الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Yahia Farés de MEDEA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département de Génie Électrique



Mémoire De Fin D'études

Présenté Pour L'obtention Du Diplôme de

Master En Génie Electrique

Spécialité : Automatique et systèmes

Thème

Commande Tolérante Aux Défauts D'un Système D'entrainement D'une Machine Asynchrone Basé Sur Un Onduleur Neuf Interrupteurs

Préparé Et Présenté Par :

Chenibet Abir

Zerkani Hamza

Diriger et proposé par :

Dr.Hanini Nour eddine

2020/2021

Remerciements

Je *remercie Dieu le tout puissant qui m'a donné le courage et la patience durant toute la période de réalisation de ce mémoire.*

Ainsi*, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur*

Mr. Hanini Nour eddine *pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils et remarques.*

Nous *remercions également tous les enseignants de département de génie électrique de l'université* ***DR. YAHIA Fares*** *de Médéa qui ont participé à notre formation*

pendant tout le cycle universitaire

Enfin*, je ne remercie également toute personne qui m'a donné de l'aide pendant cette phase de réalisation de ce mémoire et tous mes collègues de la promotion 2021/2022.*

Nos *remerciements sont destinés aussi à toutes Nos familles, et tous Nos amis pour leur aide et leur soutien.*

Dédicasse

Je dédie ce mémoire :
***A** mes chers parents : Pour leur patience, leur amour, leur soutien et leurs Encouragements.*

A Ma tendre Mère Ladmia :
Tu représente pour moi la source de tendresse et l'exemple de dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager. Tu as fait plus qu'une mère puisse faire pour que ses enfants suivent le bon chemin dans leur vie et leurs études. qui m'a encouragé à aller de l'avant et Qui m'a donné tout son amour pour reprendre mes études.

A Mon très cher Père Mustapha :
Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours pour vous. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être. Ce travail et le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation le long de ces années.

A mon cher frère : Mohamed

A m'a chère sœur : Wissem

A Mes professeurs :

Monsieur Ben Touati.Ismail
Monsieur Tlemçani.A.H
Monsieur Mujamel Ahmed Mujamel
Monsieur Boulekhrachef
Madame Abbadi.A
Madame Hamidia
A mes amis et mes camarade :

Pour une sincérité si merveilleuse ….jamais oubliable, en leur souhaitant Tout le succès …tout le bonheur.

Sans oublier tous les professeurs que ce soit du Primaire, du moyen, du secondaire ou de l'enseignement supérieur.

Atout personne
Qui m'a aidé à franchir un horizon dans ma vie
ABIR

Dédicasse

Je dédie ce mémoire :

Ames chers parents. Ma mère, qui m'a encouragé à aller de l'avant et
Qui m'a donné tout son amour pour reprendre mes études, et
Mon très cher père est la plus belle perle du monde
Pour leur patience, leur amour, leur soutien et leurs
Encouragements.
Atout ma famille pour l'amour et le respect qu'ils m'ont toujours accordé
Ames frères.
Je leur souhaite tout le succès... tout le bonheur
Ames amis et mes camarade
Pour une sincérité si merveilleuse ….jamais oubliable, en leur souhaitant
Tout le succès …tout le bonheur.
Sans oublier tous les professeurs que ce soit du
Primaire, du moyen, du secondaire ou de l'enseignement supérieur.
Atout personne
Qui m'a aidé à franchir un horizon dans ma vie

Ham

ملخص

تم تخصيص هذا العمل للتحكم في تحمل الخطأ في الآلة غير متزامن على أساس تسعة تبديل العاكس، أولاً ، تركز هذه الدراسة على FTC: Fault Tolerant Control ، وقد قدمنا نوعيها السلبي والراعي المطبق على الجهاز غير المتزامن. ثم درسنا نمذجة الآلة غير المتزامنة، ثانيًا : تم التركيز على التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) لنظام MAS ، وهذا الأمر يجعل من الممكن صنع نموذج آلة غير متزامنة. قدم العمل أيضًا ، هدف تحقيق تحكم وثيق في هيكل محول جديد (العاكس مع تسعة مفاتيح مع هيكل المصدر z) من أجل ضمان التحكم المنفصل عن نظام ثنائي المحرك غير متزامن. لا يتطلب هذا التكوين مفرمة تصعيد حيث إنها تلعب دورها وتقلل من عدد مفاتيح الطاقة وبالتالي تقلل التكلفة والحجم مقارنة بالنظام التقليدي. يتم تحقيق التحكم المنفصل عن طريق التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC).

كلمات مفتاحية : السيطرة على التسامح مع الخطأ، آلة غير متزامنة، أمر مباشر عزم الدوران ، العاكس مع تسعة مفاتيح .

Résumé

Ce travail est consacré à la commande tolérante aux défauts d'une machine. asynchrone basé sur un onduleur à neuf interrupteur. Dans un premier temps, cette étude s'attache à la de commande tolérante aux défauts (FTC: Fault Tolerant Control), nous avons présenté ses types passive et avtive appliqués à la machine asynchrone. Ensuite, nous étudié la modélisation de la machine asynchrone. Dans un second temps, l'accent a été mis sur la commande directe du couple (DTC) de la MAS, cette commande permet de rendre le model de la Machine asynchrone.Le travail présenté aussi, l'objectif de réaliser une commande rapprochée d'une nouvelle structure de convertisseur (l'onduleur à neuf interrupteurs à structure z-source) afin d'assurer un contrôle découplé d'un système à deux moteurs asynchrones. Cette configuration n'a pas recours à un hacheur élévateur puisqu'elle joue son rôle et minimise le nombre d'interrupteurs de puissance et donc minimise le coût et le volume par rapport au système classique. La commande découplée est réalisée par la commande directe du couple (DTC).

Mots clés : commande tolérante aux défauts, machine asynchrone, Commande directe du couple, onduleur à neuf interrupteur.

Abstract

This work is devoted to the fault tolerant control of a machine asynchronous based on a nine switch inverter. First, this study focuses on the FTC: Fault Tolerant Control, we presented its passive and avtive types applied to the asynchronous machine. Then, we studied the modeling of the asynchronous machine. Secondly, the emphasis was placed on the direct torque control (DTC) of the MAS, this command makes it possible to make the model of the .Asynchronous machine.The work also presented, the objective of achieving close control of a new converter structure (the inverter with nine switches with z-source structure) in order to ensure decoupled control of a two-motor system. asynchronous. This configuration does not require a step-up chopper since it plays its role and minimizes the number of power switches and therefore minimizes the cost and volume compared to the conventional system. Decoupled control is achieved by direct torque control (DTC).

Key words: fault tolerant control, asynchronous machine, Direct control torque, inverter with nine switch

SOMMAIRE

Liste des figures……A
Liste de tableaux…….....C
Liste des Notations et Abréviations……...……..….E
Introduction générale……....H

Chapitre I : Etat de l'art de Commande Tolérante Aux Défauts

I.1 Introduction.....2
I.2 Quelques définitions de bases 2
I.3 Différents modes de fonctionnement d'un système 2
I.3.1 Mode de fonctionnement nominal……...2
I.3.2 Mode de fonctionnement dégradé……...3
I.3.3 Mode de défaillance…….3
I.4 Système tolérant aux défauts …….3
I.5 Classification des approches de la commande tolérante aux défauts ……...3
I.5.1 Commande tolérante aux défauts passive (PFTC) ……..4
I.5.2 Commande tolérante aux défauts active (AFTC) ……...4
I.6 Les Méthodes de la commande tolérante aux défauts ……..5
I.6.1 Méthodes Commande tolérante aux défauts passives PFTC ……..6
I.6.2 Méthodes Commande tolérante aux défauts actives AFTC ……...7
I.7 Classification des accommodations de la commande tolérante aux défauts …….8
I.7.1 Accommodations passives ……8
I.7.2 Accommodations actives ……8
I.7.3 Accommodation adaptative ……9
I.8 Stratégie de la commande tolérante aux défauts ……...9
I.9 Reconfiguration de la stratégie ……11
I.10 Harmoniques dues aux défauts …….12
I.10.1 Défauts de roulement à billes (Bearing faults) ……...12
I.10.2 Défauts statoriques ……..13
I.11 Classification des défauts……13
I.11.1 Les défauts actionneurs……...13

SOMMAIRE

I.11.2 Les défauts capteurs ……...14
I.11.3 Les défauts systèmes ……..14
I.12 Classification des méthodes de diagnostic ……14
I.12.1 Méthodes avec modèle mathématique ……15
1.12.1.1. Méthode d'estimation paramétrique ……..16
1.12.1.2. Méthode basée sur l'espace de parité ……17
1.12.1.3. Méthode à base d'observateur (estimation d'état) ……17
1.12.2 Méthodes sans modèle mathématique du système ……17
I.13 Modélisation des défauts ……..18
I.14 Modélisation en présence des perturbations ……..18
I.15 Conclusion ……19

Chapitre II : Modélisation et command DTC de la Machine asynchrone

II.1 Modélisation de la machine asynchrone ……21
II.1.1 Introduction ……21
II.1.2 Présentation de la machine asynchrone ……...21
II.1.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone ……22
II.1.4 Eléments de constitution de la machine asynchrone ……...24
II.1.4.1 stator ……24
II.1.4.2 Rotor à cage ……..25
I.1.4.3 Les organes mécaniques ……25
II.1.5 Etude statistique des défaillances de la machine asynchrone ……26
II.1.6 Défaillances de la machine asynchrone ……..28
I.1.6.1Défauts d'ordre électrique ……..28
II.1.6.2 Défauts statoriques ……...28
II.1.7 Court-circuit entre spires ……29
II.1.8 Court-circuit entre phases ……29
II.1.9 Transformation de park ……...31
II.1.9.1 Principe de la transformation de park ……...31
II.1.9.2 Transformation de park appliquée à la machine asynchrone ……..31
II.1.10 Choix du référentiel ……...31
II.1.10.1 Référentiel ($\boldsymbol{\alpha}$, $\boldsymbol{\beta}$) ……...31
II.1.10.2 Référentiel ($\boldsymbol{x}$, $\boldsymbol{y}$) ……32

SOMMAIRE

II.1.10.3 Référentiel ($\boldsymbol{d}$, $\boldsymbol{q}$) ……...32
II.1.11 CONCLUSION ……...32
II.2 Commande directe de couple de la machine asynchrone ……..32
II.2.1 Introduction ……33
II.2.2 Le principe du contrôle direct du couple ……33
II.2.3 Etat de l'art sur la Commande DTC de la machine asynchrone ……33
II.2.4 contrôle du flux et du couple ……..34
II.2.4.1 contrôle de flux ……35
II.2.4.2 contrôle du couple ……...35
II.2.5 Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique ……..36
II.2.5.1 Contrôle du vecteur de flux statorique ……36
II.2.5.2 Contrôle du couple électromagnétique ……37
II.2.6 Strategie de commande directe du couple (DTC) ……38
II.2.7 Estimateurs ……39
II.2.7.1 Estimateur du flux statorique ……39
I.2.7.2 Estimation du couple électromagnétique ……..41
II.2.8 Correcteurs ……41
II.2.8.1 Correcteur du flux ……..41
II.2.8.2 correcteur de couple ……42
II.2.9 Choix du vecteur tension ……44
II.2.10 Elaboration des tables de commutation ……...45
II.2.10.1 Table de commutation avec séquences nulles ……...45
II.2.10.2 Table de commutation sans séquences nulles ……...46
II.2.11 Avantages de la Commande DTC ……...47
II.2.12 Inconvénients de la Commande Directe de Couple ……47
II.2.13 Résultats de simulation ……47
II.2.13.1 Interprétations des résultats ……...51
II.2.14 Conclusion ……51

Chapitre III : Modalisation d'un onduleur a neuf interrupteurs et la commande FTC (court-circuit)

III.1 Introduction ……..53
III.2 Structure de l'onduleur a neuf interrupteurs ……53
III.3 Les vecteurs tensions de l'onduleur à neuf interrupteurs ……54

SOMMAIRE

III.4 Modèle d'un onduleur à neuf interrupteurs ……..57
III.5 Fonctionnement de l'onduleur à neuf interrupteurs ……59
III.5.2 Séquence hors le court-circuit de bras de l'onduleur (u=0) ……..60
III.6 Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance ……61
III.6.1 Dimensionnement de l'inductance Lz ……...61
II.6.2 Dimensionnement du condensateur Cz ……..62
II1.6.3 Dimensionnement de l'onduleur ……62
III.7 Détection les Défauts de l'onduleur ……63
III.8 Défauts interne du L'onduleur ……..63
III.9 Etude du défaut d'interrupteurs ……64
III.9.1 Interprétation ……...67
III.10 Conclusion ……67

Conclusion générale ……69

Liste Des Figures

Chapitre I : Etat de l'art de Commande tolérante aux défauts

Figure I.1: Classification des approches de la commande tolérante aux défauts …….4
Figure I.2: Types des systèmes tolérants aux défauts……..……..6
Figure I.3: Le principe de la commande PFTC pré calculée……..6
Figure I-4: Schéma d'une commande AFTC……..8
Figure I.5: Structure de la commande tolérante aux défauts……....10
Figure I-6 : Schéma bloc de commande tolérante à l'externe…….....12
Figure I.7: Les défauts actionneurs, capteurs et composants……14
Figure I.8 : diagnostic à base de modèle……...……15
Figure I.9 : Structure des résidus directionnels……16

Chapitre II : Modélisation et commande (DTC) d'une Machine asynchrone

Figure II.1: Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone...22
Figure II.2 : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé à cage ……23
Figure II.3 : Éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil …..24
Figure II.4 : Structure du stator …….. 25
Figure II.5 : Vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétique conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit). …….25
Figure II.6 : Proportion des défauts. ……26
Figure II.7 : Répartition des pannes sur les machines de faibles puissances et moyennes 17
Figure II.8 : Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances ……27
Figure II.9 : Représentation des différents défauts statoriques possibles ……...29
Figure II.10 : Exemples de dégâts dus au défaut de court-circuit statorique d'un moteur asynchrone ……30
Figure II.11 : Différents défauts statoriques ……30
Figure II.12 : Stratégie de Commande Directe de Couple ……..34
Figure II.13 : Evolution du vecteur flux dans le plan $\alpha\ \beta$ ……...35
Figure II.14 : Schéma de principe de la commande DTC ……...39
Figure II.15 : a) Sélection des tensions Vi pour contrôler le flux ……...42

b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux ……42
Figure II.16 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple Electromagnétique. ……...43
Figure II.17 : Partition du plan complexe en six secteurs. ……..45
Figure II.18 : Vitesse de la MAS. ……48
Figure II.19 : Couple électromagnétique de la MAS. ……48
Figure II.20 : Flux statorique de la MAS. ……49
Figure II.21: Flux statorique dans le plan Alpha-Beta. ……...49
Figure II.22 : Courants statorique dans le plan Alpha ……50
Figure II.23 : tensions statorique de la MAS ……...…50

Chapitre III : Modélisation d'un onduleur à neuf interrupteurs et détection les défauts

Figure III.1: Modes de fonctionnement de l'onduleur à neuf interrupteurs……...…..54
Figure III.2 : Structure de l'onduleur triphasé……..57
Figure III.3 : Structure de l'onduleur à neuf interrupteurs……...58
Figure III.4 : Représentation schématique de l'onduleur à neuf interrupteurs ……59
Figure III.5 : Etat de court-circuit de l'onduleur à neuf interrupteurs ……60
Figure III.6 : Etat actif de l'onduleur à neuf interrupteurs ……..…61
Figure III.7 : la vitesse de la machine 'défaut T_1 et T_2' ……..….64
F**igure III.8** : courant statorique isa défaut T_1 et T_2' ……65
Figure III.9 : le couple électromagnétique 'défaut T_1 et T_2'……65
FigureIII.10 : Signature flux ' défaut T_1 et T_2'……66
Figure III.11 : la tension statorique ' défaut T_1 et T_2'……**……..**66

Liste des tableaux

Tableau II-1 : Tableau II-1 : Position du vecteur flux statorique …….42
Tableau II-2 : Table généralisée pour le choix des vecteurs tensions ……..45
Tableau II-3 : Table de commutation définit par Takahashi ……....46
Tableau II-4 : Table de commutation sans séquences nulles ……47
Tableau III.1: Etas possibles pour un bras de l'onduleur à neuf interrupteurs …….55
Tableau III-2: Vecteurs possibles de l'onduleur à neuf interrupteurs ……..56

Natations et Abréviations

NATATIONS :

a,b,c : des variables exprimées dans le repère triphasé A,B,C

f : Coefficient de frottements visqueux

Grandeurs électriques du rotor :

Grandeurs électriques du stator :

Grandeurs magnétiques du rotor :

Grandeurs magnétiques du stator :

Grandeurs mécaniques :

J : Moment d'inertie des parties tournantes

$\mathbf{L_s}$,$\mathbf{L_r}$:Inductance propre d'une phase statorique / rotorique

P : Nombre de paires de pôles

r,s :correspondant au rotor et austator

Repères :

$\mathbf{R_s}$,$\mathbf{R_r}$:Résistance statorique /rotorique

Vcz : Tension de la capacité du réseau d'impédance

$\mathbf{V_{DC}}$, **Ve :** Tension continue de la source.

Vi : Tension du bus continu du NSI.

Vlz : Tension de l'inductance du réseau d'impédance

xref :Consigne de x

α, β : des variables exprimées dans le repère biphasé fixe (α, β)

LS :Matrice d'inductance statorique

LSr :Matrice des inductances mutuelles stator – rotor

Lr :Matrice d'inductance rotorique

Ms : Inductance mutuelle entre deux phases rotorique

Ms : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

Ms :Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

Rr : Résistance rotorique par phase

Rs : Résistance statorique par phase

Tr : Constante de temps rotorique (Lr/Rr)

$Umax$: Commande maximale.

$Umin$: Commande minimale.

a, b, cr : Les trois phases du rotor

a, b, cs: Les trois phases du stator

$d\ q$:Les axes du référentiel de park

$\boldsymbol{Cem}$: Couple électromagnétique de la MAS

$\boldsymbol{Cr}$: Couple résistant

$\boldsymbol{Ki}$: Coefficient de l'action Intégral

$\boldsymbol{Kp}$: Coefficient de proportionnalité

$\boldsymbol{Vrd}$: Tension rotorique selon l'axe d

$\boldsymbol{Vrq}$: Tension rotorique selon l′axe q

$\boldsymbol{Vs\ ar,,r}$: Tension rotorique des phases ar, br, cr

$\boldsymbol{Vs\ as,,s}$: Tension statorique des phases as, bs, ou cs

$\boldsymbol{Vsd}$: Tension statorique selon l'axe d

$\boldsymbol{Vsq}$: Tension statorique selon l'axe q

$\boldsymbol{ird}$: Courant rotorique selon l′axe d

$\boldsymbol{ird}$: Courant rotorique selon l'axe q

$\boldsymbol{is\ ar\ br\ cr}$: Courant rotorique des phases ar, br, cr

$\boldsymbol{is\ as,,s}$: Courant statorique des phases a, b, c

$\boldsymbol{isd}$: Courant statorique selon l'axe d

$\boldsymbol{isq}$: Courant statorique selon l'axe q

$\alpha\ \beta$:Les axes du référentiel de Concordia

θ : Positon du rotor par rapport au stator

θr : Positon du rotor par rapport à l'axe d

θs : Positon du rotor par rapport à l'axe q

σ: Coefficient de dispersion

$\boldsymbol{\Omega}$: Vitesse de rotation de la MAS

$\boldsymbol{\omega r}$: Pulsation électrique rotorique

$\boldsymbol{\omega s}$: Pulsation électrique statorique

$\boldsymbol{\phi rd}$: Flux rotorique sur l'axe d

$\boldsymbol{\phi rq}$: Flux rotorique sur l'axe q

$\boldsymbol{\phi s\ ar, ,r}$: Flux rotorique des phases ar, br, cr

$\boldsymbol{\phi s\ as, ,s}$: Flux statorique des phases as, bs, cs

$\boldsymbol{\phi sd}$: Flux statorique selon l'axe d

$\boldsymbol{\phi sd}$: Flux statorique selon l'axe q

ABREVIATION :

AFTC : Active Fault Tolerant Control.

DTC : Direct Torque Control.

FTC : Fault Tolerant Control

IGBT: Integrated Gate Bipolar Transistor.

INV: Inverter (Onduleur).

MAS : Machine Asynchrone.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

NSI : Nine Switch Inverter.

PFTC : Passive Fault Tolerant Control.

PI : Régulateur Proportionnel-Intégral.

USA: United States of America.

XOR: Porte logique ou exclusif.

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les systèmes industriels modernes se basent sur des techniques de commande avancées, toujours dans le but d'atteindre le haut niveau de performance, en particulier la machine asynchrone qui fera l'objet de notre mémoire. Alors contourner les défauts au niveau d'un système afin d'assurer l'augmentation, la fiabilité, la disponibilité, la reconfigurabilité et la sûreté de fonctionnement, constitue à l'heure actuelle, l'une des préoccupations majeures des industries.

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des composants de la machine ou bien aux conditions d'utilisation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service. L'objectif de notre travail est la mise en œuvre d'une commande tolérante aux défauts afin de compenser l'effet des défauts statoriques et rotoriques qui induisent des harmoniques dans les courants statoriques de la machine.

Le but de notre travail consiste à l'étude d'une commande tolérante aux défauts d'un système d'entrainement d'une machine asynchrone basé sur un onduleur à neuf intrrupteurs. Dans ce cadre, le présent travail décrit une étude détaillée de la commande appliqué à la machine asynchrone à base de logiciel MATLAB.

Pour cela, Notre mémoire est organisé en trois chapitres, dont le contenu est succinctement résumé ci-dessous :

Le premier chapitre de ce mémoire rappelle les deux types de diagnostic et modélisation de tolérante aux défauts. Ainsi que les différentes méthodes de diagnostic et leur modèle. Ensuite, Nous nous s'intéressons à l'approche par modèle utilisant.

