

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

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT Génie électrique
N° :.....



FILIERE : Electrotechnique
OPTION : Commande des Machines
Tournantes

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par : KHERBICHE THABET
NEDJAI WALID

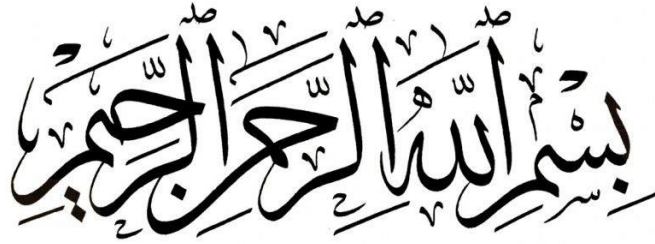
Intitulé

Commande Vectorielle indirect d'un moteur
asynchrone à cage sous défaut

Soutenu devant le jury composé de :

Mr Bilal Djamal Eddine CHERIF	Université M'sila	Rapporteur
Mr Abdelhakim IDIR	Université M'sila	Président
Mr A/Malik BENDAIKHA	Université M'sila	Examineur

Année universitaire : 2020 /2021



Dédicaces

Je dédie ce travail :

- ✚ A mon cher père et ma chère mère.*
- ✚ A mes chers frères et sœurs.*
- ✚ A toute ma famille.*
- ✚ A tous ceux qui ont sacrifié leur temps pour la science et à tous ceux qui utilisent la science pour le bien et la prospérité de l'humanité.*

Remerciements

Premièrement, nous remercions Dieu Tout-Puissant pour son aide et son assistance dans la réalisation de ce mémorandum et deuxièmement, nous remercions le père, la mère, le frère et l'ami de nous avoir donné tout ce qui est nécessaire jusqu'à ce que nous ayons atteint ce degré de connaissance, et nous remercions également l'Université Muhammad Boudiaf comme un tout, y compris le professeur, le médecin et le professeur pour nous enseigner et nous enseigner afin que nous devenions valables, efficaces et dans l'ordre Nous donnons également une valeur ajoutée.

Sommaire

Dédicace.....	I
Remerciements.....	II
Sommaire.....	III
Liste des figures.....	VI
Nomenclature.....	VII
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Diagnostic des défauts d'un moteur asynchrone

I.1 Introduction	4
I.2 Constitution de la machine asynchrone	4
I.2.1. Le stator.....	4
I.2.2. Le rotor.....	5
I.2.3. Les roulements.....	5
I.3 Les défauts des machines asynchrones.....	5
I.3.1. Défauts mécaniques.....	6
I.3.2. Défauts de roulements.....	6
I.3.3. Défauts d'excentricité.....	6
I.3.4. Défauts électriques.....	7
I.3.5. Les défauts statoriques.....	7
I.3.5.1. Défauts d'isolant dans un enroulement.....	8
I.3.5.2. Court-circuit entre spires.....	8
I.3.5.3. Court-circuit entre phases.....	9
I.3.5.4. Court-circuit phase / bâti.....	9
I.3.6. Défauts rotoriques.....	10
I.3.6.1. Cassure de barre.....	10
I.4 les méthodes de diagnostic des machines asynchrone.....	11
I.4.1. Méthodes sans modèle.....	11
I.4.2. Diagnostic par l'analyse des tensions statorique induites.....	11
I.4.3. Diagnostic par mesure du couple électromagnétique.....	11
I.5 Conclusion.....	11

Chapitre II : Modélisation d'un ensemble onduleur-moteur asynchrone à cage

II.1 Introduction.....	13
II.2 Constitution de la machine asynchrone	13

II.3 Modèle dynamique de la machine asynchrone	13
II.3.1. Hypothèses simplificatrices	14
II.3.2. Equations des tensions et des flux	14
II.4 . Modèle de Park de la MAS.....	16
II.4.1. Transformation de Park	16
II.4.2. Application aux équations des tension.....	17
II.4.3. Application aux équations des flux.....	18
II.4.4. Choix du référentiel....	19
II.5 Expressions du couple électromagnétique.....	20
II.6. Mise sous forme d'équations d'état.....	20
II.7 . Modélisation de l'alimentation de la MAS.....	21.
II.7.1. Modèle mathématique d'un onduleur de tension.....	21
II.7.2. Technique MLI sinus-triangulaire	22
II.8. Résultats de simulation.....	23
II.8.1. Résultats de simulation de la MAS alimentée par réseau triphasé.....	23
II.8.2 Résultats de simulation de l'ensemble MAS-onduleur avec la technique triangulo-sinusoïdal.....	25
II.9. Conclusion.....	26

Chapitre III : Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone

III.1 Introduction.....	28
III.2 Commande vectorielle indirect d'un moteur asynchrone cas sain	28
III.3 Commande vectorielle indirect d'un moteur asynchrone en mode dégradé	29
III.3.1: Stratégie de commande en présence du défaut d'isolation d'une phase d'un onduleur.....	28
III.3.2 : Stratégies de commande vectorielle indirecte d'un moteur asynchrone avec un onduleur à quatre fils.....	31
III.4. Conclusion	35
Références Bibliographiques.....	37
Résumé.....	40

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 : Le stator.....	4
Figure I.2 : vue schématique en perspective du rotor.....	5
Figure I.3 : Rotor bobiné.....	5
Figure I.4 : Pourcentage Les défauts machine.....	6
Figure I.5 : Défauts d'excentricité statique et dynamique.....	7
Figure I.6 : Différents défauts au niveau de stator de la machine asynchrone.....	7
Figure I.7 : Représentation des différents défauts statoriques concerne le court-circuit.....	9
Figure I.8 : Défaut de rupture de barres et d'anneau de court-circuit.....	10
Figure I.9 : Défaut de rupture de barresv	10

Chapitre II

Figure II.1: Schéma représentant les différents éléments de la MAS.....	13
Figure II.2 : Représentation schématique d'une MAS triphasée	14
Figure II.3 : Modèle de Park de la MAS.....	16
Figure II.4 : Représentation des axes de la MAS.....	16
Figure II.5 : Schéma synoptique de la MAS à vitesse variable avec son alimentation.....	21
Figure II.6 : Simulation de la MAS alimentée par le réseau triphasé.....	24
Figure. II.7 : Tension de sortie de l'onduleur triphasé commandé par stratégie sinus-triangulaire.....	25
Figure. II.8 : Courant statorique, vitesse de rotation et couple de de l'ensemble MAS+onduleur avec la technique sinus-triangulaire pour (m=24, r=0.8).	26

Chapitre III

Figure III.1 : Commande vectorielle indirecte à l'état sain.	28
Figure. III.2: Commande vectorielle indirect d'un moteur asynchrone.	29
Figure III.3 Réponse de la commande vectorielle de la MAS à l'état biphasé	31
Figure III.4 : Représentation vectorielle des courants statoriques dans l'état sain.....	32
Figure III.5 : Représentation vectorielle des courants statoriques en cas d'un défaut au bras B.....	33
Figure III.6 : Représentation vectorielle des courants statoriques en cas d'un défaut au bras A.....	33

Figure III.7 : Représentation vectorielle des courants statoriques en cas d'un défaut au bras C.....34

Figure III.8 : Réponse de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à quatre fils.....35

NOTATION

MAS	Machine Asynchrone ;
s, r	Indices correspondants au stator et rotor ;
A, B, C	Indices correspondants aux trois phases du stator ;
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases du rotor
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions d'alimentation des phases statoriques ;
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions d'alimentation des phases rotoriques ;
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants statoriques ;
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courants rotoriques ;
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	Flux statoriques ;
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	Flux rotoriques ;
R_s, l_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique ;
R_r, l_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique ;
L_s	Inductance statorique ;
L_r	Inductance rotorique ;
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques ;
M	Maximum de l'inductance mutuelle entre phase statorique et Phase rotorique ;
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques ;
θ	Angle électrique ;
θ_a	L'angle entre phase de stator triphasé et biphasé ;
γ	Angle entre le flux statorique Φ_s et le flux rotorique Φ_r ;
(α, β)	Indices correspondant au référentiel lié au stator ;
(x, y)	Indices correspondant au référentiel lié au rotor ;
(d, q)	Indices correspondant au référentiel lié au champ tournant ;
$[P]$	Matrice de transformation de PARK ;
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Courant statorique dans le référentiel (α, β) ;

i_{sd}, i_{sq}	Courant statorique dans le référentiel (d, q) ;
ω_r	Pulsation rotorique ;
ω_s	Pulsation statorique ;
P	Nombre de paire de pôles ;
C_r	Couple résistant ;
Ω	Vitesse angulaire de rotation ;
f	Coefficient de frottement ;
j	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine ;
C_e	Couple électromagnétique ;
σ	Coefficient de dispersion ;
T_s	Constante de temps statorique ;
T_r	Constante de temps rotorique ;
$[A]$	Matrice de transition ;
$[B]$	Matrice de commande ;
$[X]$	Vecteur d'état ;
V_{eff}	Valeur efficace de tension ;
m	L'indice de modulation ;
r	Coefficient de réglage ;
Ω_{nom}	Vitesse de rotation nominale ;
Ω_{ref}	Vitesse de référencé ;
Φ_{r-nom}	Flux rotorique de nominal ;
Φ_{r-ref}	Flux rotorique de référence ;
s	Opérateur dérivée de LAPLACE ;
K_i	Facteur intégral ;
τ_i	Constante de temps ;
V_i	Vecteur tension ;
k_p	Constante de proportionnalité ;
$H(s)$	Fonction de transfert en boucle fermée.

Introduction Générale

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles. La machine asynchrone en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De par sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

La surveillance d'un dispositif implique le diagnostic des défaillances il consiste en la détection d'un changement anormal dans le comportement ou dans l'état d'un système et dans la localisation de sa cause. Les systèmes de surveillance et de diagnostic peuvent être mis en œuvre en cours d'exploitation (en ligne) ou pendant les phases normales d'arrêt d'exploitation (hors ligne). En cours d'exploitation, le but est de garantir la sécurité et la continuité de service et d'enregistrer les événements utiles pour la maintenance curative. En arrêt d'exploitation, l'objectif est d'évaluer le degré de vieillissement de certains éléments, de décider d'une opération de maintenance préventive ou curative.

