avec la forme canonique d'un système d'ordre 2 on peut finalement écrire les coefficients du correcteur $C_\varphi(s)$ en fonction des paramètres du moteur tels que :

$$\begin{cases} K_{pl} = \frac{\xi^2}{K_{i2} \xi_1} \\ K_{il} = \frac{1}{T_r K_{pl}} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Si : ξ_1 : le coefficient d'amortissement, choisi égal 0.707 pour avoir des performances satisfaisantes.

III.3.2. Boucle d'asservissement du couple

Sachant que le correcteur PI s'écrit :

$$C_{Ce}(s) = K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} \quad (\text{III.13})$$

Et l'expression du couple électromagnétique en fonction de la tension V_{sq} , s'exprime :

$$C_e = \frac{p M \varphi_r}{\sigma L_s L_r (s+\xi)} V_{sq} \quad (\text{III.14})$$

La fonction de transfert en boucle ouvert entre le couple référence et le couple électromagnétique sera :

$$BO_{ce} = \frac{K_{p2}K_2}{s} \quad (III.15)$$

$$\text{Avec : } K_2 = \frac{p M \varphi_r}{\sigma L_s L_r}$$

La fonction de transfert en boucle fermée donne :

$$BF_{Ce} = K_{p2} \frac{K_2}{s + K_{p2}K_2} \quad (III.16)$$

Par identification avec la forme canonique d'un système d'ordre 1 on peut finalement écrire les coefficients du correcteur C_e en fonction des paramètres du moteur tel que :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{\sigma L_s L_r}{p M \varphi_r T_2} \\ K_{i2} = \xi K_{p2} \end{cases} \quad (III.17)$$

Avec $t_r=2. T_2$ le temps de réponse à 5 % de la valeur finale du couple.

III.3.3. Boucle d'asservissement de vitesse

La fonction de transfert entre les deux entrées Ω et C_r vers la sortie Ω sera :

$$\Omega = \frac{K_{p3} s + K_{i3}}{J s^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}} - \frac{s}{J s^2 + (K_{p3} + s).f + K_{i3}} C_r \quad (III.18)$$

Le régulateur de vitesse s'écrit sous la forme :

$$C_\Omega(s) = K_{p3} + \frac{K_{i3}}{s} \quad (III.19)$$

Fonction de transfert (III.18) possède une dynamique d'un système d'ordre 2, par identification, on peut déterminer les paramètres du $C_\Omega(s)$ tel que :

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{2 \xi_3 K_{i3}}{\omega_{n3}} - f \\ K_{i3} = J \cdot \omega_{n3} \end{cases} \quad (III.20)$$

Avec $t_r = \frac{3}{\xi_3 \omega_n}$ le temps de réponse à 5% de la valeur finale de la vitesse.

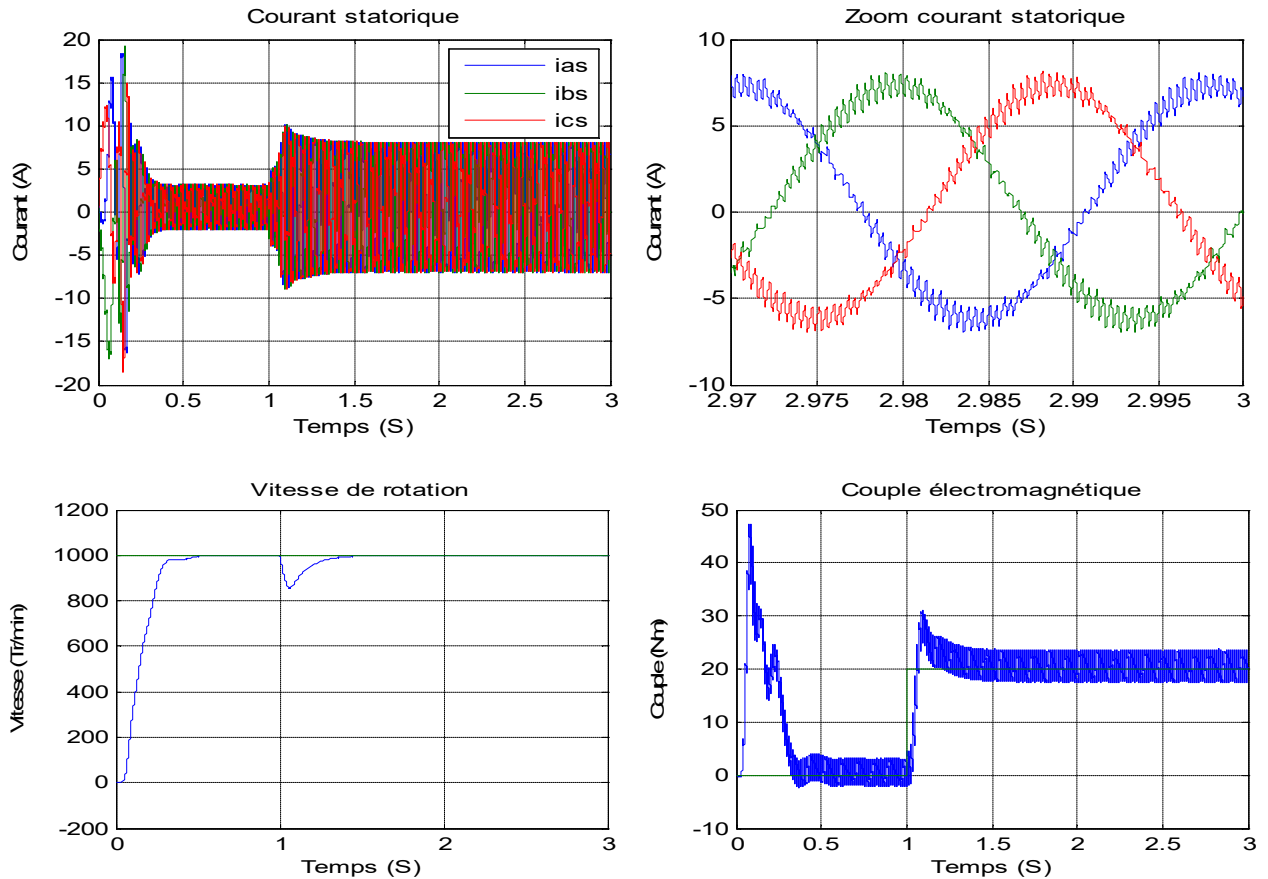


Figure (III.2) : Réponse de la commande vectorielle de la MAS avec onduleur sain.

La figure III.2 montre le comportement de la MAS pour une consigne de vitesse lors d'un démarrage en charge. On remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne sans aucun dépassement qui est atteint très rapidement. On remarque aussi des petites oscillations du couple instantané lors du démarrage mais pour une très courte durée. Il est clair que les performances de la boucle de régulation de la vitesse sont satisfaisantes dont le temps de montée est acceptable est même le rejet de la perturbation est assuré.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, porte l'objectif d'élaborer un modèle simple par la transformée de Park et qui nous permet aussi d'établir un modèle associé au premier, qui est le modèle de la commande vectorielle par l'orientation de flux rotorique on va analyser dans le premier partie de ce chapitre la robustesse des régulateurs PI introduit dans la commande CV-OFR (commande vectorielle par orientation de flux rotorique) vis-à-vis des contraintes qui seront définies par la suite et validée les résultat par simulation.

Chapitre IV:

Commande Vectorielle Indirect d'un Moteur Asynchrone avec Onduleur Sous Défaut

IV.1. Introduction

Dans les applications industrielles actuelles, les machines électriques sont rarement alimentées directement par le réseau électrique parce que ce dernier ne permet pas d'effectuer la variation de vitesse; elles sont plutôt connectées à un convertisseur statique généralement un onduleur lorsque associé à une MAS, on parle alors d'entraînements électriques.

Dans ce cadre d'étude, les convertisseurs statiques sont majoritairement présents dans les systèmes d'entraînement électrique à vitesse variable. Les données concernant la fiabilité; issues de la littérature; justifient le périmètre envisagé pour la mise en œuvre de la tolérance de défaut ou de panne.

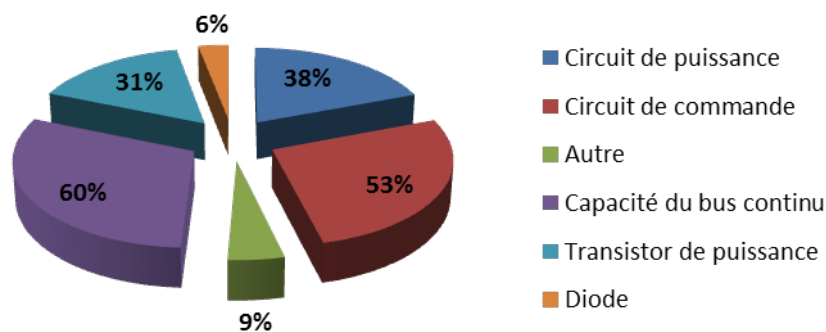


Figure (IV.1) : Distribution des défauts en % dans un convertisseur statique.

La plupart des applications comportent un redresseur passif, de type pont de diodes triphasé ou monophasé figure (IV.2), qui a certainement une fiabilité élevée par rapport à celle

de l'onduleur. Ainsi ce dernier constitue le sous-système le plus sensible du point de vue fiabilité et il est donc celui auquel la tolérance aux pannes est la plus profitable.