Le deuxième chapitre est consacré à la 1^{ere} partie l'étudie de la modélisation d'une machine

Asynchrone et son défaut. Nous rappelons tout d'abord les composants de la machine, les défauts qui l'affectent. En outre, l'étude de la machine asynchrone en s'articulant sur la fameuse transformation de Park. En donnant la constitution de la machine, le principe de fonctionnement, le développement mathématique. Ensuite, à la 2eme partie est dédié à

l'application de la commande directe du couple à la machine asynchrone. Ses résultat de simulation de l'association commande DTC-onduleur-MAS sont présentés d'une simulation par le logiciel MATLAB.

Dans le dernier chapitre nous sommes intéresse à la 1^{ere} partie l'étudie de la modélisation d'un onduleur à neuf interrupteur, nous présenterons deux types de convertisseur dont l'élément commun est le même nombre des interrupteurs de puissance. Il s'agit d'un onduleur à neuf interrupteurs. Ensuite, dans la 2eme partie nous étudie la détection et l'identification des défauts de l'onduleur. Ses résultat sont présentés d'une simulation par le logiciel MATLAB.

En fin de ce mémoire nous présentons une conclusion générale de cette étude.

CHAPITRE I

Etat de l’art de Commande Tolérante Aux Défauts

I.1 Introduction

Un système tolérant aux défauts est un système capable de détecter la présence de défauts et de s'adapter automatiquement en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. La détection de défauts est une opération délicate, en effet, il est nécessaire d'associer au diagnostic des lois de commande capable de maintenir la stabilité des systèmes et de garantir ainsi un fonctionnement acceptable même dégradé en dépit de la présence d'un défaut. Une telle commande est dénommée commande tolérante aux défauts ou au fautes.

Ce chapitre présente les deux types de commande tolérante aux défauts: active et passive. Nous verrons aussi dans ce chapitre les différents types de défauts affectant un système, et cela entre dans le diagnostic des défauts. On termine ce chapitre par une petite conclusion.

I.2 Quelques définitions de base :

Les systèmes industriels sont souvent soumis à des anomalies ou des changements inattendus, qui entraînent un mauvais fonctionnement. Nous citons [1]:

- Défaut: La cessation d'un (des) paramètre(s) du système à accomplir sa (ses) fonction(s) souhaitée(s) avec des performances définies dans les spécifications techniques, il peut être définie comme :

- Une défaillance: Perte partielle ou totale des fonctionnalités du système qui le rend incapable de délivrer le service pour lequel il a été conçu.

- Une panne: Etat d'un système incapable d'accomplir sa fonction à cause d'une défaillance.

- Une dégradation: Une perte de performances des fonctions assurées par un équipement.

I.3 Différents modes de fonctionnement d'un système :

Un système présente généralement plusieurs modes de fonctionnement. On peut observer des modes de plusieurs types, parmi lesquels [2]:

I.3.1 Mode de fonctionnement nominal:

Est le mode où l'équipement ou le système industriel remplit sa mission dans les conditions de fonctionnement requises par le constructeur.

I.3.2 Mode de fonctionnement dégradé:

Correspond soit à l'accomplissement partiel de la mission, soit à l'accomplissement de celle-ci avec des performances moindres. En d'autres termes, il y a eu une dégradation dans le système mais pas de défaillance.

I.3.3 Mode de défaillance:

Correspond à des mauvais fonctionnements du système, c.-à-d. qu'il y a eu défaillance soit après dégradation soit défaillance brusque.

I.4 Système tolérant aux défauts [3]:

Un système tolérant aux défauts a pour but de maintenir la stabilité du système par compensation d'effet des défauts, d'une part, elle garantit le bon fonctionnement du système et d'autre part elle assure la sécurité humaine et matérielle. La tâche principale qui incombe à la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande avec une structure permettant de garantir la stabilité et les performances du système, non seulement lorsque tous les composants de la commande sont opérationnels, mais aussi lorsque des capteurs ou des actionneurs sont défaillants.

I.5 Classification des approches de la commande tolérante aux défauts :

Les techniques de commande tolérantes aux défauts sont divisées en deux grandes classes comme le montre la figure (I.1) : la classe de commande tolérante aux défauts passive (Passive Fault Tolerant Control PFTC) et classe de commande tolérante aux défauts active (Active FaultTolerant Control AFTC) [4] figure(I.1).

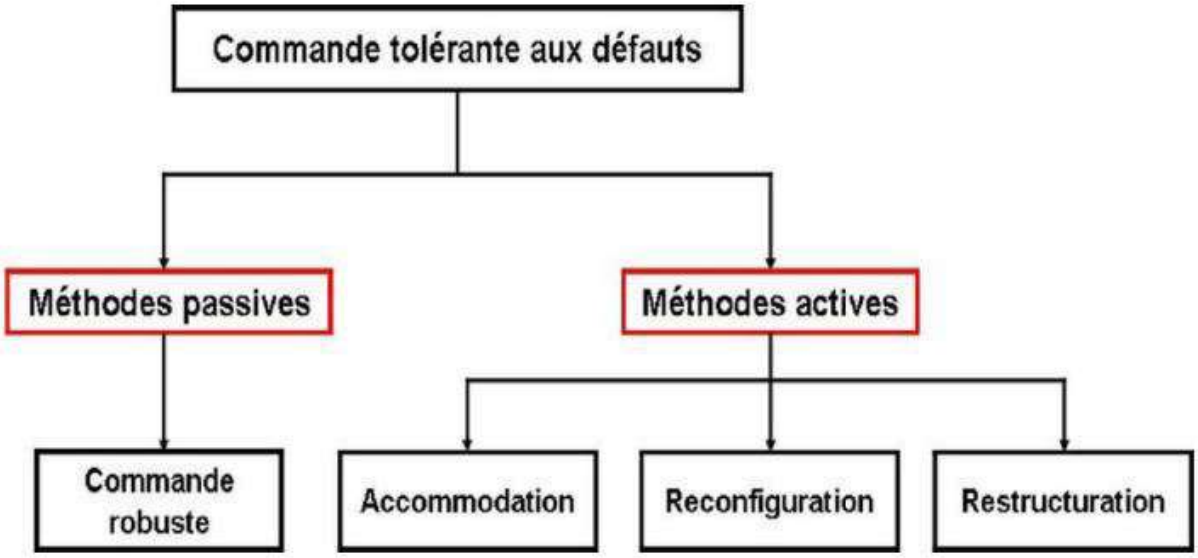


Figure I-1 : Classification des approches de la commande tolérante aux défauts [5]

I.5.1 Commande tolérante aux défauts passive (PFTC) :

Dans cette approche passive, les contrôleurs sont synthétisés de façon à être robustes à certains défauts. L'idée principale est de faire en sorte que le système de commande doit être capable à tolérer ce genre de défauts sans modifier la stratégie de commande ni les paramètres du contrôleur. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni de reconfiguration de la loi de commande [6].

L'inconvénient de cette technique réside dans le fait que sa capacité de tolérance est restreinte à quelques défauts. Une connaissance a priori des défauts est nécessaire pour la conception de la commande [4].

I.5.2 Commande tolérante aux défauts active (AFTC) :

Contrairement à l'approche passive, l'approche active réagit à l'apparition d'un ou de plusieurs défauts, elle contient deux blocs : un bloc de diagnostic pour détecter et localiser les défauts qui affectent le système, un bloc de reconfiguration de la loi de commande qui permet de changer la structure du régulateur afin de compenser l'effet des défauts et préserver la stabilité et les performances du système. Dans certaines circonstances, une dégradation des performances peut être acceptée [7].

Les lois de commande active s'inspirent de deux lois de commande [3] :

a) Lois de commande pré-calculées:

Il existe un banc de régulateurs pré-calculés pour chaque mode de fonctionnement. Un régulateur pour le mode de fonctionnement nominal et un régulateur pour chaque mode défaillant. Cela ne semble pas raisonnable dans le cas d'un nombre important de défauts car il faut également un nombre important de régulateurs à synthétiser, de ce fait, nous nous intéressons à la seconde approche fondée sur la synthèse d'une nouvelle loi de commande en ligne.

b) Lois de commande synthétisées en ligne:

Suivant le défaut, en fonction de sa rigidité et les informations qui peuvent être fournies par le bloc du diagnostic, trois cas peuvent être considérés: l'accommodation, la reconfiguration et la restructuration du système.

b.1 L'accommodation des défauts:

Uniquement les défauts de faibles amplitudes sont pris en compte par l'accommodation, la nouvelle loi de commande est générée soit par l'adaptation en ligne des paramètres du régulateur soit par la compensation d'une commande supplémentaire, sans modifier la structure du système.

b.2 La reconfiguration du système :

Elle est utilisée dans le cas où les parties défaillantes (actionneurs, capteurs ou régulateurs) ne peuvent pas être accommodées. Elle est caractérisée par la modification des entrées/sorties entre la loi de commande et le système à contrôler à travers un changement des paramètres et de la structure de la loi de commande.

b.3 La restructuration du système :

Elle est utilisée lorsqu'il n'existe pas de solution au problème de commande en utilisant l'accommodation et la reconfiguration, la structure et les paramètres de la loi de commande sont modifiés.

I.6 Les Méthodes de la commande tolérante aux défauts :

Les techniques (ou méthodes) de commande tolérante aux défauts sont classées en deux catégories distinctes comme illustrées à la figure (I.2) : les méthodes de commande passives (PFTC) et les méthodes de commande actives (AFTC).

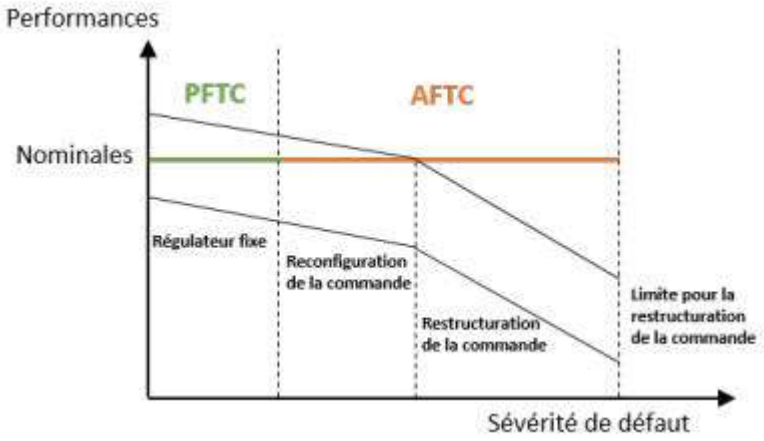


Figure I-2 :Types des systèmes tolérants aux défauts.

I.6.1 Méthodes Commande tolérante aux défauts passives PFTC :

Les méthodes PFTC ne requièrent pas la présence d'un module de diagnostic et utilisent les techniques de la commande robuste. Ces méthodes passives ont en conséquence une faible capacité de tolérance aux défauts. Cette première approche requière une charge de calcul moindre mais suppose que les défauts sont a priori connus. La sélection du contrôleur associé au mode de fonctionnement actif (présent) est effectuée par le superviseur, qui est constitué d'un ensemble d'estimateurs permettant la reconstruction des sorties du système pour chaque mode de fonctionnement. Après avoir évalué les performances de chaque mode, le contrôleur adéquat est sélectionné comme illustré à la figure (I.3) Cette approche semble peu commode dans le cas d'un traitement d'un nombre important de défauts car il faut également un nombre important de contrôleurs à synthétiser.

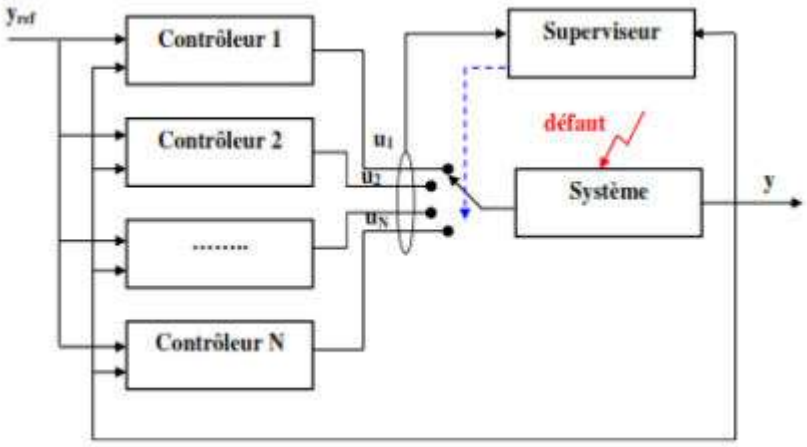


Figure I-3 :Le principe de la commande PFTC pré calculée

I.6.2 Méthodes Commande tolérante aux défauts actives AFTC:

Les méthodes AFTC se distinguent des méthodes PFTC par l'utilisation d'un module FDI figure (I.4) et par une synthèse en ligne du contrôleur. Les méthodes actives sont amenées à réagir aux divers défauts du système en modifiant en ligne les lois de commande afin de maintenir l'objectif global, i.e., la stabilité et les performances du système de commande. Elles tolèrent des défauts plus sévères et la tenue de performances est supérieure à celles utilisant des méthodes passives. Les méthodes actives se déclinent en deux classes de stratégies. Pour ces deux stratégies, les lois de commande adéquates peuvent être soit sélectionnées parmi un ensemble de contrôleurs pré calculées hors-ligne (méthodes de projection), soit calculées en ligne. Cette seconde approche permet de traiter le cas des défauts non connus a priori mais elle suppose une identification en ligne des paramètres du système. En fonction de l'impact du défaut sur les performances du système (perte partielle ou totale de leur capacité d'opération) et des informations qui peuvent être fournies par le bloc diagnostic, deux cas peuvent être considérés : la reconfiguration ou la restructuration.

Des définitions fondamentales de ces termes ont été proposées par l'auteur a défini la reconfiguration et la restructuration comme suit : Reconfiguration : Selon la gravité des défauts et de la redondance matérielle disponible, une stratégie de reconfiguration peut être mise en œuvre afin d'ajuster en ligne les paramètres du contrôleur lorsque le défaut peut être accommodé sans trop dégrader les performances nominales du système. Les objectifs nominaux prédéfinis sont conservés. Le nombre de sorties à asservir et le nombre d'entrées de commande valides restent inchangés. Restructuration: Lorsqu'il n'est plus possible de préserver les performances en sortie du système, une stratégie de restructuration permet de commander le procédé en mode dégradé, en utilisant le meilleur compromis possible entre tous les objectifs nominaux et assure l'arrêt du système en toute sécurité dans un futur proche. Une modification de la structure du système est nécessaire. Par exemple, dans le cas d'une perte totale d'un actionneur ou d'un composant, l'asservissement de toutes les sorties du système ne peut plus être assuré. La restructuration pourrait consister à établir une priorité entre ces sorties à réguler.

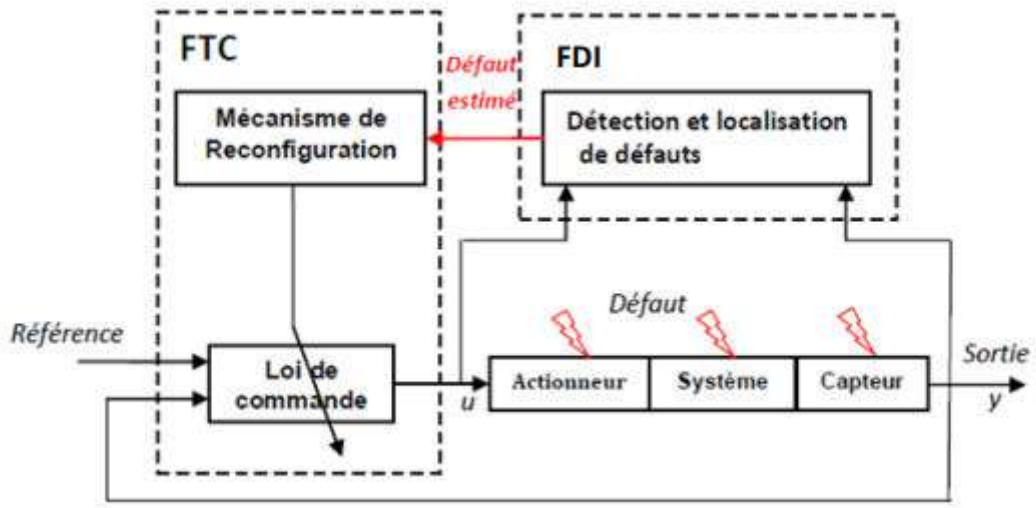


Figure I-4 :Schéma d'une commande AFTC

I.7 Classification des accommodations de la commande tolérante aux défauts :

Les techniques de commande tolérante aux défauts peuvent être classifiées en trois grands ensembles : Les accommodations passives, les accommodations actives et les accommodations adaptatives.

I.7.1 Accommodations passives :

Elles sont basées sur l'idée simple que les défaut représentent des perturbations que la loi de commande doit prendre en compte d`es sa conception initiale engendrant une structure de contrôle fixe `a paramètres fixes. Elles utilisent les techniques de commande robuste par rapport aux incertitudes structurées que sont les défauts (commande H∞, commande `a rejet de perturbation,...). Ce type d'approchent a besoin ni d'un module de diagnostic pour détecter la présence des défauts ni d'un bloc de reconfiguration de la structure et/ou des paramètres du système de contrôle.

I.7.2 Accommodations actives :

Au contraire des méthodes passives, les méthodes actives réagissent à l'apparition d'un ou de plusieurs défauts par la restructuration du système de contrôle. Leur objectif principal est de compenser au mieux l'effet des défauts sur le système afin que la stabilité et les performances du system soient maintenues enjouant sur la robustesse de la commande qui doit être améliorée `a chaque détection d'un défaut. Elles sont composées essentiellement de trois éléments fondamentaux :

1) Une commande reconfigurable,
2) Un module de diagnostic permettant la détection, l'isolation et l'estimation de l'amplitude des défauts,
3) Un mécanisme de reconfiguration le problème critique dans cette approche est la limitation du temps disponible pour le recalcule de la loi de commande à chaque instant de détection d'un défaut.

I.7.3 Accommodation adaptative :

La commande adaptative est une commande très appropriée dans le cadre de la commande active tolérante aux défauts. En effet, ce type de commande est capable d'adapter automatiquement les paramètres du contrôleur en fonction des changements du système.

Ce type de méthode ne requiert donc pas de module FDI comme dans le cas des approches AFTC. Les méthodes de commandes avec paramètres linéaires variant dans le temps ou Linear Parameter Varying (LPV) dédiées au FTC sont incluses dans la classe des commandes adaptatives.

I.8 Stratégie de la commande tolérante aux défauts :

Un système à tolérance de défauts est un système capable de détecter la présence de défauts et d'être en mesure de maintenir la stabilité et de meilleures performances capacités du système [MUE 2009].

Le terme additif ($U_{ad} = \hat{V}_d$) est ajouté à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts (aspect FTC). Il suppose que les effets des défauts sur le système peuvent être adéquatement modélisés par un signal exogène à partir d'un système autonome stable appelé exosystème. L'architecture de la FTC est illustrée dans la figure (I.5).

L'objectif de cette technique est à base d'un observateur qui génère un terme additif nul en l'absence de défauts qui est ajouté à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts sur le système.

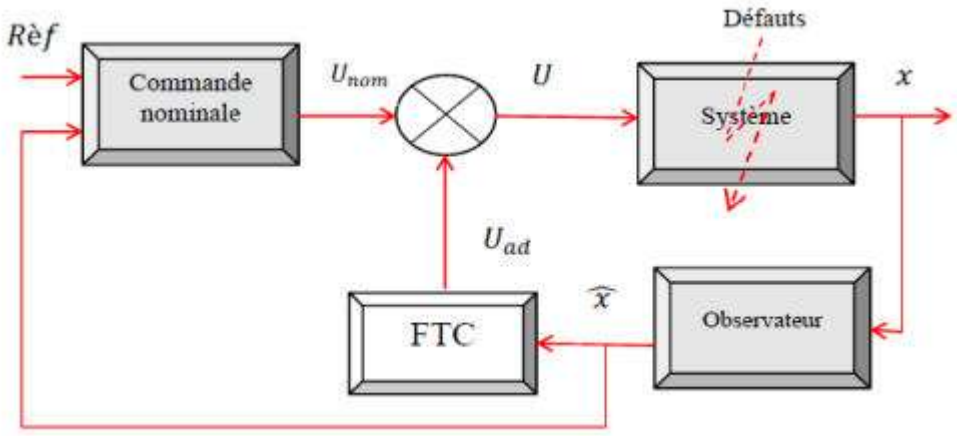


Figure I.5 : Structure de la commande tolérante aux défauts.