Cette mémoire organisée comme suit :

Le premier chapitre consiste à apporter quelques défauts associés au moteur asynchrone et les différentes méthodes de diagnostic.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établie sous des hypothèses simplificatrices. Ensuite, nous utilisons la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous présentons d'abord la structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Cet onduleur sera utilisé comme source d'alimentation de la MAS. La technique de commande sera discutée et appliquée avec cet onduleur : la MLI sinus-triangle.

Le troisième chapitre a pour but d'introduire la commande tolérante au défaut d'isolation d'une phase de l'onduleur à modèle basé sur la transformée de Park associée à la commande vectorielle indirecte (FOC) est développée. Une première partie de ce chapitre est consacrée à la modélisation de la commande vectorielle indirecte. La deuxième partie consiste à étudier la commande CV-FOC sous défaut d'isolation d'une phase. Les possibilités de fonctionnement avec deux phases seulement, ainsi que la commande avec quatre fils.

Chapitre I

Diagnostic des défauts d'un moteur asynchrone

I.1. Introduction

Ce chapitre dresse un panorama des défauts des machines électriques et leur diagnostic, avec une référence particulière aux machines asynchrones et leur détection de défauts, sachant que ces techniques peuvent être facilement étendues à d'autres types de machines électriques. La surveillance des machines électriques, pour le diagnostic et la prévision de pannes, a suscité de nombreux travaux ces dernières années, à cause de son influence considérable sur la continuité opérationnelle de nombreux processus industriels. Un bon diagnostic et une détection précoce de défauts permettent de minimiser le temps d'arrêt ainsi que le temps de maintenance du processus en question. Ils permettent aussi d'éviter les conséquences nuisibles, parfois dévastatrices, des défauts ainsi que de réduire les pertes financières. Une bonne procédure de détection doit prendre les mesures minimales nécessaires à partir du processus en question, ainsi que d'extraire un diagnostic donnant une indication claire des modes de défaillance, par l'analyse des données, dans un minimum de temps. Le but de ce chapitre est de présenter les défauts et les méthodes de diagnostic appliquées à la machine asynchrone. Ces méthodes sont classées en deux catégories, celles qui utilisent un modèle mathématique du système et celles qui consistent à analyser les signaux mesurés [3].

I.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants [4] :

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

I.2.1. Le stator

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles minces identiques en forme de couronne qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé. Cette couronne est serrée dans une carcasse en fonte [5].

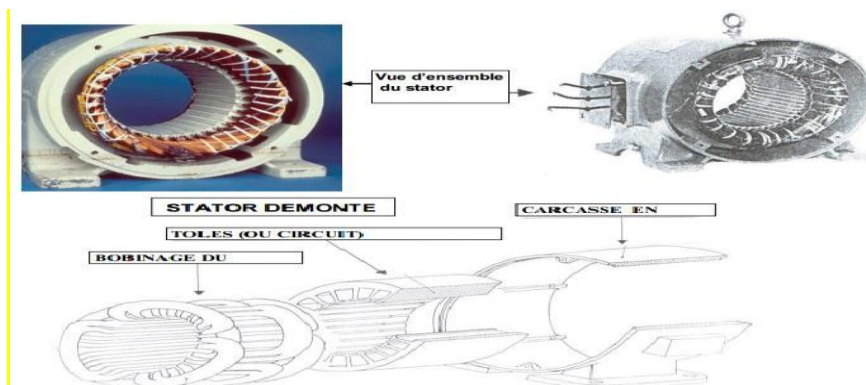


Figure I.1 Le stator

I.2.2. Le rotor

Le rotor, monté sur l'arbre moteur se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0,4 à 2 mm seulement. Il existe deux types de rotor : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné [6].

Rotor à cage : Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (FigI.2). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné [6].

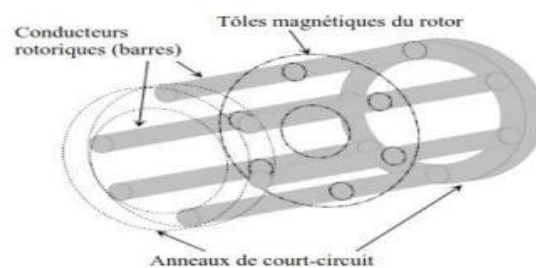


Figure I.2 vue schématique en perspective du rotor

Rotor bobiné : Les tôles de ce rotor sont munies d'encoches où sont placés des conducteurs formant des bobinages. On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire de trois bagues et trois balais. Ce dispositif permet de modifier les propriétés électromécaniques du moteur [3].



Figure I.3 Rotor bobiné

I.2.3. Les roulements

Les paliers sont constitués de roulements à billes et de flasques. Les roulements à billes sont insérés à chaud sur l'arbre, permettant ainsi d'assurer le guidage en rotation de l'arbre. Les flasques, moulés en alliage de fonte, sont fixes sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone [3].

I.3. Les défauts des machines asynchrones

Bien que la machine asynchrone soit réputée robuste, elle peut parfois présenter différents types de défauts. Ces défauts se déclarent dans les différentes parties de la machine

en commençant par la connexion des phases statoriques et en finissant par l'accouplement mécanique du rotor a la charge. Ces défaillances peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques, électriques ou magnétiques, et leurs causes sont très variées. Une étude statistique menée par [7] sur les machines asynchrones à cage d'écurie, exploitées dans le domaine de l'industrie pétrochimique, nous révèle que certains défauts sont plus fréquents que d'autres comme exposé par le diagramme de les (Figure I.4) en présentant le pourcentage de défauts susceptibles d'affecter ces machines de grande puissance [3].

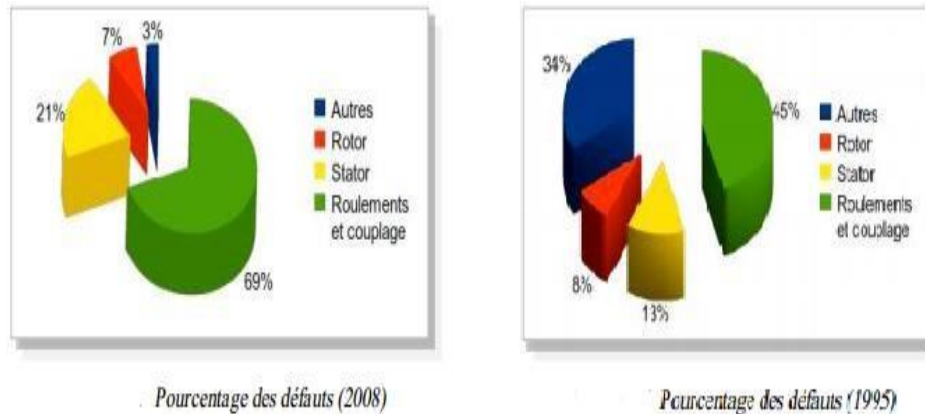


Figure I.4 Pourcentage Les défauts machine

I.3.1. Défauts mécaniques

Plus de 40% de défauts de moteurs asynchrones sont des défauts mécaniques. Ces défauts peuvent être des défauts de roulements, des défauts d'excentricité.

I.3.2. Défauts de roulements

La raison principale des défaillances des machines concerne les défauts des roulements à billes qui ont de nombreuses causes telles que la contamination du lubrifiant, une charge excessive ou encore des causes électriques comme la circulation de courants de fuite induits par les onduleurs a MLI [8]. Les défauts de roulements entraînent de manière générale plusieurs effets mécaniques dans les machines tels qu'une augmentation du niveau sonore et l'apparition de vibrations. Il a et montre également que les défauts de roulements induisent des variations dans le couple de charge de la machine asynchrone.

I.3.3. Défauts d'excentricité

Les conséquences des défauts mécaniques se manifestent généralement au niveau de l'entrefer : par des défauts d'excentricité statique, dynamique [9] (figureI.5) ou mixte :

- Le défaut d'excentricité statique est généralement dû à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator, dont la cause la plus fréquente est un défaut de centrage des flasques.
- Le défaut d'excentricité dynamique peut être cause par une déformation du cylindre rotorique, ou la détérioration des roulements à billes.

- L'excentricité mixte, la plus fréquente, est la combinaison d'une excentricité statique et d'une excentricité dynamique.



Figure I.5 Défauts d'excentricité statique et dynamique

Une analyse vibratoire, une analyse par ultrasons, une analyse fréquentielle des courants absorbé ou simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permettent de détecter ces types de défaillance. Nous pouvons trouver dans la littérature des ouvrages très complets qui traitent ces divers problèmes [10].

I.3.4. Défauts électriques

Les défaillances électriques, au niveau du stator ou au niveau du rotor, peuvent avoir plusieurs formes et plusieurs causes. A titre d'exemple : le déséquilibre des tensions d'alimentation de la machine ou encore les démarrages fréquents provoquent un échauffement excessif des bobinages statorique conduisant à terme à une destruction locale de l'isolant.

De même, les efforts électrodynamiques que subissent les conducteurs des phases, se traduisent par des vibrations mécaniques ayant pour effet de détériorer l'isolant. Sur le plan électrique, les fronts de tension générés par les convertisseurs statiques accentuent le phénomène et réduisent, par conséquent, la durée de vie de l'isolant des conducteurs. Quant aux origines environnementales, nous pouvons citer l'humidité, les produits corrosifs ou abrasifs.

Bien que les machines asynchrones à cage d'écureuil soient réputées robustes, elles peuvent parfois présenter différents types de défauts, ces défauts peuvent être soit d'origine électrique, soit d'origine mécanique. Un problème minime à l'étape de fabrication peut être à l'origine d'un défaut, tout comme une utilisation non conforme de la machine [3].