Dans ces contextes, la continuité de service concernant notamment les domaines de l'avionique, de la propulsion navale, de la traction électrique et de l'aérospatial, l'inexistence de continuité de fonctionnement post-défaut pourrait aller jusqu'à coûter des vies humaines. Les chercheurs ont donc été amenés à suggérer des structures permettant de surmonter les pannes et donc de pallier à ce genre de problèmes.

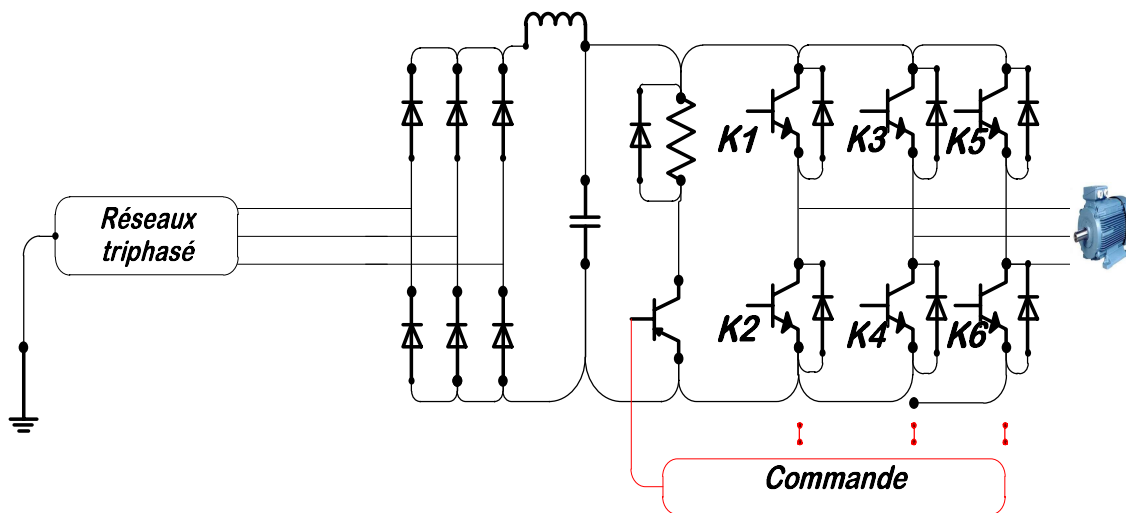


Figure (IV.2) : Schéma synoptique d'une topologie classique d'un ensemble onduleur-MAS.

La tolérance de panne est définie par la capacité à maintenir la fonctionnalité initiale avec un niveau de performance acceptable après avoir un ou plusieurs défauts, au moyen d'une reconfiguration de la structure de la commande et/ou du convertisseur [46].

IV.2. Différents défauts dans un convertisseur statique


Un défaut (ou une imperfection) est caractérisé par une altération du fonctionnement partielle ou global, temporaire ou permanent, pouvant être réparable ou corrigé tant que l'intégrité des composants n'en est pas affectée. Au sein de l'onduleur, les défauts les plus communs et les plus critiques concernent majoritairement la commande des transistors. A l'inverse, une défaillance traduit la perte irréversible du fonctionnement d'un composant qui peut résulter d'une dégradation causée par une contrainte électrique, thermique ou mécanique trop forte. Son origine peut être interne et liée au fonctionnement même, ou externe et liée à l'environnement

ou à un usage hors spécification [47]. En particulier, un défaut de commande répété peut induire la défaillance d'un transistor.

Le mode de défaillance peut être un état de faible impédance de la puce, à cause par exemple d'un dépassement de l'aire de sécurité du composant, d'une rupture diélectrique, du rayonnement cosmique, de l'électro-migration ou sous l'effet du cyclage thermique. Dans un second mode de défaillance, la puce peut se trouver dans un état de haute impédance, en particulier dans le cas d'un défaut du driver, de connectique ou d'une défaillance de grille. Un arbre de défaillance issue de l'analyse de défaillance de leurs effets et de leur criticité établie par [48], synthétise les modes de défaillance d'une cellule de commutation à IGBT figure (IV.3).

Les chaînes d'entraînement électriques sont très sensibles à la défaillance du convertisseur statique car elle diminue les performances du système. De plus, si le défaut n'est pas détecté rapidement et puis compensé, il peut conduire à la destruction du convertisseur statique et tous les composants de la chaîne. Pour réduire ces risques, une procédure de détection et d'isolation de défaut doit être mise en œuvre rapidement.

La figure (IV.4) suivante, résume les différents types de défauts qui peuvent se produire dans le convertisseur statique (la partie de l'électronique de puissance).

 Les défauts sont donnés comme suit :

- F1: Court-circuit du bus continu.
- F2 : Court-circuit du bus continu avec la masse.
- F3 : Circuit ouvert d'un IGBT.
- F4: Court circuit d'un IGBT.
- F5: Court-circuit entre deux phases de la MAS.
- F6: Court-circuit entre une phase de la MAS et la masse.

Dans l'onduleur, les défauts les plus communs et les plus critiques concernent majoritairement les transistors de puissance d'après la figure (IV.1) (les IGBT dans notre travail). Les défauts des semi-conducteurs IGBT de l'onduleur sont de 31%. Ce pourcentage peut être plus grand si on tient compte des défauts du circuit de commande.

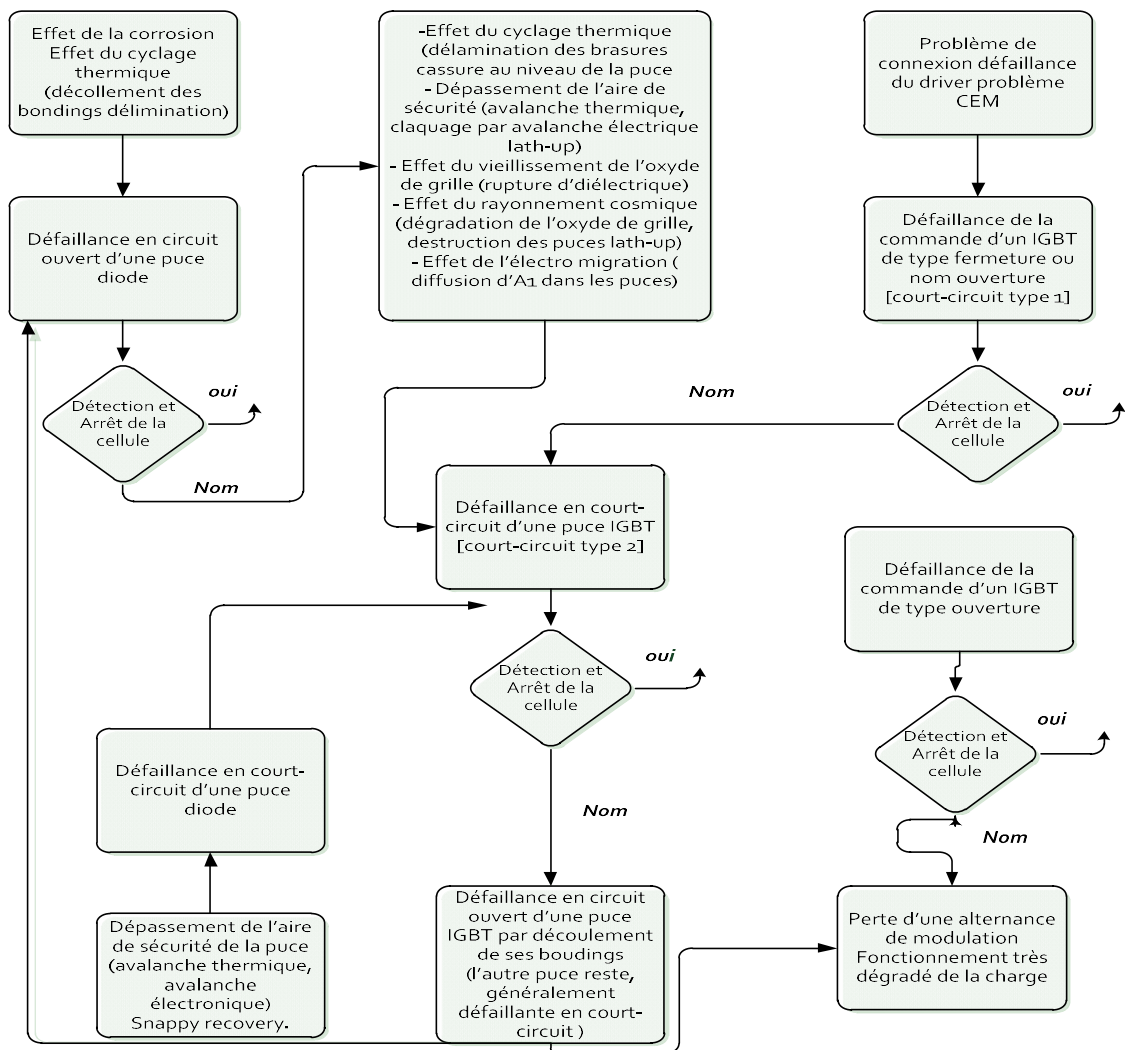


Figure (IV.3): Arbre de défaillance d'une cellule de commutation à base d'IGBT [49].