La différence instantanée entre la dérivée de l'état du système et le système estimé devient :

$$\hat{w} = K_p\ (\varepsilon_\alpha \hat{\emptyset} - \varepsilon_\beta\ \hat{\emptyset}_{r\alpha}) + K_i \int (\varepsilon_{\alpha\beta}\ \emptyset - \varepsilon_\beta\ \hat{\emptyset}_{r\alpha})\, dt \qquad \text{(I.1)}$$

$$\dot{Z}_x = \begin{bmatrix} \hat{X}_1 \\ \hat{X}_2 \\ \hat{X}_3 \\ \hat{X}_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \\ \dot{X}_4 \end{bmatrix} \qquad \text{(I.2)}$$

$$\dot{\tilde{Z}}=0 \rightarrow \begin{cases} (1\text{-}a_1)\,\tilde{z}_{x1}\text{-}\lambda_1 \tanh z_{y1}\text{-}V_{d1}=0 \\ (1\text{-}a_1)\,\tilde{z}_{x2}\text{-}\lambda_2 \tanh z_{y2}\text{-}V_{d2}=0 \\ -a_4\tilde{z}_{x1}+(1\text{-}\,a_5)\,\tilde{z}_{X3}\text{-}(\hat{w}_r\text{-}w_r)\,\tilde{z}_{x4}=0 \\ -a_4\tilde{Z}_{X1}\text{-}(\hat{w}\text{-}w_r)\,\tilde{z}_{x3}+(1\,\text{-}\,a_5)\,\tilde{z}_{x4}=0 \end{cases} \qquad \text{(I.3)}$$

Où :

$$a_1 = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_S} + \frac{M^2 R_R}{\sigma L_S L_T^{\,2}}\right), \quad a_4 = \frac{M}{T_r},\ a_5 = -\frac{1}{T_r} \qquad \text{(I.4)}$$

L'équation (I.2) montre que z_x converge vers zéro, comme $t \to \infty$, alors $\hat{w}_r \to w_r \to$ Ainsi, le défaut est estimé par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \hat{V}_{d1} &= -\lambda_1 \tanh z_{y1} \\ \hat{V}_{d2} &= -\lambda_2 \tanh z_{y2} \end{aligned} \qquad \text{(I.5)}$$

La fonction tanh représente une fonction hyperbolique. $\lambda 1$ et $\lambda 2$ sont choisis vecteur constant et

$Z_{Y1} = \hat{y}_1 - y_1$, $Z_{y2} = \hat{y}_2 - y_2$ Sont les erreurs d'estimation de sortie.

I.9 Reconfiguration de la stratégie :

La structure globale de la loi de commande est donnée par :

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1nom} \\ u_{2nom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{1ad} \\ u_{2ad} \end{bmatrix} \qquad \text{(I.6)}$$

Avec u_{1nom} et u_{2nom} sont les lois de la commande nominale, ils sont conçus en mode non défectueux ($V_d = 0$) pour diriger les erreurs de suivi à zéro et pour compenser la perturbation de charge. et sont des lois de commande supplémentaires (unités de compensation) qui seront conçus afin de compenser l'effet des défauts. Enfin, l'objectif de la commande est obtenu en adoptant la procédure effectuée et peut compenser l'effet des défauts sur le système. Dans le cas de reconfiguration globale de commande, la loi de commande est exprimé par:

$$\begin{cases} u_{1ad} = -\sigma L_S \hat{V}_{d1} \\ u_{2ad} = -\sigma L_S \hat{V}_{d2} \end{cases} \qquad \text{(I.7)}$$

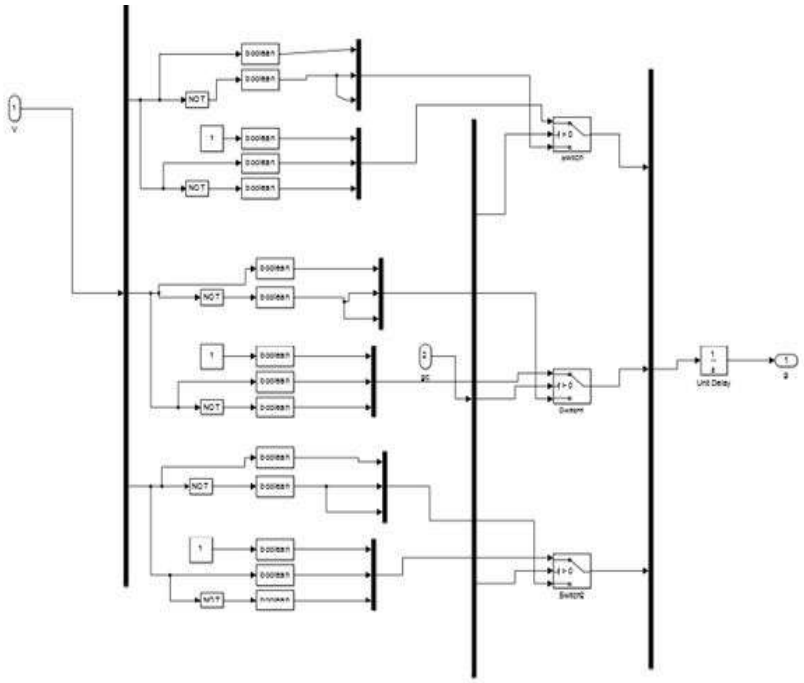


Figure I-6 : schéma bloc de commande tolérante à l'interne

I.10 Harmoniques dues aux défauts :

I.10.1 Défauts de roulement à billes (Bearingfaults) :

- Défaut de la cage externe du roulement :

$$f_{be}=(N/2)f_r\left[1-b_d\cos(\theta)/d_p\right] \quad (I.8)$$

- Défaut de la cage interne du roulement :

$$f_{bi}=(N/2)f_r\left[1+b_d\cos(\theta)/d_p\right] \quad (I.9)$$

- Défaut de billes:

$$f_b=(d_b f_r/b_d).\left[1-\left(b_d\cos(\theta)/d_p\right)^2\right] \quad (I.10)$$

I.10.2 Défauts statoriques :

Ce type de defauts entraine l'apparition d'une série d'harmoniques dans le spectre du flux axial donnée par :

$$f_{st} = \left(K \pm \frac{n(1-s)}{p} \right) f_r \qquad (I.11)$$

f: fréquence des défauts au stator.

Avec k =1,3 et– n=1, 2, 3,… (2p-1)

I.11 Classification des défauts :

Lorsque l'on conçoit un système de diagnostic, la première question que l'on se pose, est de savoir ce que l'on veut détecter, c'est-à-dire de définir le type de dysfonctionnement que l'on veut diagnostiquer. Les défauts affectant un système peuvent être de différentes natures et sont généralement classés en défauts d'actionneurs, défauts de capteurs et défauts de système. Ainsi on pourra être amené à détecter des biais, des dérives et/ou des valeurs aberrantes. Selon l'influence sur les systèmes, les défauts peuvent être classés d'additifs et multiplicatifs. Généralement dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation (emplacement). Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Donc, il est possible de distinguer trois types de défauts, à savoir :

I.11.1 Les défauts actionneurs :

L'actionneur est un élément de la partie opérative d'un système, il est modélisé en général comme des signaux additifs ou multiplicatifs aux signaux d'entrées de commande issus du contrôleur (micro-processeur, ou microcontrôleur) en mouvement (moteur), en chaleur (résistance électrique), ou en champ magnétique (électroaimant), etc.

Ainsi, les défauts actionneurs agissent au niveau de la partie opérative et détruisent le signal d'entrée du système. Les conséquences de défauts actionneurs peuvent varier d'uneconsommation élevée de l'énergie jusqu'à la perte totale du contrôle [2] figure (I.6).

I.11.2 Les défauts capteurs :

Les capteurs sont des instruments qui transforment une grandeur physique en une grandeur traitable par les calculateurs. Ils sont essentiellement les interfaces de sortie d'un système avec l'environnement extérieur. Ils permettent de communiquer les informations concernant l'état et le comportement interne du processus. Ainsi, un défaut du capteur caractérise une mauvaise image de la grandeur physique à mesurer [2] figure (I.6).

I.11.3 Les défauts systèmes :

Les défauts des composants sont des défauts qui affectent les composants du système lui même. Ils sont modélisés en général comme des dynamiques additionnelles ou multiplicatives et provoque un changement de la dynamique du système suite à un changement de ces paramètres. La représentation mathématique des défauts des composants est souvent difficile à déterminer et demande des essais expérimentaux extensifs. En général, ils se traduisent par un changement dans l'équation d'état. Ce changement peut être soit paramétrique soit structurel/fonctionnel. Ces défauts induisent l'instabilité du système[2] figure(I.6).

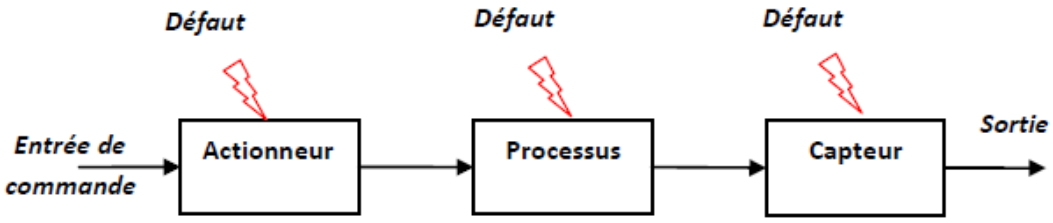


Figure I-7: Les défauts actionneurs, capteurs et composants

I.12 Classification des méthodes de diagnostic :

Différentes méthodes pour la détection des anomalies ont été proposées dans la littérature. Elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés et les connaissances utilisées pour vérifier la cohérence entre les observations réelles et de références.

Ces dernières se répartissent en deux classes: les méthodes avec modèle et les méthodes sans modèle.

Nous présentons une classification des principales méthodes de diagnostic rencontrées dans la littérature.

I.12.1 Méthodes avec modèle mathématique :

Ces méthodes nécessitent une connaissance approfondie du système physique. Elles consistent à fournir quelques outils basés sur le modèle analytique pour la mise en œuvre d'un système de surveillance, destiné à la détection, la localisation et à la reconstruction des défauts d'un procédé industriel [2] .

Elles reposent sur la génération et l'étude d'un signal particulier appelé indicateur de défaut ou résidu. Ces méthodes ont un rôle très important dans la reconfiguration de la commande. Comme le montre la figure (I.7), ce type de méthodes est généralement réalisé en deux étapes: génération des résidus puis analyse et évaluation des résidus grâce à un système de décision. Le rôle de ce système de décision est de déterminer si le résidu est significatif pour décider de l'existence d'un défaut [8] .

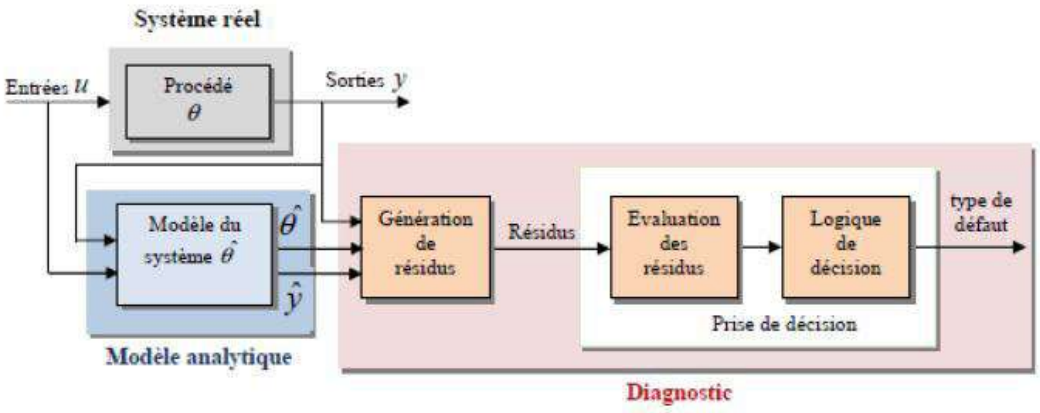


Figure I-8 : diagnostic à base de modèle

-La Génération des résidus [9] **:**

Les résidus sont des signaux indicateurs de la présence de défauts. Ils sont sensibles uniquement approches sont possibles:

a) Génération d'ensemble de résidus structurés:

La structuration des résidus représente une façon de renforcer leur performance. Un sous ensemble de résidus est alors destiné à un défaut particulier. L'avantage de la structuration des ensembles de résidus est de simplifier leur analyse, pour déterminer lequel d'entre eux est de venunul [9].

b) Génération de résidus directionnels:

La génération de résidus directionnels consiste à concevoir, pour chaque défaut des résidus de sorte que leurs vecteurs restent confinés dans une direction spécifique de l'espace des résidus. En absence du défaut, le module de vecteur résidu est nul, le problème d'isolation dans ce cas, consiste à déterminer le défaut dont la direction du vecteur résidu généré est la plus proche parmi tous les autres défauts [9] (figure I.8).

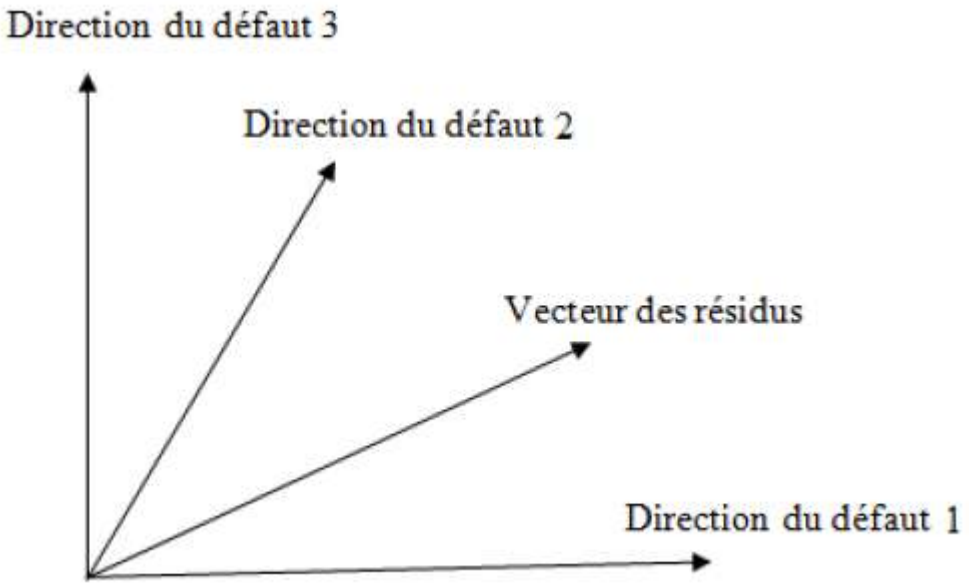


Figure I-9 : Structure des résidus directionnels

-Prise de décision :

Cette phase consiste à analyser les résidus pour détecter et localiser la présence ou non d'un ou de plusieurs défauts sur le procédé et éventuellement isoler l'élément défaillant. Donc cette étape permet de classer l'infinité des comportements possibles des résidus en plusieurs catégories représentant les différentes situations du défaut. La qualité de la détection dépend généralement de deux paramètres essentiels qui sont la fausse alarme et la non détection.

On parle de localisation quand on est, de plus, capable de préciser la nature du ou des défauts occurrents. Comme pour la génération de résidus, Plusieurs méthodes de diagnostic à base du modèle ont été proposées, on distingue:

1.12.1.1Méthode d'estimation paramétrique [10] :

Cette méthode considère que l'influence des défauts se reflète sur les paramètres qui gouvernent le comportement dynamique du système. Son principe 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. 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 les paramètres mathématiques et physiques ne sont pas toujours inversibles de façon unitaire, ce qui complique la tâche du diagnostic basé sur les résidus

1.12.1.2 Méthode basée sur l'espace de parité :

Cette méthode exploite la redondance analytique existante dans les équations d´état lorsque celles-ci sont écrites sur un horizon d'observation. Une relation de redondance analytique est une équation dans laquelle toutes les variables sont connues, elle doit être sensible aux défauts et insensible aux perturbations. Le vecteur de résidus est alors généré en projetant les mesures observées sur cet horizon dans un espace appelé espace de parité à l'aide d'un vecteur appelé vecteur de parité. En fait, l'espace de parité est un espace que le vecteur d'état du système non perturbé ne peut atteindre [10][11].

1.12.1.3 Méthode à base d'observateur (estimation d'état) :

La génération du vecteur de résidus r(t) à l'aide d'une estimation d'état consiste à comparer des fonctions de sorties estimées avec les mêmes fonctions de sorties mesurées. r(t) est alors généré en formant la différence entre les sorties estimées et les sorties réelles.

L'observateur peut être considéré comme un modèle placé en parallèle avec le système où l'écart en sortie est pondéré dans le but d'obtenir des résultats plus pertinents [10][1].

1.12.2 Méthodes sans modèle mathématique du système :

Ces méthodes supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire le système. Elles reposent sur le savoir-faire et l'expérience de l'operateur humain, nommées par méthodes de reconnaissance de formes qui se résume par :

-les réseaux de neurones;

-la logique floue;

- les réseaux neuro-flous;

- les systèmes experts;

- les méthodes de traitement du signal.

I.13 Modélisation des défauts :

On considère le modèle linéaire d'un procédé dont la représentation d'état est comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (I.12)$$

Où $x(t)$ représente le vecteur d'état, $u(t)$ le vecteur de commandes et $y(t)$ le vecteur de sorties du système, tels que : $x \in R^n, u \in R^m, y \in R^p$ et les matrices A, B et C sont de dimensions $n \times n, n \times m, n \times p$ respectivement.

Alors les défauts sont modélisés de la manière suivante:

- Les défauts d'actionneurs sont modélisés comme des signaux additifs aux signaux d'entrée.
- Les défauts du système ou de composants sont modélisés comme une dynamique additionnelle avec une matrice de distribution.
- Les défauts de capteurs sont modélisés par des signaux additifs aux signaux de sortie.

Le système avec défauts se met sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B\big(u(t) + f_a(t)\big) + Hf_p(t) \\ y(t) = Cx(t) + f_c(t) \end{cases} \quad (I.13)$$

Où $f_a(t), f_p(t), f_c(t)$ représentent respectivement les défauts d'actionneurs, les défauts des composants et défauts des capteurs, $f_a(t) \in R^{m\times 1}, f_p \in R^{C\times 1}, f_c(t) \in R^{p\times 1}$ La matrice est dite matrice de distribution de $f_p(t)$.

I.14 Modélisation en présence des perturbations :

Le système est soumis aux défauts, aux incertitudes de modélisation mais aussi aux perturbations et bruits qui sont la plupart du temps des entrées inconnues, donc le système avec défauts et perturbations se met sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B\big(u(t) + f_a(t)\big) + Hf_p(t) + Ed_a(t) \\ y(t) = Cx(t) + f_c(t) + d_c(t) \end{cases} \quad (I.14)$$

Où $d_a(t) \in R^{d\times 1}$ et $d_c(t) \in R^{p\times 1}$ représentent respectivement les perturbations et les bruits affectant le système. La matrice E est dite matrice de distribution de $d_a(t)$.

I.15 Conclusion :

Dans ce chapitre, en premier temps, nous avons donné quelques notions sur les différents types de défauts ainsi que leurs modélisations. Ensuite, nous nous sommes intéressés à une présentation des systèmes tolérants aux défauts et l'objectif de la commande tolérante aux défauts (FTC : Fault Tolerant Control).

Cette dernière est classée en deux catégories: la commande tolérante aux défauts passive et active. Les méthodes passives sont basées sur les techniques de conception d'une loi de commande robuste. En revanche, les méthodes actives permettent de traiter des défauts inattendus et nécessitent une commande reconfigurable et un module de diagnostic. Par la suite nous avons présenté les différentes étapes de diagnostic .

Celles-ci sont divisées en deux classes: Méthodes à base de modèle mathématique et autres sans modèle mathématique.

La machine asynchrone joue un rôle important dans l'industrie en raison de ses nombreuses qualités, principalement sa robustesse et son faible coût. Néanmoins, des modes de fonctionnement dégradés peuvent apparaitre durant l'utilisation de la machine, ceci est dû aux différents défauts engendrés par des contraintes de fonctionnement (thermiques, électrique, mécanique, etc) .

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la modélisation et la commande (DTC) d'une Machine asynchrone.

CHAPITRE II:

Modélisation et Commande (DTC) d'une Machine asynchrone

II.1 Modélisation de la machine asynchrone

II.1.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous allons étudié à la première partie la modélisation d'une machine asynchrone

Le moteur asynchrone, appelé aussi « moteur à induction », a été inventé aux USA par Nikola Tesla vers 1890. Sur le plan constructif, il est le plus simple des moteurs électriques, donc le plus économique à l'achat. C'est aussi le plus répandu (~80% des moteurs utilisés en machines).

Vouloir commander les moteurs électriques suppose non seulement une bonne connaissance de leurs caractéristiques, mais aussi une étude approfondie de la théorie expliquant leur fonctionnement [12].

Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité. On sait bien que le dimensionnement d'une motorisation se fait en prenant compte des régimes transitoires (mise en vitesse) qui sont plus contraignants que les régimes établis. Il importe donc que les modèles soient utilisables aussi bien en régime statique que dynamique [13].

II.1.2 Présentation de la machine asynchrone :

La machine asynchrone comporte trois bobinages au stator alimentés par un système de courants triphasés et trois bobinages au rotor court-circuités sur eux-mêmes traversés par un système de courants triphasé. Les axes de chaque système de bobinage sont décalés de 120 degrés. θ_r *est* l'angle (ou mécanique) électrique entre l'axe de la phase (A) statorique et la phase(a) rotorique.

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure(II.1) :

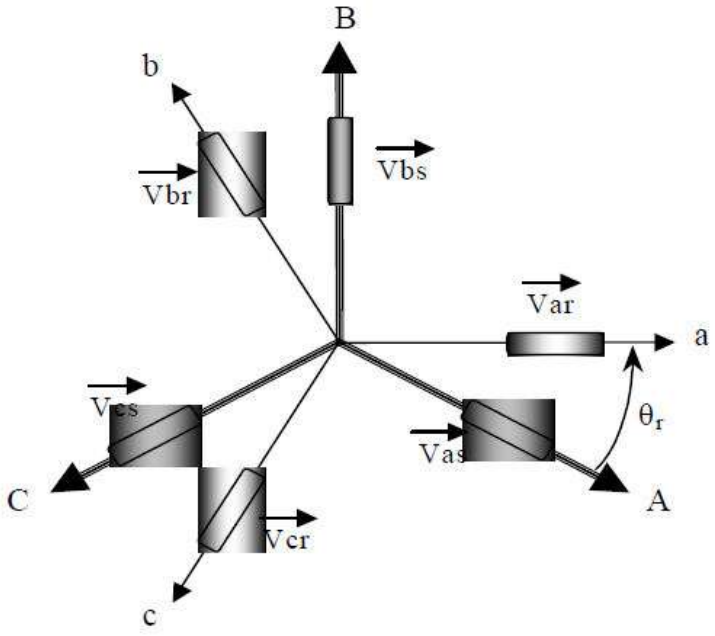


Figure II-1: Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone.