I.3.5. Les défauts statoriques

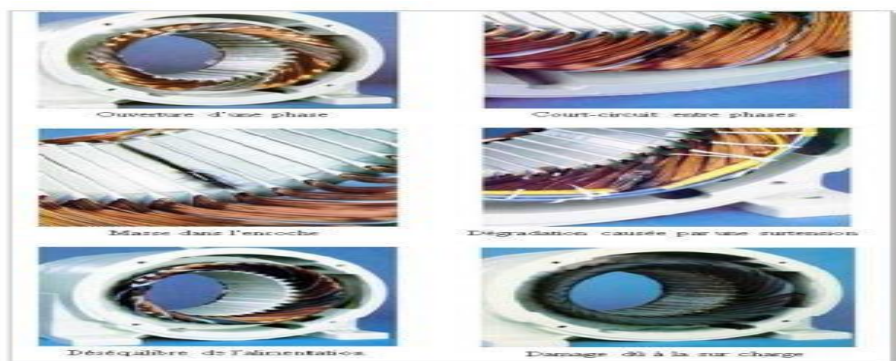


Figure I.6 Différents défauts au niveau de stator de la machine asynchrone

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème [4] :

- ❖ Thermique (surcharge,) ;
- ❖ Électrique (diélectrique,) ;
- ❖ Mécanique (bobinage,).

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

- ❖ Défaut d'isolant ;
- ❖ Court-circuit entre spires ;
- ❖ Court-circuit entre phases ;
- ❖ Court-circuit phase/bâti ;
- ❖ Déséquilibre d'alimentation.

I.3.5.1. Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné. Les différentes causes pour ce type de défaut sont [4] :

- ✓ Dégradation de l'isolant à la fabrication.
- ✓ Tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- ✓ Courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation.
- ✓ Vibrations mécaniques.
- ✓ Vieillesse naturelle des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée.
- ✓ Même dans une utilisation 'normale' l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- ✓ Fonctionnement dans un environnement sévère.

I.3.5.2. Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné.

Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique.

Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en

chaîne (apparition d'un 2ème court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut [4].

I.3.5.3. Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections.

D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [4].

I.3.5.4. Court-circuit phase / bâti

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

En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas. Cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut [4]. On peut clarifier les différents défauts possibles de court-circuit par la figure (I.7).

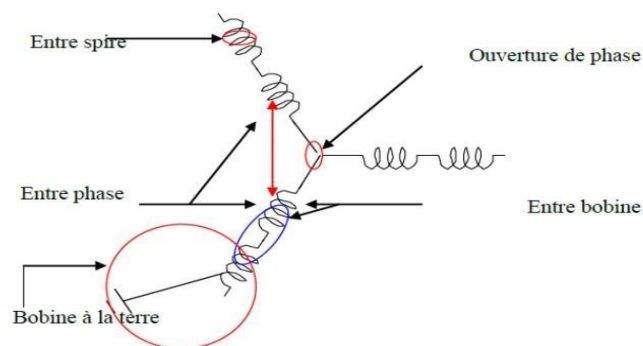


Figure I.7 Représentation des différents défauts statoriques concerne le court-circuit

I.3.6. Défauts rotoriques

Un rotor bobiné peut être affecté par les mêmes défauts que le stator. Pour un rotor à cage les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit.

I.3.6.1. Cassure de barre

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées [4].

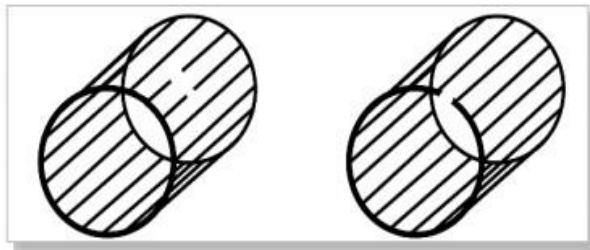


Figure I.8 Défaut de rupture de barres et d'anneau de court-circuit



Figure I.9 Défaut de rupture de barres

Ces ruptures de barres ou de portions d'anneau peuvent être dues, par exemple, à une surcharge mécanique (démarrages fréquents, . . .), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures) [10].

Ce défaut fait apparaître des oscillations sur les courants et le couple électromagnétique d'autant plus apparentes que l'inertie est très grande (vitesse constante).

Lorsque l'inertie de l'entraînement est plus faible, des oscillations apparaissent sur la vitesse mécanique et sur l'amplitude des courants statorique. La cassure de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. En fait les cassures sont

dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux, d'autant que les portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge de couple et donc des courants peuvent entraîner leur cassure.

Un défaut de rupture de barres n'induit pas à un arrêt de la machine, du fait que le courant qui traversait la barre cassée se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui peut conduire à leur rupture, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine. Devant la multitude des défauts envisageables et les conséquences de leurs apparitions, les techniques de surveillance se sont rapidement imposées auprès des utilisateurs des machines électriques.

I.4. Les méthodes de diagnostic des machines asynchrone

I.4.1. Méthodes sans modèle

Ces méthodes sont basées soit sur le traitement de signaux issus de capteurs de grandeurs physiques affectées par les défauts ou soit par des systèmes experts mettant en œuvre des techniques d'intelligence artificielle. Puisque les allures temporelles ne donnent pas beaucoup d'information, on est obligé d'aller vers les techniques de traitement de signal. Les méthodes se basant sur l'analyse des signaux d'acquisition ont l'avantage d'être indépendante des fluctuations internes du système. Ainsi, l'information contenue dans les signaux n'est pas affectée par une éventuelle erreur de modélisation. Plusieurs techniques de traitement de signal ont été utilisées depuis longtemps pour analyser le contenu spectral des différents signaux issus des machines électriques tels que : les courants, les puissances, le couple, la vitesse, le flux, les vibrations, etc. [11].

I.4.2. Diagnostic par l'analyse des tensions statorique induites

Cette technique est basée sur l'exploitation du contenu fréquentiel de la tension induite par le flux rotorique dans les enroulements statorique pendant la déconnexion de la machine du réseau. En utilisant cette approche, les effets de non idéalité de la source (déséquilibres et présence des harmoniques) ainsi que le non linéarité des caractéristiques magnétiques de la machine peuvent être évitées [11].

I.4.3. Diagnostic par mesure du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans la machine, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique. L'analyse spectrale du signal du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'Etat de santé de la machine [12].

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons essayé de regrouper le maximum d'information sur les symptômes d'une machine asynchrone. Pour chaque symptôme, une liste de causes possibles est nécessaire pour la détermination possible d'origines pour chaque type de défaut.

Chapitre II

Modélisation d'un ensemble onduleur- moteur asynchrone à cage

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons représenter le modèle triphasé du moteur asynchrone et de sa transformation en utilisant la transformation de Park, par la suite nous allons présenter d'abord la structure de l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux. Cet onduleur sera utilisé comme source d'alimentation de la MAS et l'élaboration du modèle de connaissance nous a permis de comprendre qu'en mode commandable, seule une complémentaire parmi les deux possibilités a permis d'obtenir les deux niveaux de tension 0, +E. On a étudié la stratégie de commande de l'onduleur avec la technique de modulation sinus-triangulaire.

II.2 : Constitution de la machine asynchrone

La MAS est constitué des principaux éléments suivants [12]:

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

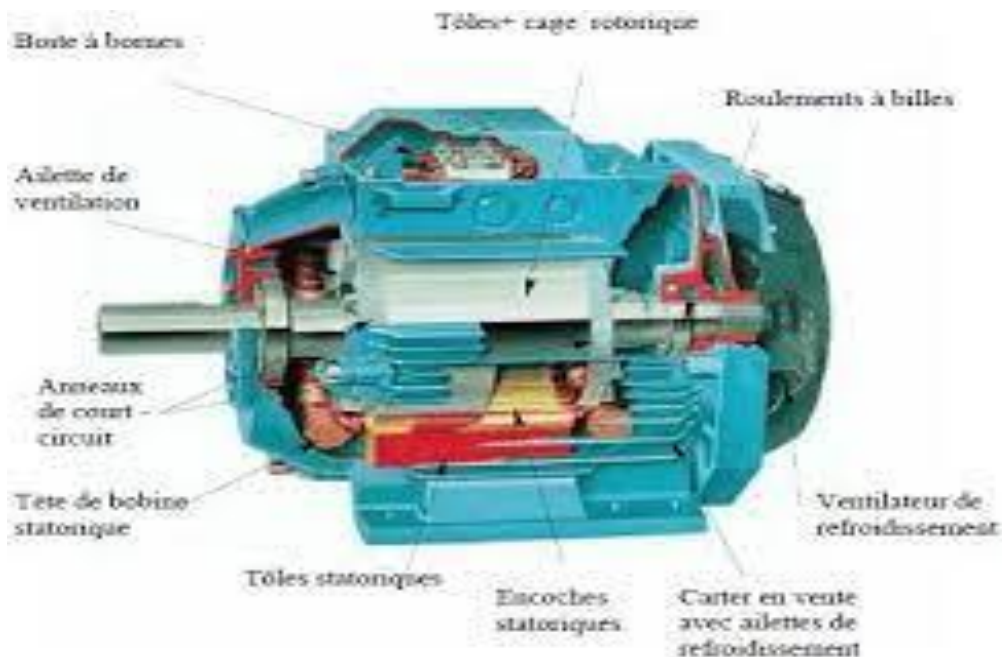


Figure. II.1 : Schéma représentant les différents éléments de la MAS.

II.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel. De plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants [13].

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 [14, 15].

II.3.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la MAS est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [16] :

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

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

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

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

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

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

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

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 :

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

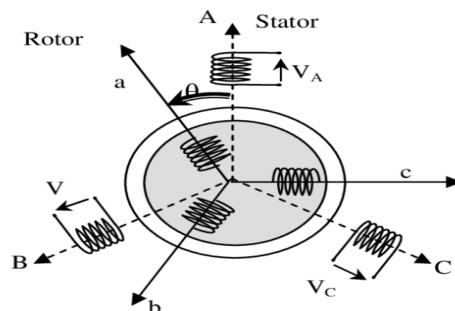


Figure. II.2: Représentation schématique d'une MAS triphasée.

