

UNIVERSITE KASDI MERBAH-OUARGLA

Faculté des nouvelles technologies de l'information et de la communication

Département d'électronique et des télécommunications



Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme de Master académique

Domaine : Sciences et technologie

Filière : Electronique

Spécialité : Contrôle industriel

Présenté par :

Benkaddour Mouhammed Walid

Thème:

**Diagnostic de défauts et reconfiguration d'onduleur
Pour la commande directe de couple d'un moteur
à induction Par la logique floue**

Soutenu publiquement

Le : 25 /Mai/2017

Devant le jury :

Dr Mohamed Assaad HAMIDA	MC (A)	Président	UKM Ouargla
M Farid KADRI	MA (A)	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
Mlle Samira SOURI	MA (A)	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2016/2017

REMERCIEMENTS

Au début, nous tenons à remercier et d'exprimer notre gratitude à
Allah

qui nous a donné la patience et la volonté pour nous de déterminer
notre travail.

Nous avons l'agréable devoir d'exprimer notre gratitude et de
remercier Notre encadreur "M .KADRI FARID ".

pour maître la confiance qu'il est placé en nous et pour aider
par ses informations et les conseils et les documents qu'il a mis à
notre disposition et ses expériences qui nous ont permis de mener ce
projet de fin d'étude.

Nous adressons nos remerciements aussi toutes les personnes
qui ont participé de près ou de loin pour réaliser ce travail surtout
mon père ma mère et tout ma famille et les personnes qui somme
vraiment les hommes

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à toute notre
proche et les amis, qui nous ont accompagnés

et nous ont encouragé tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Benkaddour Mouhammed walid

Sommaire

<i>Liste de figure et des tables</i>	
<i>Notations</i>	
<i>Introduction générale</i>	<i>01</i>
CHAPITRE 1	
LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE FLOUE	
<i>1.1 Introduction</i>	<i>03</i>
<i>1.2 La logique floue</i>	<i>03</i>
<i>1.2-1 Différence entre ensemble flou et ensemble booléen</i>	<i>03</i>
<i>1.2-2 Ensembles flous</i>	<i>04</i>
<i>1.2-3 Fonction d'appartenance</i>	<i>05</i>
<i>1.2-4 Structure d'un régulateur flou</i>	<i>05</i>
<i>1.2-4-1 Structure externe</i>	<i>05</i>
<i>1.2-4-2 Structure interne</i>	<i>05</i>
<i>1.2-4-3 Inférence</i>	<i>06</i>
<i>1.2.4.4 Défuzzification</i>	<i>06</i>
<i>1.2.4.5 Base de connaissance</i>	<i>06</i>
<i>1.3 La commande directe du couple (DTC) classique</i>	<i>08</i>
<i>1.3.1 Principe général de la commande DTC</i>	<i>08</i>
<i>1.3.2 Fonctionnement et séquences directement applicable sur un onduleur de tension à deux niveaux</i>	<i>09</i>
<i>1.3.3 Contrôle de flux et du couple électromagnétique</i>	<i>10</i>

<i>1.3.3.1 Contrôle du flux statorique</i>	<i>10</i>
<i>1.3.3.2 Contrôle du couple électromagnétique</i>	<i>11</i>
<i>1.3.4 Description de la structure du DTC</i>	<i>12</i>
<i>1.3.4.1 Sélection du vecteur de tension \bar{V}_s</i>	<i>12</i>
<i>1.3.4.2 Les estimateurs</i>	<i>13</i>
<i>1.3.4.3 Elaboration du vecteur de commande</i>	<i>14</i>
<i>1.3.5 Système de commande directe du couple classique</i>	<i>16</i>
<i>1.4 La commande directe de couple floue (DTFC)</i>	<i>17</i>
<i>1.4.1 Application du contrôle flou à la commande DTC</i>	<i>17</i>
<i>1.4.2 Développement d'un contrôleur flou</i>	<i>17</i>
<i>1.4.3 Fuzzification des entrées/sorties</i>	<i>18</i>
<i>1.4.4 Système de commande directe du couple floue</i>	<i>20</i>
<i>1.5 Simulation et discussion des résultats</i>	<i>21</i>
<i>1.5.2 Simulation en régime permanent de la DTFC dans le cas de défaut sur T1</i>	<i>23</i>
<i>1.5.3 Simulation de la DTFC pour tous les cas d'un seul défaut</i>	<i>25</i>
<i>1.6 Conclusion</i>	<i>26</i>

CHAPITRE 2

DIAGNOSTIQUE ET RECONFIGURATION PAR LOGIQUE FLOUE DE DTFC

<i>2.1 Introduction</i>	<i>27</i>
<i>2.2 Analyse de la trajectoire du courant statorique.</i>	<i>27</i>
<i>2.2.1 Cas d'un seul défaut</i>	<i>27</i>
<i>2.2.2 Cas de deux défauts</i>	<i>28</i>
<i>2.2 Système de diagnostique</i>	<i>29</i>
<i>2.2.1 Système d'extraction des caractéristiques</i>	<i>29</i>

<i>2.2.2 Classificateur flou</i>	<i>31</i>
2.3 Résultats de simulation	34
2.3.1 Cas d'un seul défaut	34
2.3.2 Cas de deux défauts	35
<i>2.4 Reconfiguration d'onduleur a l'occurrence de défauts</i>	<i>37</i>
2.5 Conclusions	41
<i>Conclusion générale</i>	<i>45</i>
<i>Bibliographie</i>	
<i>Résumé</i>	

Liste des figures

<i>Figure 1.1 : Représentation de " Grand " dans le cas booléen et flou</i>	04
<i>Figure 1.2 : Classification des humains selon leur âge.</i>	04
<i>Figure 1.3 : Fonction d'appartenance</i>	05
<i>Figure 1.4 : Structure externe d'un contrôleur flou</i>	05
<i>Figure 1.5 : Structure interne d'un contrôleur flou</i>	06
<i>.Figure 1.6 : Défuzzification par méthode de centre gravité</i>	07
<i>Figure 1.7 : La méthode de SOMME-PROD</i>	08
<i>Figure 1.8 : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone</i>	09
<i>Figure 1.9 : Onduleur de tension et élaboration des vecteurs de tensions \overline{V}_s</i>	10
<i>Figure 1.10: Evolution du vecteur flux stator.</i>	11
<i>Figure 1.11 : Sélection du vecteur de tension selon la zone $N=i$.</i>	13
<i>Figure 1.12 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions.</i>	15
<i>Figure 1.13 : Contrôle de couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.</i>	15
<i>Figure 1.14 : Schéma SUMILINK de la MAS & la commande DTC classique</i>	16
<i>Figure 1.15 : La substitution d'un contrôleur classique par un contrôleur flou.</i>	17
<i>Figure 1.16 : Schéma montré le contrôleur flou modifié</i>	18
<i>Figure 1.17: Fuzzification de l'erreur de couple et l'erreur de flux.</i>	18
<i>Figure 1.18 : Fuzzification du numéro de secteur et du vecteur de commande</i>	19
<i>Figure 1.19 : Schéma SUMILINK de la MAS & la commande DTCFuzzy</i>	20
<i>Figure 1.20 : Modèle SIMULINK de l'onduleur de tension PWM.</i>	20
<i>Figure 1.21 : Modèle SIMULINK du régulateur PI anti-emballement.</i>	21
<i>Figure 1.22 : Simulation en régime permanent pour une variation de vitesse et flux</i>	23
<i>Figure 1.23 Simulation en régime permanent de la DTFC dans le cas de défaut sur T1</i>	24
<i>Figure 1.24 : Simulation en régime permanent de DTFC pour tous les cas d'un seul défaut</i>	25
<i>Figure 2.1 : Les tendances actuelles en mode défectueux (un défaut)</i>	28
<i>Figure 2.2: Les tendances actuelles en mode défectueux (deux défauts)</i>	28
<i>Figure 2.3 : Structure de diagnostic des défauts par logique floue.</i>	29
<i>Figure 2.4 : L'identification du seuillage pour la fuzzification du régulateur flou</i>	30
<i>Figure 2.5 : Le régulateur flou proposé</i>	31
<i>Figure 2.6 : Fuzzification des entrées/sorties</i>	32
<i>Figure 2.7 : présentation des règles d'inférence</i>	33

<i>Figure 2.8 : Exemple de defuzzification en cas de défaut T4 (le cas de un seul défaut)</i>	34
<i>Figure 2.9 : Exemple de defuzzification en cas de défaut T2T4 (le cas de deux défauts)</i>	34
<i>Figure 2.10: Diagnostic de défauts pour les cas de deux défauts</i>	37
<i>Figure 2.11: Modèle SIMULINK de la reconfiguration d'onduleur MLI.</i>	38
<i>Figure 2.12 : Organigramme de fonctionnement de la reconfiguration d'onduleur MLI</i>	38
<i>Figure 2.13 : Modèle SIMULINK de la reconfiguration de défauts d'onduleur MLI</i>	39
<i>Figure 2.14 : Différents signaux pour une reconfiguration multiple.</i>	40

Liste des tables

<i>Tableau 1.1: Table de commutation</i>	<i>15</i>
<i>Tableau 1.2 : Inférence des règles</i>	<i>19</i>
<i>Tableau 2.1 : Table d'inférence</i>	<i>32</i>

Notations

MAS : Moteur Asynchrone.

DTC : Direct Torque Control.

DTFC : Direct Torque Fuzzy Control.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

R_s : Résistance statorique par phase.

R_r : Résistance rotorique par phase.

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

J : Inertie totale des parties mobiles.

ω : Vitesse angulaire électrique.

p : Nombre de paires de pôles électriques du moteur.

a, b, c : Correspondent aux trois phases de stator.

A, B, C : Correspondent aux trois phases de rotor.

θ : L'angle entre Rotor et Stator.

θ_r : L'angle du Rotor entre r et d.

θ_a : L'angle du Stator entre R et U.

abc : Les indices de repère triphasé.

S_{abc} : L'interrupteur du bras a, b ou c d'onduleur (deux niveaux).

n : Le neutre de la machine.

V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} : Tensions d'entrée de l'onduleur (deux niveaux).

$\Delta T, \Delta \phi$: Erreurs du couple et du flux.

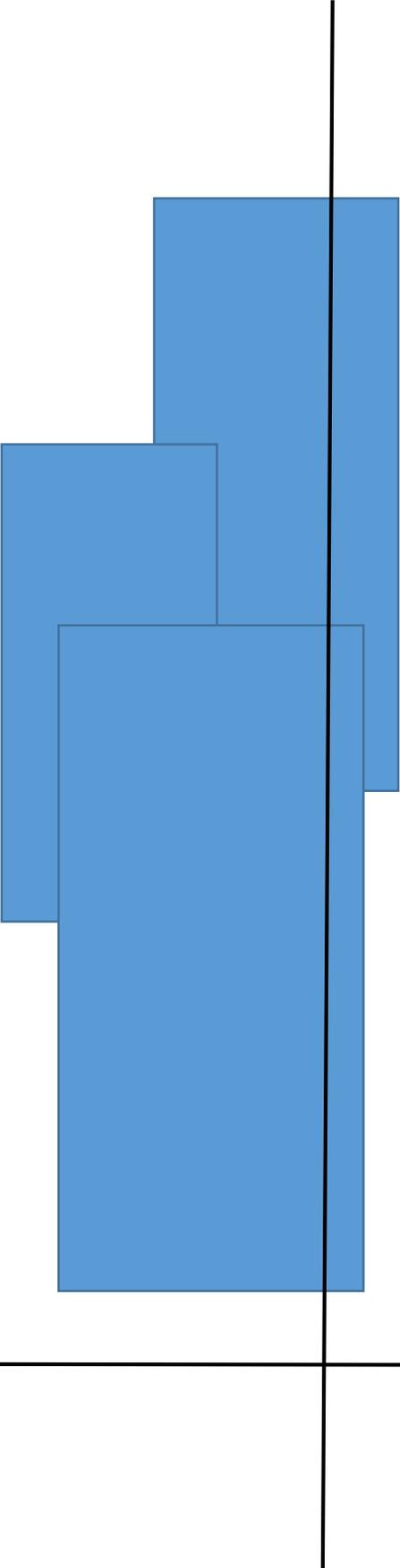
C_{flx} : Contrôleur du flux.