II.1.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :

Le fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, crée par le courant triphasé fourni par un réseau triphasé équilibré de pulsation aux enroulements statoriques, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ magnétique tournant.

Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor .

Dans la MAS, l'onde du champ tournant se déplace dans l'entrefer de la machine avec une vitesse de rotation nommée vitesse de synchronisme Ω_s. Elle est liée à la fréquence d'alimentationfs par l'expression suivante :

$$\Omega s = \frac{\omega s}{P} = 60 * \frac{fs}{P} \quad \text{(Tr/min)} \qquad \text{(II.1)}$$

Où :

$\boldsymbol{fs}$: fréquence des tensions triphasées du réseau d'alimentation [HZ].

P: le nombre de paires de pôles.

Un rotor en court-circuit, balayé par ce champ tournant, sera traversé par des courants induits (courant de Foucault), ce qui soumet ce dernier à des forces électromagnétiques de

Laplace. L'ensemble de ces forces crée un couple moteur qui mettra le rotor en rotation, voir

Figure(II.2), le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, sa vitesse de rotation est légèrement inférieure à celle du champ tournant ($\Omega < \Omega_s$) [14].

En effet, Il existe donc toujours une différence de vitesse entre le stator et le rotor .cette différence s'appelle le glissement (g) qui est une caractéristique particulière de la MAS. Il est défini comme étant l'écart de vitesse entre la vitesse de synchronisme (Ω_s) et la vitesse de rotation du rotor (Ω). Le glissement (g) est alors donné par :

$$g=\frac{\Omega s-\Omega}{\Omega s} \qquad \text{(II.2)}$$

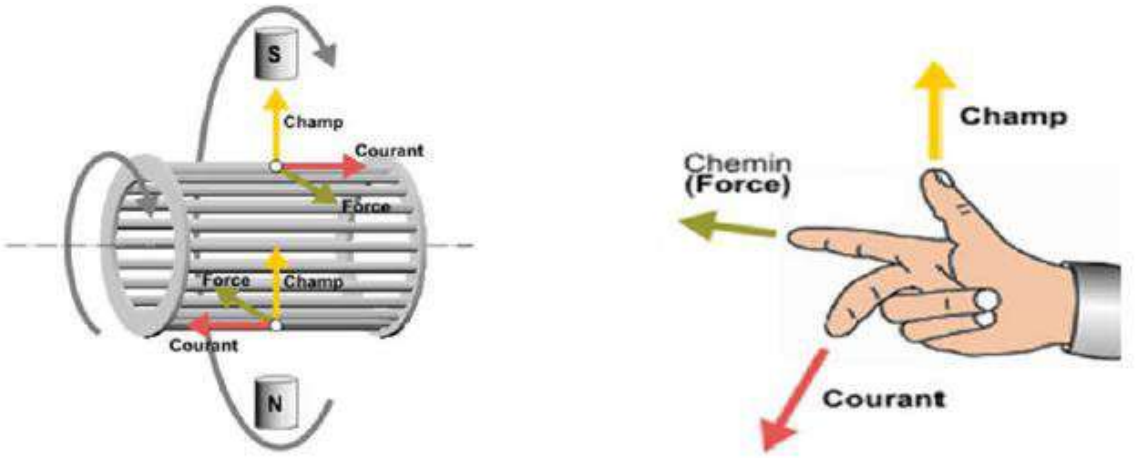


Figure II-2 : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé à cage [14].

Le champ tournant statorique induit un système de f.é.m. au rotor où les enroulements sont en court-circuit. Les courants induits au rotor créent une force magnétomotrice er qui interagit avec la force magnétomotrice es provenant des courants du stator. C'est ainsi que le couple électromagnétique existe à condition que :

♦ Le glissement g soit non nul, pour que les grandeurs induites au rotor soient non nulles.

♦ Les conducteurs du rotor soient fermés.

De fait, il existe de nombreuses relations exprimant le couple électromagnétique cem d'une machine asynchrone. Mais il est possible d'écrire qu'il résulte du produit vectoriel des vecteurs force magnétomotrice:

$$\overrightarrow{C_e} = K\overrightarrow{\mathcal{E}_s} \wedge \overrightarrow{\mathcal{E}_r} \qquad \text{(II.2)}$$

La constante *k* ne dépend que de la géométrie et des bobinages de la machine [15].

II.1.4 Eléments de constitution de la machine asynchrone :

La connaissance des éléments de constitution des machines asynchrones permet de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes :

- le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique.
- le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.
- les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

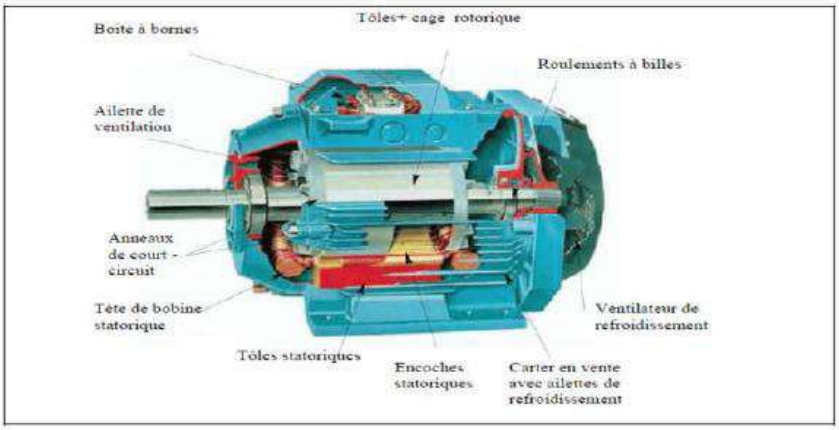


Figure II-3 : Éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [16].

II.1.4.1 stator :

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statorique. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance plus importante, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de

Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. [17].



Figure II-4 : Structure du stator [17].

II.1.4.2 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 figure (II.5)[17].

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.

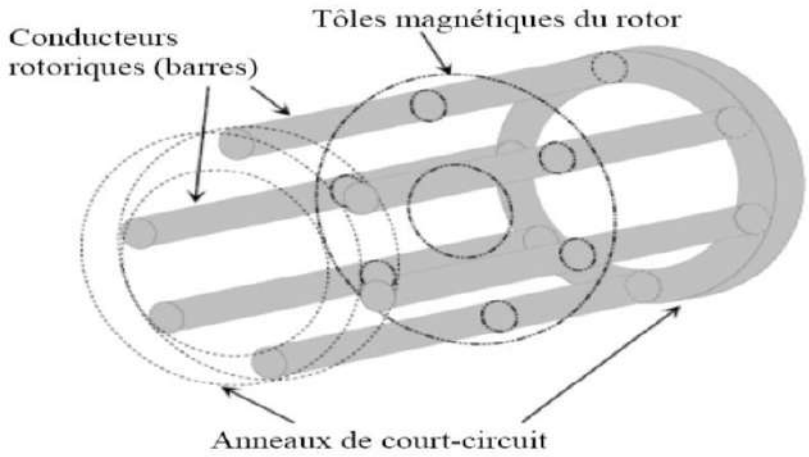


Figure II-5 : Vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit) [17].

I.1.4.3 Les organes mécaniques :

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie

centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement.

Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc.…), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire) [18].

II.1.5 Etude statistique des défaillances de la machine asynchrone :

Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes :

-les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, etc.

- les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, etc.
- les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc.

Une étude statistique, effectuée par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a donné les résultats suivants figure (II.6)[19]

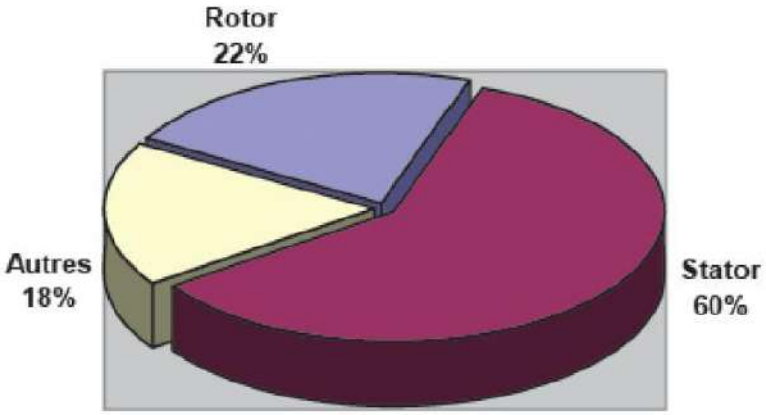


Figure II-6 :Proportion des défauts[19]

La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est présentée sur la figure (II.7)[20] :

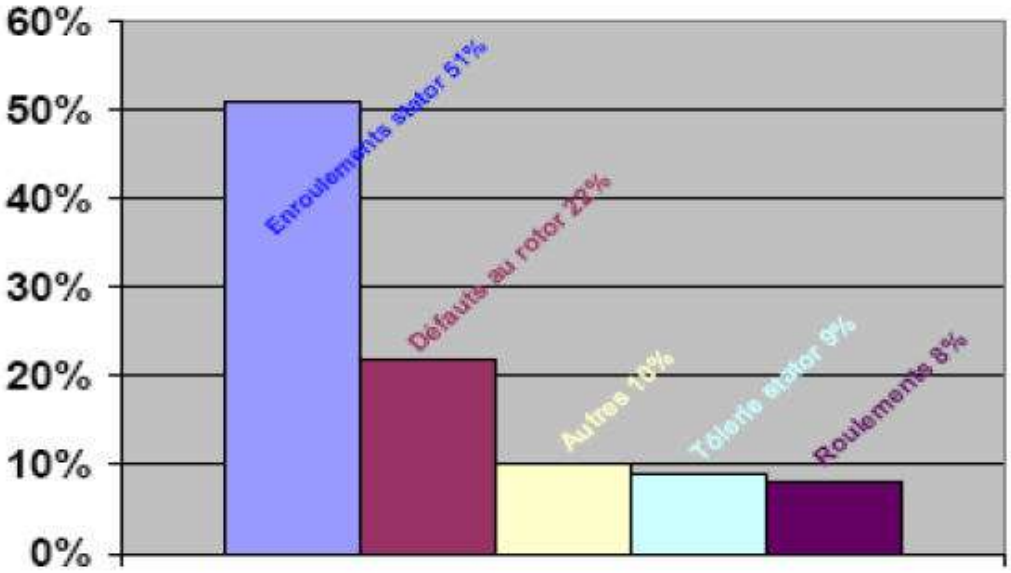


Figure II-7 : Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances [20]

Une autre étude statistique faite sur des machines de grande puissance (de100 kW à 1 MW) donne des résultats qui sont présentés sur la figure (II.8)[21] :

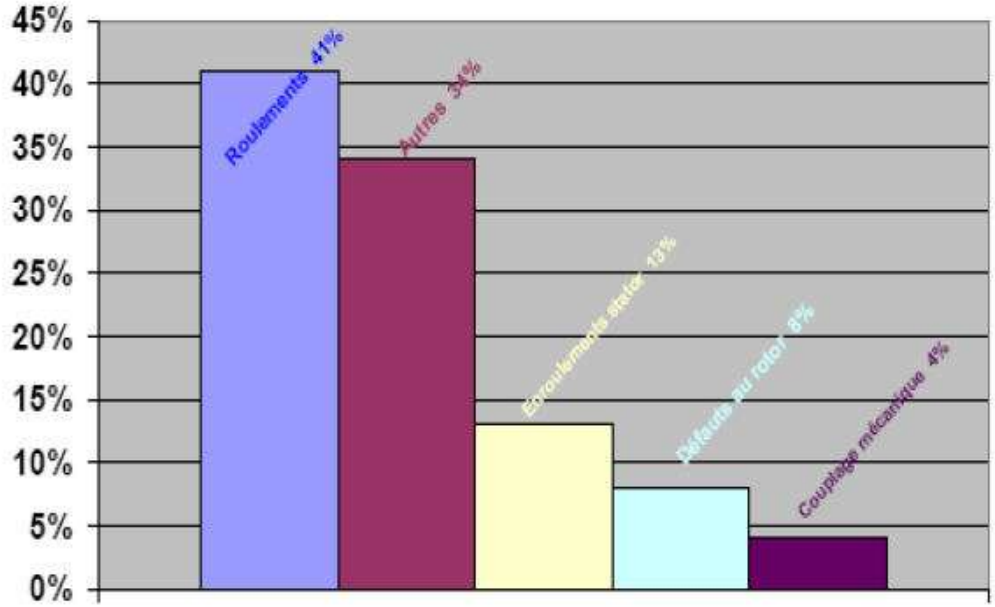


Figure II-8 : Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances[21]

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance

mécanique accrue.

II.1.6 Défaillances de la machine asynchrone :

Bien que la machine asynchrone ait la réputation d'être robuste, elle peut présenter comme toute autre machine électrique, des défaillances d'ordre électrique ou mécanique. La détection de ces défauts en cours d'évolution et en cours d'apparition est l'un des objectifs des chercheurs.

I.1.6.1Défauts d'ordre électrique :

Les défaillances d'origine électrique peuvent dans certain cas être la cause d'un arrêt de la machine, ces défaillances se séparent en deux catégories bien distinctes, on peut citer les défauts qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et celle qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques.

II.1.6.2 Défauts statoriques :

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statorique de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. On peut citer à titre d'exemple, les défauts de type courts-circuits inter-spires qui apparaissant à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défauts peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique.

On peut citer aussi les courts-circuits qui apparaissant entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou entre deux phases statoriques. Les courts-circuits entre spires est donc le défaut le plus fréquemment rencontré au stator, la fréquence caractéristique de ce défaut est :

$$f_{cc} = f_s \left[\frac{n}{\mathrm{P}} (1 - g) \pm \mathrm{K}\right] \qquad \text{(II.3)}$$

Avec :

n=1, 2,3 et k=1, 3,5

On peut clarifier les différents défauts possibles de court circuit par la Figure (II.9) :

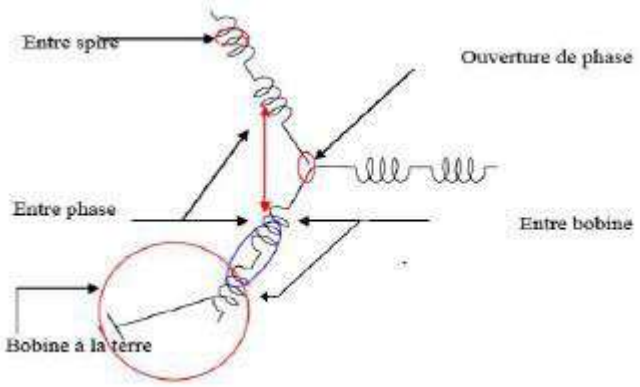


Figure II-9 : Représentation des différents défauts statoriques possibles

II.1.7 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 concernent. Il entraine une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, et une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotoriques. 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 de 2eme court-circuit. Par contre, le couple électromagnétique délivre par la machine reste sensiblement présente une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut.

II.1.8 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 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 déséquilibres et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparait. 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.



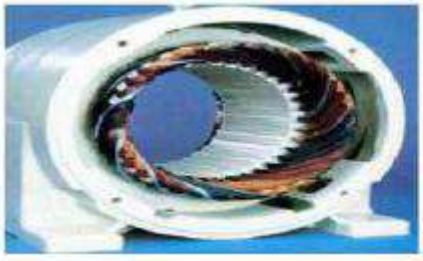
Figure II-10 :Exemplesde dégâts dus au défaut de court-circuit statorique d'un moteur asynchrone



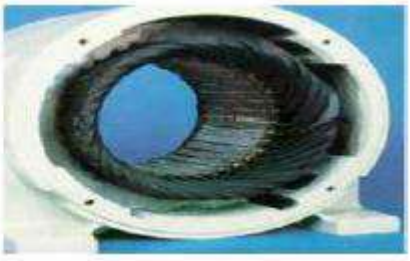
Ouverture d'une phase



Court-circuit dans une phase



Déséquilibre de l'alimentation



Damage dù à la surcharge



Masse dans l'encoche



Dégradation causée par une surtension

Figure II-11 : Différents défauts statoriques

II.1.9 Transformation de park :

II.1.9.1 Principe de la transformation de park :

La transformation de la machine triphasé à une machine biphasé consiste à remplacer tout enroulement triphasé (a, b, c) par deux enroulements équivalents, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est dite de Park.

Le repère (d, q) est tournant ou fixe.

II.1.9.2 Transformation de park appliquée à la machine asynchrone :

Pour cette étude, on se restreint à la transformation de Park qui conserve la puissance instantanée.La transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques est donnée par les

équations suivantes:

$$\left[V_{0dq}\right]_i = p(\theta)\left[V_{abc}\right]_i \quad \text{(II.4)}$$

$$\left[i_{0dq}\right]_i = p(\theta)\left[i_{abc}\right]_i \quad \text{(II.5)}$$

$$\left[\phi_{0dq}\right]_i = p(\theta)\left[\phi_{abc}\right]_i \quad \text{(II.6)}$$

II.1.10 Choix du référentiel :

Il existe trois référentiels :

- Référentiel lie au stator d'axe (α, β) lorsque ($w_s = 0$),
- Référentiel lie au rotor d'axe (x, y) lorsque ($w_s = w_r$),
- Référentiel lie au champ tournant d'axe (d, q) lorsque ($w_{s1} = w_s - w_r$)=gw_s .

II.1.10.1 Référentiel (α, β) :

C'est celui que fixe les axes d et q sur les axes α_s et β_s liés au stator. Dans ce cas

$\theta s = 0$ est constant :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0; \frac{d\theta_{s1}}{dt}\frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -w_r \quad \text{(II.7)}$$

Ce repère est intéressant lorsque les grandeurs statoriques réelles sont recherchées. Il l'est aussi pour l'étude des régimes transitoires à grande variation de vitesseWr, quelle que soit la fréquence d'alimentation.

II.1.10.2 Référentiel (x, y) :

C'est celui ou les axes d et q sont fixe par rapport au rotor. Dans ce cas θ_{s1} est

Constant :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = w_s \text{ et } \frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0 \quad \text{(II.8)}$$

Ce repère est intéressant pour l'observation des grandeurs réelles rotoriques et lorsque W_s est constant.

II.1.10.3 Référentiel (d, q) :

Les axes d, q sont fixes par rapport ou champ tournant, dans ce cas :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = w_s ; \frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = w_s - w_r \quad \text{(II.9)}$$

Ce repère est intéressant lorsque la fréquence d'alimentation est constante car les grandeurs transformées dans les axes d et q deviennent des constantes, c'est-à-dire des grandeurs continues et il est facile de les réguler

II.1.11 CONCLUSION :

Dans la première partie de ce chapitre, on a présenté la modélisation du moteur asynchrone. En outre; nous vue ses composants et la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser son comportement. .Ensuite ; les choix du référentiel et leur équations.

Nous avons essayé dans la deuxième partie de proposer une alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes appliquées à la machine asynchrone,

On parle ici d'une commande directe du couple appelée (DTC).

II.2 Commande directe de couple de la machine asynchrone

II.2.1 Introduction :

Dans cette partie nous allons voir la technique de commande direct du couple (anglais DTC : direct torque contrôle) des machines asynchrones à été développée par le chercher Japonais et allemands M.TAKAHACHI et I.DEPENBORK en 1985.Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple

Dans ce chapitre on présente les principes du contrôle direct de couple, puis on développera l'estimation des deux grandeurs utilisées. Enfin, nous présenterons des résultats de simulation pour illustrer les performances de cette commande. Des résultats de simulation sont présentés pour mettre en évidence les performances des techniques proposées.

II.2.2 Le principe du contrôle direct du couple :

Le principe du contrôle direct du couple DTC est base sur l'estimation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées de vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs de tension de base instantanée, parmi lesquels deux sont nuls.

Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif .

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statorique, le modèle donne à chaque instant :

- Le flux statorique réel dans le moteur.
- Le couple réel qui il développe.
- La position du secteur.

La stratégie de la Commande DTC de la machine asynchrone est illustrée par la figure (II.12)

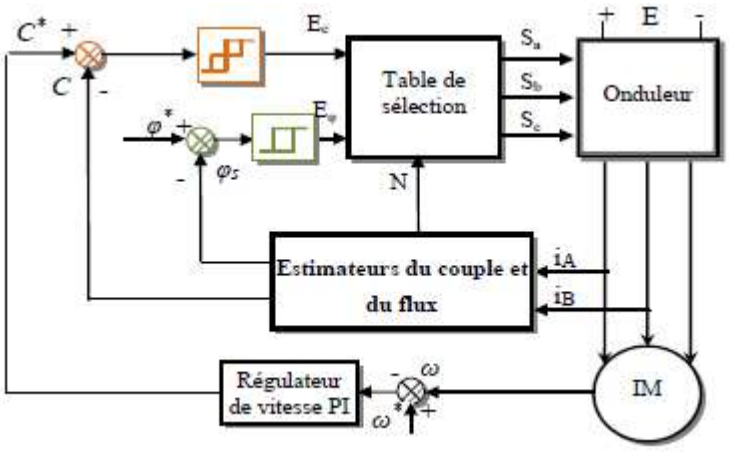


Figure II-12 : Stratégie de Commande Directe de Couple

Les principaux éléments constitutifs de la structure de commande DTC avec asservissement de vitesse sont les suivants :

- Deux estimateurs du couple et du flux statorique basés sur le modèle lié au stator,
- Une table de sélection du vecteur tension désiré du stator, établie en concordance avec les erreurs du flux et du couple engendrées,
- Deux comparateurs à hystérésis l'un à deux niveaux destiné pour le contrôle du flux, l'autre à trois niveaux consacré au contrôle du couple électromagnétique,
- Un régulateur de vitesse.