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

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

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 :

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

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

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 :

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

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

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (II.5) et (II.6). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement 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.3 [17] :

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

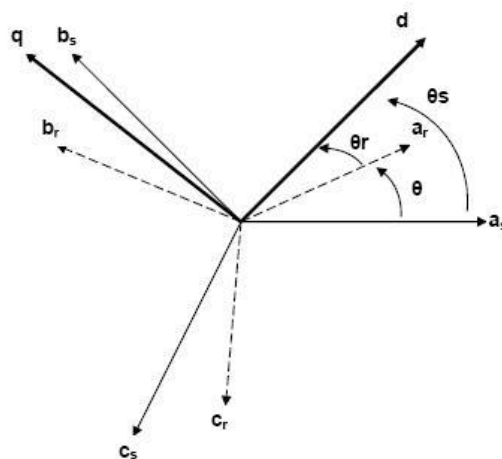


Figure. II.3 : Modèle de Park de la MAS.

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 II.4, on obtient la relation suivante:

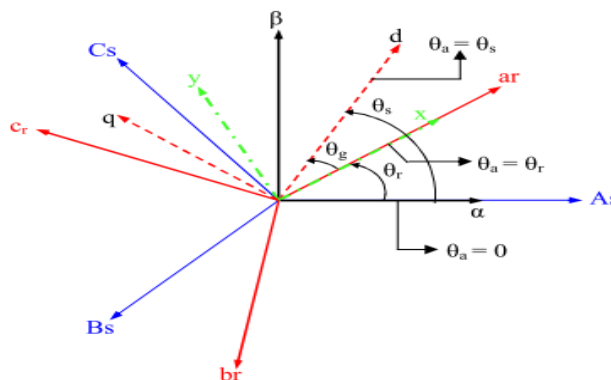


Figure. II.4 : Représentation des axes de la MAS.

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [17] :

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

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

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

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

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

II.4.2. Application aux équations des tensions

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

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

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

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

Or:

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

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

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

Et l'expression (I-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 :

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

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 (I-16), (I-17), (I-24) et (I-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 le référentiel (d, q). En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

- ✚ **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 :

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

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 [18]. 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 instantané.
- ❖ Par la méthode dite « des travaux virtuels » [19].

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

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

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

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

Où:

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

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

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

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

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

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

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

I.6. Mise sous forme d'équations d'état

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

L'équation mécanique de la MAS est donnée par :

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

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

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

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

Où :

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

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

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

L'alimentation de la MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et/ou d'un condensateur, appelée lui-même étage continu. Le premier étage, alimenté par un réseau triphasé, est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la MAS [20].

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

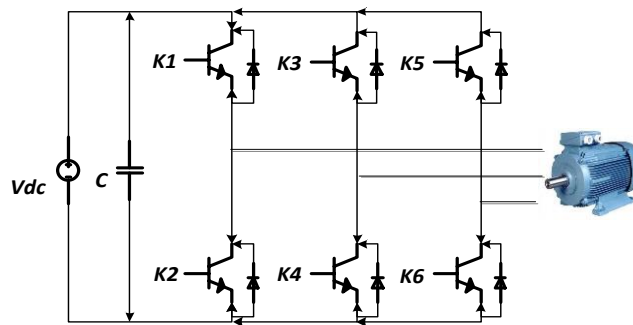


Figure.II.5: Schéma synoptique de la MAS à vitesse variable avec son alimentation.

II.7.1. Modèle mathématique d'un onduleur de tension

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

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

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

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

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

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

Les tensions délivrées par l'onduleur deviennent :

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

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

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

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

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

II.7.2. Technique MLI sinus-triangulaire

La MLI sert à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tensions, de manière à ce que, le fondamental de la tension de sortie soit plus proche de la référence sinusoïdale. Cette technique consiste à comparer deux signaux : l'un est un signal triangulaire, appelé « Porteuse » de fréquence f_p et d'amplitude V_p ; l'autre est un signal de référence (qui est l'image du signal de sortie qu'on veut obtenir), généralement sinusoïdale de fréquence f_r et d'amplitude V_r [21].

- ✓ 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 :

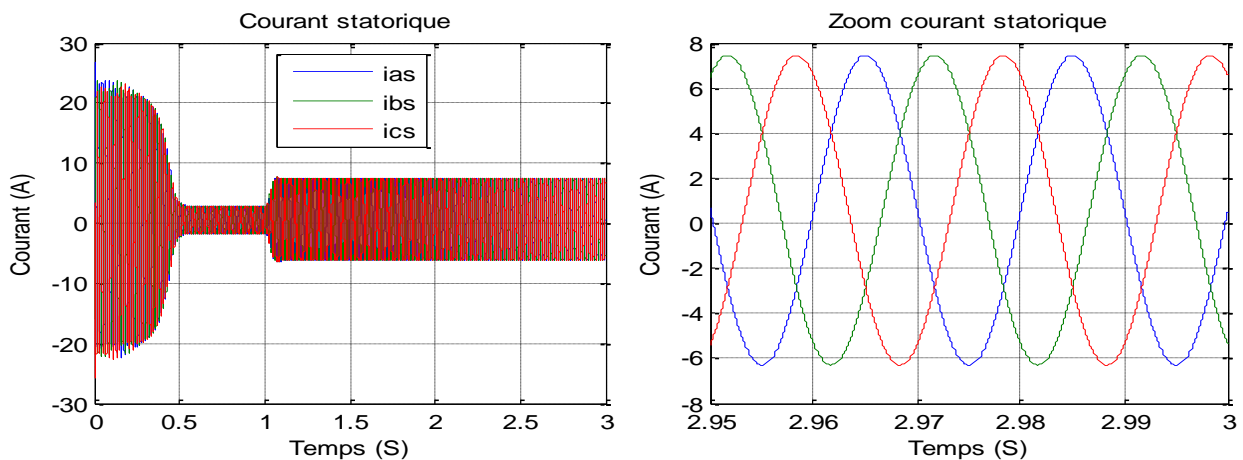
$$V_p(t) = \begin{cases} \frac{4V_{pm}}{T_p} t - V_{pm} & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4V_{pm}}{T_p} t + 3V_{pm} & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

II.8. Résultats de simulation

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

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

Les résultats de simulation sont représentés par la figure II.6.



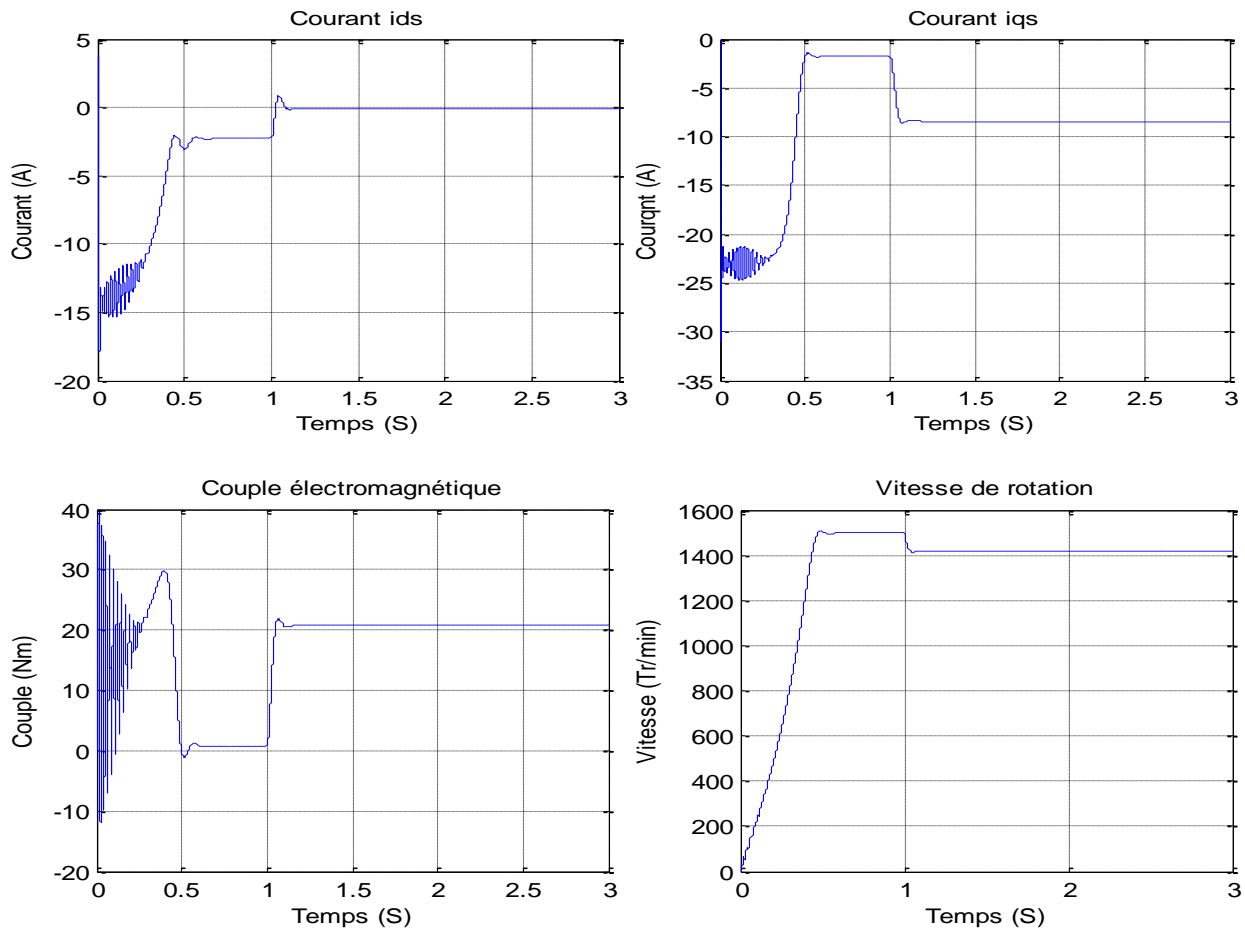


Figure. II.6: Simulation de la MAS alimentée par le réseau triphasé.