C_{cpl} : Contrôleur du couple.

V_{dc} : Tension d'alimentation continue de l'onduleur de tension.

T_0 : Temps partagé entre les 2 vecteurs nuls \vec{V}_7 et \vec{V}_0

V_{ref} : La tension de référence.



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

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. La complexité des systèmes mis en jeu et la nécessité de continuer le contrôle nécessitent aujourd'hui un travail préalable de détection/diagnostic des défauts de l'association machine convertisseur. Actuellement un grand axe de 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 (Modulation en Largeur d'Impulsions) est susceptible de présenter des défauts structurels tels que les défauts d'ouverture des interrupteurs (semi-conducteur) et par conséquent, ce type de disfonctionnement peut induire des endommagements pour le système entier, si le personnel n'est pas averti et qu'un arrêt intempestif doit se produire. 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 disfonctionnements paraît une solution incontournable [1].

En général, dans les systèmes commandés, la commande de la machine asynchrone se divise en deux classes [2] :

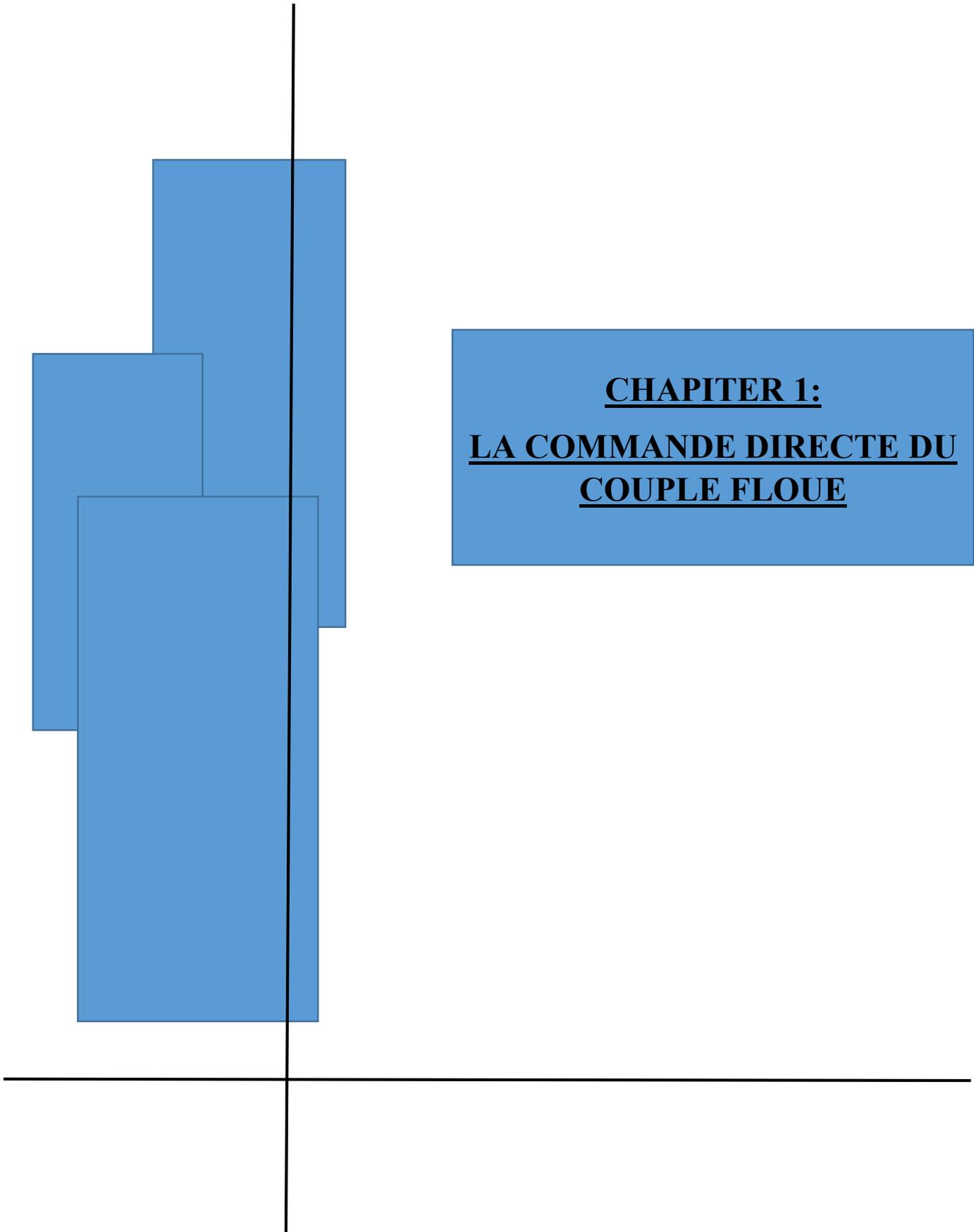
- Commande de faible coût et faible performance comme la commande scalaire, cette commande est la plus simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielle.
- Commande à haute performance comme la commande vectorielle par orientation du flux qui se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique. Elle a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel, parmi lesquelles : le control direct du couple DTC [3].

L'objectif principal de ce mémoire est le développement d'une commande DTC floue (DTFC) ; ainsi qu'un système de détection et de diagnostic de défauts d'onduleurs MLI basé sur une classification par logique floue. Le système développé doit prendre en charge l'occurrence d'un seul ou bien deux défauts et par la suite faire une reconfiguration de l'onduleur par le remplacement automatique du bras défectueux par un bras sain de secours permettant de détourner le défaut en question.

Le mémoire est structuré en une introduction générale, deux chapitres et une conclusion générale, répartie comme suit :

✓ Dans le premier chapitre on va faire un petit rappel sur la logique floue et la commande DTC ; la suite du chapitre sera consacré à l'étude de la commande DTFC, où on va faire la présentation de notre système de commande floue du moteur asynchrone, après on va présenter les résultats de simulation en faisant une comparaison entre les deux types de commandes DTC. En clôturera le chapitre par une simulation de la DTFC en présence de défaut d'onduleur et voir le comportement des différents signaux suite à une défection par ouverture d'interpréteurs de l'onduleur MLI.

✓ Le deuxième chapitre sera dédié à l'étude théorique des défauts d'ouverture de l'interrupteur d'onduleur MLI dans les deux cas (un et deux défauts). Aussi, on va faire une méthode d'extraction des caractéristique pour déterminer la signature de chaque défaut en se basant sur le calcul algébrique de surface des trois courants de phase de stator. Un classificateur de défauts basé sur la logique floue sera établi pour permettre la détection et la localisation de défauts multiples dans l'onduleur MLI. après détection et localisation de la position du défaut, on va générer les résultats de diagnostique pour permettre le remplacement du bras défectueux par un bras auxiliaire sain procédant ainsi, a une reconfiguration du système de commande.



CHAPTER 1:
LA COMMANDE DIRECTE DU
COUPLE FLOUE

1.1 Introduction

Actuellement les techniques de l'intelligence artificielle sont connues par leur pouvoir de résoudre les problèmes liés à l'automatisation des processus industriels, tel que le contrôle, la commande, l'identification et l'estimation des paramètres des systèmes électriques. La technique intelligente basée sur la logique floue appartient à la classe des systèmes à base de modèle de connaissance. Elle s'applique de plus en plus dans le contrôle de la machine asynchrone et l'adaptation de sa commande. Les approches basées sur la logique floue sont considérées comme une solution très puissante pour la commande de systèmes non linéaires ou les systèmes pour les quels il n'existe pas des modèles mathématiques.

On propose dans ce chapitre de développer une commande DTC en exploitant les techniques intelligentes. On s'intéresse à la commande DTC à base de la logique floue. Il paraît nécessaire de commencer par présenter la logique floue et d'explicitier de manière simple. Ensuite on va discuter sur la commande directe de couple (DTC) et comment développer cette commande en utilisant un régulateur flou au lieu des régulateurs à hystérésis ainsi que la table de commutation. On aura donc une nouvelle commande directe de couple basé sur la logique floue (DTFC) de la machine asynchrone. Puis, une étude comparative entre les résultats de simulation de la DTFC et celle de la commande DTC conventionnelle est présentée et discutée.

1.2 La logique floue

La logique floue est une théorie qui a connu un grand succès depuis que prof. L. Zadeh a introduit le concept de sous-ensembles flous en 1965. Elle trouve Notamment sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme de systèmes et plus généralement en génie électrique, [4]. Elle présente en effet l'avantage d'utiliser des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir-faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique. Dans ce sens on utilise des correcteurs à base de logique floue qui améliorent de façon globale aussi bien les performances dynamiques que la robustesse des systèmes commandés, en s'appuyant sur leur connaissance a priori.

1.2.1 Différence entre ensemble flou et ensemble booléen

Alors qu'un ensemble booléen est défini par sa fonction caractéristique F à valeurs 0 ou 1, un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance μ à valeurs dans l'intervalle $[0,1]$. Considérons l'exemple suivant figure 1.1, [4] :

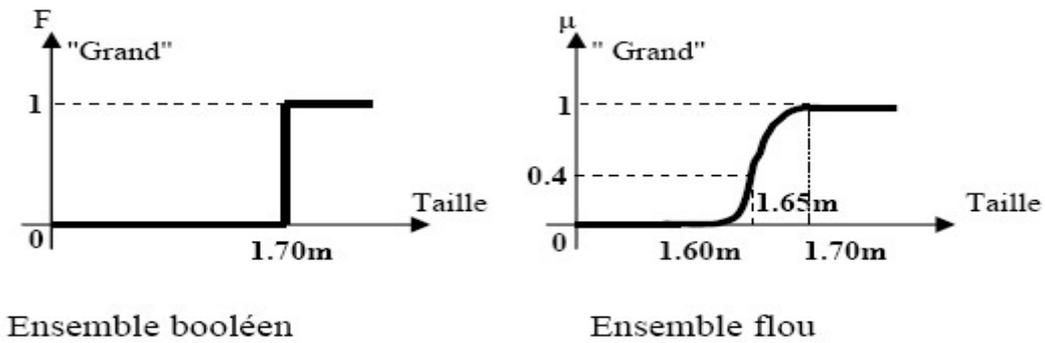


Figure 1.1 : Représentation de " Grand " dans le cas booléen et flou.

1.2.2 Ensembles flous

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne? C'est à partir de ce genre de constatation que le Professeur L. Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes Linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit ... Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels, un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée sur la figure 1.2, [4] :

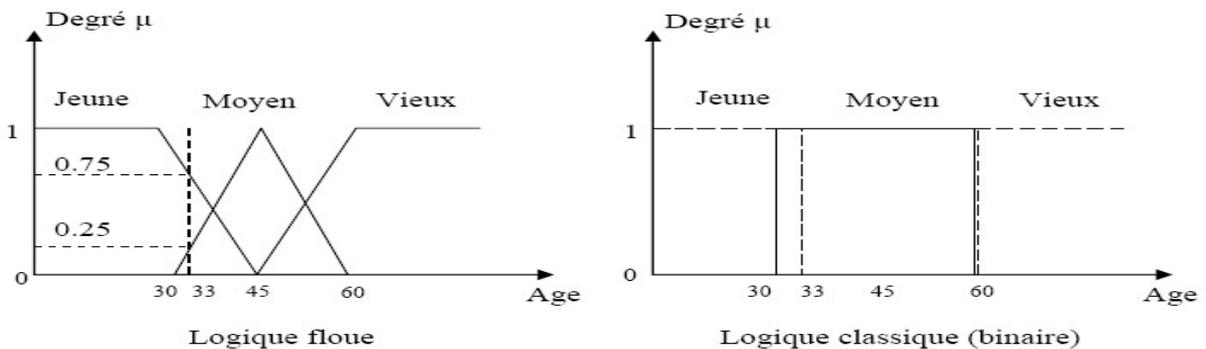


Figure 1.2 : Classification des humains selon leur âge.

Ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante :

Variable linguistique : Âge ;

Valeur d'une variable linguistique : Jeune, Moyen, Vieux, ...

Ensembles flous : "jeune", "moyen", "Vieux", ...

Fonction d'appartenance : $\mu_e(x) = a$ ($0 \leq a \leq 1$) ;

Degré d'appartenance : a .

1.2.3 Fonction d'appartenance

Soit U une collection d'objets $\{x\}$, qui peuvent être discrets ou continus. U est l'univers de discours et u représente l'élément générique de U . Un sous-ensemble flou a dans l'univers de discours U est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_a(x)$ qui prend ses valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$. Notamment: $\mu_a(x) \rightarrow [0, 1]$, [4].

Chaque sous-ensemble flou A peut être représenté par sa fonction d'appartenance $\mu_a(x)$. Le plus souvent on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes figure 1.3 :

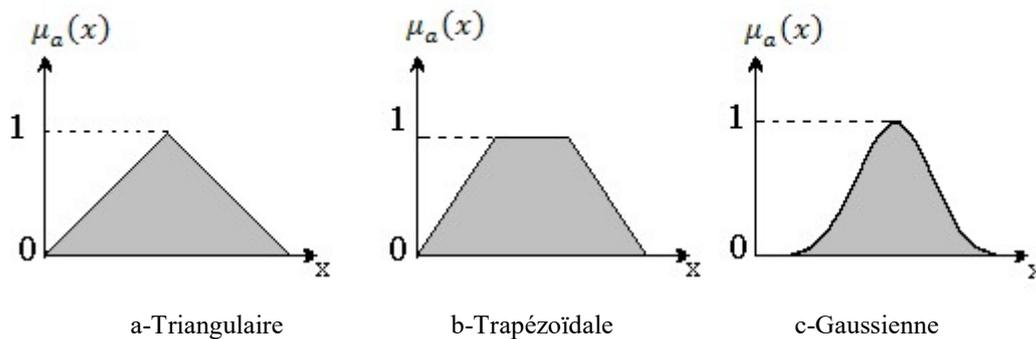
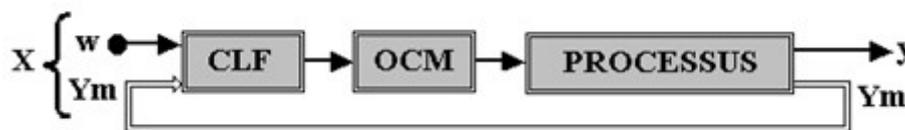


Figure 1.3 : Fonction d'appartenance

1.2.4 Structure d'un régulateur flou

1.2.4.1 Structure externe

Au niveau externe, rien ne différencie un contrôleur flou d'un autre contrôleur. Un contrôleur flou est défini par une loi de commande $U_{CM} = f(x)$, où U_{CM} est le vecteur de sortie du contrôleur et x son vecteur d'entrée. La figure 1.4 représente la structure externe :



CLF : Contrôleur par logique floue.

OCM: Organe de commande.

Figure 1.4 : Structure externe d'un contrôleur flou

1.2.4.2 Structure interne

Par opposition au contrôleur conventionnel, le contrôleur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais il utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques. Ces inférences sont alors traitées par des opérateurs de la logique floue.

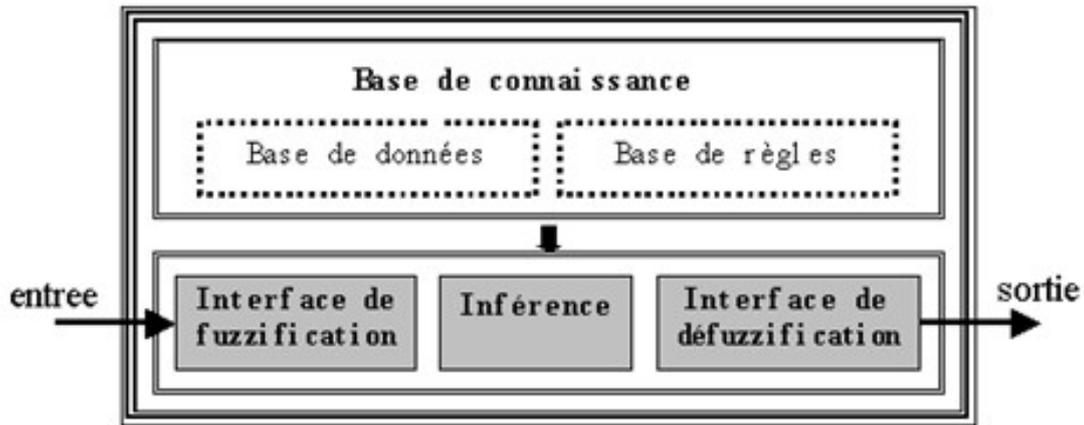


Figure 1.5 : Structure interne d'un contrôleur flou

1.2.4.3 Inférence

Elle lie les grandeurs mesurées transformées en variables linguistiques à l'aide de la fuzzification, à la variable de sortie exprimée comme variable linguistique. La règle compositionnelle d'inférence de Zadeh (SI-ALORS) est utilisée à cet effet [4].

1.2.4.4 Défuzzification

La défuzzification permet la conversion de l'union des sous-ensembles flous modifiés (fonctions d'appartenance résultantes fournies par l'inférence), à une sortie non floue; suivie par une dénormalisation et conversion N/A.

1.2.4.5 Base de connaissance

Elle se compose de deux parties :

a) Base de données

La base de données consiste à établir :

La formulation des fonctions d'appartenance : on utilise en générale les formes triangulaires et gaussiennes. Bien qu'il n'existe pas de règle précise pour la définition des fonctions d'appartenance, mais cette définition est élaborée à partir de l'expérience d'opérateur ou des connaissances expertes d'ingénieur de contrôle.

Le nombre des fonctions d'appartenance : Habituellement, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept sous-ensembles flous. Le nombre des ensembles dépend de la résolution et l'intervention de la commande désirée.

La distribution des fonctions d'appartenance : les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques et distribuées de manière équidistante. Il est opportun de choisir cette forme pour

la première implantation [4].

Le chevauchement entre les sous-ensembles flous est nécessaire, sinon le système aura tendance à fonctionner comme un système gouverné par la logique classique, diminuant aussi sa souplesse et sa possibilité de traiter des situations intermédiaires. Des pourcentages de 25% à 50% sont utilisés dans la majorité des cas. Toutefois, le chevauchement ne doit pas dépasser ces limites car trop de chevauchement diminue la possibilité du système à faire la distinction entre deux sous-ensembles flous.

Le facteur de normalisation.

La méthode de défuzzification : plusieurs stratégies de défuzzification existent, la méthode utilisée dans ce mémoire est :

La méthode de centre de gravité :

C'est la méthode la plus utilisée, elle calcule le centre de gravité de la surface obtenue après l'étape d'inférence et le projette sur l'axe horizontal [4].

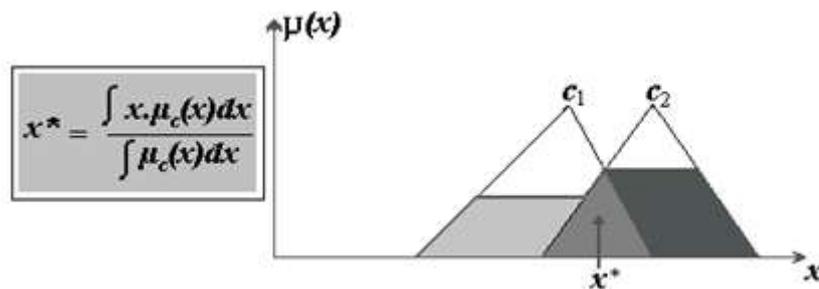


Figure 1.6 : Défuzzification par méthode de centre de gravité.

b) Base des règles

La base des règles consiste à déterminer :

➤ Le nombre de règles d'inférence :

Il n'y a pas de procédure générale pour la détermination de nombre optimum des règles du contrôle, puisqu'un ensemble de facteurs intervient dans la prise de décision, la performance du contrôleur, l'efficacité du calcul, le comportement de l'opérateur humain et le choix des variables linguistiques.

➤ La méthode d'inférence :

Basée sur le choix d'opérateur ET, OU et l'implication floue (ALORS), on a utilisé la méthode suivantes :

✓ Méthode SOMME-PROD

Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes. La méthode d'inférence *somme-prod* réalise l'agrégation des règles par la formation de la somme, plus précisément la valeur moyenne, tandis que la combinaison des prémices et l'implication sont réalisées par la formation de produit [4]. On a expliqué sur la figure 1.7 :

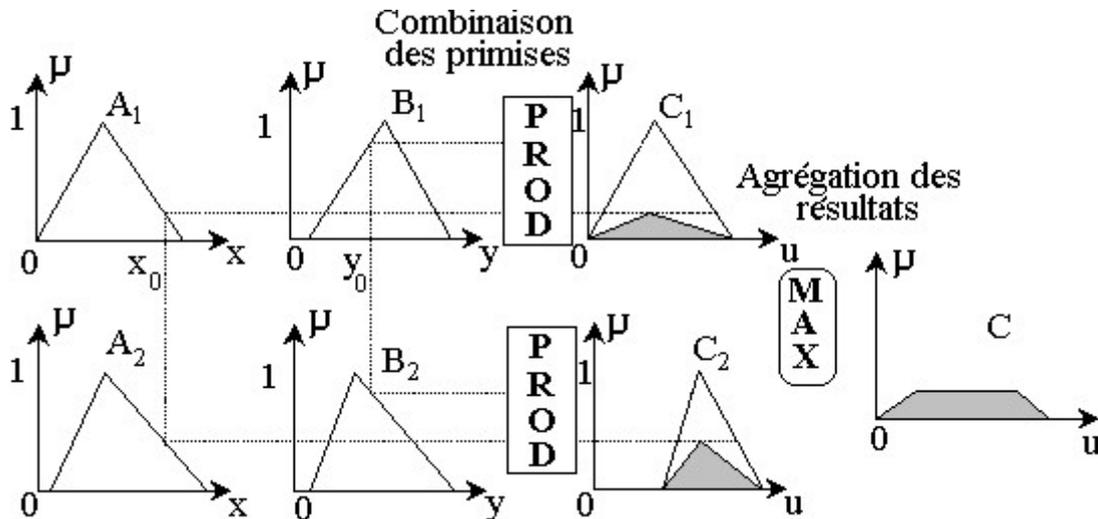


Figure 1.7 : La méthode de SOMME-PROD

1.3 La commande directe du couple (DTC) classique

1.3.1 Principe général de la commande DTC

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou <DTC>) est introduite en 1985 par TAKAHASHI [5],[6]. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche [6],[7]. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utiliser des capteurs mécanique. Une vitesse variable est un besoin qui généralise tous les secteurs de l'industrie et de transport. Dans la littérature, quelques structures de réglage de base ont été utilisées, comme le réglage classique. Ces réglages de vitesse utilisés pour la commande, ont pour but de réaliser des bonnes performances de commande.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure 1.8, où sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe $\alpha\beta$. Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux.