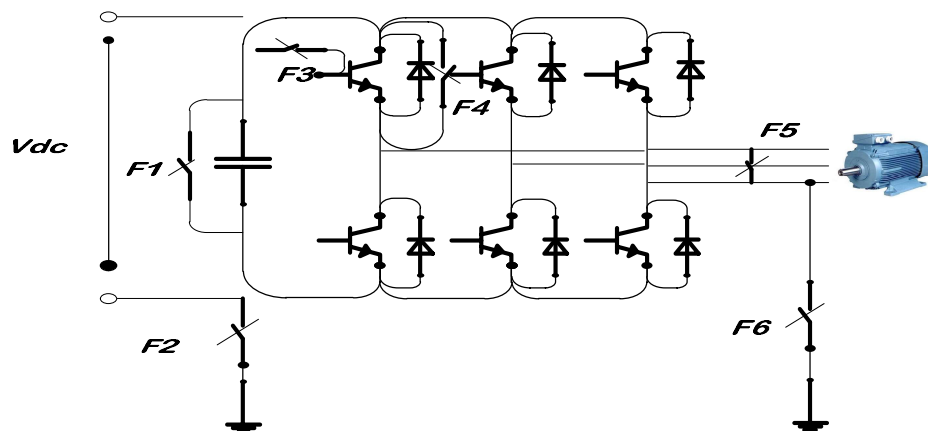


Figure (IV.4): Schéma synoptique des différents types de défaut dans le convertisseur statique.

Dans notre travail le défaut, étudier le défaut circuit-ouvert d'un IGBT (Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor).

IV.3. Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor

Le maintien à l'état ouvert d'un transistor, dû par exemple à une défaillance de grille, entraîne une perte de réversibilité en courant de l'interrupteur et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdal. Ainsi, dans le cas où le transistor supérieur d'une cellule reste ouvert et que le courant dans la phase correspondante est positif, la phase de la machine reste connectée au potentiel négatif du bus par la diode du bas. La distorsion importante des courants se traduit par une puissante fluctuation significative et elle implique, pour une même puissance mécanique fournie, une augmentation du courant efficace par rapport au régime normal puisque les harmoniques résultants ne génèrent que des pertes [50, 51].

IV.4. Topologies tolérantes aux défauts de l'onduleur-MAS

Dans cette section, nous présentons d'abord les résultats de simulation de la commande de la MAS alimentée par un onduleur de tension à trois bras dans deux modes : le mode biphasé en présence d'un défaut de circuit-ouvert d'un IGBT de l'onduleur et le mode de reconfiguration par la technique de bras secours (cas onduleur à quatre bras).

IV.4.1. Stratégie de commande en présence du défaut d'un IGBT (commande biphasé à couple maximum)

Ce type de commande consiste à commander les deux phases saines après la déconnexion de la phase défaillante. L'isolation du défaut est effectuée par l'interrupteur d'isolement à l'instant de l'annulation du courant de la phase défaillante. Les courants dans les deux phases saines doivent avoir la même amplitude, mais les phases doivent être en oppositions (c.à.d. déphasée de 180° l'une par rapport à l'autre). Les références de ces courants peuvent être données par [52]:

$$\begin{cases} I_a^* = 0 \\ I_b^* = -I^* \sin(\varphi) \\ I_c^* = I^* \sin(\varphi) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

L'expression du couple dans une MAS triphasé est donnée comme suit:

$$C_{em3p} = -\frac{9}{4} I_s I_r L_a \sin(-\alpha + \beta + \gamma) \quad (IV.2)$$

Le couple dans le cas biphasé s'exprime par la relation:

$$C_{em2p} = -\frac{6}{4} I_s I_r L_a \sin(-\alpha + \beta + \gamma) \quad (IV.3)$$

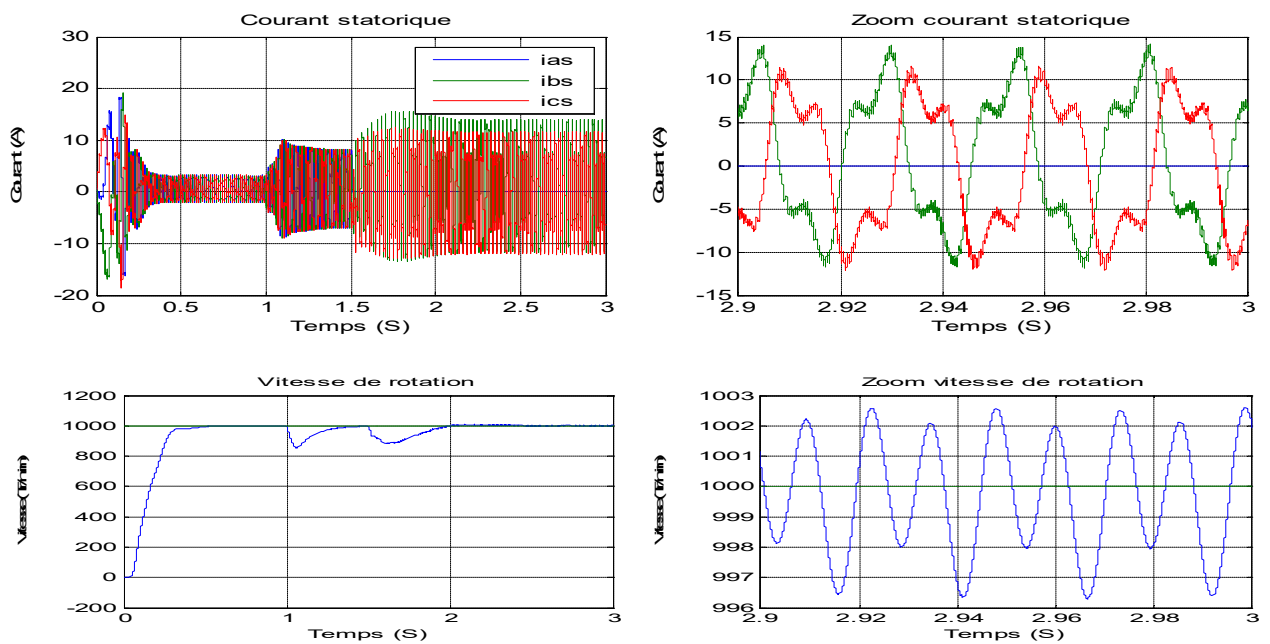
Le rapport entre le couple à l'état sain et en défaut s'exprime par le rapport:

$$\frac{C_{em2p}}{C_{em3p}} \approx 0.666$$

Le symbole * dans les équations ci-dessus est utilisé pour désigner une valeur de référence.

A amplitude fixe des courants de phase, le couple en mode dégradé est donc logiquement plus faible que le couple du moteur en mode sain.

Les résultats de simulation en mode biphasé de la MAS sont donnés dans la figure (IV.5). La commande vectorielle est testée avec une vitesse de référence de 1000 Tr/min et un couple de charge de 20 N.m appliqué après une seconde (1s).



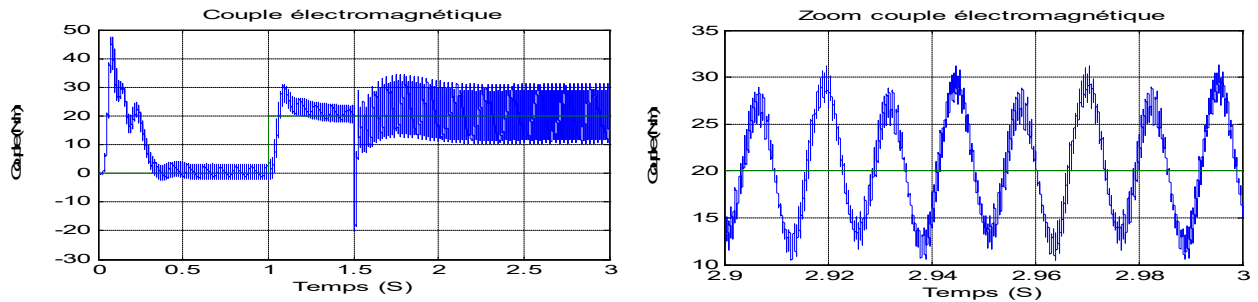


Figure (IV.5) : Réponse de la commande vectorielle de la MAS à l'état biphasé.

La figure (IV.5), illustre l'augmentation des amplitudes des courants pour ce type de fonctionnement en mode biphasé. Ce mode de fonctionnement engendre des ondulations onéreuses sur le couple électromagnétique. Les pertes joules statoriques sont aussi importantes, ce qui est néfaste sur la MAS. Les performances de l'ensemble onduleur-MAS dans ce type de topologie; dont le neutre est isolé; sont diminuées, ce que implique qu'on ne peut pas assurer une continuité de fonctionnement avec cette stratégie de commande.

Pour permettre une marche en mode dégradé sur deux phases d'une MAS, il faut d'une part adapter l'architecture de puissance et d'autre part développer une stratégie de commande permettant de maintenir un couple maximum et de minimiser ses oscillations dues à la phase manquante. Pour cela, il faut adapter de nouvelles stratégies de commande avec une topologie tolérante au défaut afin d'assurer la continuité de service avec des performances acceptables en mode dégradé. Par la suite un fonctionnement avec un onduleur à quatre bras sera utilisé comme une topologie à tolérance de défaut.