- Pour $0 < t < 1s$:

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

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

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

- Pour $t > 1s$:

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

instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

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

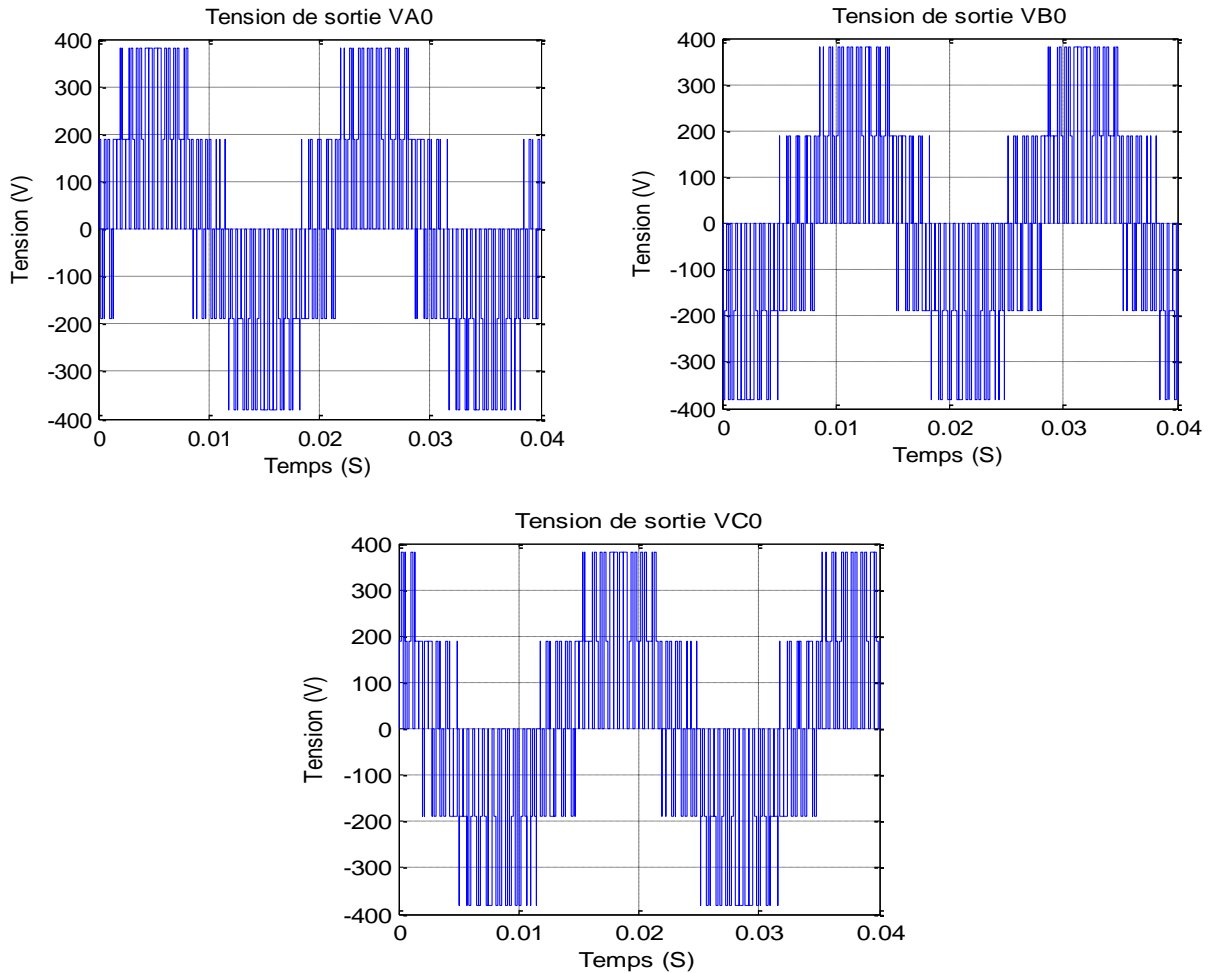
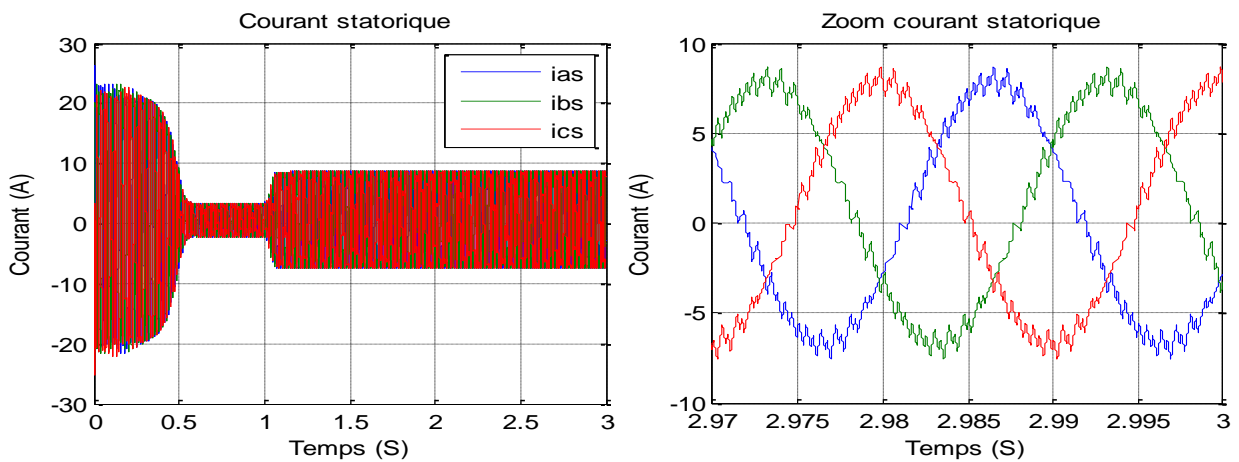


Figure. II.7 : Tension de sortie de l'onduleur triphasé commandé par stratégie sinus-triangulaire.



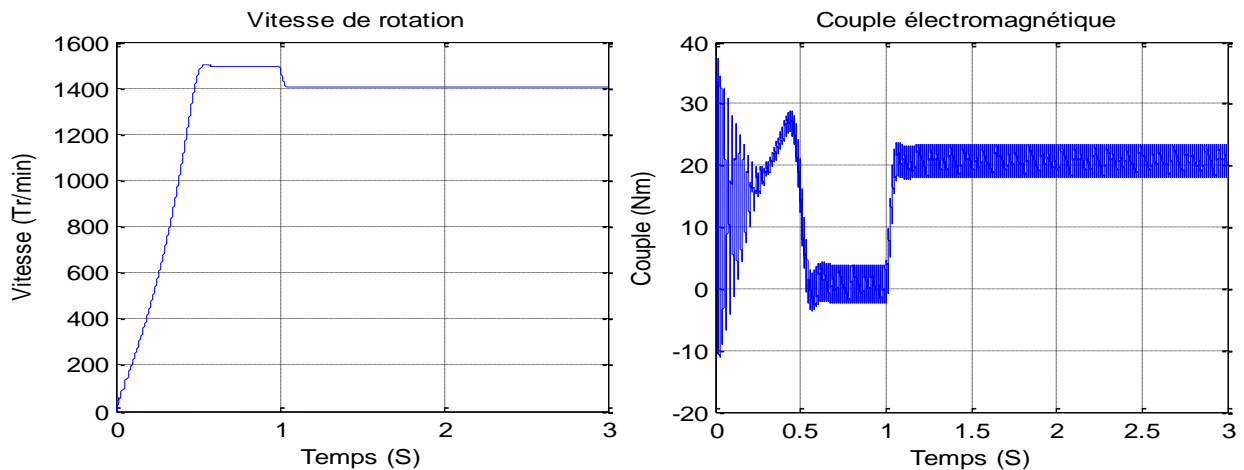


Figure. II.8 : Courant statorique, vitesse de rotation et couple de de l'ensemble MAS+onduleur avec la technique sinus-triangulaire pour ($m=24$, $r=0.8$).

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

II.9. Conclusion

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

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

Chapitre III
Commande Vectorielle Indirect d'une Machine Asynchrone

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous avons élaboré un modèle simple par la transformation de Park et qui nous permet aussi d'établir un modèle de la commande vectorielle par l'orientation de flux rotorique. La première partie de ce chapitre on va présenter le modèle mathématique de la commande vectorielle indirect. Dans la deuxième partie de ce chapitre, on va étudier la commande vectorielle indirecte avec la présence de défaut court-circuit d'une phase statorique.

III.2. Commande vectorielle indirect d'un moteur asynchrone cas sain

La commande choisie dans ce travail est la commande vectorielle indirecte. 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 [22].

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 :

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

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent [23] :

❖ **Stator :**

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

❖ **Rotor :**

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

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

Le couple électromagnétique se réduira à :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{sq} \quad (III.9)$$

La commande vectorielle d'un onduleur triphasé à deux niveaux est illustrée par le schéma synoptique de la figure III.1 suivante:

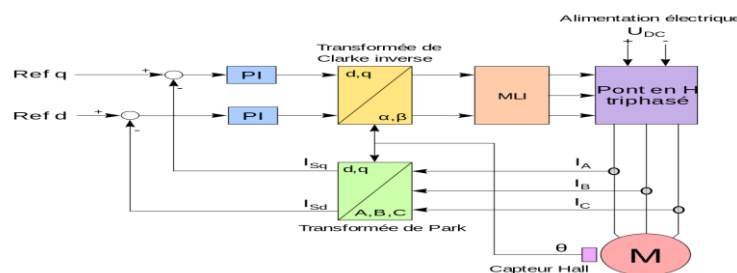


Figure. III.1: Commande vectorielle indirecte à l'état sain.

Les résultats de simulation à l'état sain de la MAS sont donnés dans la figure III.19. 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).