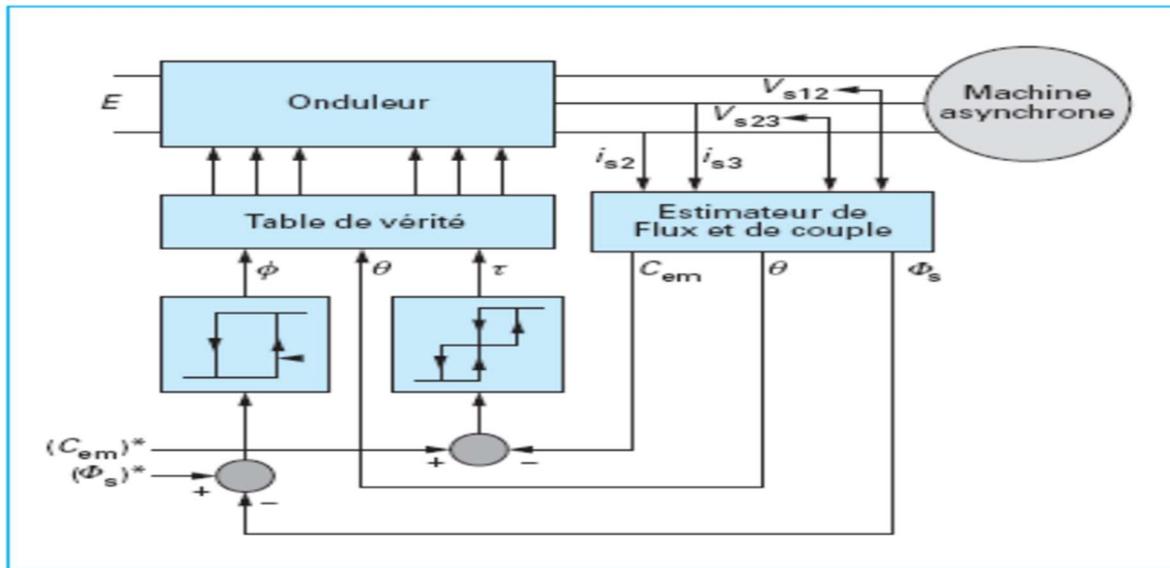


Figure 1.8 : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

1.3.2 Fonctionnement et séquences directement applicable sur un onduleur de tension à deux niveaux

Un onduleur de tension classique à deux niveaux permet d'atteindre 7 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur, voir la figure I.9.

$$\bar{V}_{S_{n_0}} = \bar{V}_S = V_S \alpha + j V_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{an_0} + V_{bn_0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn_0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (1.1)$$

$[V_{an_0} \ V_{bn_0} \ V_{cn_0}]^T$: Tensions de sortie de l'onduleur.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_j ($j = a, b, c$) telle que :

$S_j=1$: Si l'interrupteur du haut est fermé et du bas ouvert

$S_j=0$: Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas fermé

Dans ces conditions on peut écrire :

$$V_{jn_0} = S_j U_c - \frac{U_c}{2} / U_c : \text{La tension continue.}$$

On peut alors écrire :

$$\bar{V}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (1.2)$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer 8 positions du vecteur \bar{V}_S dont deux correspondant au vecteur nul $\bar{V}_0 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ et

$$\bar{V}_7 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$$

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage directe de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur T_e , des vecteurs \bar{V}_k non nuls, et des vecteurs nuls \bar{V}_0, \bar{V}_7 . Le vecteur de contrôle à donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe T_e) [8].

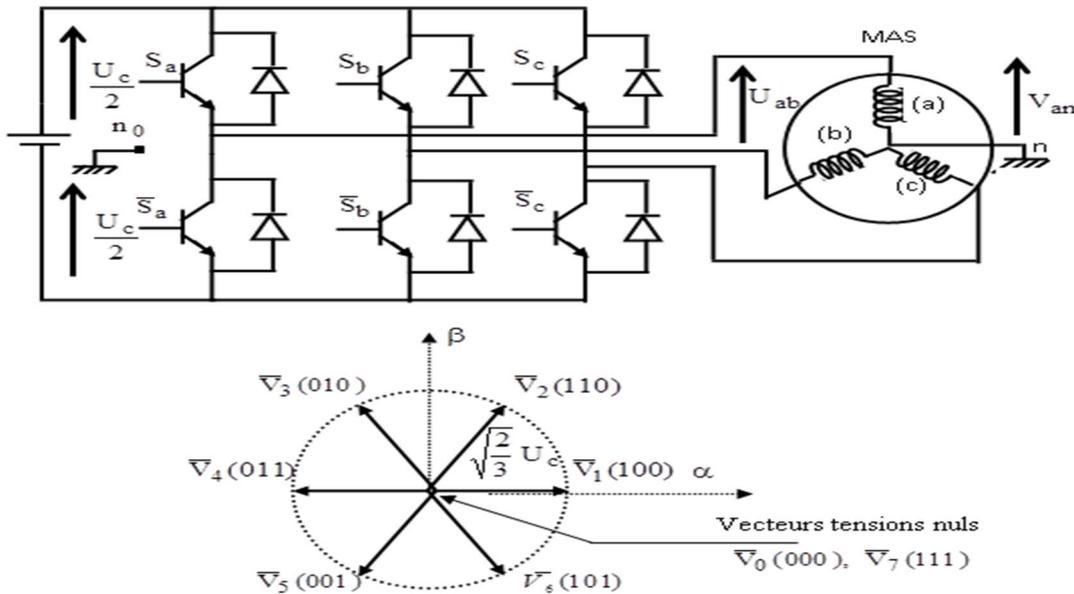


Figure 1.9 : Onduleur de tension et élaboration des vecteurs de tensions \bar{V}_s

1.3.3 Contrôle de flux et du couple électromagnétique

1.3.3.1 Contrôle du flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, on déduit l'expression du flux statorique dans le référentiel (α, β) lié au stator de la machine asynchrone, et il est donnée par l'équation suivante [9] :

$$\bar{\Phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt + \bar{\Phi}_{s0} \tag{1.3}$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , soit un intervalle de temps $[0, T_e]$ durant lequel on applique un vecteur de tension non nul à la machine, en négligeant la chute de tension due à la résistance statorique ($R_s I_s \ll V_s$) par conséquent l'équation 1.3 devient:

$$\bar{\Phi}_s(t) = \bar{\Phi}_s(0) + \bar{V}_s T_e \tag{1.4}$$

Posons $\Delta \bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_s(0) - \bar{\Phi}_s(t) = \bar{V}_s T_e$

L'équation 1.4 est illustrée à la figure 1.10, l'extrémité du vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliqué \bar{V}_s .

Un résultat immédiat du comportement du flux de point de vue réglage :

Pour augmentation de flux, on applique un vecteur de tension \bar{V}_s parallèle à $\bar{\phi}_s$ et de même sens, et de sens opposé pour le diminuer.

Le choix de la séquence adéquate des vecteurs \bar{V}_s durant chaque période d'échantillonnage, permet de garder l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ autour d'une valeur constante, et l'extrémité du vecteur $\bar{\phi}_s$ aura une trajectoire pseudo circulaire, à conditions que la période d'échantillonnage T_e soit très faible devant celle du flux statorique.

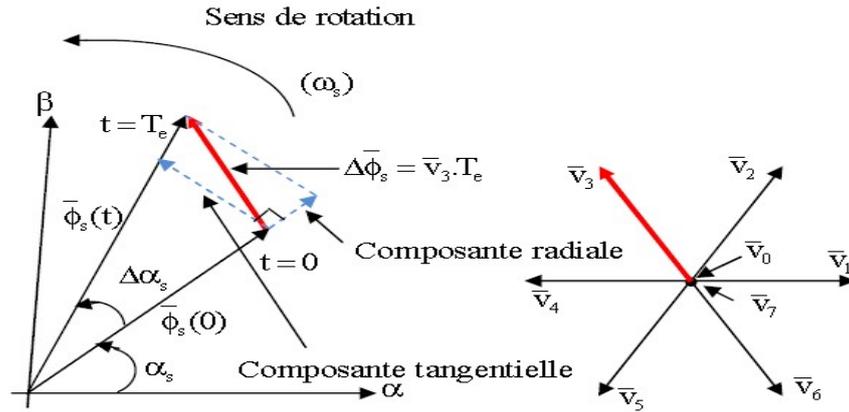


Figure 1.10: Evolution du vecteur flux stator.

1.3.3.2 Contrôle du couple électromagnétique

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machines asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état :

Sa présentation dans le référentiel statorique (α, β) , est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné pas le système d'équations suivant, [10]:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\phi}_s \\ \bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (1.5)$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire : $\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\phi}_s \right)$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$ étant le coefficient de dispersion, d'où :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \bar{\phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_s} \bar{\phi}_s \end{cases} \quad (1.6)$$

Avec la constante de temps rotorique de la machine définie comme : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

$$\bar{\phi}_r \text{ s'exprime par : } \bar{\phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{\bar{\phi}_s}{1+j\omega\sigma_r} \quad (1.7)$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle $\phi_{sr} = \overline{\phi_s \phi_r}$.

Le couple s'exprime par:

$$C_{em} = K(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r) = K \|\bar{\phi}_s\| \|\bar{\phi}_r\| \sin\phi_{sr} \quad (1.8)$$

$$\text{Avec : } K = \frac{PM}{L_r L_s} = P \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M} \right).$$

$\|\bar{\phi}_s\|$: Module du vecteur flux stator.

$\|\bar{\phi}_r\|$: Module du vecteur flux rotor.

ϕ_{sr} : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

Le couple dépend donc, de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$, et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\phi}_s$ (à partir vecteur \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$, et donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande T_e de la tension \bar{V}_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$ [11].

1.3.4 Description de la structure du DTC

1.3.4.1 Sélection du vecteur de tension \bar{V}_s

En sélectionnant un vecteur \bar{V}_s (S_a, S_b, S_c) approprié, l'extrémité du flux $\bar{\phi}_s$ peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de \bar{V}_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique $\bar{\phi}_s$, du sens de rotation de $\bar{\phi}_r$ mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones i , avec $i=[1,6]$ déterminées à partir des composantes du flux sur les axes (α_s) et (β_s). L'axe (d) étant choisi confondu avec l'axe du bobinage (a) de l'enroulement triphasé (a,b,c) comme illustré sur la figure 1.11.

Lorsque le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone numérotée i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs de tension adéquats.

Il s'agit des vecteurs $\bar{V}_{i+1}, \bar{V}_{i-1}, \bar{V}_{i+2}, \bar{V}_{i-2}$, représentés sur la figure 1.9. Sur toute la Zone i , parcourue par le vecteur du flux statorique, le rôle du vecteur de tension \bar{V}_s sélectionné reste le même soit :

Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_{em} croît.

Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_{em} décroît.

Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_{em} croît.

Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_{em} décroît.

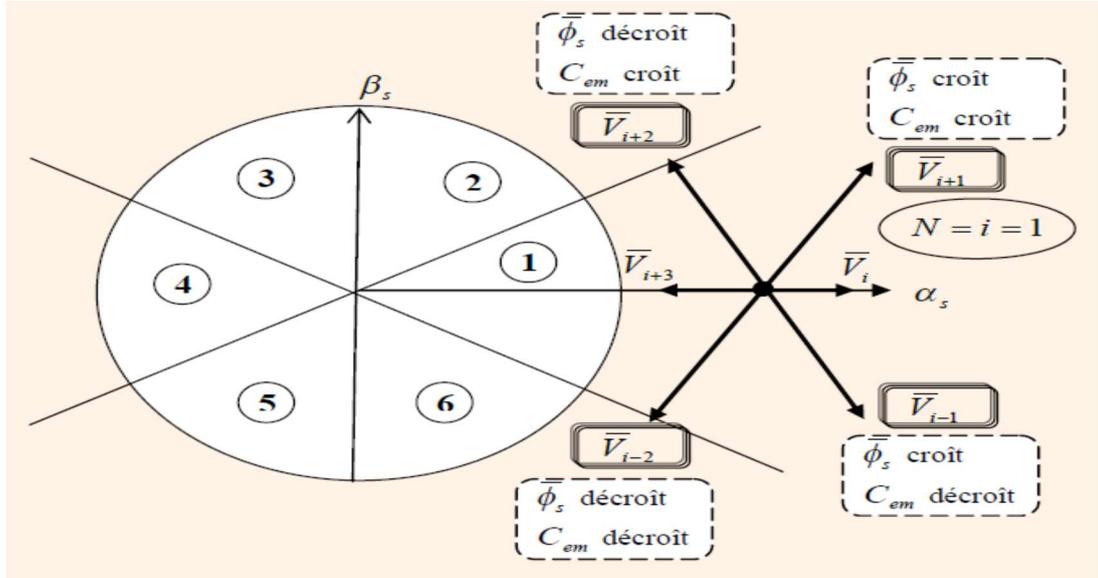


Figure 1.11 : Sélection du vecteur de tension selon la zone $N=i$.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position $N=i$, les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux sur une zone $N=i$, un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur [12].