IV.5. Commande de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à quatre bras (cas du bras de secours relié à la phase défaillante)

IV.5.1. Détection et localisation du défaut circuit-ouvert d'un IGBT

Méthode basée sur la trajectoire de Park

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

Dans le régime sinusoïdal triphasé équilibré, les courants de phase peuvent s'écrire comme :

$$\begin{cases} i_{as} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{bs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) \\ i_{cs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

Si on applique la transformation de Park, l'équation (IV.4) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_a - i_b - i_c) \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

1^{ère} cas : On applique un défaut circuit-ouvert d'un IGBT, K_1 , c'est-à-dire le courant dans la phase A est égale à zéro. L'équation (IV.4) devient :

$$\begin{cases} i_{as} = 0 \\ i_{bs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) \\ i_{cs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

Si on applique la transformation de Park, l'équation (IV.6) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_b - i_c) \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

2^{ème} cas : On applique un défaut circuit-ouvert d'un IGBT, K_3 , c'est-à-dire le courant dans la phase B est égale à zéro. L'équation (IV.4) devient :

$$\begin{cases} i_{as} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{bs} = 0 \\ i_{cs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Si on applique la transformation de Park, l'équation (IV.8) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_a - i_c) \end{cases} \quad (IV.9)$$

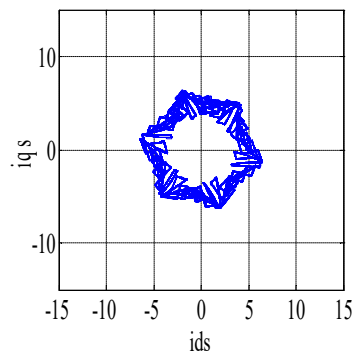
3^{ème} cas : On applique un défaut circuit-ouvert d'un IGBT, K_5 , c'est-à-dire le courant dans la phase C est égale à zéro. L'équation (IV.4) devient :

$$\begin{cases} i_{as} = i\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{bs} = i\sqrt{2} \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi) \\ i_{cs} = 0 \end{cases} \quad (IV.10)$$

Si on applique la transformation de Park, l'équation (IV.10) devient :

$$\begin{cases} i_{ds} = 2/3 i_a - 1/3 i_b - 1/3 i_c \\ i_{qs} = 1/\sqrt{3} (i_a - i_b) \end{cases} \quad (IV.11)$$

La figure (IV.6) présente les résultats de simulation des trajectoires du courant statorique triphasé dans les cas sain et défaillant (défaut circuit-ouvert) de $(K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6)$.



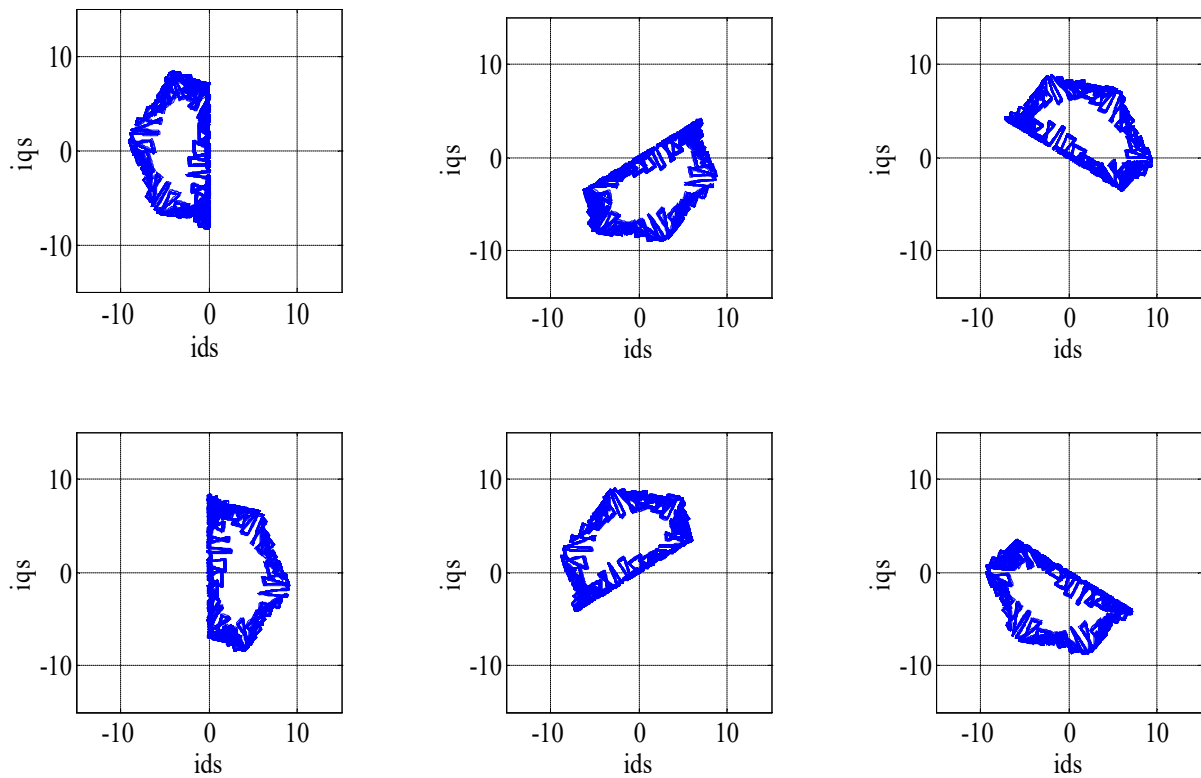


Figure (IV.6) : Trajectoires de l'état sain et l'état de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.

Selon la figure (IV.6), ces trajectoires sont utilisées pour identifier le bras et l'IGBT défaillant. Comme mentionné ci-dessus, l'extraction des informations de l'angle de défaut circuit-ouvert de chaque bras et de chaque IGBT ; pour la détection et localisation du défaut en se servant du calcul de l'angle θ ; est exprimée par l'équation suivante [53] :

$$\theta = \pm \arctan\left(\frac{i_q}{i_d}\right) \quad (IV.12)$$

La figure (IV.7) présente les résultats de simulation de angles θ du défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.

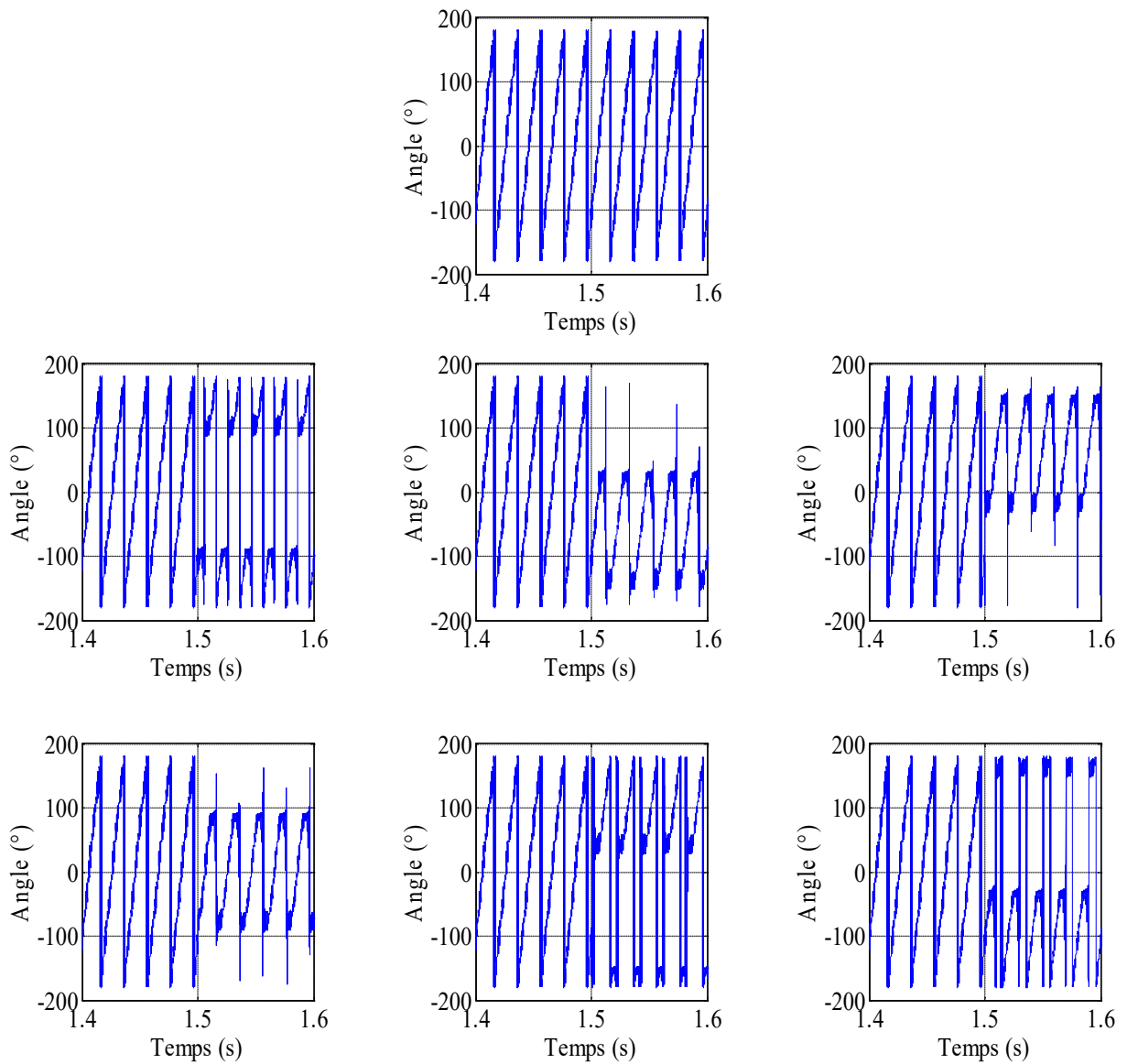


Figure (IV.7) : Angle θ de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.