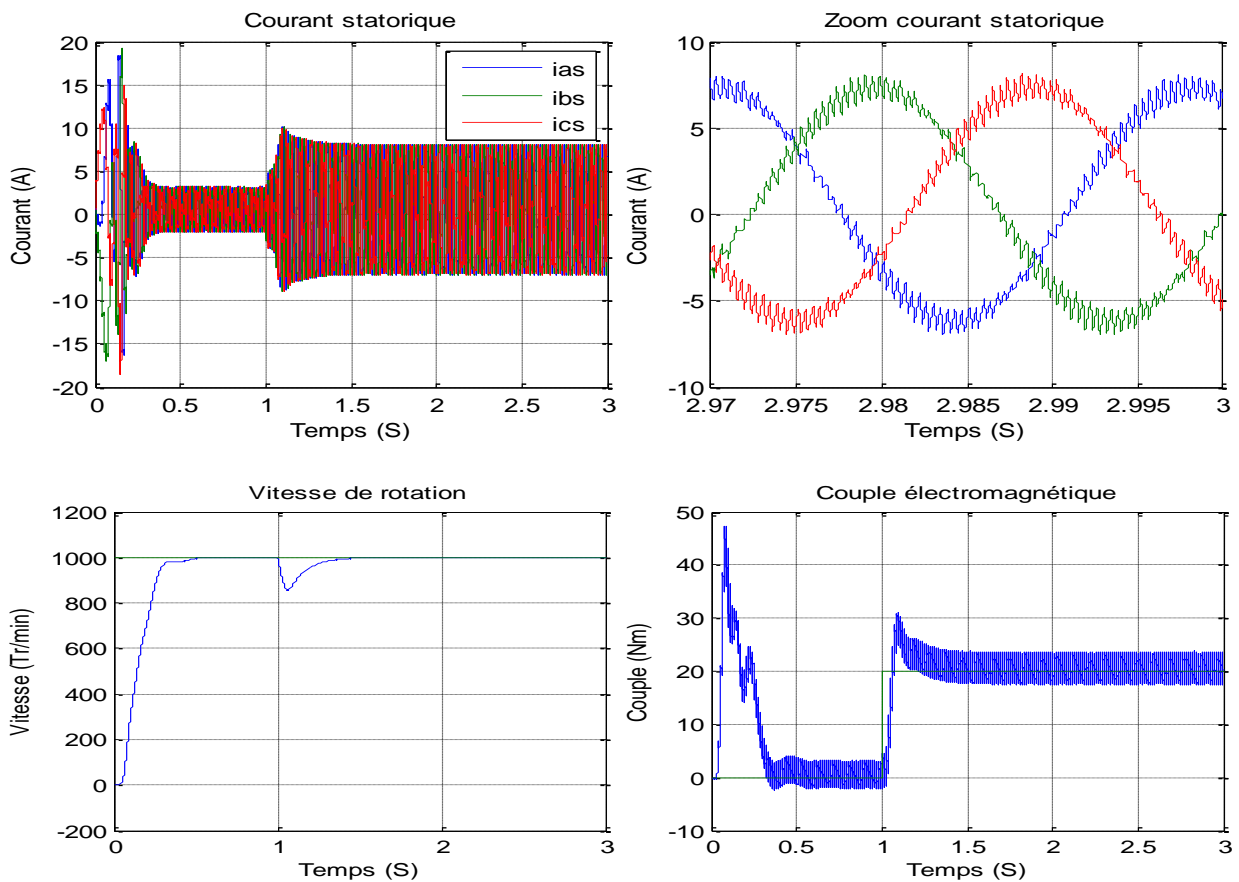


Figure. III.2: Commande vectorielle indirect d'un moteur asynchrone.

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. 3: Commande vectorielle indirect d'un moteur asynchrone en mode dégradé

III.3.1: Stratégie de commande en présence du défaut d'isolation d'une phase d'un onduleur

🚧 Défaut d'isolement d'une phase

En cas de mise à la masse accidentelle d'une phase du moteur, cette phase se trouve reliée au neutre du moteur asynchrone établissant ainsi un chemin de court-circuit à travers l'onduleur et l'impédance des filtres [24].

La perturbation de la commande du moteur asynchrone est peu importante puisque les courants de phase sont régulés. Une légère distorsion est générée par l'ondulation de la

tension continue, par contre des courants importants sont prélevés au réseau avec une distorsion élevée et un fort courant qui circule à travers le chemin de masse. En ouvrant les contacteurs, le défaut est confiné dans l'ensemble redresseur-onduleur –moteur asynchrone et la perte de contrôle de l'onduleur entraîne l'absence de reconfiguration de la commande.

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 [25]:

$$\begin{cases} I_a^* = 0 \\ I_b^* = -I^* \sin(\varphi) \\ I_c^* = I^* \sin(\varphi) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

L'expression du couple dans un moteur asynchrone triphasé est donnée comme suit:

$$C_{em3p} = -\frac{9}{4} I_s I_r L_a \sin(-\alpha + \beta + \gamma) \quad (\text{III.11})$$

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

$$C_{em2p} = -\frac{6}{4} I_s I_r L_a \sin(-\alpha + \beta + \gamma) \quad (\text{III.12})$$

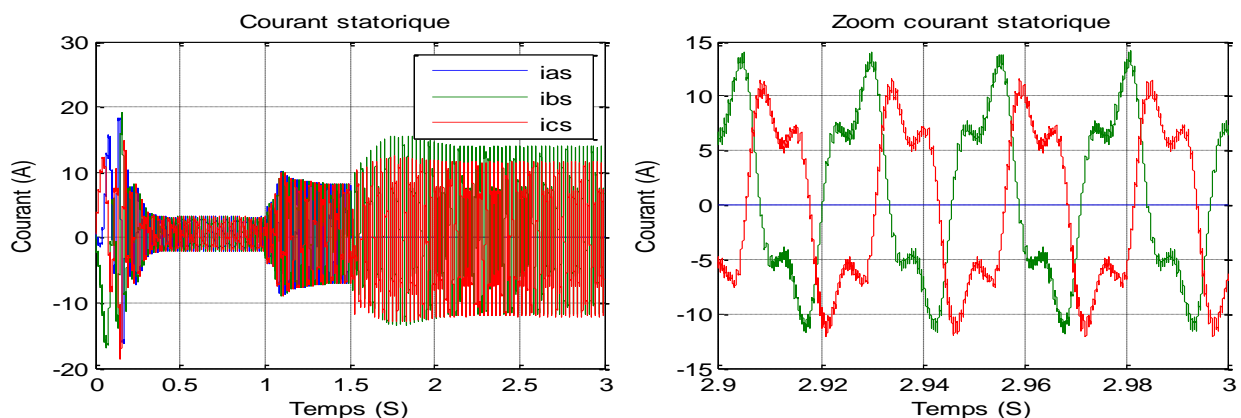
Le rapport entre le couple à l'état sain et en défaut s'exprime par le rapport:

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

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 du moteur asynchrone sont donnés dans la figure III.3. 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).



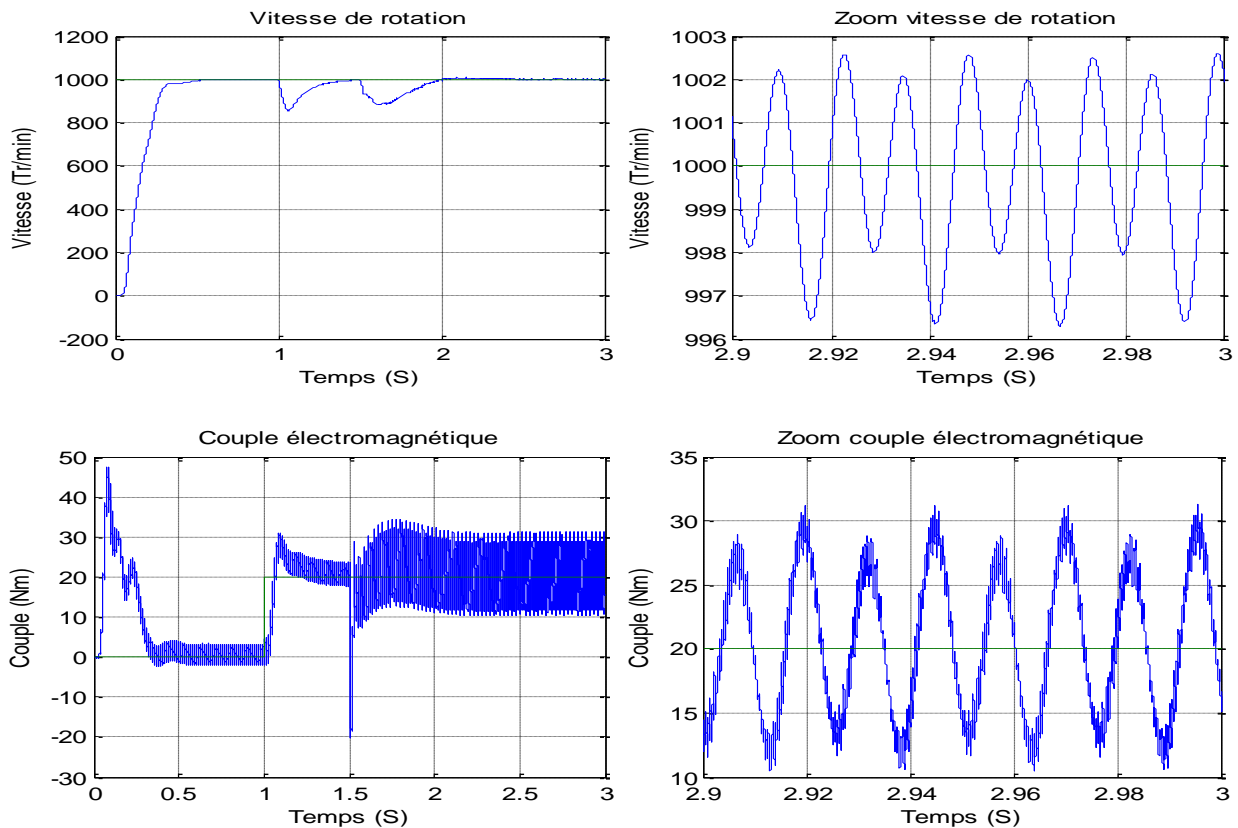


Figure. III.3 : Réponse de la commande vectorielle de la MAS à l'état biphasé.

La figure III.3, 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 le moteur asynchrone. Les performances de l'ensemble onduleur-moteur asynchrone 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'un moteur asynchrone, 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.