1.3.4.2 Les estimateurs

➤ Estimateur du flux statorique

La commande DTC se base sur une estimation du couple de la machine, aussi sur une estimation du flux statorique de la machine, la tension au stator est définie par l'équation (1.5), le flux statorique est donc donné par :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (1.9)$$

On obtient les composantes α, β du vecteur ϕ_s : $\phi_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta}$ Avec :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (1.10)$$

Les composant $(I_{s\alpha}, I_{s\beta})$ du vecteur courant sont obtenus par l'application de la transformation de Concordia aux courant mesurés I_{sa}, et_{sc} soit :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (1.11)$$

On reconstruit les composantes du vecteur tension a partir de la mesure de la tension

d'entrée de l'onduleur, des états des interrupteur (S_a, S_b, S_c), et en appliquant la transformation de Concordia :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \right] \end{cases} \quad (1.12)$$

On écrit le module du flux statorique et sa phase comme :

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (1.13)$$

$$\phi_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (1.14)$$

➤ Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$ et les grandeurs calculées du courant $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ [13]:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (1.15)$$

1.3.4.3 Elaboration du vecteur de commande

➤ Elaboration des correcteurs de flux

Ce qui montre que le choix du vecteur de tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendant de l'amplitude de l'erreur. Ceci explique que la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne :

$\Delta\phi=1$: lorsque l'erreur du flux est positif ; $\Delta\phi=0$: lorsque l'erreur du flux est négatif.

Pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite, on ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro. En effet, avec ce type de correcteur on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une zone de correction circulaire.

L'erreur est calculée à partir de l'équation $\varepsilon = \phi_{sref} - \phi_s$. Cette erreur doit être maintenue à l'intérieur de la bande d'hystérésis $\Delta\phi_s$ du correcteur : $|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$, figure 1.12[14] .

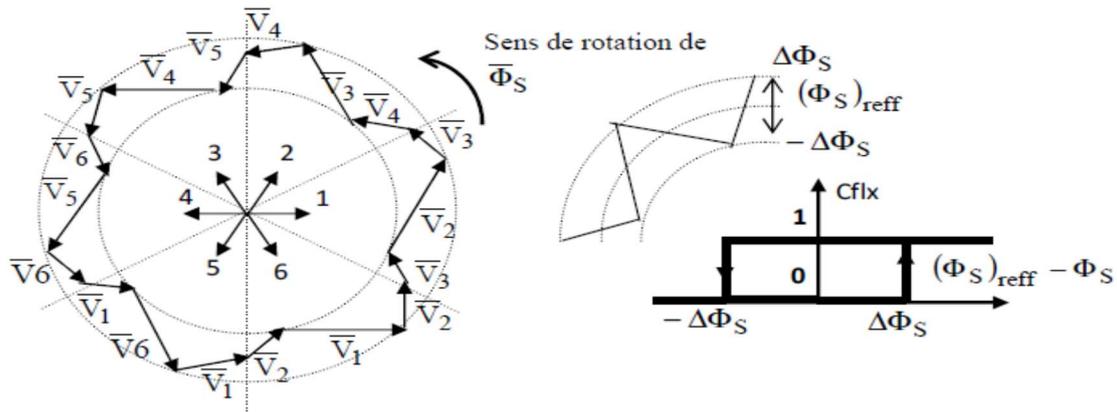


Figure 1.12 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions.

➤ **Elaboration du correcteur de couple**

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites avec $C_{e.ref}$ la référence du couple et ΔC_e la bande d’hystérésis du correcteur, cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce a un contrôleur a deux niveaux figure 1.13.

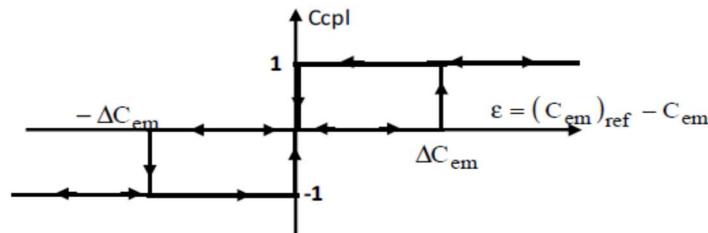


Figure 1.13 : Contrôle de couple à partir d’un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

➤ **Elaboration de la table de commande**

Le choix de commutations imposées à l’onduleur dépend de la position angulaire du flux et des valeurs du flux et du couple par rapport à leurs consignes respectives. Tableau 1.1.

Tableau 1.1: Table de commutation

N		0	1	2	3	4	5
Cflx=1	Ccpl=1	V2(110)	V3(010)	V4(011)	V5(001)	V6(101)	V1(100)
	Ccpl=0	V7(111)	V0(000)	V7(111)	V0(000)	V7(111)	V0(000)
	Ccpl=-1	V6(101)	V1(100)	V2(110)	V3(010)	V4(011)	V5(001)
Cflx=0	Ccpl=1	V3(010)	V4(011)	V5(001)	V6(101)	V1(100)	V2(110)
	Ccpl=0	V0(000)	V7(111)	V0(000)	V7(111)	V0(000)	V7(111)
	Ccpl=-1	V5(001)	V6(101)	V1(100)	V2(110)	V3(010)	V4(011)

En sélectionnant l'un des deux vecteurs nuls \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 , la rotation du flux Φ_s est arrêtée et entraîne une décroissance du couple C_{em} . On choisit alternativement \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 de manière à minimiser le nombre de commutation sur l'onduleur.

1.3.5 Système de commande directe du couple classique

La modélisation du DTC d'une machine asynchrone a été réalisée à partir du logiciel de simulation Matlab-Simulink. Complémentaire à Matlab, Simulink permet de simuler des systèmes dynamiques à partir de fonctions pour l'analyse et la modélisation. figure 1.14.

L'algorithme de cette technique est résumée comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta T_e > \varepsilon_T & \text{alors } K_T = 1. \\ \text{si } 0 \leq \Delta T_e \leq \varepsilon_T \text{ et } d\Delta T_e / dt > 0 & \text{alors } K_T = 0. \\ \text{si } 0 \leq \Delta T_e \leq \varepsilon_T \text{ et } d\Delta T_e / dt < 0 & \text{alors } K_T = 1. \\ \text{si } -\varepsilon_T \leq \Delta T_e < 0 \text{ et } d\Delta T_e / dt > 0 & \text{alors } K_T = -1. \\ \text{si } -\varepsilon_T \leq \Delta T_e < 0 \text{ et } d\Delta T_e / dt < 0 & \text{alors } K_T = 0. \\ \text{si } \Delta T_e < -\varepsilon_T & \text{alors } K_T = -1. \end{array} \right. \quad (1.16)$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta F_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 1. \\ s - \varepsilon_\phi \leq \Delta F_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta F_s / dt > 0 & \text{alors } K_\phi = -1. \\ \text{si } -\varepsilon_\phi \leq \Delta F_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta F_s / dt < 0 & \text{alors } K_\phi = 1. \\ \text{si } \Delta F_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = -1. \end{array} \right. \quad (1.17)$$

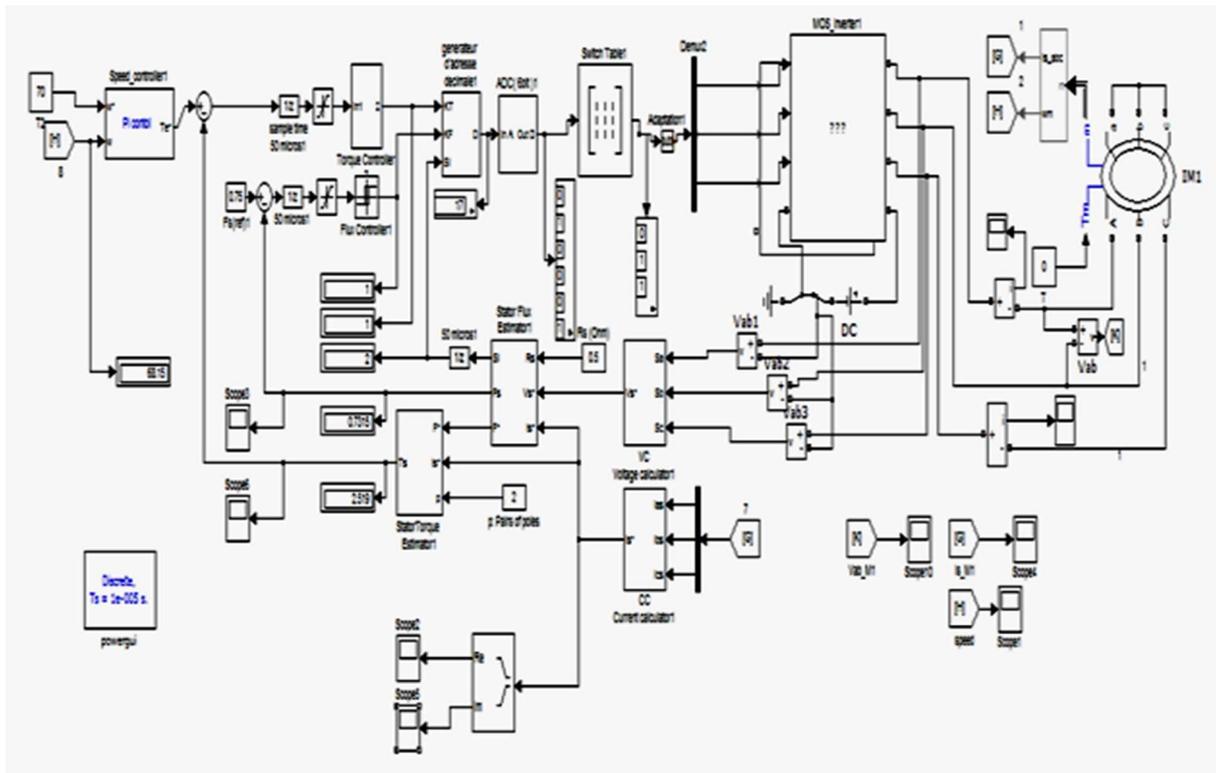


Figure 1.14 : Schéma SUMILINK de la MAS & la commande DTC classique

1.4 La commande directe de couple floue (DTFC)

1.4.1 Application du contrôle flou à la commande DTC

On a connu que la DTC classique présente des grandes ondulations du couple pour les fonctionnements à faible vitesse. Pour cela on présente une nouvelle régulation qui minimise ces ondulations de couple avec une bonne réponse de courants. C'est dans cette optique que se situe notre étude et on a proposé pour cela un contrôleur basé sur la logique floue qui substitue les deux régulateurs à hystérésis classique de couple de flux ainsi que la table de commutation. La sélection de vecteur de commande approprié est similaire au contrôle classique ; l'erreur de couple et de flux, et le numéro de secteur dans lequel se trouve le vecteur flux statorique déterminent le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation à partir des règles floues.