II.2.3 Etat de l'art sur la Commande DTC de la machine asynchrone :

Durant les deux dernières décennies, de nouvelles stratégies de commande DTC sont développées. Ces stratégies se basent sur le même principe de contrôle instantané du flux statorique et du couple ainsi que sur la bonne sélection d'un vecteur tension à partir de la table de *Takahashi*. Toutefois, ces nouvelles stratégies nécessitent une implémentation numérique afin de les valider.

Cette dernière est effectuée sur une plate forme de commande de hautes performances à base de composant programmable telle que le microprocesseur, La majorité des structures de commande DTC se regroupent en deux grandes familles à savoir :

- Les stratégies DTC à fréquence de commutation contrôlée.
- Les stratégies DTC à fréquence de commutation non contrôlée

Ce manuscrit porte sur les stratégies DTC sans et avec contrôle de la fréquence de commutation, appliquées pour la vitesse variable et le positionnement. Dans un premier volet, nous avons mis l'accent sur les stratégies à fréquence de commutation non contrôlée en proposant différentes solutions pour sa réduction tout en gardant un taux d'ondulation du

couple acceptable dans des entraînements à vitesse variable. Nous avons enchaîné par l'étude des stratégies à fréquence de commutation imposée dont une a été adoptée pour un problème de positionnement.

II.2.4 contrôle du flux et du couple :

II.2.4.1 contrôle de flux :

On se place dans un repère fixe α β lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\bar{V}_{s=}R_S I_S + \frac{d\bar{\varphi}}{dt} \Rightarrow \overline{\varphi_s} = \overline{\varphi_{so}} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s T_s)\, dt \qquad \text{(II.10)}$$

Si on négligée la chute de tension due à la résistance l'équation (II.7) :

$$\overline{\varphi_s}(\mathrm{K}+1) \approx \overline{\varphi_s}(\mathrm{K}) + \overline{\mathrm{V}_s}\mathrm{T_e} \Rightarrow \Delta\overline{\varphi_s} \approx \overline{V_S} T_e \qquad \text{(II.11)}$$

Où :

$\overline{\varphi_S}(K)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;

$\overline{\varphi_s}(K+1)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;

$\Delta\overline{\varphi_s} = \overline{\varphi_s}(K+1) - \overline{\varphi_s}(k)$: vecteur variation de flux ;

T_e: période d'échantillonnage.

On trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle au vecteur tension appliqué voir figure(II.13)[22] :

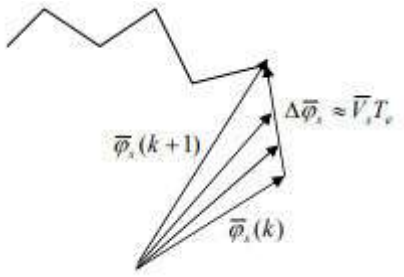


Figure II-13 : Evolution du vecteur flux dans le plan α β[22]

La relation (II.13) montre que la vitesse de rotation du flux est égale à la tension appliquée. L'application d'un vecteur tension colinéaire avec le vecteur flux agit directement sur l'amplitude de ce dernier. En revanche, si on applique un vecteur tension en quadrature

avec le flux, il agit sur la phase du flux et provoque soit une accélération, soit une décélération du vecteur flux. Enfin, si on applique une tension nulle (V0 ou V7), le vecteur flux reste fixe.

II.2.4.2 contrôle du couple :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique.

$$C_e = k(\bar{\varphi}_s \wedge \bar{\varphi}_r) = k|\bar{\varphi}_s||\bar{\varphi}_r| \sin(\theta) \qquad \text{(II.12)}$$

L'angle θ est le déphasage entre les deux flux. Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales. Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes [22] :

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles .
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion σ dont la valeur moyenne est d'environ 0.1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit $|\overline{\varphi_s}| \sin\theta$.

Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle θ.

II.2.5 Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique :

II.2.5.1 Contrôle du vecteur de flux statorique :

Dans le repère fixe (α, β) lié au stator, le flux statorique est estimé à partir de l'équation suivante :

$$\bar{v}_s = R_s I_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dx} \qquad \text{(II.13)}$$

Soit encore :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \bar{\imath}_s)\, dt \qquad \text{(II.14)}$$

Pour les grandes vitesses, la chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée, la relation (II.12) se trouve simplifiée ainsi :

$$\bar{\varphi}_s \approx \varphi_{s0} + \int_0^t \bar{v}_s \, dt \qquad \text{(II.15)}$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MAS reste constant, on peut écrire alors :

$$\bar{\varphi}_s(k+1) \approx \bar{\varphi}_s(k) + \bar{v}_s(k) T_e \qquad \text{(II.16)}$$

Où encore :

$$\Delta\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_s(k+1) - \bar{\varphi}_s(k) = \bar{v}_s(k) T_e \qquad \text{(II.17)}$$

Avec :

$\bar{\varphi}_s(k)$: Vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;

$\bar{\varphi}_s(k+1)$: Vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;

$\Delta\varphi_s$: Variation de vecteur de flux statorique ;

T_e : Période d'échantillonnage.

L'équation (II.14), montre que la variation vecteur tension statorique est proportionnelle au vecteur flux statorique. Pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension dans sa direction et qui lui est colinéaire et inversement.

II.2.5.2 Contrôle du couple électromagnétique :

En faisant intervenir les flux statorique et rotorique, le couple électromagnétique est exprimé par :

$$c_e = \frac{3}{2} p\left(\bar{\varphi}_s \times \bar{\varphi}_r\right) = \frac{3}{2} p \left|\bar{\varphi}_s\right| \left|\bar{\varphi}_r\right| \sin\delta \qquad \text{(II.18)}$$

Avec :

$\bar{\varphi}_s$: vecteur de flux statorique ;

$\bar{\varphi}_r$: vecteur de flux rotorique ramené au stator ;

δ : angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique .

Le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_r$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler correctement le flux $\bar{\varphi}_s$ en module et en position,on ssure un découplage entre le contrôle du couple électromagnétique et le flux statorique.

L'estimation du couple est effectuée à partir des grandeurs statorique $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$, $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ par la relation suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} p\left(\varphi_{s\alpha} \times i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \times i_{s\alpha}\right) \qquad \text{(II.19)}$$

II.2.6 Strategie de commande directe du couple (DTC) :

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant [12] :

• Le domaine temporel est divisé en périodes de durée $T_e (T_e \leq 50\mu s)$

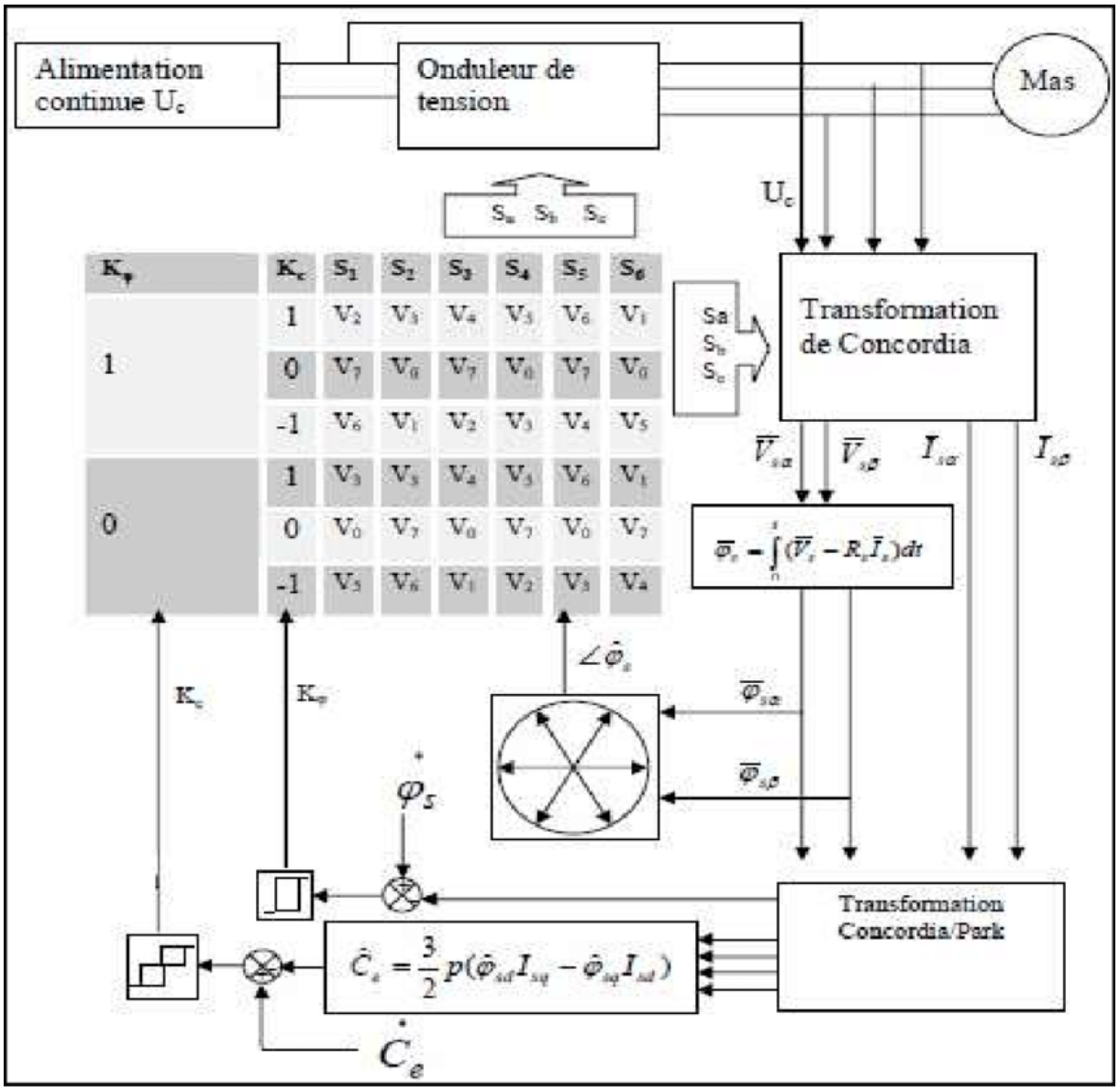
• A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne

• On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique

• On estime le couple grâce à la relation suivante : $C_e = p\left(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}\right)$

• On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine selon une logique qu'on va présenter dans ce qui suit

Le synoptique de commande de cette stratégie est présenté sur la figure suivante :



K_φ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Figure II-14 : Schéma de principe de la commande DTC [23]

II.2.7 Estimateurs :

II.2.7.1 Estimateur du flux statorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine.

A partir de l'équation :

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t \left(\bar{V}_s - R_s \bar{I}_S\right) dt \qquad \text{(II.20)}$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $_s\phi$:

$$\varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha})dt \quad \text{(II.21)}$$

$$\varphi_{s\beta} = \int_0^t \left(V_{s\alpha} - R_s I_{s\beta}\right)dt \quad \text{(II.22)}$$

On obtient les tensions Vs a et Vs b à partir des commandes (Sa $S_{\alpha s} V_{\beta s} V_b$ S_c) et de la mesure de la tension U_d et par application de la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} \bar{V}_S = V_{sa} + jV_{s\beta} \\ V_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, U_d \left(s_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_d \left(S_b + S_c\right) \end{cases} \quad \text{(II.23)}$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa} : I_{sb},I_{sc} et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} \bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \\ I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, I_m \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad \text{(II.24)}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad \text{(II.25)}$$

La zone N_i dans laquelle se trouve se trouve le vecteur $_s\phi$ est déterminée par le calcul de la phase de se vecteur :

$$\angle\bar{\varphi}_s = arctg\frac{\varphi_{s\alpha}}{\varphi_\beta} \qquad \text{(II.26)}$$

I.2.7.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$$C_e = \frac{3}{2}p\left(\hat{\varphi}_{s\alpha}I_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} - I_{s\alpha}\right) \qquad \text{(II.27)}$$

II.2.8 Correcteurs :

II.2.8.1 Correcteur du flux :

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.15) .

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.
On peut écrire alors :

$\Delta\varphi_s \rangle \varepsilon_\phi$		alors $K_\phi = 1$
$0 \le \Delta\phi\varepsilon_\phi$	et $d\Delta\phi_s / dt \rangle 0$	alors $K_\phi = 0$
$0 \le \Delta\phi_s \le \varepsilon_\phi$	et $d\Delta\phi_s / dt \langle 0$	alors $K_\phi = 1$
$\Delta\phi_s \langle -\varepsilon_\phi$		alors $K_\phi = 0$

$K_\phi = 0$ signifier qu'il faut réduire le flux.

$K_\phi = 1$ signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques :

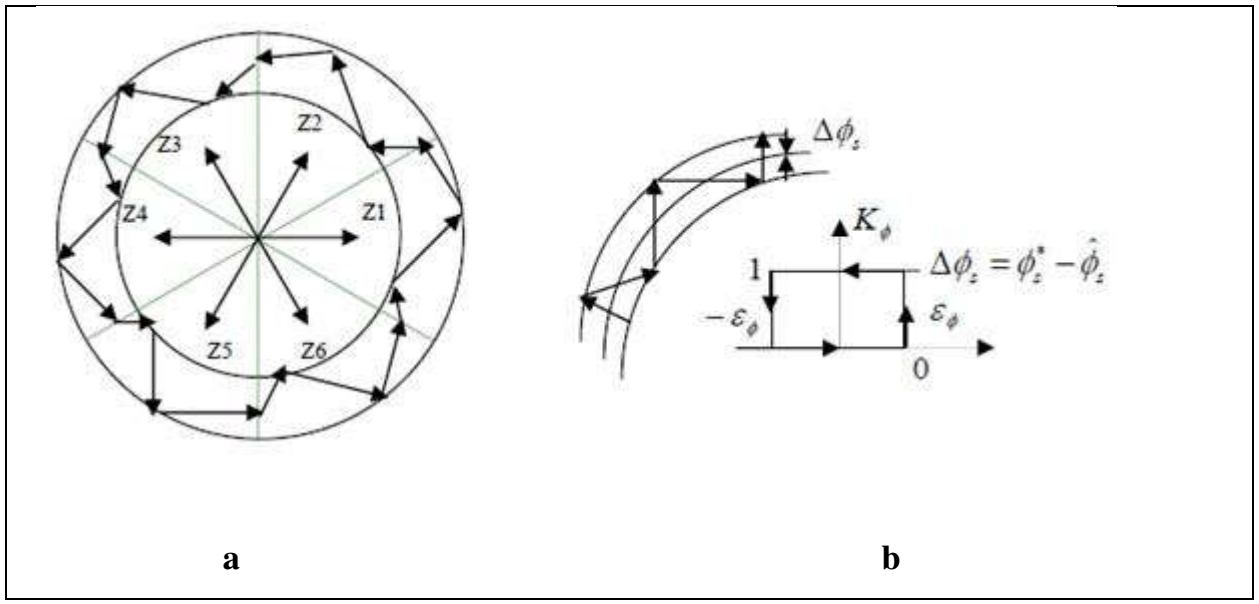


Figure II-15 :

a) Sélection des tensions Vi pour contrôler le flux **b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux**

La détermination de la position de φ_s, dans l'intervalle [0-2_] est donnée par le tableau (II.1)

Le numéro du secteur de la position du flux φ_s peut être obtenu à partir de la figure (II.5).

		θ_S
$\varphi_{s\alpha}>0$	$\varphi_{s\beta}>0$	$arctan(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha})$
	$\varphi_{s\beta}<0$	$arctan(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha})+2\pi$
$\varphi_{s\alpha}<0$		$arctan\ (\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha})+\pi$
$\varphi_{s\alpha}=0$	$\varphi_{s\beta}\geq 0$	$\pi/2$
	$\varphi_{s\beta}\leq 0$	$3\pi/2$

Tableau II-1 : Position du vecteur flux statorique

II.2.8.2 correcteur de couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.

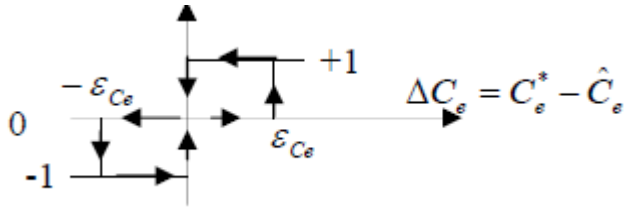


Figure II-16 :Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant :

$\Delta C_e > \varepsilon_{Ce}$			alors $K_c = 1$
$0 \langle \Delta C_e \le \varepsilon_{Ce}$	et	$d\Delta C_e / dt \rangle 0$	alors $K_c = 0$
$0 \le \Delta C_e \le \varepsilon_{Ce}$	et	$d\Delta C_e / dt \langle 0$	alors $K_c = 1$
$d\Delta C_e \langle -\varepsilon_{Ce}$			alors $K_c = -1$
$-\varepsilon_{Ce} \le \Delta C_e < 0$	et	$d\Delta C_e / dt > 0$	alors $K_c = 0$
$-\varepsilon_{Ce} \le \Delta C_e < 0$	et	$d\Delta C_e / dt < 0$	alors $K_c = -1$

• k_c=1 signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.

• k_c= -1 signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bande et il faut le diminuer.

• k_c= 0 signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir.

On note aussi que l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux est possible, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i, on s'aperçoit que pour chaque zone i, il y a un bras de l'onduleur qui ne commute pas, et permet ainsi de diminuer la fréquence

moyenne de commutation des interrupteurs et par conséquence, on diminue les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

II.2.9 Choix du vecteur tension :

Le choix du vecteur tension statorique $\bar{V}_s$ dépend de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe αβ, de la variation souhaitée pour le module du flux $\bar{\varphi}_s$de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation du flux.

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zone appelées secteurs, telle que représentées sur la figure (II.17).

• Lorsque le flux $\bar{\varphi}_s$ se trouve dans une zone i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants :

- si $\bar{V}_{i+1}$ est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$croit et C_e croit
- si $\bar{V}_{i-1}$ est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croit et C_e décroit
- si $\bar{V}_{i+2}$ est sélectionné alors$\bar{\varphi}_s$ décroit et C_e croit
- si $\bar{V}_{i-2}$ est sélectionné alors$\bar{\varphi}_s$ décroit et C_e décroit
- si $\bar{V}_0$ ou $\bar{V}_7$est sélectionné la rotation de $\bar{\varphi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i.

En effet, en début de la zone, les vecteurs $\bar{V}_{i+1}$et $\bar{V}_{i-2}$sont perpendiculaires à $\bar{\varphi}_s$d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$, alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs $\bar{V}_{i-1}$et V_{i+2} il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone i, les deux vecteurs $\bar{V}_i$et $\bar{V}_{i+3}$ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur tension statorique $\bar{V}_s$ à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\varphi}_s$

Un estimateur de $\bar{\varphi}_s$en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

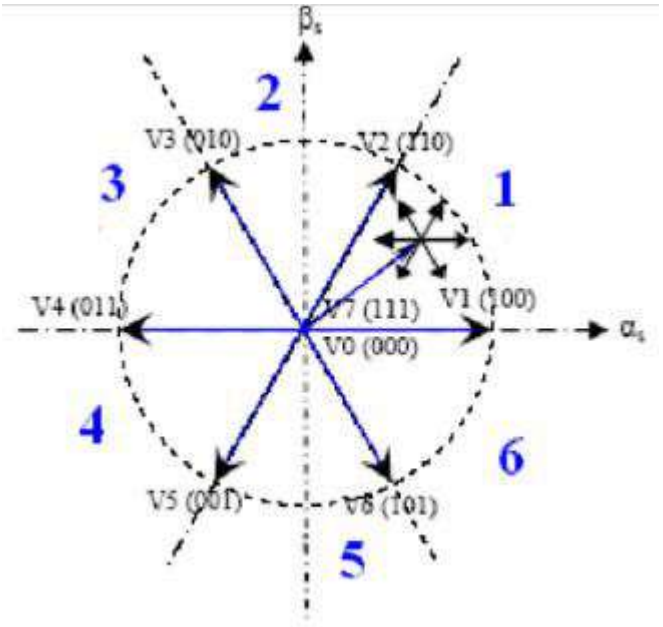


Figure II-17 : Partition du plan complexe en six secteurs[24]

II.2.10 Elaboration des tables de commutation :

II.2.10.1 Table de commutation avec séquences nulles :

La table de commutation est construite à partir du comportement du système donné par les variables $k_\varphi$et k_c et le secteur du flux statorique.

L'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{i+1} ,V_{i+2} et V_{i-1} , V_{I-2} qui peuvent être appliqués à la machine asynchrone dans le secteur S_i est montrée sur le tableau suivant :

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
φ_s	↗	↘	↗	↘
C_e	↗	↗	↘	↘

Tableau II-2 : Table généralisée pour le choix des vecteurs tensions

Pour expliquer comment peut-on construire la table de commutation, on considère l'exemple Où S1=$_\varphi K1$=$_c$ K_i=1. Le vecteur flux se trouve dans le secteur 1 et il faut augmenter le couple et le flux. On dispose des six tensions actives. Sur tableau (II.2) nous voyons que les

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau II-3: Table de commutation définit par Takahashi

Tensions V_1, V_2 et V_6 ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, alors que V_2, V_3 et V_4 ont tendance à accélérer le vecteur flux, donc à augmenter l'angle θ et donc le couple. On vérifie que pour cette position du vecteur flux dans le secteur 1, seule la tension V_2 est capable d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et du couple. On peut ainsi envisager les différents cas. On choisi une séquence nulle toutes les fois où K_c=0, c'est-à-dire quand le couple est à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le choix entre V_0 et V_7 est fait pour réduire la fréquence de commutation.

En se basant sur ces hypothèses, on peut établir le tableau de commutation proposé par Takahashi .

On remarque qu'on passe d'un secteur au suivant par une permutation circulaire de l'indice de la tension.

II.2.10.2 Table de commutation sans séquences nulles :

Dans ce cas on n'utilise que les séquences actives. Cette stratégie est plus simple à mettre en oeuvre et permet d'éviter le caractère aléatoire lorsque la machine fonctionne en régime générateur.