III.3.2 : Stratégies de commande vectorielle indirecte d'un moteur asynchrone avec un onduleur à quatre fils

Cette topologie peut être modifiée par la connexion du neutre de la MAS au point milieu du bus continu. À l'état normal, les équations des courants sont données comme suit [26] :

$$\begin{cases} I_{as} = I \cos(\omega t + \varphi) \\ I_{bs} = I \cos(\omega t + \varphi - 2\pi/3) \\ I_{cs} = I \cos(\omega t + \varphi - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

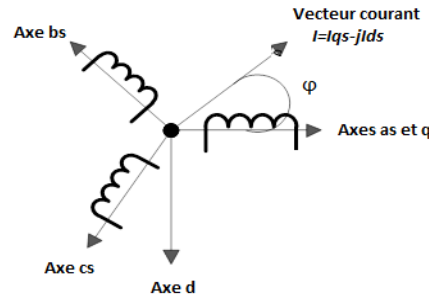


Figure. III.4 : Représentation vectorielle des courants statoriques dans l'état sain.

$$FMM = FMM_a + FMM_b + FMM_c \quad (\text{III.14})$$

$$FMM = NI_a + \alpha NI_b + \alpha^2 NI_c \quad (\text{III.15})$$

$$\alpha = 1 < 120^\circ \quad (\text{III.16})$$

$$FMM = \left(\frac{3}{2}\right) F e^{j\theta} \quad (\text{III.17})$$

$$FMM = \left(\frac{3}{2}\right) F (\cos \theta + j \sin \theta) \quad (\text{III.18})$$

$$F = NI, \theta = (\omega t + \varphi) \quad (\text{III.19})$$

Nous supposons que le défaut est dans le bras **B**, donc l'expression de la FMM' peut être écrites:

$$FMM' = NI'_{as} + \alpha^2 NI'_{cs} \quad (\text{III.20})$$

$$FMM' = NI'_{as} + \left(-0.5 - j \frac{\sqrt{3}}{2}\right) NI'_{cs} \quad (\text{III.21})$$

Pour obtenir le même couple que l'état sain, il faut que $FMM' = FMM$

$$\begin{cases} 3/2 F \cos \theta = NI'_{as} - (0.5) NI'_{cs} \\ 3/2 F \sin \theta = -\sqrt{3}/2 NI'_{cs} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

$$\begin{cases} I'_{as} = 3/2 I \left(\cos \theta - \left(1/\sqrt{3}\right) \sin \theta \right) \\ I'_{cs} = -\sqrt{3} I \cos \theta \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

$$\begin{cases} I'_{as} = \sqrt{3} I \cos(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{6}) \\ I'_{cs} = \sqrt{3} I \cos(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

$$\text{Donc } \begin{cases} \|I'_{as}\| = \|I_{as}\| * \sqrt{3} \\ \|I'_{cs}\| = \|I_{cs}\| * \sqrt{3} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

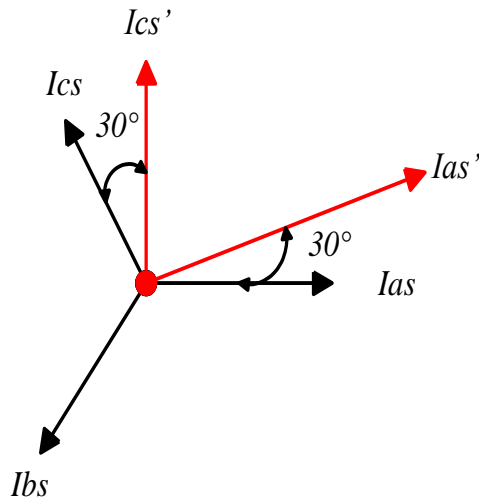


Figure. III.5 : Représentation vectorielle des courants statoriques en cas d'un défaut au bras B.

Maintenant, si le défaut est dans le bras A, nous obtenons.

$$\begin{cases} I'_{bs} = \sqrt{3}I\cos(\omega t + \varphi - 5\pi/6) \\ I'_{cs} = \sqrt{3}I\cos(\omega t + \varphi + 5\pi/6) \end{cases} \quad (\text{III-26})$$

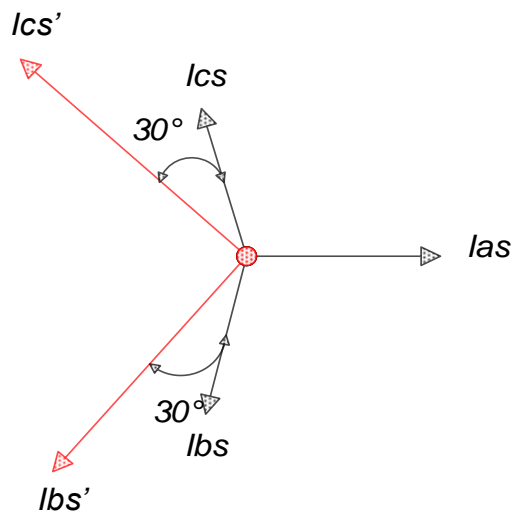


Figure. III.6 : Représentation vectorielle des courants statoriques en cas d'un défaut au bras A.

Si le défaut est maintenant dans le bras C, nous obtenons :

$$\begin{cases} I'_{as} = \sqrt{3}I\cos(\omega t + \varphi - \pi/6) \\ I'_{bs} = \sqrt{3}I\cos(\omega t + \varphi - \pi/2) \end{cases} \quad (\text{III-27})$$

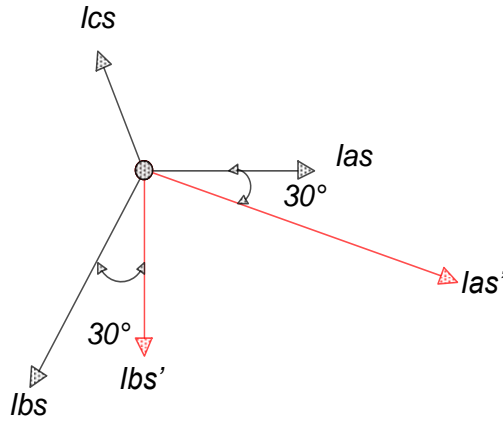


Figure. III.7 : Représentation vectorielle des courants statoriques en cas d'un défaut au bras C.

L'expression générale du couple en fonction de la FMM est donnée comme suit :

$$C_{em} = \frac{-\pi n l \delta}{2 \mu_0} B_s B_R p \sin[(\omega_s - \omega'_R)t + p \varepsilon_m] \tag{III-28}$$

$$B_s = \frac{\mu}{l} FMM \tag{III-29}$$

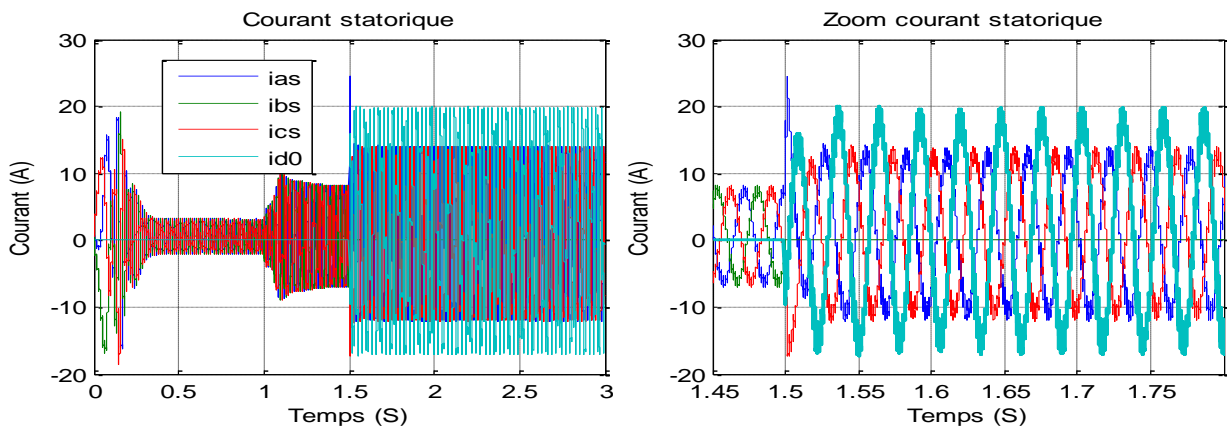
$$C_{em \text{ sain}} = K(t) FMM \tag{III-30}$$

$$C_{em \text{ défaut}} = K(t) FMM' \tag{III-31}$$

Le rapport entre les deux couples dans l'état en défaut et l'état sain est égale à :

$$C_{em \text{ sain}} = C_{em \text{ défaut}}$$

Les résultats de simulation pour le fonctionnement de l'ensemble onduleur-MAS avec un défaut de circuit-ouvert introduit à l'instant $t=1.5s$, dans le bras de la phase B sont donnés dans la figure III.8.