Ce choix dans notre étude on le fait par tâtonnement et ajustement des paramètres des fonctions d'appartenance. Le contrôleur flou ayant l'erreur de couple et de flux, et le numéro de secteur comme entrées et le vecteur de tension de l'onduleur comme sortie. La figure 1.15 illustre le contrôleur flou proposé :

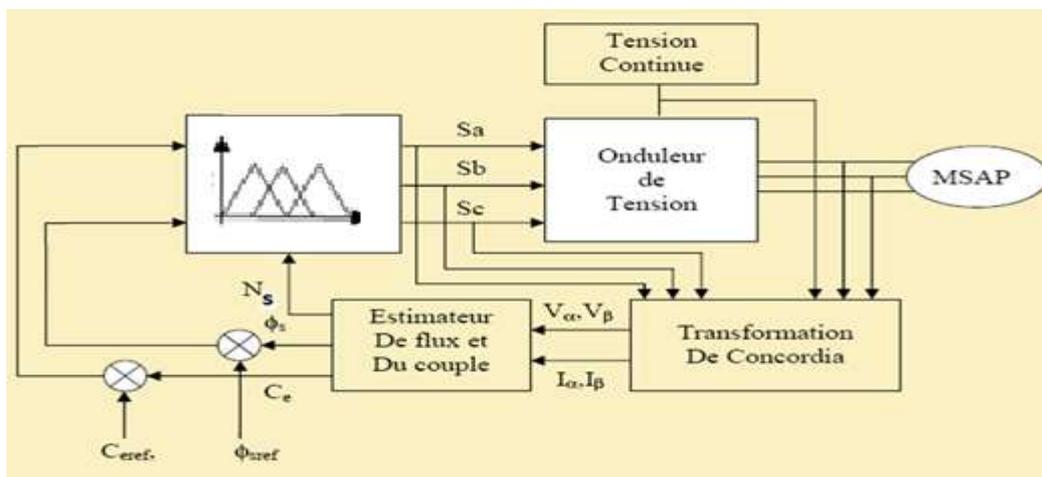


Figure 1.15 : La substitution d'un contrôleur classique par un contrôleur flou.

1.4.2 Développement d'un contrôleur flou

Avant de présenter le contrôleur flou, nous devons signaler que la difficulté majeure recentrée dans ce type de commande réside dans le choix judicieux des fonctions d'appartenance (nombre et forme). En effet, on peut remplacer les deux contrôleurs précédents et la table de commutation par un seul contrôleur flou ayant l'erreur de couple, l'erreur de flux et le numéro de secteur comme des entrées. Le vecteur de tension de l'onduleur comme sortie.

La figure 1.16 montre le contrôleur flou proposé.

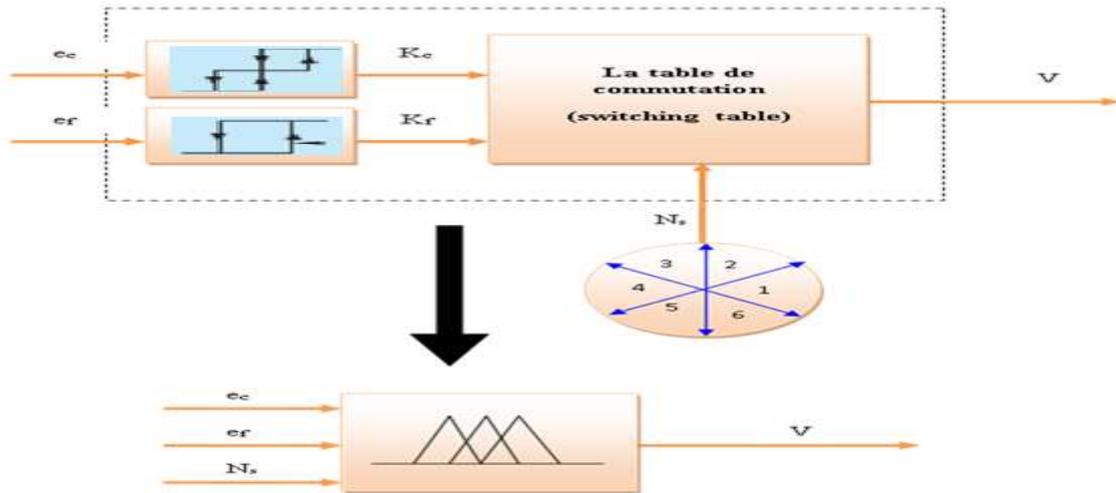


Figure 1.16 : Schéma montrant le contrôleur flou modifié

La sortie de ce contrôleur indique directement le vecteur de commande de l'onduleur (V).

Le contrôleur flou reçoit en entrée l'erreur de couple (e_c) et l'erreur de flux (e_f) comme des grandeurs commandables et le numéro de secteur dans lequel se trouve le vecteur flux (N_s). Les grandeurs manipulées par le contrôleur sont des ensembles flous, ce qui nécessite une conversion des valeurs numériques en entrée c'est la fuzzification. En fonction de ces variables floues et des règles de décision, le contrôleur flou calcule la valeur floue de la commande, c'est l'inférence. Il suffit en suite de convertir cette valeur floue en une valeur numérique c'est la défuzzification.

1.4.3 Fuzzification des entrées/sorties

On suppose que la grandeur e_c soit normalisée dans un univers de discours $[-1, 1]$. Les fonctions d'appartenance sont représentées en trois sous-ensembles flous, et on suppose que la grandeur e_f soit normalisée dans un univers de discours $[-1, 1]$. Les fonctions d'appartenance sont représentées en deux sous-ensembles flous figure 1.17.

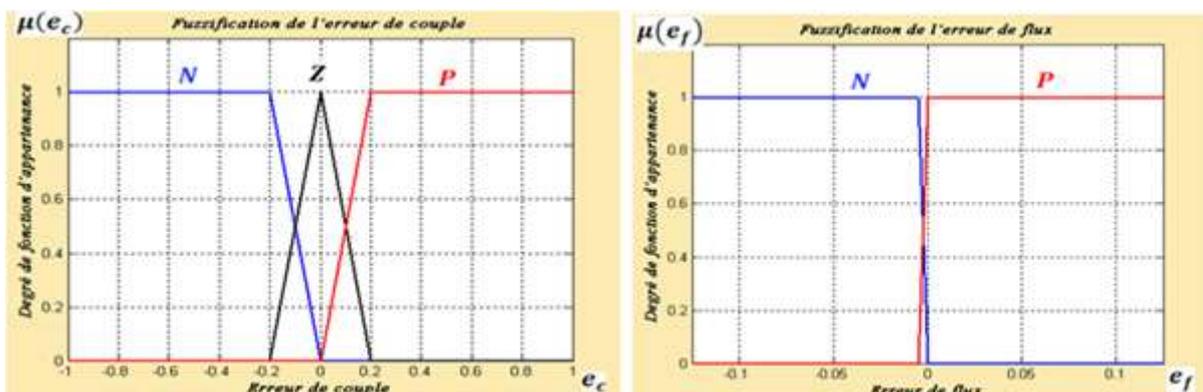


Figure 1.17: Fuzzification de l'erreur de couple et l'erreur de flux.

Pour la fuzzification du numéro de secteur dans lequel se trouve le vecteur flux (N_s), cette grandeur est une grandeur numérique de degré d'appartenance $\mu(N) = 1$. De même, la fuzzification du vecteur de commande de l'onduleur (V) par des fonctions d'appartenance sous la forme de constantes de 0 à 7. Figure 1.18.

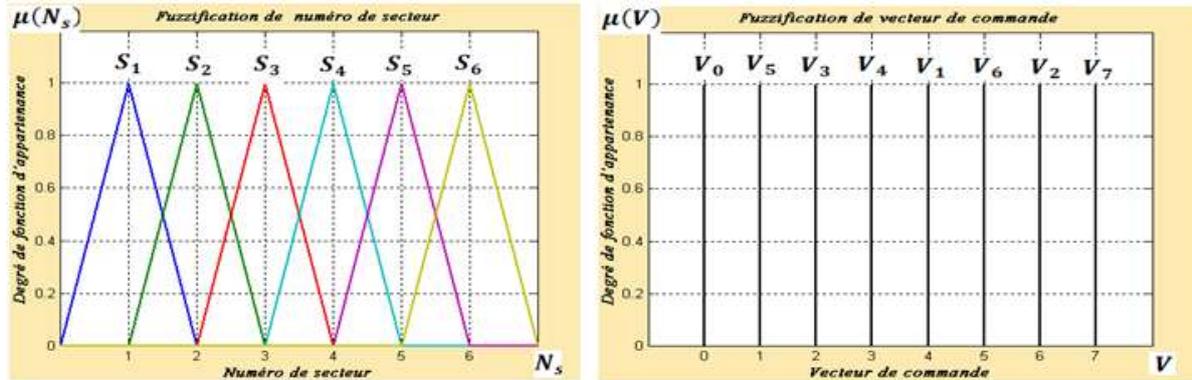


Figure 1.18 : Fuzzification du numéro de secteur et du vecteur de commande

La méthode d'inférence retenue est la méthode produit-somme. Pour la défuzzification, on utilise la méthode de centre de gravité. Le contrôleur flou est de type Sugeno.

La stratégie de commande dépend essentiellement des inférences (règles). L'inférence est basée sur la méthode de l'inférence produit-somme. Pour simplifier la description des inférences on utilise une table d'inférence Tableau 1.2.

Tableau 1.2 Inférence des règles

e _r	N _s / e _c	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
		N	N	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
Z	V ₀		V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
P	V ₃		V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
P	N	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
	Z	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	P	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁

On compte 36 règles pour l'inférence comme exemples voici les trois premières règles :
SI (e_c est N) **ET** (e_f est N) **ET** (N_s est S₁) **ALORS** (V est V₅ = (1)_d = (0 0 1)_b), **OU**
SI (e_c est N) **ET** (e_f est N) **ET** (N_s est S₂) **ALORS** (V est V₆ = (5)_d = (1 0 1)_b), **OU**
SI (e_c est N) **ET** (e_f est N) **ET** (N_s est S₃) **ALORS** (V est V₁ = (4)_d = (1 0 0)_b), **OU**

1.4.4 Système de commande directe du couple floue

La modélisation de la DTC floue d'une machine asynchrone a été réalisée à partir du logiciel de simulation Matlab-Simulink. Complémentaire à Matlab, Simulink permet de simuler des systèmes dynamiques à partir de fonctions pour l'analyse et la modélisation. Figure 1.19.

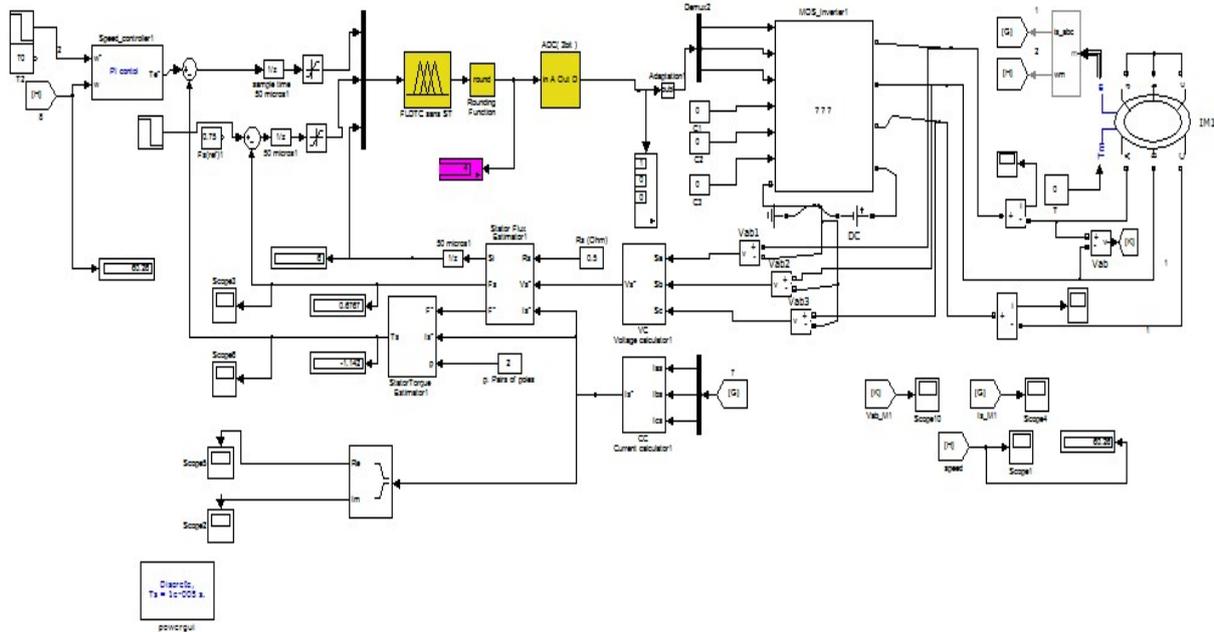


Figure 1.19 : Schéma SUMILINK de la MAS & la commande DTCFuzzy

➤ Les blocs onduleur de tension et alimentation continue

Le bloc tension continue est un bloc créé, il donne l'alimentation de l'onduleur, le bloc onduleur de tension est un bloc que nous avons construit. Figure 1.20, il représente un onduleur de tension triphasé en demi-pont, les commutateurs utilisés sont des MOSFETs.