Pour calculer les intervalles des angles de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT, on utilise les équations suivantes :

$$\theta = [\theta_{min}, \theta_{max}] \quad (IV.13)$$

$$\theta_{min} = \tan^{-1}(i_{qmoy} / i_{dmoy}) \quad (IV.14)$$

$$\begin{cases} i_{dmoy} = \sum_{i=1}^N i_d / long(i_d) \\ i_{qmoy} = \sum_{i=1}^N i_q / long(i_q) \end{cases} \quad (IV.15)$$

$$\theta_{max} = 360^\circ - \theta_{min} \quad (IV.16)$$

Selon la figure (IV.7), on peut calculer les intervalles des angles de défaut. Le tableau (IV.1) présente ainsi les intervalles de ces angles :

| IGBT | Défaut circuit-ouvert d'un bras | | Défaut circuit-ouvert d'un IGBT | | |
|----------------------|---------------------------------|--------------|---------------------------------|----------------|--------------|
| | α | | θ_{min} | θ_{max} | θ |
| Etat sain | [0°, 360°] | | 0° | 360°-0° | [0°, 360°] |
| Circuit-ouvert K_1 | Bras A | [-90°, 90°] | 150° | 360°-150° | [150°, 210°] |
| Circuit-ouvert K_2 | | | 330° | 360°-330° | [330°, 30°] |
| Circuit-ouvert K_3 | Bras B | [-150°, 30°] | 270° | 360°-270° | [270°, 330°] |
| Circuit-ouvert K_4 | | | 90° | 360°-90° | [90°, 150°] |
| Circuit-ouvert K_5 | Bras C | [-30°, 150°] | 30° | 360°-30° | [30°, 90°] |
| Circuit-ouvert K_6 | | | 210° | 360°-210° | [210°, 270°] |

Tableau (IV.1) : Intervalle des angles de défaut circuit-ouvert des bras et des IGBT.

IV.5.2. Méthode basée sur la trajectoire de Park améliorée par les coordonnées polaires

Cette méthode est basée sur le calcul du centre de la trajectoire pour trouver le vecteur de courant du défaut du circuit-ouvert. Pour calculer l'angle de ce vecteur (l'angle exacte du défaut circuit-ouvert), on utilise le modèle mathématique suivant :

$$\theta_{ico} = \sum_{i=0}^N \frac{\pi r^2 \rho}{360} \quad (IV.17)$$

Le rayon de cette trajectoire peut être calculé à partir de l'équation suivante :

$$r = \sqrt{(i_d^2) + (i_q^2)} \quad (III.18)$$

$$\rho = \rho_{max} - \rho_{min} \quad (III.19)$$

Les courants dans le plan (d-q) au centre de la trajectoire i_{dc} et i_{qc} peuvent être calculés en utilisant le maximum et le minimum du vecteur de courant comme suit :

$$\begin{cases} i_{dc} = 1/2 (i_{dmax} + i_{dmin}) \\ i_{qc} = 1/2 (i_{qmax} + i_{qmin}) \end{cases} \quad (IV.20)$$

Pour le cas d'un IGBT défectueux, le vecteur de courant est donné par l'équation suivante :

$$i_{co} = i_{dc} + j i_{qc} \quad (IV.21)$$

À partir de ce calcul, on peut détecter et localiser le défaut circuit-ouvert de chacun des IGBT. Le tableau (IV.2) ci-dessous résume le calcul du module et de l'angle exact du vecteur de circuit-ouvert de chaque IGBT.

| IGBT | ρ_{min} | ρ_{max} | θ_{min} | θ_{max} | i_{co} |
|-------|--------------|--------------|----------------|----------------|---------------|
| K_1 | 2.292 | 9.423 | 150^0 | 210^0 | $4.65L180^0$ |
| K_2 | 14.835 | 0.456 | 330^0 | 30^0 | $4.65L360^0$ |
| K_3 | 5.103 | 9.657 | 270^0 | 330^0 | $3.508L300^0$ |
| K_4 | 2.643 | 2.841 | 90^0 | 150^0 | $3.508L120^0$ |
| K_5 | 1.740 | 1.231 | 30^0 | 90^0 | $3.739L60^0$ |
| K_6 | 2.872 | 15.623 | 210^0 | 270^0 | $3.739L240^0$ |

Tableau (IV.2) : Vecteur de courant et de l'angle exact $\theta_{i_{co}}$ du défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.

La figure (III.5) présente les résultats de simulation des vecteurs du courant de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.

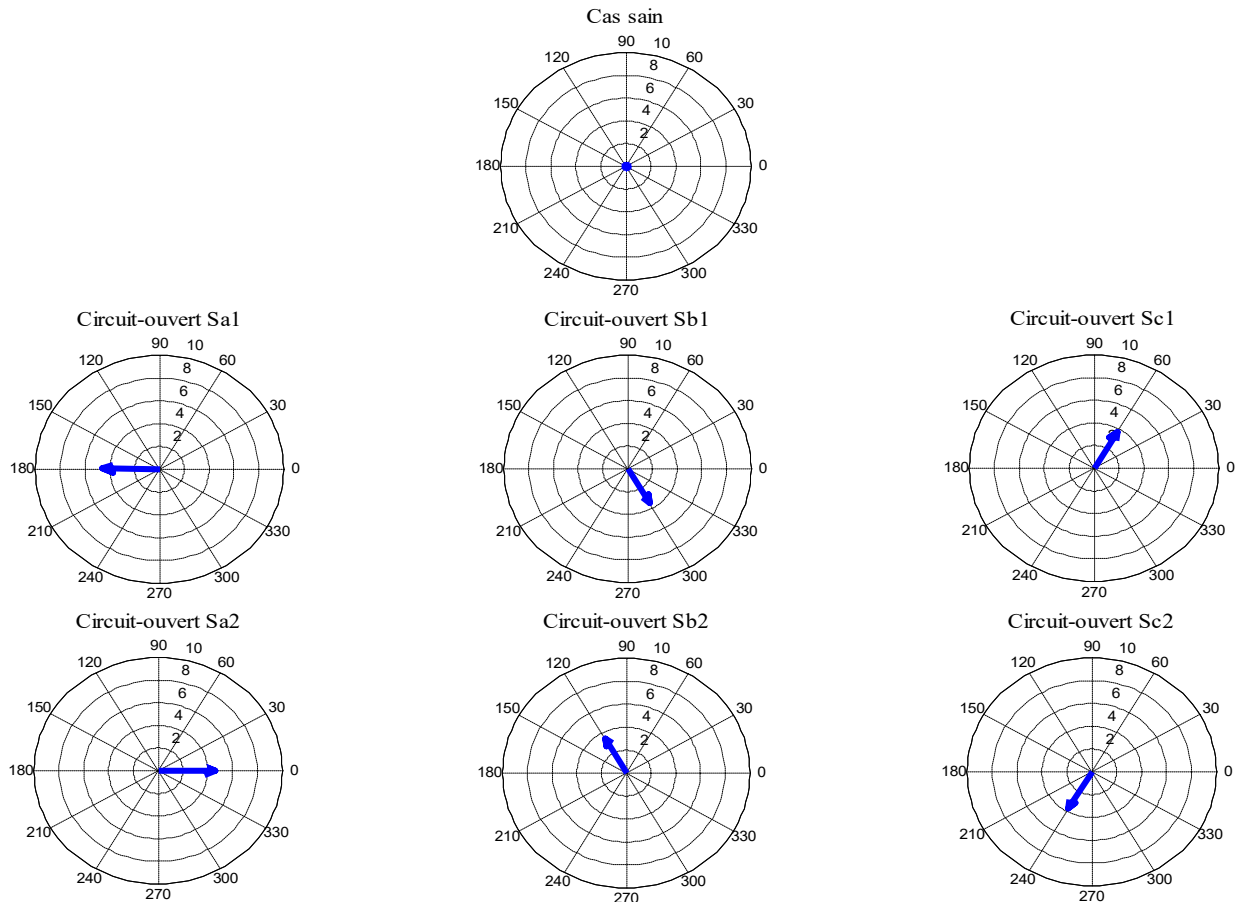


Figure (IV.8) : Vecteur de courant de défaut circuit-ouvert de chaque IGBT.

Un avantage significatif de l'emploi des coordonnées polaires est qu'il permet de produire la valeur exacte de l'angle pour la détection de défaut d'IGBT tandis que les autres techniques donnent plutôt un intervalle d'angles.

Pour permettre une marche en mode dégradé sur deux phases d'une MAS, il faut d'une part adapter l'architecture de puissance et d'autre part développer une stratégie de commande permettant de maintenir un couple maximum et de minimiser ses oscillations dues à la phase manquante. Pour cela, il faut adapter de nouvelles stratégies de commande avec une topologie tolérante au défaut afin d'assurer la continuité de service avec des performances acceptables en mode dégradé. Par la suite un fonctionnement avec un onduleur à quatre bras sera utilisé comme une topologie à tolérance de défaut.