La table suivante illustre cette modification.

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau II-4 : Table de commutation sans séquences nulles

II.2.11 Avantages de la Commande DTC :

Parmi les avantages de la Commande DTC on peut citer :

- Une excellente dynamique du couple,
- Une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du rotor de la machine,
- Absence d'utilisation des transformations de Park et de son inverse,
- Absence des blocs de calculs de la modulation de tension MLI,
- Absence de découplage des courants par rapport aux tensions de commande,
- Absence de nécessité de connaître l'angle de position rotorique. Seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire,
- Absence de nécessité d'utiliser un capteur de vitesse pour l'implémenter.

II.2.12 Inconvénients de la Commande Directe de Couple :

Les inconvénients de la Commande DTC peuvent être résumés par les points suivants :

- L'existence des ondulations souvent importantes de couple et de flux,
- La fréquence de commutation n'est pas contrôlée,
- La nécessité d'utiliser des estimateurs de flux statorique et de couple,
- Un fonctionnement mal contrôlé à basse vitesse,
- Les courants statoriques sont mal contrôlés en régimes transitoires.

II.2.13 Résultats de simulation :

Les figures (II.18-II.22) représentent les performances de l'association commande DTC- MAS-Onduleur pour une vitesse de référence 100 rad/s.

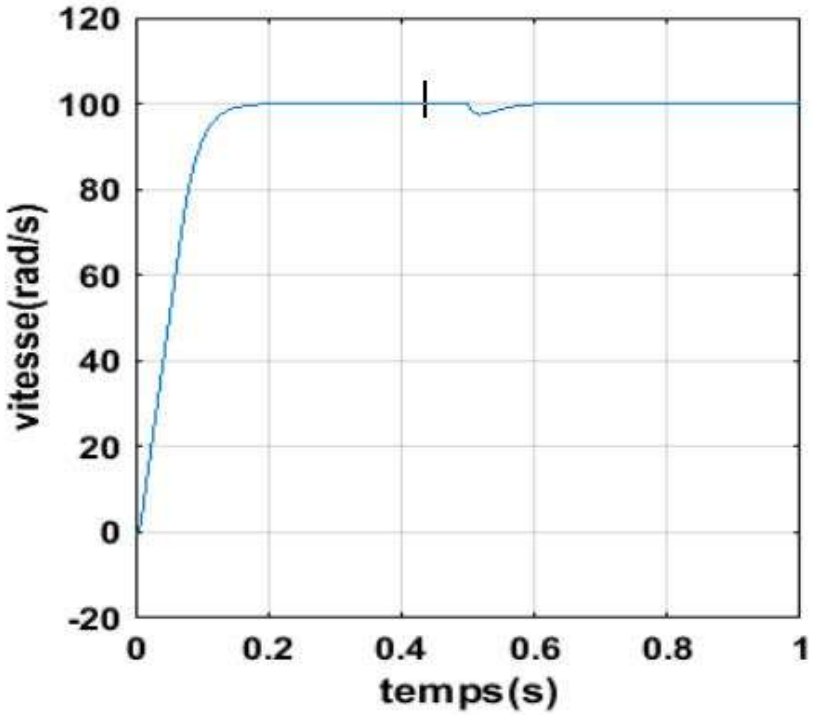


Figure II-18 : Vitesse de la MAS

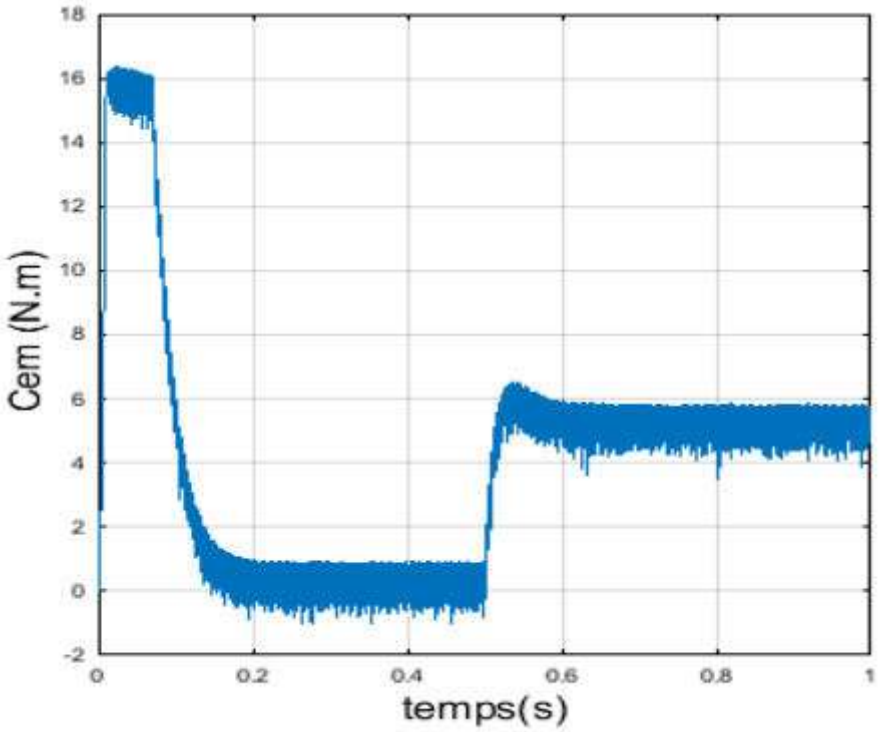


Figure II-19 : Couple électromagnétique de la MAS

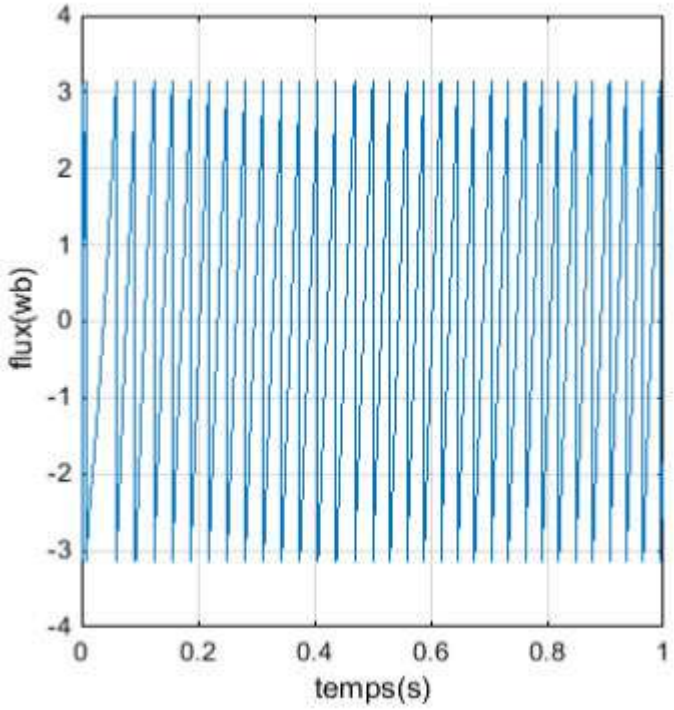


Figure II-20 : Flux statorique de la MAS

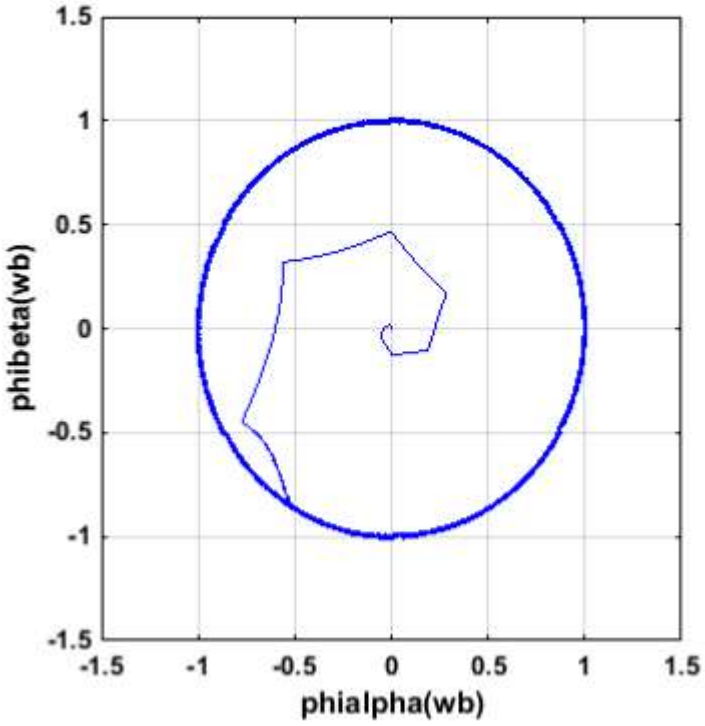


Figure II-21 : Flux statorique dans le plan Alpha-Beta.

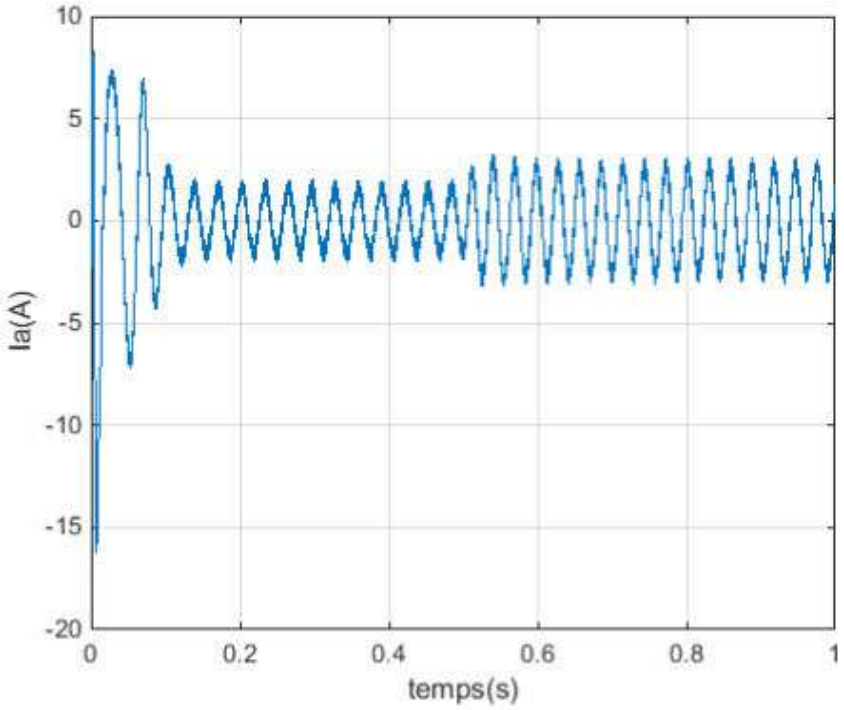


Figure II-22 : Courants statorique dans le plan Alpha

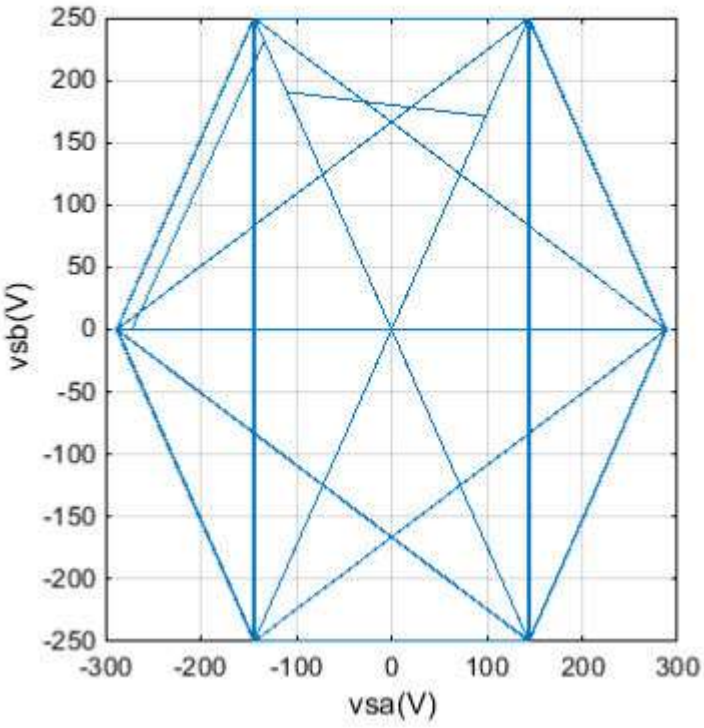


Figure II-23 : tensions statorique de la MAS

II.2.13.1 Interprétations des résultats :

Les figures (II.18 jusqu'à II.23) évolutions des grandeurs (couple, vitesse, courant, flux, tension).

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à la MAS alimenté par un onduleur de tension triphasé, nous avons simulé l'ensemble sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. On remarque que :

- La vitesse suit sa référence
- Il y a un découplage entre le couple et le flux.
- Lorsque la vitesse dépasse la vitesse nominale la machine est défluxée.
- le couple présente des oscillations au démarrage.
- La vitesse insensible aux variations de la charge.
- le courant présente des fortes oscillations au démarrage.

II.2.14 Conclusion :

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande (DTC) en passant par le principe du contrôle direct du couple de la machine asynchrone.

Cette étude est validée par une simulation en SIMULINK dans un environnement MATLAB. La simulation montre que la commande directe de couple offre un découplage entre le couple et le flux et que les performances de l'association commande DTC-MAS sont satisfaisantes.

CHAPITRE III

Modélisation d'un Onduleur à Neuf interrupteurs et la Commande FTC (court- circuit)

III.1 Introduction :

Dans cette partie de ce chapitre, nous présenterons deux types de convertisseur dont l'élément commun est le même nombre des interrupteurs de puissance. Il s'agit d'un onduleur à neuf interrupteurs.

Dans la première partie, nous donnerons le principe de fonctionnement d'un onduleur à neuf interrupteurs alimentant deux charges triphasées. En plus, la modélisation de cet onduleur sera aussi discutée.

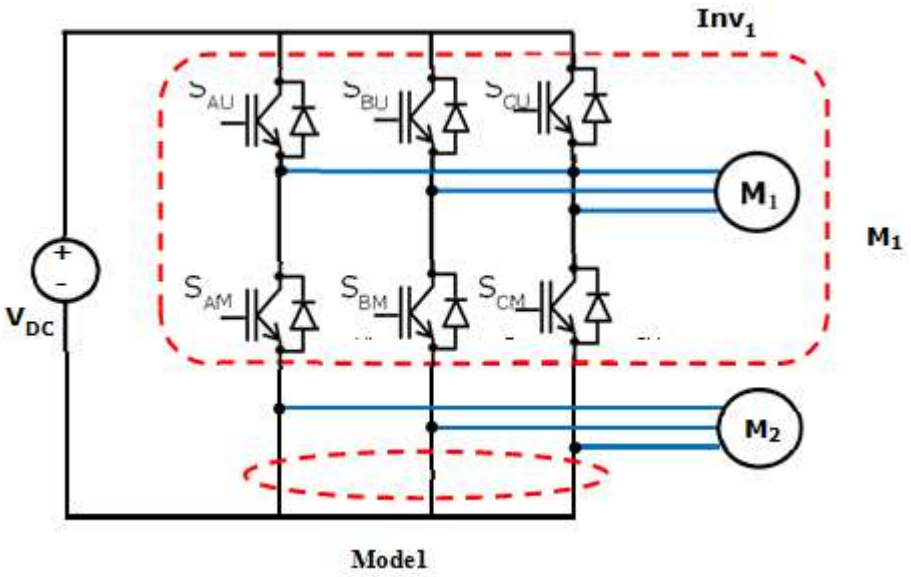
La deuxième partie de ce chapitre vise l'ajout d'un réseau d'impédance en amont avec le convertisseur à neuf interrupteurs. Cette configuration permet en même temps le contrôle indépendant des deux moteurs et l'élévation du bus continu. Pour cela nous donnerons les différents états possibles de ce convertisseur et son principe de fonctionnement.

III.2 Structure de l'onduleur a neuf interrupteurs :

L'onduleur à neuf interrupteurs (Nine Switch Inverter) est un convertisseur compact dédié pour l'alimentation de deux charges triphasées. Il est constitué de neuf interrupteurs figure(III.1). Afin d'arriver à un contrôle indépendant des deux moteurs asynchrones, la stratégie de commande adoptée pour ce convertisseur consiste à le faire fonctionner comme étant deux onduleurs triphasés classiques (*Inv1* et *Inv2*) tel que montré sur la Figure (III.1)

Les interrupteurs (S_{AM}, S_{BM}, S_{CM}) seront communs aux deux onduleurs. *Inv1* est constitué des interrupteurs S_{AU}, S_{BU}, S_{CU}, S_{AM}, S_{BM} et S_{CM}, tandis que *Inv2* est constitué des interrupteurs S_{AL}, S_{BL}, S_{CL}, S_{AM}, S_{BM} et S_{CM} [25][26][27] :

S_{AL}, S_{BL} et S_{CL} sont à l'état fermé :



S_{AU}, S_{BU} et S_{CU} sont à l'état fermé :

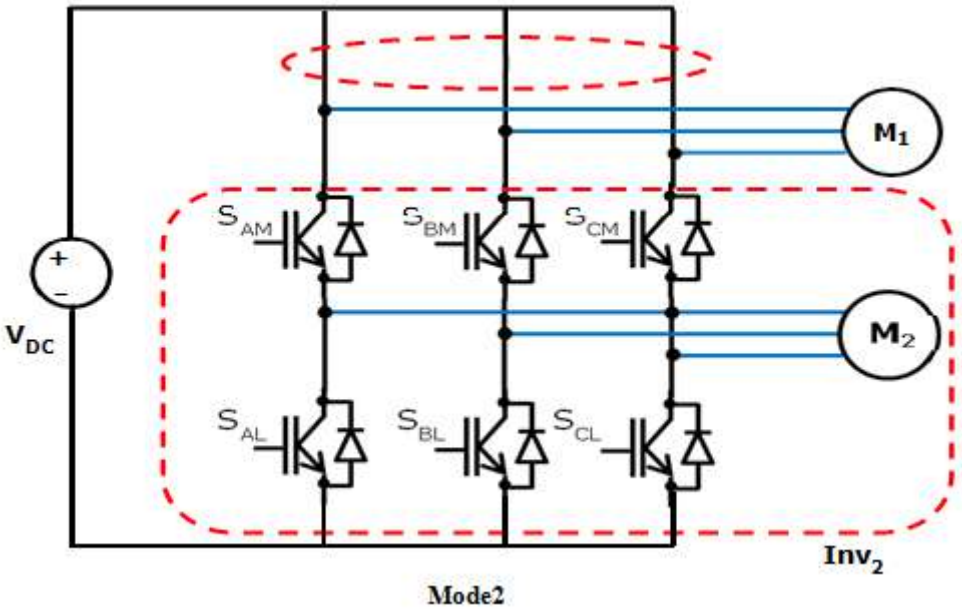


Figure III-1: Modes de fonctionnement de l'onduleur à neuf interrupteurs

III.3 Les vecteurs tensions de l'onduleur à neuf interrupteurs :

Chaque interrupteur possède deux états (fermé ON ou ouvert OFF) et puisque chaque bras du convertisseur est constitué de trois interrupteurs alors il y'a huit états possibles. Afin d'éviter le court-circuit du bus continu, les trois interrupteurs d'un bras ne peuvent être fermés en même temps. D'autre part pour éviter l'ouverture d'une source de courant (La

charge), au moins deux interrupteurs doivent être fermés. Donc seulement trois états ON-OFF sont possibles. Le tableau (III.1) montre ces états dénommés {1}, {0} et {-1}.Dans cette table, J se réfèreau bras A,BouC.LeslettresU,MetLseréfèrentauxinterrupteurshauts, Intermédiaire et bas d'un bras. . L'état de l'interrupteur intermédiaire S_{JM} est synthétisé .à partir d'une porte logique *XOR* entre S_{JU} et S_{JL} [25][28][29].

	{1}	{0}	{-1}
S_{JU}	ON	OFF	ON
S_{JM}	OFF	ON	ON
S_{JL}	ON	ON	OFF

Tableau III.1: Etas possibles pour un bras de l'onduleur à neuf interrupteurs

Considérant trois états possibles pour chaque bras, il y'a 27 états pour l'onduleur à neuf Interrupteurs. Le tableau (III.2) montre ces états notés (V^N). Les 27 vecteurs tension du convertisseur peuvent être regroupés en cinq groupes [28]:

1. Vecteurs nuls : Les deux sorties sont à l'état zéro. Dans l'état zéro la charge est court-cuit.
2. Vecteurs hauts actifs : La charge du haut est à l'état actif, tandis que la charge du bas est à l'état zéro.
3. Vecteurs bas actifs : La charge du bas est à l'état actif, tandis que la charge du haut est à l'état zéro.
4. Vecteurs actifs identiques : Les deux charges sont à l'état actif similaire.
5. Vecteurs actifs adjacents : Les deux charges sont à l'état actif différent (Etats actifs adjacents).

Dans le tableau (III.2) les vecteurs sont dénommés selon l'état des deux sorties. Par exemple V_{01}^N la sortie haute est à l'état zéro mais la sortie basse est à l'état V1, (par comparaison avec l'onduleur conventionnel à six interrupteurs). Alors que le vecteur V_{21}^N suppose que la sortie haute est à l'état V2 et la sortie basse est à l'état V1. Il existe trois vecteurs nuls qui sont :
(V_{ZM}^N, V_{ZU}^N, V_{ZL}^N)Seulement les interrupteurs intermédiaires dans V_{ZM}^N, les interrupteurs hauts dans V_{ZU}^N et les interrupteurs bas dans V_{ZL}^N sont à l'état ouverts (OFF).