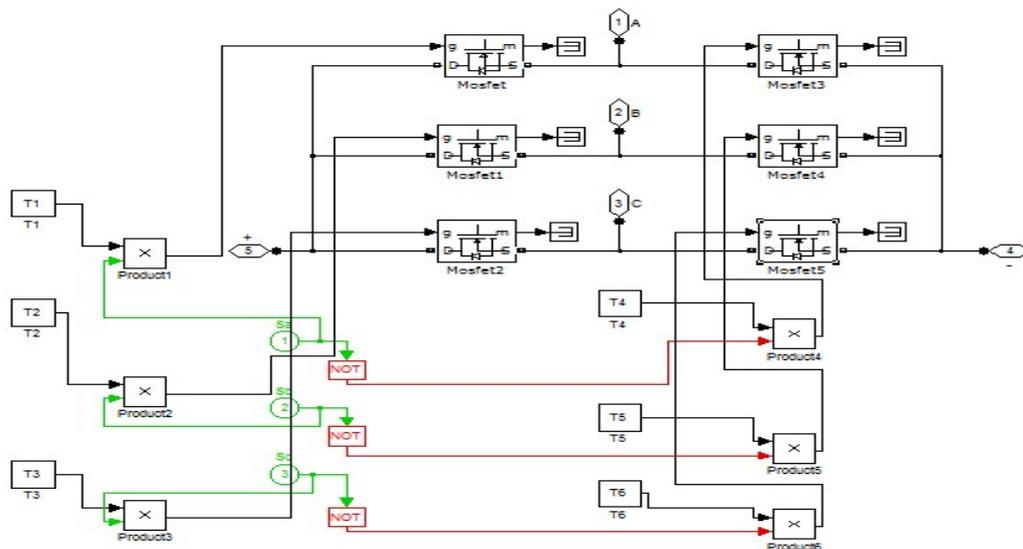


Figure 1.20 : Modèle SIMULINK de l'onduleur de tension PWM.

➤ Le bloc régulateur PI anti-emballement

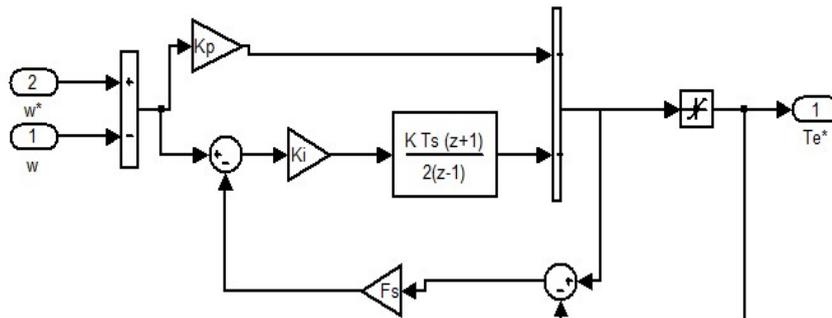


Figure 1.21 : Modèle SIMULINK du régulateur PI anti-emballement.

La figure 1.21. Donne le schéma bloc d'un compensateur anti windup $F(s)$. Pour la technique de conditionnement proposée par HANUS on prend $F(s)=1/k_i$ où k_i est le coefficient de l'action intégrale. Les systèmes de correction sont nettement meilleurs que ceux avec un correcteur PI classique donc on a les trois relations suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p = \frac{J}{\tau} = 15 \\ K_i = \frac{f}{\tau} = 15 \\ F(s) = \frac{1}{k_i} = 0.06 \end{array} \right. \quad (1.18)$$

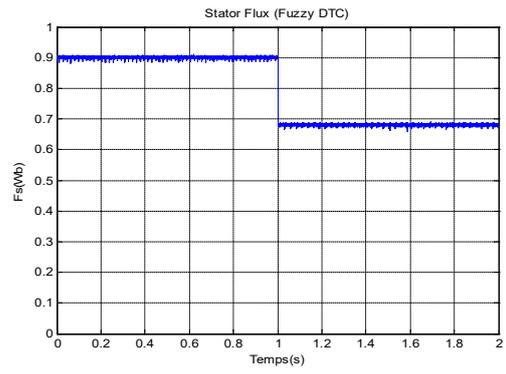
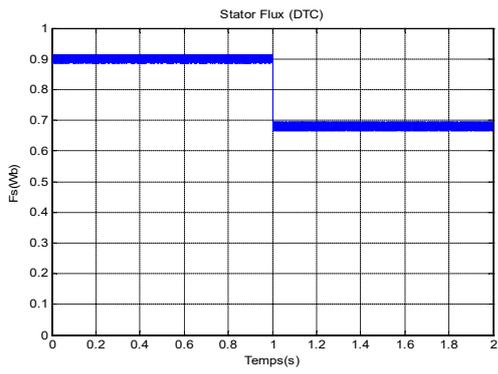
1.5 Simulation et discussion des résultats

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, on présente dans cette partie les résultats de simulation de la DTC classique et la DTC Floue appliquée à un modèle de machine asynchrone associé à un onduleur deux niveaux. Les résultats vont être présentés selon deux cas :

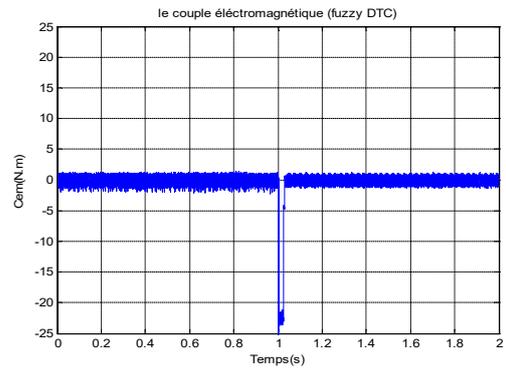
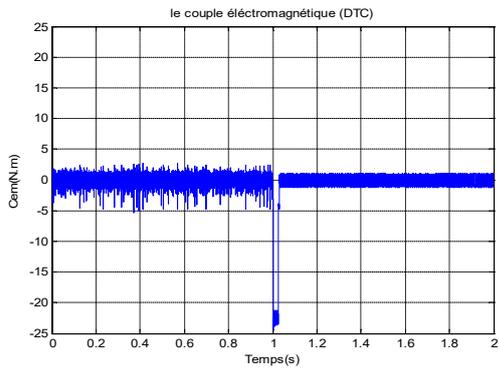
- ✓ Simulation en régime permanent de DTC et DTFC pour une variation de vitesse et flux.
- ✓ Simulation en régime permanent de DTFC dans le cas de défaut d'onduleur.

1.5.1 Simulation de DTC et DTFC pour une variation de vitesse et flux

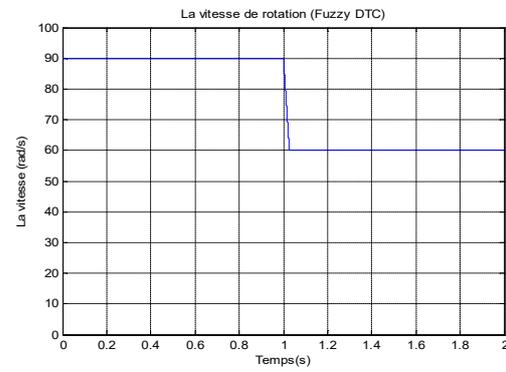
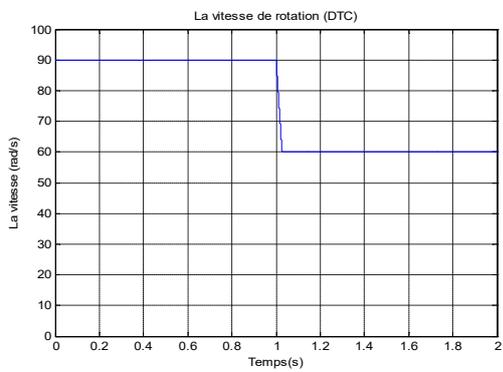
On va effectuer une vitesse de référence égale à 90rad/s, et un flux de référence égale à 0.9Wb.T. Après une seconde de fonctionnement on fait varier la vitesse de référence à 60rad/s, et le flux de référence à 0.7 Wb.T. Les résultats de simulation sont illustrés sur la figure 1.22. On visualise les différents signaux pour les deux commandes (DTC classique, DTC floue) en parallèle.



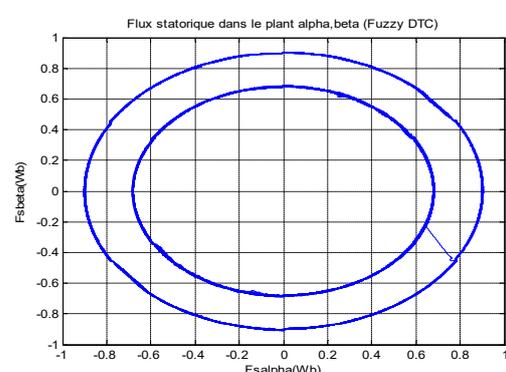
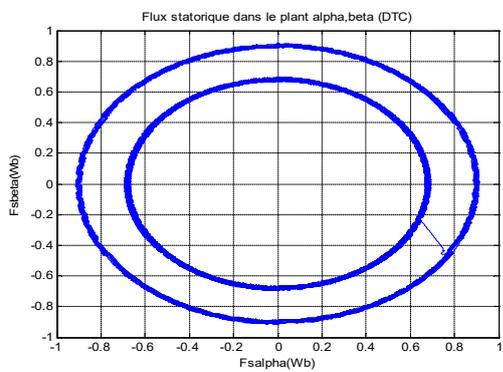
a



b



c



d

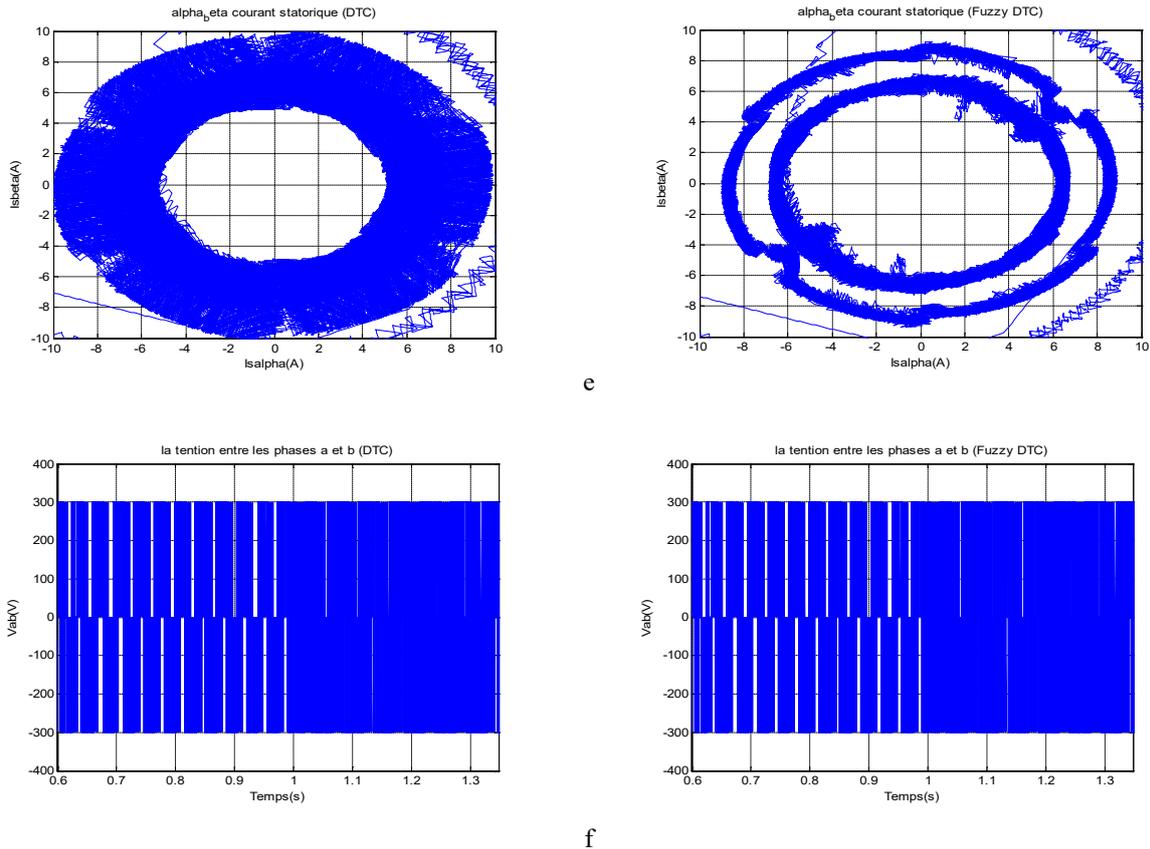


Figure 1.22 : Simulation en régime permanent pour une variation de vitesse et flux