IV.6. Commande de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à quatre bras (cas du bras de secours relié à la phase défailante)

A l'état sain, le bras de secours est passif. Tous les interrupteurs d'isolement sont fermés. Par contre, les interrupteurs de connexion sont ouverts. Les équations des courants de référence $i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*, i_{ds}^*$, sont données comme suit [54]:

$$\begin{cases} i_{as}^* = i_{qs}^* \cos(\varphi) + i_{ds}^* \sin(\varphi) \\ i_{bs}^* = i_{qs}^* \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{ds}^* \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{cs}^* = i_{qs}^* \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) + i_{ds}^* \sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ i_{ds}^* = 0 \end{cases} \quad (IV.22)$$

En cas d'un défaut de circuit-ouvert d'un IGBT K_1 , la commande du quatrième bras est assurée par les ordres de commande du bras défailant.

Les équations des courants de référence $i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*, i_{ds}^*$ sont données comme suit:

$$\begin{cases} i_{as}^* = 0 \\ i_{bs}^* = i_{qs}^* \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{ds}^* \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{cs}^* = i_{qs}^* \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) + i_{ds}^* \sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ i_{ds}^* = i_{qs}^* \cos(\varphi) + i_{ds}^* \sin(\varphi) \end{cases} \quad (IV.23)$$

La Figure (IV.9) présente la réponse de cette stratégie en cas d'un défaut dans le bras de la phase (A), appliqué à l'instant $t=1.5$ s.

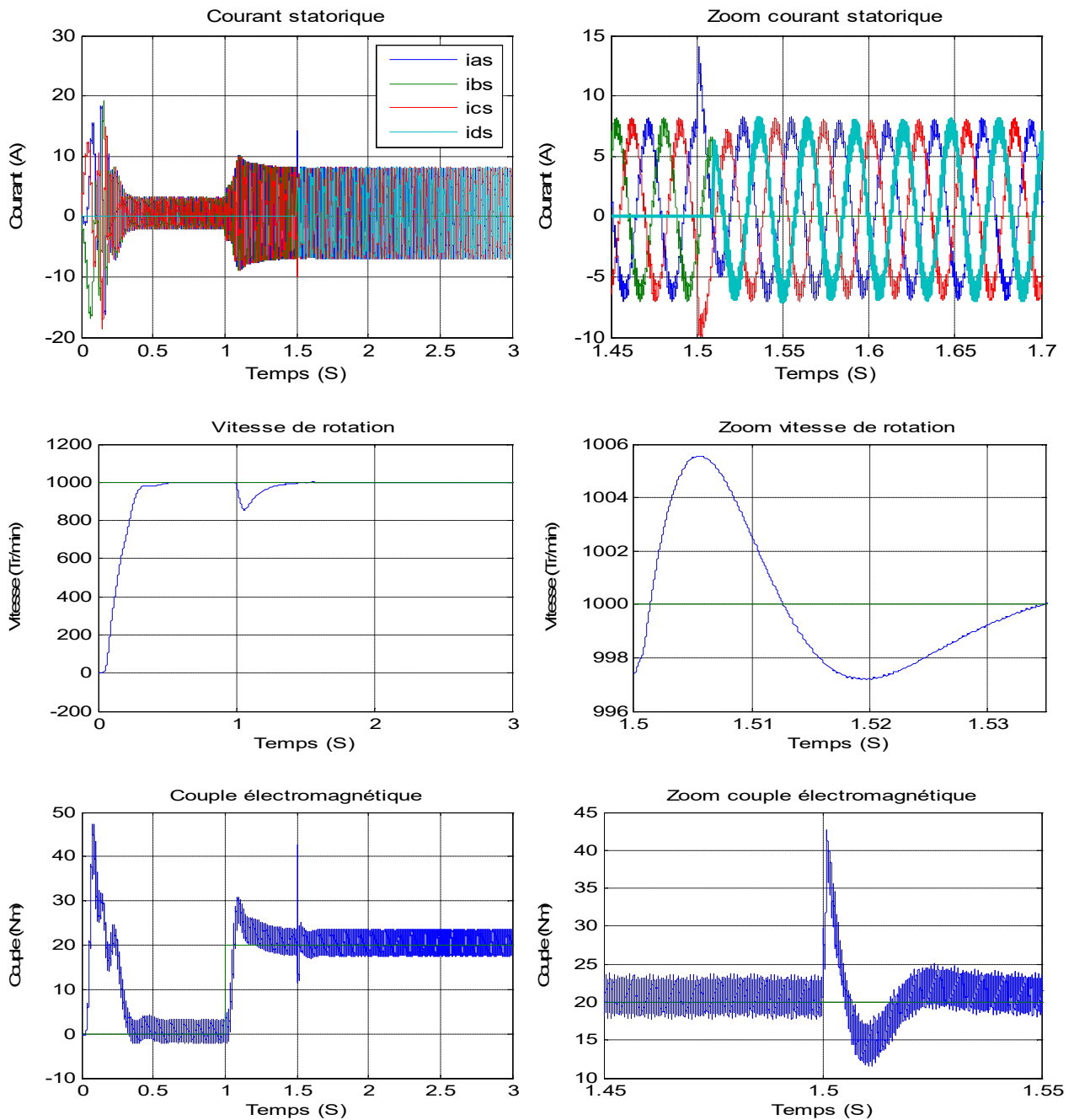


Figure (IV.9) : Réponse du MAS alimentée par un onduleur avec un bras redondant.

Figure (IV.9) présente les réponses de cette stratégie de commande en cas d'un défaut de type circuit-ouvert introduit dans le bras de la phase (A) à l'instant $t = 1.5$ s. On constate dans cette stratégie de commande que les performances de l'ensemble onduleur-MAS après un défaut sont maintenues les mêmes que le cas sain. Cette constatation est justifiée par le fait que les signaux de commande du bras redondant sont les mêmes que ceux du bras défaillant après l'implantation qui est très simple, facile et rapide. Un temps très court pour la détection du défaut et la

reconfiguration de la commande est suffisant pour reprendre le mode de fonctionnement normale avec les mêmes performances. La commande du bras redondant est très simple puisque elle utilise le même signal de commande que celui du bras défaillant. L'inconvénient principalement de ce mode est la multiplication des interrupteurs de connexion.

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, une technique de reconfiguration de commande pour les deux types de topologie de l'onduleur triphasé a été présentée. Dans la topologie avec un onduleur à trois bras, la technique de commande basée sur la commande biphasée présente une solution prometteuse en cas d'un défaut de circuit-ouvert d'un IGBT. L'inconvénient principale de cette technique est le surdimensionnement du système d'entraînement. Dans la solution d'un onduleur à quatre bras, la topologie peut être envisagée selon la connexion du bras secours, en se basant sur l'efficacité, la simplicité d'implémentation et la robustesse.

Conclusion Générale

Il est clair que les actionneurs équipés d'une MAS triphasée sans liaison du neutre, alimentée par un onduleur à trois bras, ne permettent pas d'assurer la continuité de service en cas de défaut de court-circuit ou de circuit-ouvert d'un IGBT de l'onduleur, ainsi une tolérance de panne est nécessaire.

Pour la détection des défauts circuit-ouvert et court-circuit d'un interrupteur d'un bras d'onduleur, après une modeste synthèse bibliographique, deux méthodes de détection de défaut simples et rapides sont proposées. La première est basée sur le signe des courants des interrupteurs et leurs signaux de commande. La deuxième méthode de détection est basée sur la chute de tension aux bornes de chaque IGBT et leurs signaux de commande. Les deux méthodes sont validées par la simulation numérique. D'après les résultats de simulation, on peut dire que les deux méthodes présentent une efficacité et une rapidité satisfaisante.

A fin d'assurer la continuité de service d'une chaîne de conversion électromécanique en mode dégradé, l'analyse effectuée sur les différentes topologies considérées au deuxième chapitre a permis de privilégier deux structures pour les actionneurs pouvant admettre un défaut d'un IGBT d'un bras d'onduleur. La première structure comporte une MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à quatre bras ou le bras de secours est redondant au défectueux. La deuxième structure comporte une MAS triphasée alimentée par un onduleur triphasé à quatre bras ou le neutre est connecté au quatrième bras.

Différentes stratégies de commande en présence d'un défaut de circuit ouvert d'un IGBT, ont été proposées et validées par la simulation.

Avec la structure constituée par un MAS triphasée alimentée par un onduleur triphasé à bras redondant, on a montré que le système peut continuer de fonctionner sans aucun problème après la détection et l'isolation du défaut avec les mêmes performances qu'avant le défaut.

Avec la structure constituée par un MAS triphasé alimentée par un onduleur triphasé à bras connectée au neutre de la machine, lorsqu'un défaut de circuit ouvert ou court-circuit est détecté les stratégies ont été présentées.

Pour asservir le courant à sa référence notamment lors du passage du mode normal vers le fonctionnement en mode dégradé mais aussi pour que la vitesse poursuive sa référence, une commande vectorielle indirecte et par la technique MLI-Vectorielle ont été appliquées, et combine les avantages de robustesse en régime transitoire et en régime permanent.

Une étude comparative des stratégies de commande a prouvé que l'onduleur à quatre bras avec la technique MLI-Vectorielle est la solution adéquate pour assurer la continuité de service d'un variateur de vitesse en mode dégradé avec des très bonnes performances.

Comme perspective à notre travail, nous recommandons la poursuite de ces travaux en améliorant les résultats par, l'utilisation d'un capteur de vitesses plus performantes et l'utilisation de l'intelligence artificielle.