Vecteur du NSI	Bras A	Bras B	Bras C	Type	Vecteur conventionnel équivalent	
					Sortie haute	Sortie basse
V_{ZM}^{N}	1	1	1	Zéro	V_7	V_0
V_{ZU}^{N}	0	0	0		V0	V0
V_{ZL}^{N}	-1	-1	-1		V7	V7
V_{10}^{N}	1	0	0	Haut actif	V1	V0
V_{20}^{N}	1	1	0		V2	V0
V_{30}^{N}	0	1	0		V3	V0
V_{40}^{N}	0	1	1		V4	V0
V_{50}^{N}	0	0	1	Haut actif	V5	V0
V_{60}^{N}	1	0	1		V6	V0
V_{01}^{N}	-1	1	1	Bas actif	V7	V1
V_{02}^{N}	-1	-1	1		V7	V2
V_{03}^{N}	1	-1	1		V7	V3
V_{04}^{N}	1	-1	-1		V7	V4
V_{05}^{N}	1	1	-1		V7	V5
V_{06}^{N}	-1	1	-1		V7	V6
V_{11}^{N}	-1	0	0	Identiquement actif	V1	V1
V_{22}^{N}	-1	-1	0		V2	V2
V_{33}^{N}	0	-1	0		V3	V3
V_{44}^{N}	0	-1	-1		V4	V4
V_{55}^{N}	0	0	-1		V5	V5
V_{66}^{N}	-1	0	-1		V6	V6
V_{21}^{N}	-1	1	0	Vecteurs Actifs adjacents	V2	V1
V_{23}^{N}	1	-1	0		V2	V3
V_{43}^{N}	0	-1	1		V4	V3
V_{45}^{N}	0	1	-1		V4	V5
V_{65}^{N}	1	0	-1		V6	V5
V_{61}^{N}	-1	0	1		V6	V1

Tableau III-2: Vecteurs possibles de l'onduleur à neuf interrupteurs

Les deux onduleurs fonctionnent en alternance par l'envoie de la séquence de commande de l'onduleur haut (*Inv1*) et la fermeture des interrupteurs bas pendant une demi période de commutation. Pour la deuxième demi période, nous appliquons une logique inverse. Dans ce cas, l'onduleur fonctionne seulement dans les situations haut actif, bas actif et zéro. Cette technique remplace la synthèse de la commande de l'interrupteur intermédiaire S_{JM} à partir d'une porte logique XOR entre S_{JU} et S_{JL}.

III.4 Modèle d'un onduleur à neuf interrupteurs :

Le modèle d e connaissance de l'onduleur à neuf interrupteurs est basé principalement sur le modèle d'un onduleur triphasé classique.

La figure (III.2) donne la structure d'un convertisseur statique DC/AC triphasé.

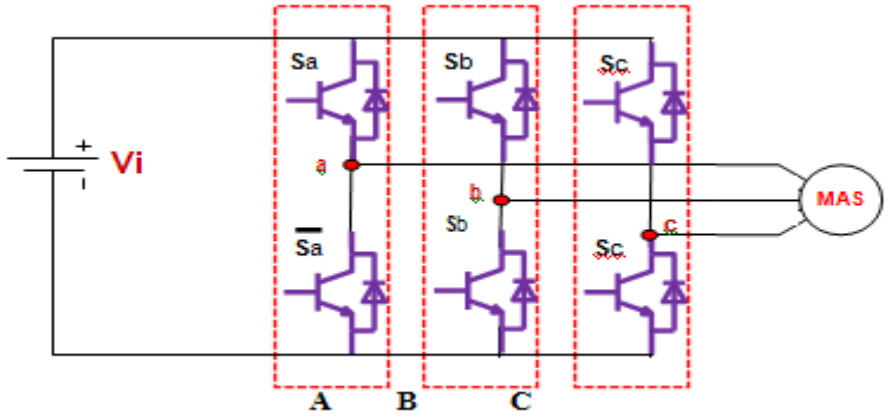


Figure III.2: Structure de l'onduleur triphasé.

Le modèle de connaissance sert à écrire les expressions des grandeurs modulées en fonction des grandeurs commutées du convertisseur.

En admettant que Sa, Sb et Sc représentent les fonctions de connexion pour chaque interrupteur, les tensions de sorties peuvent être exprimées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_i * \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} * \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \qquad \text{(III-1)}$$

L'expression précédente nous permet de déduire que les tensions composées sont déterminées par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ac} \end{bmatrix} = V_I \begin{bmatrix} S_a - S_b & 0 & 0 \\ 0 & S_b - S_c & 0 \\ 0 & 0 & S_a - S_c \end{bmatrix} \qquad \text{(III-2)}$$

La Figure III.3 donne la structure d'un convertisseur statique DC/AC à neuf interrupteurs :

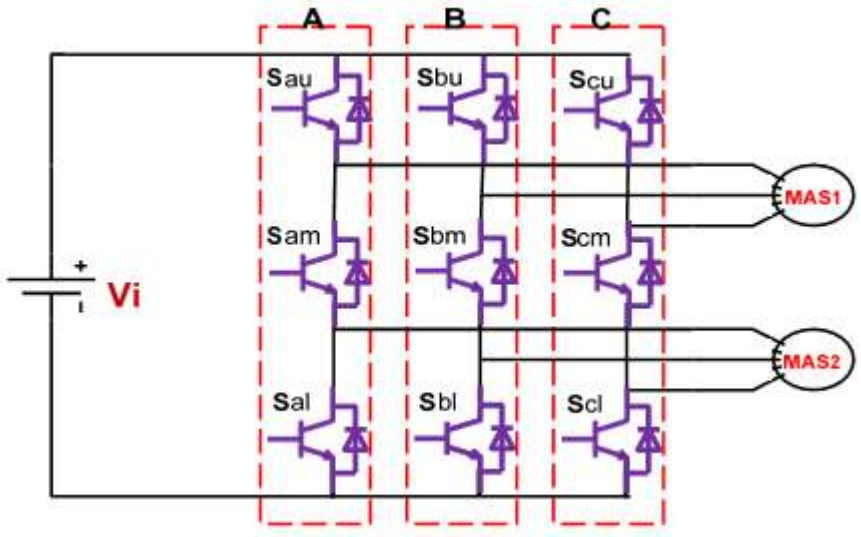


Figure III.3: Structure de l'onduleur à neuf interrupteur

En se basant sur le modèle précédent et sur le principe d'alternance de deux onduleurs triphasé virtuels on est arrivé à conclure le nouveau modèle de convertisseur DC/AC à neuf interrupteurs suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{a1n} \\ V_{b1n} \\ V_{c1n} \\ V_{a2n} \\ V_{b2n} \\ V_{c2n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} Vi * \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & -2 \end{pmatrix} * \begin{bmatrix} S_{au} \\ S_{bu} \\ S_{cu} \\ S_{al} \\ S_{bl} \\ S_{cl} \end{bmatrix} \qquad \text{(III.3)}$$

A partir du système d'équations (III-3), on peut déduire que les tensions composées sont déterminées par le système suivant .

$$\begin{bmatrix} V_{ab1} \\ V_{bc1} \\ V_{ac1} \\ V_{ab2} \\ V_{bc2} \\ V_{ac2} \end{bmatrix} = Vi * \begin{bmatrix} S_{au} - S_{bu} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{bu} - S_{cu} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{au} - S_{cu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{bl} - S_{al} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{cl} - S_{bl} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{cl} - S_{al} \end{bmatrix} \qquad \text{(III.4)}$$

III.5 Fonctionnement de l'onduleur à neuf interrupteurs :

L'onduleur à neuf interrupteurs à structure z-source assure en plus de sa fonction conventionnelle (conversion DC-AC), une autre fonction similaire à celle d'un hacheur élévateur de tension.

Une représentation schématique simplifiée du système de la figure (III.5) est adoptée où les neuf interrupteurs de l'onduleur sont simplement représentés par un unique interrupteur noté Le courant en entrée de l'onduleur est représenté par une source de courant notée $I_{e0.}$

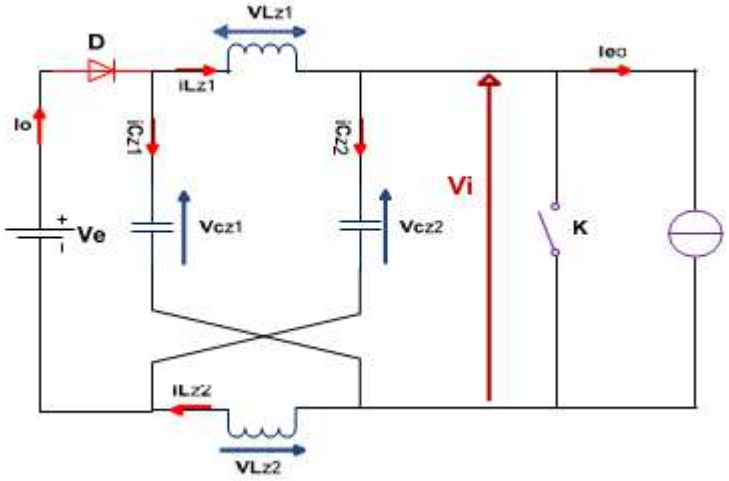


Figure III-4: Représentation schématique de l'onduleur à neuf interrupteurs

Le schéma de la figure (III.4) sert de référence. Soit u(t) la grandeur de commande logique permettant de repérer l'état de court-circuit ou non de l'onduleur :

- ✓ u(t) = 1 signifie que l'onduleur est en état de court-circuit, c'est-à-dire que les trois interrupteurs d'un même bras sont fermés simultanément.
- ✓ u(t) = 0 signifie qu'il évolue hors de court-circuit.

III.5.1 Séquence de court-circuit de bras de l'onduleur (u=1) :

Une illustration de cette séquence est fournie dans la figure(III.6). Elle correspond à une séquence de court-circuit pour laquelle un ou plusieurs bras ont leurs interrupteurs haut, bas, et de milieu (Su, Sl et Sm) fermés simultanément. La tension du bus continu Vi est donc imposée à zéro, ce qui isole la charge (machine). Le courant de court-circuit Icc (t) est égal à la somme des courants traversant les inductances Lz1 et Lz2, soit:

$$I_{cc}(t) = I_{Lz1}(t)+I_{Lz2}(t) \qquad \text{(III.5)}$$

La diode D est bloquée dans cette séquence car la tension V_e — $V_{€z1}(t)$ + $V_{€z2}(t)$ est négative, ce qui permet la décharge des condensateurs dans les inductances.

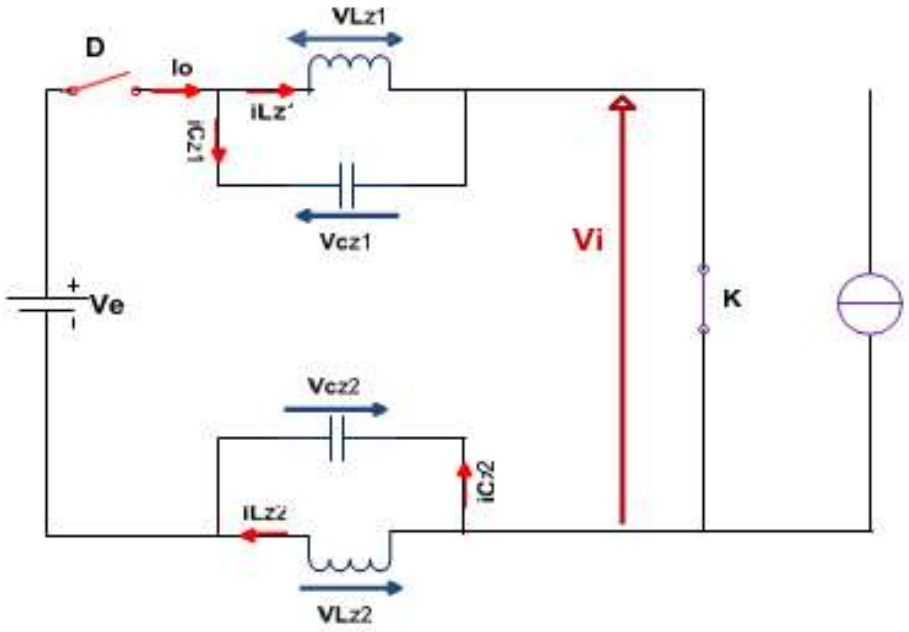


Figure III-5: Etat de court-circuit de l'onduleur à neuf interrupteurs

III.5.2 Séquence hors le court-circuit de bras de l'onduleur (u=0) :

Une représentation schématique est donnée par la figure(III.7)Les séquences de fonctionnement correspondent au cas où l'onduleur évolue de manière classique (avec commandes d'un onduleur à neuf interrupteurs). L'expression du courant absorbé est identique à celle des onduleurs de tension à neuf interrupteurs et elle est donnée par :

Mode1 (OND1): $I_{e0}(t) = I_{a1}(t)S_{au} + I_{b1}(t)S_{bu} + I_{c1}(t)S_{cu}$ (III.6)

Mode2 (OND2) : $I_{e0}(t) = I_{a2}(t)S_{am} + I_{b2}(t)S_{bm} + I_{c2}(t)S_{cm}$ (III.7)

Les courants $I_{a1}(t)$, $I_{b1}(t)$ et $I_{c1}(t)$ sont les courants absorbés par la première charge triphasée, et $I_{a2}(t)$, $I_{b2}(t)$ et $I_{c2}(t)$ sont les courants absorbés par la deuxième charge triphasée. Pendant cette séquence, la diode de commutation D devient passante car elle voit une tension positive à ses bornes. Le courant qui la traverse doit être positif et mène à la contrainte suivante:

$I_{eo}(t) \in I_{Lz1}(t) + I_{Lz2}(t)$, quel que soit l'état des commandes S_u, S_N et $S_ş$.

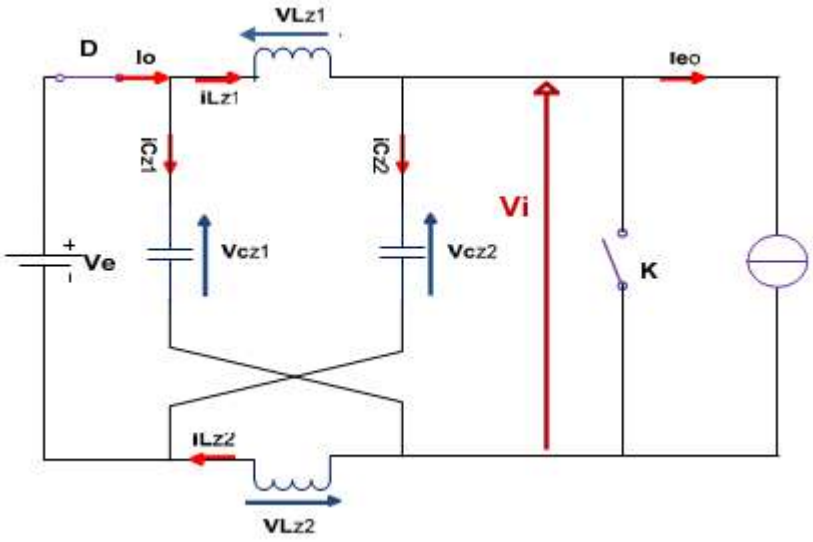


Figure III-6: Etat actif de l'onduleur à neuf interrupteurs

III.6 Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance

III.6.1 Dimensionnement de l'inductance Lz :

L'inductance L_z assure le stockage d'énergie électrique et le lissage du courant que la traverse, ce dernier présente une ondulation Δi_{Lz}, qui est définie comme étant la différence entre la valeur maximale et la valeur minimale du courant **[30]**.

Pendant l'état de court-circuit (shoot through state) les tensions aux bornes de l'inductance et du condensateur sont égales, ce qui nous permet d'écrire:

$$\begin{cases} V_{Cz} = \frac{1-d}{1-2.d} Ve \\ fm = \frac{1}{T} \end{cases} \quad \text{(III.8)}$$

$$\Delta i_{LZ} = I_{LZ\,max} - I_{LZmin} = \frac{V_{cz}.d.T}{LZ} \quad \text{(III.9)}$$

On peut déduire de ces deux relation que :

$$\Delta i_{LZ} = \frac{d.(1-d)}{L_Z.f_m(1-2.d)} Ve \quad \text{(III.10)}$$

L'impédance peut être dimensionnée en respectant la condition (III.11):

$$L_Z \geq \frac{d.(1-d)}{\Delta i_{LZ}.f_m(1-2.d)} Ve \qquad \text{(III.11)}$$

La valeur maximale admissible pour i_L résulte d'un compromis :

- une valeur trop faible de Δi_{Lz} conduit à une valeur excessive de l'inductance L_z;
- une valeur trop élevée de Δi_{Lz} augmente la valeur maximale du courant que les interrupteurs et la diode doivent supporter, le maximum correspond en outre courant que les interrupteurs doivent pouvoir interrompre.

Le choix de la fréquence de commutation *fm* est crucial. Plus elle est grande, plus est petit le noyau de l'inductance et plus sont importantes les pertes par commutation de la puissance.

II.6.2 Dimensionnement du condensateur Cz :

Le but du condensateur est d'absorber l'ondulation du courant et de maintenir une tension assez constante afin de générer des tensions de sortie sinusoïdales. Pendant l'état court-circuit, le condensateur charge les inductances, et le courant traversant le condensateur est égale au courant de l'inductance **[30]**. Ce qui nous permet d'écrire:

$$I_{CZ}=I_{LZ}=C_{Z.}\frac{\Delta V_{CZ}}{\Delta t} \qquad \text{(III-12)}$$

On peut déduire que :

$$C_Z = \frac{I_{LZ}.d}{\Delta V_{CZ}.f_m} \qquad \text{(III-13)}$$

Le courant i_{Lz} peut être estimé par la relation suivante :

$$I_{LZ} = \frac{P}{V_e} \qquad \text{(III-14)}$$

Finalement, le condensateur doit être dimensionné tout en respectant la relation suivante :

$$C_Z=\frac{P.d}{V_e.f_{m.}\ \Delta V_{CZ}} \qquad \text{(III-15)}$$

II1.6.3 Dimensionnement de l'onduleur :

Afin de déterminer les valeurs numériques des éléments passifs (Cz et Lz) du réseau

d'impédance, il est nécessaire de connaitre la puissance de l'onduleur, la tension continue d'entrée Ve, le rapport cyclique d maximal de l'état de court-circuit et la fréquence de commutation f, ainsi que les valeurs tolérées des ondulations du courant et de tension **[30]**.

Pour un onduleur caractérisé par :

$$\begin{matrix} Ve = 200V \\ P = 5KW \\ fm = 10KHz \end{matrix} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} d = 0.4 \\ \frac{\Delta I_{LZ}}{I_{LZ}} = 10\% \\ \frac{\Delta v_{CZ}}{v_{CZ}} = 3\% \end{cases} \qquad (\text{III-16})$$

On trouve que :

$$\begin{cases} L_Z = 9.6\ \text{mH} \\ C_Z = 5.5\ \text{mF} \end{cases} \qquad (\text{III-17})$$

III.7 Détection les Défauts de l'onduleur :

L'intérêt grandissant des industriels pour la maintenance des entraînements électriques justifie l'accent mis pour la recherche sur le diagnostic des associations machine- convertisseur.

Actuellement, un grand nombre des recherches est orienté vers la surveillance de l'état du convertisseur alimentant la machine asynchrone. En effet, un convertisseur tel que l'onduleur à MLI est susceptible de présenter des défauts structurels tels que les défauts d'ouverture des interrupteurs semi-conducteurs et par conséquent, ce type de dysfonctionnement peut induire des endommagements pour le système entier de production si le personnel n'est pas averti et qu'un arrêt intempestif ne soit produit. Puisque, l'appareillage de protection n'intervient qu'au dernier stade de défaut, il est donc évident, que l'investissement dans le domaine de la détection des dysfonctionnements parait une solution incontournable.

Dans ce chapitre nous présentons l'analyse et la simulation des différents défauts du variateur de vitesse de la machine asynchrone à base d'un onduleur de tension.

III.8 Défauts interne du L'onduleur :

L'onduleur de tension est le convertisseur le plus utilisé pour l'alimentation des machines alternatives. Le fonctionnement des ces convertisseurs repose sur la modification séquentielle des liaisons entre l'alimentation et la charge. Cette modification dite commutation est réalisée par un circuit à commande qui fournit des ordres temporels de déclenchement des interrupteurs. Dans notre cas, on utilise la stratégie de modulation de largeur d'impulsion. Concernant la modélisation de

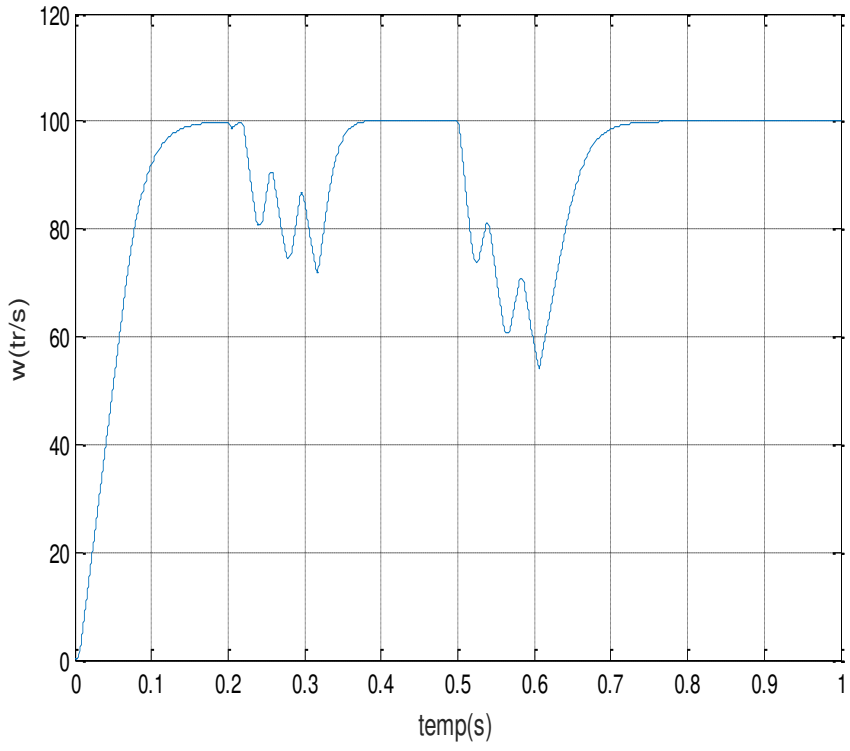
l'onduleur, on considère que, les cellules (Transistors T_{ri}et les Diodes D_i) sont à commutations instantanées et chaque interrupteur à deux états.