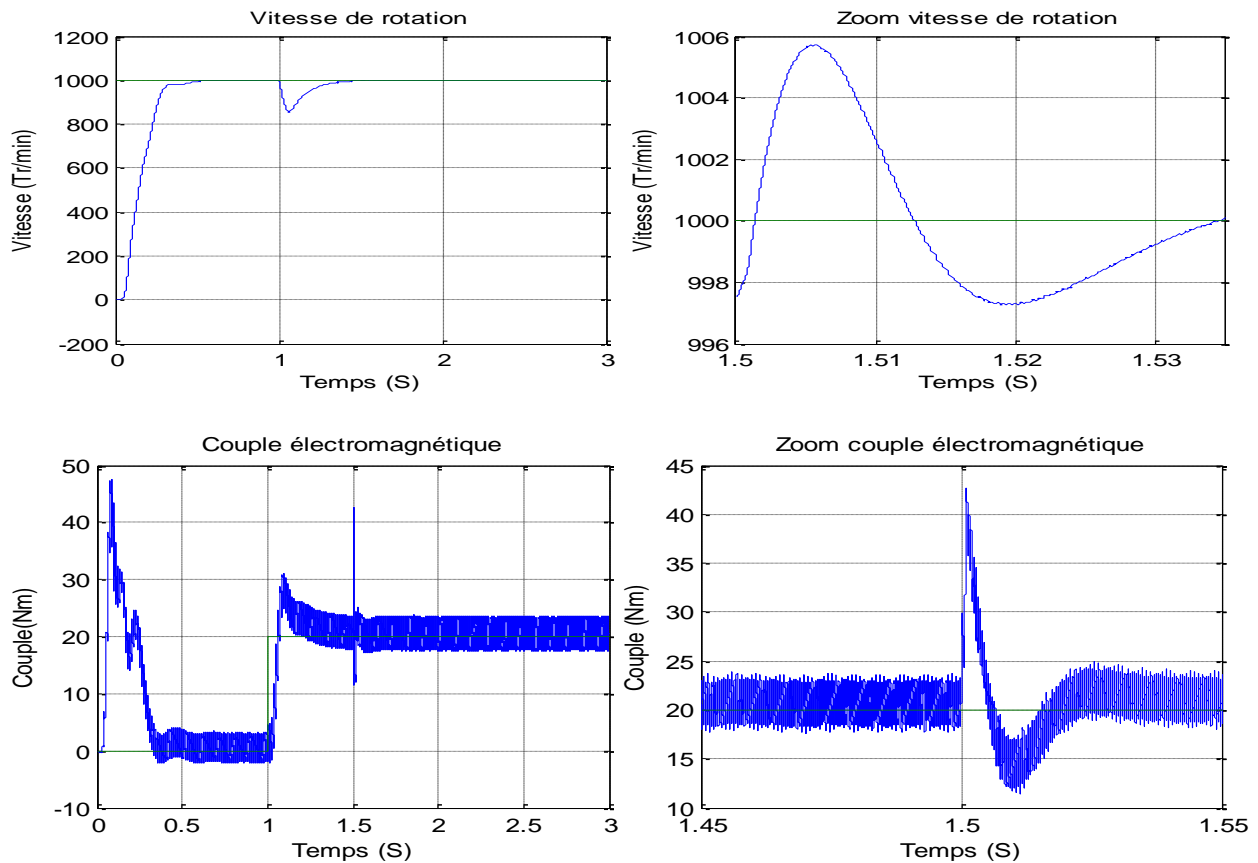


Figure. III.8 : Réponse de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à quatre fils.

Dans cette topologie de commande, nous remarquons une amélioration du couple électromagnétique en comparaison au cas précédent traitant la commande en mode biphasé. Le handicap principale de cette stratégie réside dans le surdimensionnement des capacités du bus continu avec l'augmentations des pertes dans la MAS à cause de l'intervention du courant de neutre dans la commande.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'impact de défaut isolation d'un bras de l'onduleur de tension à deux niveaux et à trois bras classique sur le comportement d'un ensemble onduleur-MAS. Les analyses et les résultats de simulation menés et présentés dans ce chapitre ont montré que la configuration classique des convertisseurs statiques utilisés dans un ensemble onduleur-MAS ne permet pas d'assurer la continuité de service en présence d'un défaut éventuel sur l'un des interrupteurs de puissance.

Pour assurer la continuité de fonctionnement, différentes topologies d'onduleur à tolérance de défauts avec différents niveaux de redondance active ou passive ont été envisagées et certaines de leurs caractéristiques de fonctionnement ont été développées, notamment les aspects concernant les procédures d'isolement et les performances après reconfiguration ont été présentées et analysées afin de faire un choix judicieux d'une topologie appropriée à l'entraînement électrique considéré.

Conclusion Générale

L'importance croissante des entraînements électriques et leur dépendance à la performance et la fiabilité des convertisseurs statiques ont motivé de nombreux efforts de recherche dans ce domaine. Une variété de techniques a été appliquée pour diagnostiquer les défauts dans les convertisseurs statiques de puissance alimentant un moteur asynchrone triphasé (MAS).

Nous avons en premier lieu présenté dans le chapitre 1, l'état de l'art des différents défauts du moteur asynchrone et les méthodes de surveillance et de diagnostic des systèmes industriels. Les principaux éléments d'une démarche de surveillance et de diagnostic d'un processus ont été également définis. Nous avons tous d'abord donné quelques définitions et terminologies utilisées dans ce domaine.

Nous avons ensuite présenté et discuté dans le chapitre 2, tout d'abord, la modélisation de l'ensemble onduleur-moteur ainsi que la modélisation de la commande MLI-sinus triangulaire. D'après les résultats de simulation obtenus, on peut conclure que la commande rapprochée de l'onduleur par une MLI-sinus triangulaire.

Dans le dernier chapitre 3, une technique de reconfiguration de la commande pour deux types de topologie de l'onduleur triphasé a été présentée. Dans la première 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 d'isolation d'une phase d'alimentation. Dans la deuxième topologie, avec un onduleur à quatre fils, la solution peut être envisagée, en se basant sur l'efficacité, la simplicité d'implémentation et la robustesse.

Références bibliographies:

- [1] **C.BILAL DJAMAL EDDINE** , «Contribution à la surveillance et le diagnostic des onduleurs triphasés sous défaut » thèse de doctorat de l’université d’Oran, Algérie 2019.
- [2] **C.BILAL DJAMAL EDDINE** « Commande vectorielle indirecte d’un moteur asynchrone alimenté par un onduleur sous défaut » thèse de magister de l’université d’Oran, Algérie 2015.
- [3] **KAZZAZ S.A.S.A., Singh G.K.**, “Experimental investigations on induction machine condition monitoring and fault diagnosis using digital signal processing techniques”, Electric Power Systems Research, vol. 65, p. 197-221, Elsevier, 2003.
- [4] **Jean-Claude Trigeassou**, "Diagnostic des machines électriques", Lavoisier, 2011.
- [5] **GAUTHIER J., Hammouri H., Othman S.**, “Asimple observer for non-linear systems applications to bioreactors”, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 37, no. 6, p. 875-880, 1992.
- [6] **MULLER G., LANDY C.**, “Vibration produced in squirrel-cage induction motors having broken rotor bars and interbar currents”, International Conferences on Electrical Machines, 1994.
- [7] **BONNETT A.H., YUNG C.**, “Increased efficiency versus increased reliability”, IEEE industry Applications Magazine, p.1077-2618, January-February 2008.
- [8] **STACK J.R., HABETLER T.G., Harley R.G.**, “Experimentally generating faults in rolling element bearings via shaft current”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 1, p. 25-29, January-February 2005.
- [9] **SAHRAOUI M., GHOGGAL A., ZOUZOU S., BENBOUZID M.**, Dynamic eccentricity in squirrel cage induction motor-simulation and analytical study of its spectral signature on stator cage induction motor-Simulation.
- [10] **BONNETT A.H., YUNG C.**, “Increased efficiency versus increase reliability”, IEEE industry Applications Magazine, p.1077-2618, January-February 2008.
- [11] **Taibi Djamel.**, Détection et diagnostic de défauts statorique externe d’un moteur asynchrone triphasé à l’aide de la carte ARDUINO MEGA 2560.
- [12] **J.P Caron, J.P Hautier**, Modélisation Et Commande De La Machine Asynchrone, Edition Technique, Paris 1995.
- [13] **SCHNEIDER électrique** « guide des solutions d’automatisme » publication technique, Paris 2007.
- [14] **Alia Salim et Guedda Smail**, Commande vectorielle d’une machine à induction. Thèse de master en commande électrique de l’université Echahid Hamma Lakhdar d’el-Oued 2018.
- [15] **Hamadi Safi Allah**, " Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master, Université –Msila.
- [16] **Abdelli, R** " Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor ", mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [17] **Lamine, Nechma Mohamed**, Modélisation, Commande et Simulation d’un Moteur Asynchrone à cage. Diss. UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR-ANNABA, 2019.

- [18] **Melle Boukhalifa Hadja et Melle Sid Radja**, Commande directe du couple d'un moteur asynchrone. Thèse de master en machines électrique et électronique de puissance de l'université Kasdi Merbah-Ouargla 2015.
- [19] **Tamrabet Hanene** " Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone " Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [20] **Tchiali Fouad, Maghraoui Noura** " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [21] **Benyahia. M.**, "commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " thèse de magister, Université de Batna 2001.
- [22] **R. Mohamed**, " Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau ". Mémoire de fin d'étude, institut d'électrotechnique, université de Batna 2002.
- [23] "Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ". PFE, Université M'sila, 2003.
- [24] **Dissa Abdenour**, "Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire ", thèse de magister, Université de Batna.
- [25] **Tchiali Fouad, Maghraoui Noura** " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [26] **G. Brahim**, " Commande non linéaire de la machine à induction "Thèse de master, Université de Batna,2012.

Résumé :

Ce travail consiste à étudier deux différentes stratégies de commande en mode dégradé des variateurs de vitesse dédiés aux systèmes ou à une chaîne industrielle. Dont la machine asynchrone (MAS), est alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. Une étude sur la stratégie de reconfiguration de la commande en cas de défauts (isolation d'une phase 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 : Machine asynchrone, Commande vectorielle, Découplage du flux, Onduleur, Isolation d'une phase, control biphasé, control à quatre file.

Abstract:

This work consists in studying two different control strategies in degraded mode of variable speed drives dedicated to systems or to an industrial chain. The asynchronous machine (MAS) of which is supplied by a two-level voltage inverter. A study on the control reconfiguration strategy in the event of faults (isolation of a phase of the inverter) was carried out in order to be able to operate in degraded mode. Several control topologies based on the classic vector control in degraded mode are proposed. The simulation results proved the efficiency of the proposed techniques.

Keywords: Asynchronous machine, Vector control, Flux decoupling, Inverter, One phase isolation, two-phase control, four-line control.

المخلص :

يتكون هذا العمل من دراسة استراتيجيتين مختلفتين للتحكم في الوضع المتدهور لمحركات السرعة المتغيرة المخصصة للأنظمة أو لسلسلة صناعية. يتم توفير الآلة غير المتزامنة (MAS) من خلال عاكس الجهد ثنائي المستوى. تم إجراء دراسة حول إستراتيجية إعادة تكوين التحكم في حالة حدوث أعطال (عزل مرحلة من العاكس) من أجل التمكن من العمل في الوضع المتدهور. تم اقتراح العديد من طوبولوجيا التحكم بناءً على التحكم الكلاسيكي في النواقل في الوضع المتدهور. أثبتت نتائج المحاكاة كفاءة التقنيات المقترحة.

الكلمات الرئيسية: آلة غير متزامنة ، التحكم في القوة الموجهة ، فصل التدفق ، العاكس ، عزل طور واحد ، تحكم على مرحلتين ، تحكم رباعي الخطوط.

Annexe 1**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