Bibliographie

- [1] : **Khenfer Riad**, « Détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques » thèse de Docteur en Sciences Université Ferhat Abbes - Setif-1.le 05 Mars 2015.
- [2] : **H. Hacene**, «Identification et surveillance de processus dynamiques complexes par logique floue. Application à un échangeur de chaleur», Université M'hamedBougara de Boumerdès, 2007.
- [3] : **D. Berdjag**, «Méthodes algébriques pour la décomposition de modèles comportementaux: Application à la détection et à la localisation de défaillances», Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I, 2007.
- [4] : **R. Fellouah**, «Contribution au diagnostic de pannes pour les systèmes différentiellement plats», INSA de Toulouse, 2007.
- [5] : **F. Castang**, «Synthèse robuste de filtres de diagnostic pour la surveillance à base de modèle des systèmes multivariables et incertains», Bordeaux 1, 2003.
- [6] : **C. Christophe**, «Surveillance des systèmes non linéaires: Application aux machines électriques». Livre. 2001.
- [7]: **R. J. Patton**, «Fault detection and diagnosis in aerospace systems using analytical redundancy», *Comput Control Eng. J.*, vol. 2, no. 3, pp. 127–136, 1991.
- [8]: **R. Mrani Alaoui**, «Conception d'un module de diagnostic à base de suites de bandes temporelles en vue de la supervision des procédés énergétiques: application en ligne à un générateur de vapeur», Lille 1, 2004.
- [9] : **H. Derbel**, «Diagnostic à base de modèles des systèmes temporisés et d'une sous-classe de systèmes dynamiques hybrides», Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2009.
- [10] : **Youcef Soufi**, « Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique », Thèse de Doctorat en Sciences ; Université de Annaba. 2012.
- [11] : **Medoued Ammar**, « Surveillance et diagnostic des défauts des Machines électriques : applications aux moteurs asynchrones », thèse de Docteur en Sciences, Université du 20 Août 1955-Skikda, 2012.
- [12]: **Leila Nacib, Salah Saad, SaadiSakhara**, «A Comparative Study of Various Methods of Gear Faults Diagnosis», *Journal of Failure Analysis and Prevention*; October 2014, Volume 14, Issue 5, pp 645-656.
- [13] : **G. Didier**, «Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances», Thèse Dr. l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [14] : **A.Ghouggal**, «Diagnostic de la machine asynchrone triphasée : modèle dédié à la détection des défauts» mémoire de magister, Université de Batna 2005.
- [15] : **O. Ondel**, «Diagnostic par reconnaissance des formes: Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone», Ecole Centrale de Lyon, 2006.
- [16] : **A. O. Molina**, «Méthodologie pour le placement des capteurs à base de méthodes de classification en vue du diagnostic», INSA de Toulouse, 2005.
- [17] : **J.P. Haton and M.-C. Haton**, «L'intelligence artificielle», Presses universitaires de France, 1989.
- [18] : **S. Guillaume and B. Charnomordic**, «Systèmes d'inférence floue: collaboration expertise et données dans un environnement de modélisation intégrée à l'aide de Fis Pro» *Rev. d'intelligence Artif.*, vol. 1, p. 26, 2013.
- [19] : **R. Mrani Alaoui**, «Conception d'un module de diagnostic à base de suites de bandes temporelles en vue de la supervision des procédés énergétiques: application en ligne à un générateur de vapeur» Lille 1, 2004.
- [20] : **S. Bachir, I. B. A. Bazine, T. Poinot, K. Jellassi, and J.-C. Trigeassou**, «Estimation paramétrique pour le diagnostic des processus: Application à la bobine à noyau de fer», *J. Eur. Des Systèmes Autom.*, vol. 42, no. 5, pp. 509–539, 2008.
- [21] : **R. Fellouah**, «Contribution au diagnostic de pannes pour les systèmes différentiellement plats», INSA de Toulouse, 2007.

- [22] : **Bendiabdellah Azzedine**, « Cours modélisation machine électrique ». Université USTO.ORAN.2012.
- [23] : **Moumna Mohammed** « Détection et Diagnostic Des Défauts d'une Machine Synchrone A Aimants Permanents »,Mémoire de Magister en électrotechnique, USTO, Avr 2011.
- [24] : **Jean Luc Thomas**,« Problématique industrielle, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1». Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, pp. 27-68, 2000.
- [25] : **Ramirez. J. M.**« Contribution à la commande optimale des machines asynchrones ». Thèse de Doctorat. Spécialité : Automatique et productique. Institut National Polytechnique de Grenoble, 1998.
- [26] : **Xavier Roboam, Bernard De Fornel et Maria Pietrzak David**,« Lois de commande de couple du moteur asynchrone, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1 ». Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, 2000, pp.183-216.
- [27] : **Bernard De Fornel**,« Modélisation dynamique des machines asynchrones, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC Modèles pour la commande des actionneurs électriques », Jean Paul Louis, Sermes Sciences Publications, 2004, pp.215-287.
- [28] : **Olivier ONDEL**, « Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone », thèse de doctorat en spécialité de génie électrique, l'école centrale de Lyon, 2006.
- [29] : **H.TAMRABET**« Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone » thèse de magister de l'université de Batna, Algérie 2006.
- [30] : **A.A.PUJOL**«Improvements in direct torque control of induction Motors » thèse de doctorat de l'université polytechnique de catalogne, Espagne 2000.
- [31] : **L.BAGHLI** « Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré. Nancy-1 France 1999.
- [32]: **K.BOULAAM.E.M.M.S.BOUCRIT.G.MANESSE** « Linear beed back control of the input DC voltage of a three-level NPC VSI application to the speed control of PMSM.fed by a three-level NPC PWM rectifier three-level NPC VSI cascade » IFAC 2000.avril2000.bruxelle.belgique.
- [33] : **AirecheAbdelhalim ;Bouazza Yousef** « Etude Comparative Des Performances De La Commande Triangulo-Sinusoïdale Et La Commande Vectorielle D'un Onduleur A MLI (Application A La Machine Asynchrone) », PFE, UHBC, 2008.
- [34] : **R. Aouine ; A. Merouchi**« Diagnostic De La Machine Asynchrone A Rotor Bobiné (Défaut D'excentration) En Tenant Compte Des Harmoniques D'espace Et De Temps Par :FFT – Ondelettes », PFE, UHBC, 2010.
- [35] : **M. JeromeCieslak**« Analyse Et Synthèse D'une Architecture Coopérative Pour La Commande Tolérante Aux Défauts : Application A Un Système Aéronautique », Thèse De Doctorat L'Université Bordeaux, Juillet 2007.
- [36] : **A. Benbouali** « Commande Par Logique Floue Adaptative D'une Machine Asynchrone Avec Estimation De La Constante De Temps Rotorique », Mémoire De Magister En Electrotechnique, UHBC, 2008.
- [37] : **Ondel Olivier** «Diagnostic Par Reconnaissance des Formes : Application à un Ensemble Convertisseur –Machine Asynchrone», Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon, 2007.
- [38]: **H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny, G. V. Stanke**, “Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors,” IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 24, No. 1, Jan./Feb. 1988, pp. 142-150.
- [39] : **Jérôme MAVIER**,” Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique “, thèse de DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE, TOULOUSE, 2007.
- [40] : **J. Vallon**, "Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes", thèse de doctorat, INP Toulouse, 2003.
- [41] : **A.Kheldoun**, "Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté". Thèse de doctorat à l'université de Boumerdes – 2007.

- [42] : **T. Benslimane**, "Caractérisation Précise des Défauts d'un Variateur de Vitesse en Vue d'Elaborer un Système Automatique de Surveillance et de Diagnostic". Thèse de doctorat à l'université de Boumerdes – 2009.
- [43] : **M.-A. Shamsi-Nejad**, 'Architectures d'Alimentation et de Commande d'Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante Electrique'', thèse de Doctorat, I.N.P.L., 2007.
- [44]: **D. Kastha, B. KJ. Bose**, "Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 4, pp. 1028-1038, July-August 1994.
- [45]: **R. Peugot, S. Courtine, J. Rognon**, "Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, pp. 1318-1325, 1998.
- [46] : **A. M. S. Mendes, A. J. M. Cardoso**, "Fault diagnosis in a rectifier – inverter system used in variable speed AC drive, by the average current Park's vector approach", European Power Electronics Conference, Lausanne, pp. 1-9, 1999.
- [47]: **B.Park, T.Kim, J. Ryu and D. Hyun**, "Fault tolerant Strategies for BLDC Motor Drives under Switch Faults", IEEE IAS Annual Meeting, Tampa, Florida, 2006, Oct.
- [48]: **S. Jung, J.Park, H.Kim, H.Kim, and M.Youn**, "Simple Switch Open Fault Detection Method of Voltage Source Inverter", 978-1-4244-2893-9/09/\$25.00 ©2009 IEEE.
- [49]: **R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima**, "A fault tolerant induction motor drive system by using a compensation strategy on the PWM-VSI topology" IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 1191-1196, 2001.
- [50]: **R.L.A. Ribeiro, F. Profumo, C.B. Jacobina, G. Griva, E.R.C. da Silva**, "Two fault tolerant control strategies for shunt active power filter systems", IEEE International Conference on Industrial Electronics, pp.792 – 797, 2002.
- [51] : **I.Medboub** " Commande Tolérante aux Défauts d'une Chaîne de Traction Electrique ", Mémoire de magister, EMP, 2011.
- [52]: **T. M. Jahns**, "Improved reliability in solid-state AC drives by means of multiple independent phase-drive units", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA- 16, No. 3, 321-331, 1980.
- [53]: **Jen-Ren Fu Thomas A. Lipo**, "A Strategy to Isolate the Switching Device Fault of a Current Regulated Motor Drive". 0-7803-1462-x/93\$03.00 Q1993IEEE.
- [54]: **Tian-Hua Liu, Jen-Ren Fu, Thomas A. Lipo, Fellow**, "A Strategy for Improving Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives". IEEE Transactions on industry applications, VOL. 29, NO. 5, September/October 1993.