En plus des défauts qui peuvent apparaître dans la machine, il n'est pas exclu que le défaut soit dû à une défaillance de l'un des semi conducteurs. Un mauvais fonctionnement d'un semi conducteur peut causer la perte de la commande et l'arrêt même du bras de l'onduleur. Ces types de défauts sont graves et ils causent des défauts des autres dispositifs. Nous présentons une étude pour un défaut de semi-conducteur en circuit ouvert.

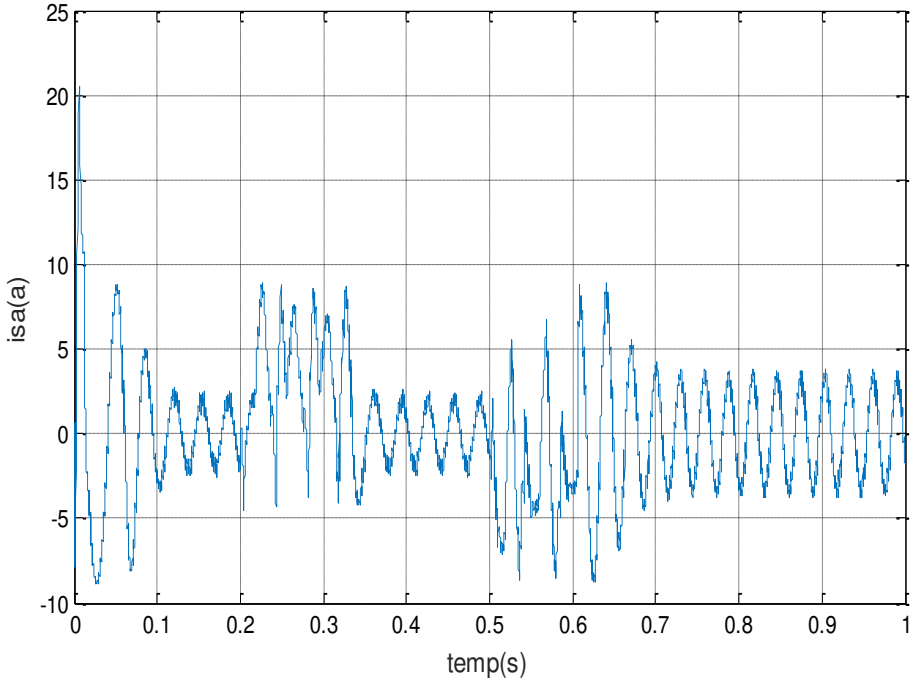
III.9 Etude du défaut d'interrupteurs :

On considère que la machine est alimentée à travers un convertisseur ayant un défaut d'ouverture de l'interrupteur à l'instant $\mathbf{T_1}$=[0.2 0.3] et $\mathbf{T_2}$= [0.5 0.6] sec. La figure III.5 montre les mêmes.

Grandeurs représentées dans le cas sain. Cependant, on observe que dès qu'on provoque le défaut ceci apparait sur les grandeurs.



FigureIII.7 : la vitesse de la machine 'défaut $\boldsymbol{T_1}$ et $\boldsymbol{T_2}$'



La figure III.8 : courant statorique isa défaut T_1 et T_2'

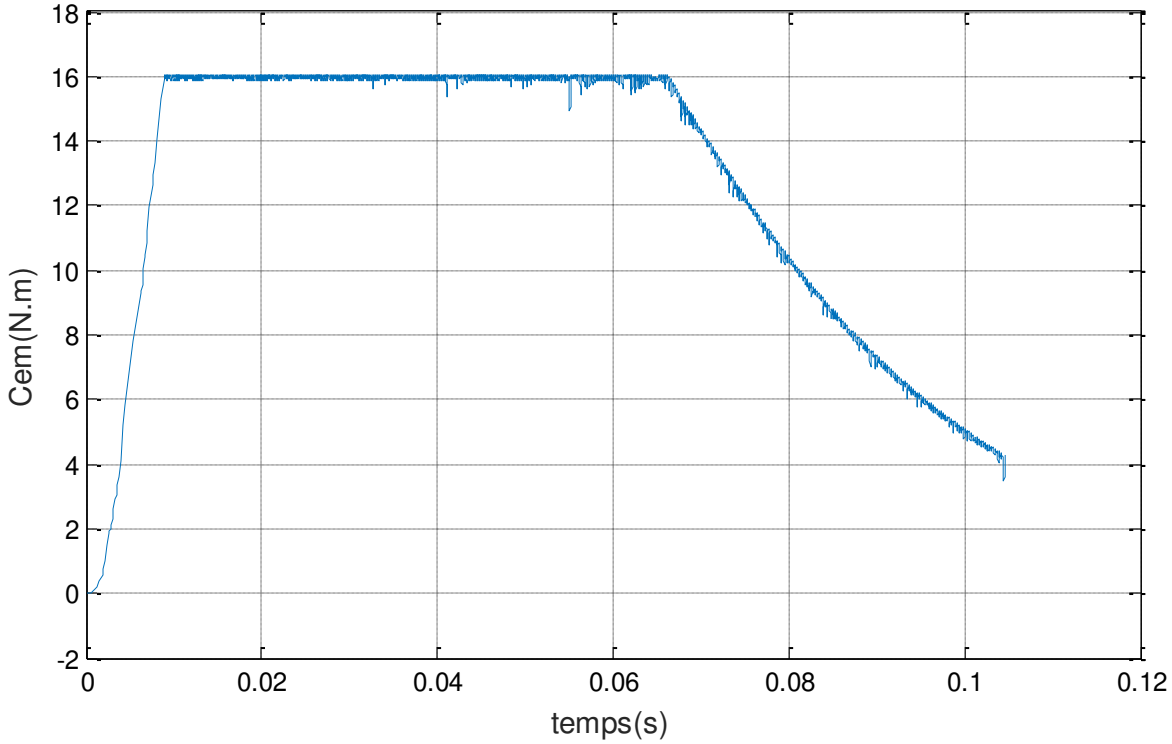
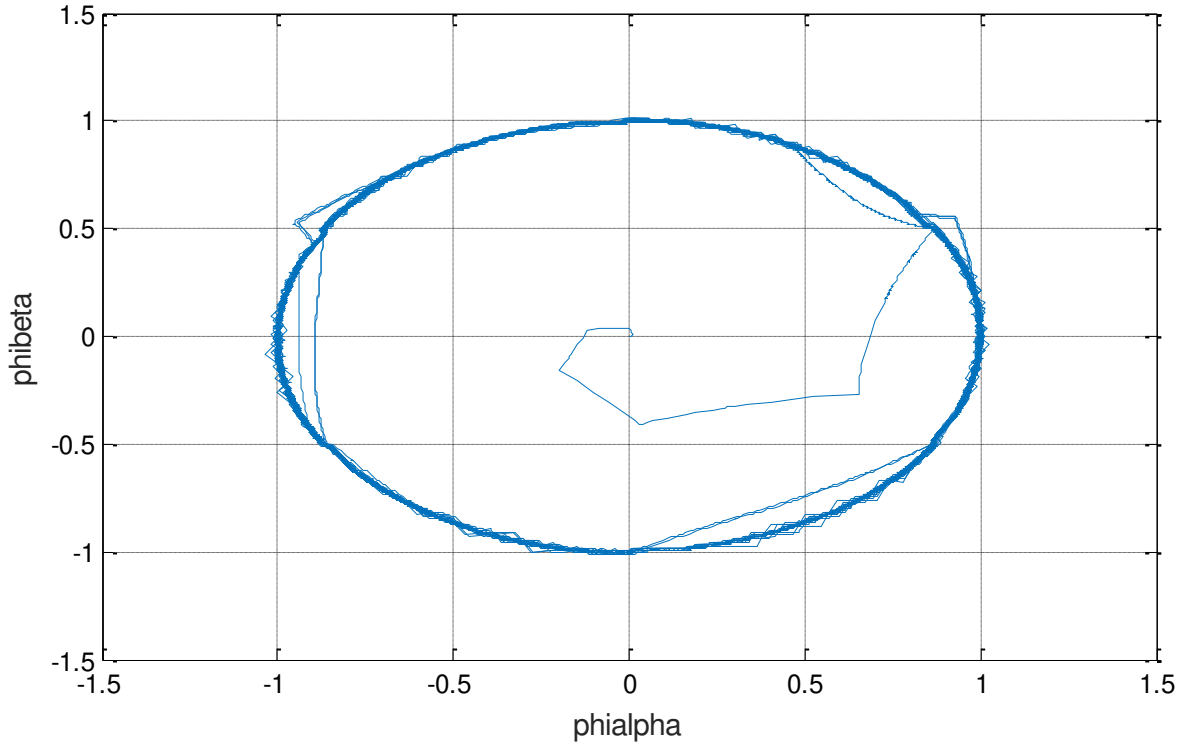


Figure III.9 : le couple électromagnétique 'défaut T_1 et T_2'



FigureIII.10 : Signature flux ' défaut T_1 et T_2'

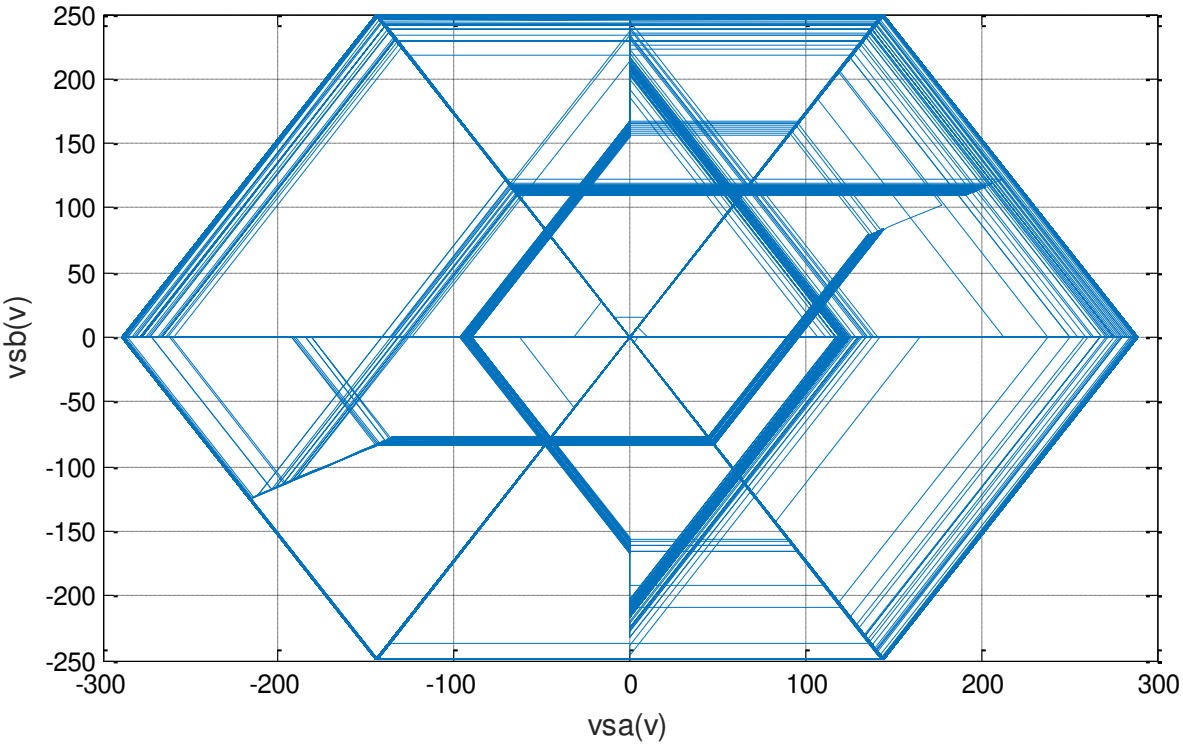


Figure III.11 : la tension statorique ' défaut T_1 et T_2'

III.9.1 Interprétation :

On remarque que l'effet du défaut (les figure III.5, III.6 ,III.7 ,III.8,III.9) de l'ouverture de l'interrupteur $\mathbf{T_1}$ et $\mathbf{T_2}$se manifeste par :

- Perte de l'alternance positive du courant de la phase ''a'', qui est alors unipolaire et non Sinusoïdale.
- Diminution de la vitesse de rotation provoquée par la réduction de la puissance absorbée par la machine.
- Le régime dégradé se manifeste sur le plan mécanique par une pulsation du couple de la machine à la fréquence électrique. La valeur crête du couple est supérieure par rapport à la valeur nominale dans le cas simulé.
- La vitesse est dégradée entre la durée [0.2 0.3] et [0.5 0.6]

III.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux types de convertisseurs dont l'accent a été mis sur un onduleur à neuf interrupteurs. Cette structure peut assurer simultanément la fonction d'un hacheur élévateur et la conversion DC/AC .

Dans ce contexte, une modélisation a été faite avec le principe de fonctionnement afin d'élaborer des stratégies de commande à base des techniques existantes pour les convertisseurs classiques.

D'autre part, un dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance a été aussi fait pour faire fonctionner l'onduleur dans les meilleures conditions.

Conclusion générale

Conclusion

Le travail effectué dans ce mémoire a pour but de proposer des méthodes de détection de défauts et de commandes tolérantes aux défauts pour la machine asynchrone, à base d'onduleur à neuf interrupteurs.

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé les notions relatives aux deux types de commande tolérante aux défauts, active et passive, les défauts affectant un système, le diagnostic des défauts. Les méthodes de diagnostics existantes dans la littérature modèle mathématique. La commande tolérante aux défauts est capable de maintenir la stabilité et d'assurer des performances acceptables en dépit de la présence des défauts, nous avons cité deux types: la première est la commande passive, consiste en la synthèse d'une commande robuste. Elle permet de compenser certains défauts avec des régulateurs fixes.

Cette commande n'a besoin ni d'un bloc de diagnostic, ni d'un bloc de reconfiguration ou d'adaptation du contrôleur. La deuxième est la commande active qui a fait l'objet de notretravail. Elle utilise un bloc de diagnostic pour détecter les défauts. Ensuite pour les compenser, elle procède à la modification de la structure ou les paramètres du régulateur.

Dans le deuxième chapitre et après la description de la machine asynchrone triphasée, nous avons cité les principaux défauts affectant cette dernière. Ensuite, nous avons rappelé les techniques et méthodes de surveillance et de diagnostic des défauts dans la machine asynchrone. Le modèle de défauts statoriques et rotoriques induisant des harmoniques dans les courants statoriques, a fait l'objet de notre travail. Le diagnostic par l'analyse spectrale des courants statoriques de la machine asynchrone a montré que la présence des défauts rotoriques ou statoriques, qu'ils soient mécaniques ou électriques, induit des harmoniques dans le spectre des courants statoriques. Ainsi, en modélisant ces harmoniques, on a obtenu le modèle de la machine asynchrone en présence de défauts. Ensuite, dans la 2^{eme} partie consacré à la commande directe du couple de la machine asynchrone. Les résultats de simulation ont permet de valider le principe de cette commande. La commande direct du couple apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse rencontres dans le control vectoriel à flux rotorique oriente des machine asynchrone et amélioré la dynamique du couple. Le control directe du couple est performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaitre la position ou la vitesse angulaire de la machine. La dynamique du couple est très importante tout en gardant une bonne précision du contrôle ,on a présenté dans l'environnement *MATLAB/SIMULINK.*

Conclusion générale

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté deux types de convertisseurs. Il s'agit d'un convertisseur à neuf interrupteurs et un autre avec une structure z-source. Pour les deux convertisseurs, une modélisation a été faite et le principe de fonctionnement a été donné afin de pouvoir élaborer des techniques de commande à base des techniques existantes pour les convertisseurs classiques, On a présenté les résultats dans l'environnement MTLAB (SIMULING).

Les résultats de simulation montrent que la structure de commande proposée les variations paramétriques sauf la variation de la résistance statorique de la MAS et que le rejet de la perturbation est par fait. Parmi les perspectives de ce travail, on peut citer :

- Etude comparative des différentes techniques de commande.
- Estimation de la variation de la résistance statorique de la MAS.

Bibliographie

Bibliographie

[1] Djamel Eddine Chouaib BELKHIAT, « Diagnostic d'une classe de systèmes linéaires à commutations: Approche à base d'observateurs robustes », Thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, 2011.

[2] Hicham KHEBBACHE, « Tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires. Application: Système UAV de type Quadrirotor », Mémoire de Magister. Université FERHAT ABBAS de SETIF, 2012.

[3] Fateh GUENAB, « Contribution aux systèmes tolérants aux défauts: Synthèse d'une méthode de reconfiguration et/ou de restructuration intégrant la faisabilité des composants », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, Spécialité Automatique, 2007.

[4] Nadia DJEGHALI, «Observation, Diagnostic, et Commande de la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat, Spécialité Automatique, UMMTO, 2013.

[5]https://www.researchgate.net/figure/Classification-des-commendes-tolerantes-aux defauts_fig4_30514289

[6] Nassim BELKHERCHI, « Contribution à l'étude du diagnostic et de la commande tolérante aux fautes par l'approche structurelle–application aux procédés biologiques », Thèse de Doctorat, l'Université de Toulouse, 2011.

[7] Samir IKNI, « Diagnostic de pannes et commande tolérante aux fautes d'un robot manipulateur télé-opéré, Mémoire de Magistère, Département d'Electronique, Université de Batna, 2011.

[8] Mohammed Saïd ACHBI, « Commande tolérante aux défauts en utilisant les Réseaux de Neurones Artificiels et les Systèmes d'Inférence Floue», Mémoire de Magistère, Département Automatique, 2012 université mohamed khider biskra.

[9] Mokhtar Mahmoud MOHAMMEDI, « Commande tolérante aux défauts de la Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire de Magistère**,** Département de Génie Electrique, 2014.Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou

[10] Riad KHENFER,« Détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques », Thèse de Doctorat, Département D'électrotechnique, 2015. Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou.

[11] Ahmed KHELASSI, « Nouvelle Méthodologie de Synthèse de Lois de Commande Tolérante aux Fautes Garantissant la Fiabilité des Systèmes », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, 2011.

[12] Bimal K. Bose « Modern Power Electronics and AC Drives » 2002. mémoire de fin d'étude Université Badji Mokhtar de Annaba.

[13] P. Brunet « Introduction à la commande vectorielle ». mémoire de fin d'étude Université Badji Mokhtar de Annaba.

[14] Y. Laamari, "Diagnostic des défaillances dans les systèmes électromécaniques" Thèse de doctorat, Université badji mokhtar annaba, 2016.

[15] M. Pinard « Commande électronique des machines électriques ».livre Michel . Pinard juillet 2007 .

[16] M. Ammar, "Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : applications aux moteurs asynchrones" Thèse de doctorat, Université du 20 Août 1955- Skikda, 2012.

[17] E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outil paramétriques dédiés à la simulation et à la détection des défauts", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 1999.

[18] L. Kerszenbaum et C. F. Landy, "The existence of large inter bar currents in the three phase squirrel cage motors with rotor-bar and en-ring faults" IEEE Transactions on Power Apparatus Systems, Vol. PAS-103, n°7, pp.1854- 1862, July 1984.

[19]https://www.researchgate.net/figure/1-Proportion-des-defauts-dans-les-machines-asynchrones-de-moyenne-puissance-All-88_fig1_46284934.

[20]https://www.researchgate.net/figure/2-Repartition-des-pannes-sur-les-machines-de- faibles-et-moyennes-puissances-All-88_fig2_46284934.

[21]https://www.researchgate.net/figure/3-Repartition-des-pannes-sur-les-machines-de-fortes-puissances-Tho-95_fig3_46284934.

[22] Carlos Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000.

Bibliographie

[23]https://www.researchgate.net/scientificrecruitment/?utm_source=researchgate&utm_medium=community-loggedout&utm_campaign=indextop.
[24]https://www.researchgate.net/figure/Partition-du-plan-complexe-en-6-secteurs-angulaires-On-elabore-le-tableau-de-la-structure_fig1_336812665.

[25] T. KOMINAMI,Y. FUJIMOTO, "A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads", IEEE Industry Applications Society Annual Conference (IAS), pp 2346–2350,2007.

[26] M.S. Mahesh, K. ILAMARAN, J.JEYAMUTHUMANI and B. KARTHIK RAJA, "A Novel Control of Two AC Loads using Nine Switch Inverter" , International Conference on Computing and Control Engineering (ICCCE 2012), pp 12-13, April 2012.
[27] S.M.DEHGHAN, M.MOHAMADIAN et A.Yazdian, "Current-Type Nine Switch Inverter", Journal of Power Electronics, Vol.10, N°2, March2010.
[28] S.M.DEHGHAN, A.AMIRI, M.MOHAMADIAN et M.A.E.ANDERSEN, "Modular space-vector pulse-width modulation for nine-switch converters", IET Power Electronics, , Décembre2012.
[29] ABBACHE Mohand Amokrane "Etude et réalisation d'un onduleur à neuf interrupteurs alimentant deux moteurs asynchrones : application au véhicule électrique à deux roues motrices", Mémoire de Magistère, École Militaire polytechnique, Février2015
[30] T. Mohamed. ACHOUR "Etude et commande d'un onduleur triphasé a structure z- source application aux systemes multi-sources", Mémoire de Magistère, École Militaire polytechnique, Mars2016.