Annexe A

✚ Les paramètres de la machine asynchrone utilisée

| | |
|------------------------------------|-----------------------------------|
| Tension d'alimentation | 380V |
| couplage | Δ |
| Puissance nominale | 3kw |
| Courant nominal | 7A |
| Vitesse nominale | 1410t _r /min |
| Résistance statorique | 6 Ω |
| Résistance rotorique | 2.8 Ω |
| Inductance cyclique statorique | 0.5668 Ω |
| Inductance cyclique rotorique | 0.5142 Ω |
| Inductance mutuelle | 0.5142 Ω |
| Nombre de paire de pole | 2 |
| Moment d'inertie | 0.058k _{gm} ² |
| Coefficient de frottement visqueux | 0.005Nm. s. rad |

Tableau A- 1 :Paramètres de la MAS utilisée.

✚ Les paramètres de l'onduleur à deux niveaux utilisée

$$m = \frac{f_p}{f} : \text{indice de modulation}$$

$$f_p = m. f : \text{fréquence de porteuse}$$

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} : \text{taux de modulation}$$

| Paramètres | symboles | valeurs |
|-----------------------|----------------------|---------|
| Indice de modulation | m | 24 |
| Fréquence de porteuse | f_p | 1200 |
| Taux de modulation | r | 0.8 |

Tableau A- 2 :Paramètre de l'onduleur deux niveaux.

✚ Les paramètres de la machine à courant continu

| | | |
|----------------------|-----------------------|-------------|
| Puissance nominale | P | 2.4 W |
| Tension nominale | U | 220 V |
| Courant nominale | I | 10.9 A |
| Vitesse nominale | W | 1410 Tr/min |
| Courant d'excitation | I_{ex} | 0.65 A |

Tableau A- 3 :Paramètres de la machine à courant continu.

Annexe B

✚ Transformation de Park

Soit $[V_s]$; le vecteur de tension appliqué aux 3 phases statoriques de la MAS.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

La transformée de Park correspond tout simplement au changement de base (triphase-d, q).

La matrice de changement de base est $[P(\theta)]$ définie par :

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

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple.

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

Donc :

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

Trajectoire du vecteur de référence et états utilisés ($m = 0.8$).

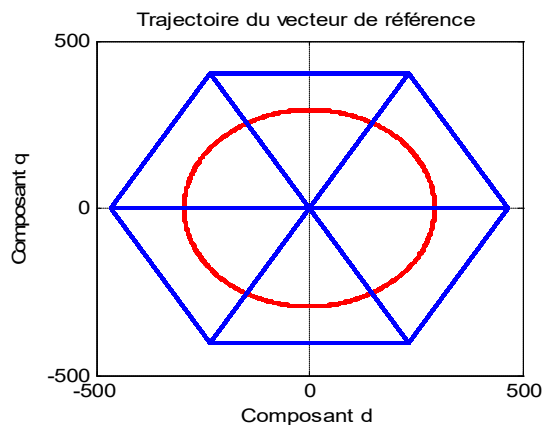


Figure. B :Trajectoire du vecteur de référence et états utilisés ($m = 0.8$) pour MLI-Vectorielle

Annexe C

✚ Régulateur de la vitesse

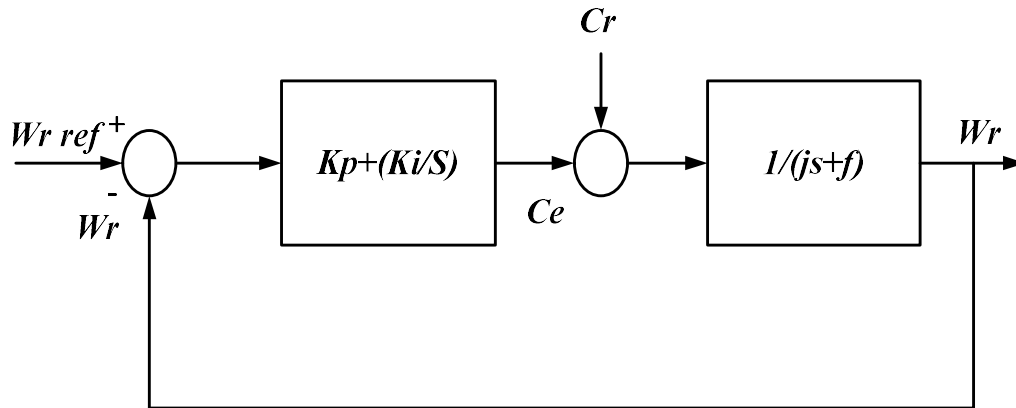


Figure .C.1 :Schéma du régulateur de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée :

$$Fw_r = \frac{w_r}{w} = \frac{K_p S + K_i}{S(jS + f)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$Gw_r = \frac{K_p S + K_i}{jS^2 + (K_p + f)S + K_i}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre dont la forme canonique :

$$\frac{1}{\frac{S^2}{\omega_n^2} + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} S + 1}$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{j}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2}$$

$$\frac{2\varepsilon}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{K_i}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\varepsilon = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient :

$$K_i = j\omega_n^2$$

$$K_p = 2j\omega_n - f$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse, on ajout un filtre de premier ordre de constante de temps $\tau \left(\frac{1}{1+\tau_s} \right)$.

$$\begin{aligned} K_i & 2.4883 \\ K_p & 0.4029 \end{aligned}$$

➤ Mode défluxage

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermique imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur.

Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale.

$$\varphi_{r-ref} = \varphi_{r-nom}, \text{ pour } |\omega| \leq \omega_{nom}$$

$$\varphi_{r-r} = \frac{\varphi_{r-n} \cdot \omega_{nom}}{|\omega|}$$

φ_{r-ref} : Flux rotorique de référence.

φ_{r-nom} : Flux rotorique nominal.

ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

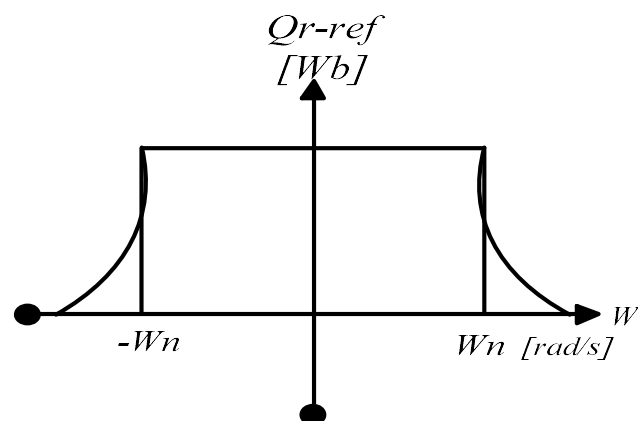


Figure .C.2 :Opération en mode défluxage.

Résumé

Ce travail consiste à étudier les différentes stratégies de commande en mode dégradé des variateurs de vitesse dédiés aux systèmes où une chaîne industrielle. Dont la machine asynchrone (MAS), est alimentée par un onduleur de tension.

Une étude sur la stratégie de détection, d'isolation et de reconfiguration de la commande en cas de défauts (court-circuit ou circuit-ouvert) d'un IGBT de l'onduleur a été effectuée pour pouvoir fonctionner en mode dégradé a été faite. Plusieurs topologies de commande basées sur la commande vectorielle classique en mode dégradé sont proposées. Les résultats de simulation ont prouvé l'efficacité des techniques proposées.

Mots clés : détection, localisation, circuit-ouvert, mode dégradé, onduleur à quatre bras, commande vectorielle.

Abstract

This work consists at studying the different strategies of control of the degraded mode of variable speed drives dedicated to industrial system using inverter fed induction machines.

A study on the strategy of detection, isolation and reconfiguration of the control in the event of faults (short-circuit or open-circuit) of an inverter IGBT to be able to work in degraded mode is being made. Several strategies of control based on the traditional indirect vector control in degraded mode are being proposed. The simulation results have proved the merits of the techniques suggested.

Key words: detection, location, open-circuit, short-circuit, degraded mode, four arms inverter, vector control.

ملخص

الهدف من هذا العمل المنجز في هذه المذكرة هو دراسة مختلف أنواع التحكمات في حالة وجود عطل في مغير السرعات المتكون من ماكينة غير متزامنة مغذات بموج ثلاثي الطور ذو أربعة اذرع، ولقد قمنا بدراسة طريقة كشف الأعطاب "قصر الدارة أو الدارة مفتوحة" وإنجاز تحكم تصحيحي وهذا من أجل مواصلة العمل بمرودود جيد، في الوضع الناقص عدة استراتيجيات تحكم شعاعي طرحت وتحققت با المحاكاة.

وعند نهاية هذا العمل يكون ملخص دراسة الأعمال في صيغة الترتيب الناقص والتحقق بواسطة إنجاز مجسم تطبيقي لأجل شرعية نتائج المحاكاة،

الكلمات المفتاحية: كشف، دارة مفتوحة، دارة قصيرة، تحكم تصحيحي للأعطال، موج ذو أربعة أذرع، تحكم شعاعي