Remarque :

On peut remarquer que les performances des différents signaux de la DTC floue sont nettement meilleures que ceux de la DTC classique. La figure 1.22 illustre une minimisation des ondulations des différents signaux.

1.5.2 Simulation en régime permanent de la DTFC dans le cas de défaut sur T1

On va effectuer une vitesse de référence égale à 90rad/s , et flux de référence égale à 0.9Wb.T . Après une seconde de fonctionnement on fait varier la vitesse de référence à 60rad/s , et le flux de référence 0.7Wb.T . Les résultats de simulation sont illustrés sur la figure 1.23. Dans ce test on applique le défaut sur T1 après 1s de simulation.

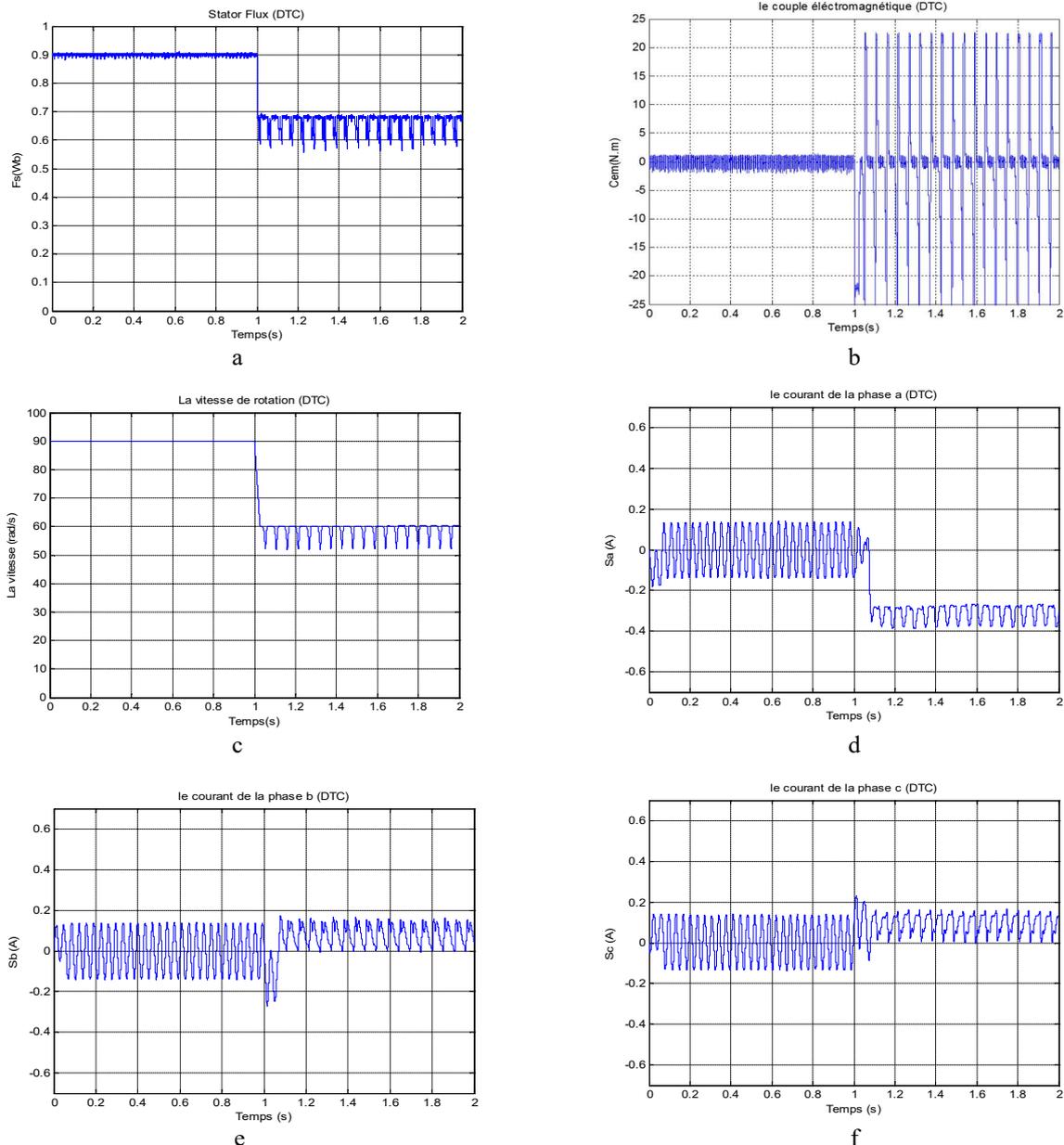


Figure 1.23 Simulation en régime permanent de la DTFC dans le cas de défaut sur T1

➤ Discussion des résultats

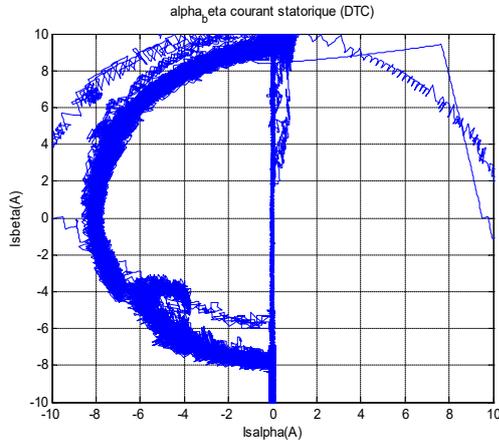
La figure 1.23.a, présente le flux statorique il est stable au début et reconstruit des ondulations dès l'occurrence de défaut d'onduleur à T1. La figure 1.23.b, présente le couple électromagnétique, où on remarque après le démarrage une stabilisation. A l'instant $t=1s$, il survient une perturbation affectant sur la stabilité de couple.

La figure 1.23.c, présente la vitesse de rotation durant le temps de simulation [0 à 1s]. La vitesse au démarrage est de 90rad/s ; elle reste constante durant la période [0 à 1] après elle se stabilise autour de sa nouvelle consigne de référence 60rad/s .

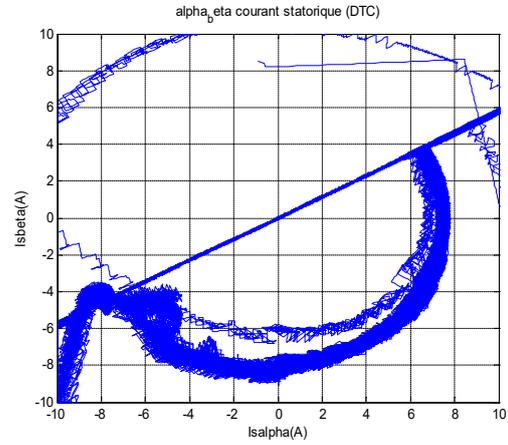
Les figures 1.23.d,e,f présentent les courants I_{sa} , I_{sb} , et I_{sc} .

1.5.3 Simulation de la DTFC pour tous les cas d'un seul défaut

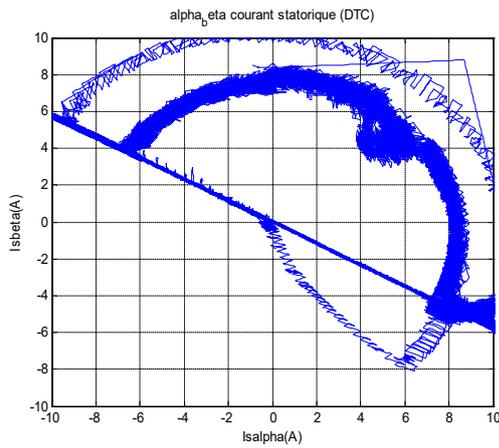
On va faire tous les défauts d'interrupteurs de T1 à T6 et on va présenter les résultats des courants statorique alpha-beta qui sont illustrés sur la figure 1.24. On peut remarquer que la trajectoire tracée est un demi-cercle pour tous les cas de défauts.



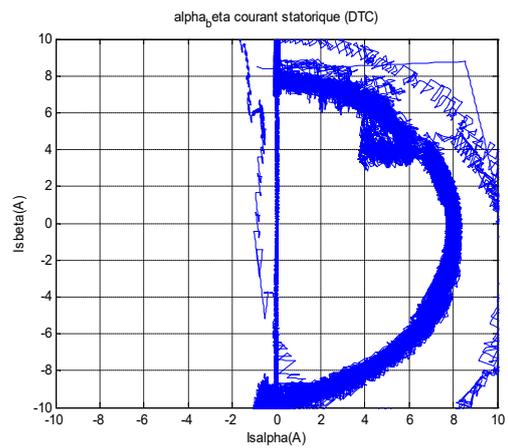
T1 ouvert



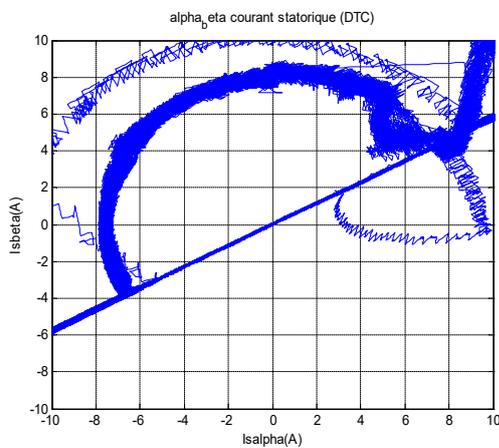
T2 ouvert



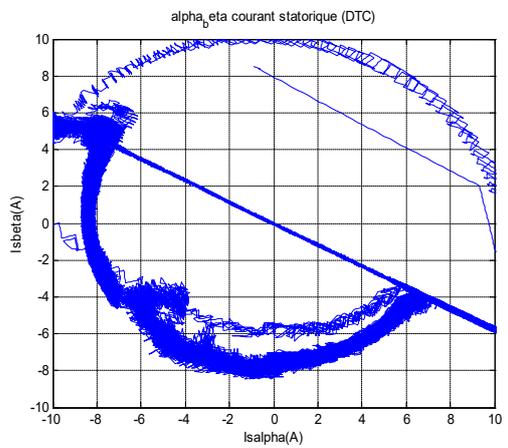
T3 ouvert



T4 ouvert



T5 ouvert



T6 ouvert

Figure 1.24 : Simulation en régime permanent de DTFC pour tous les cas d'un seul défaut

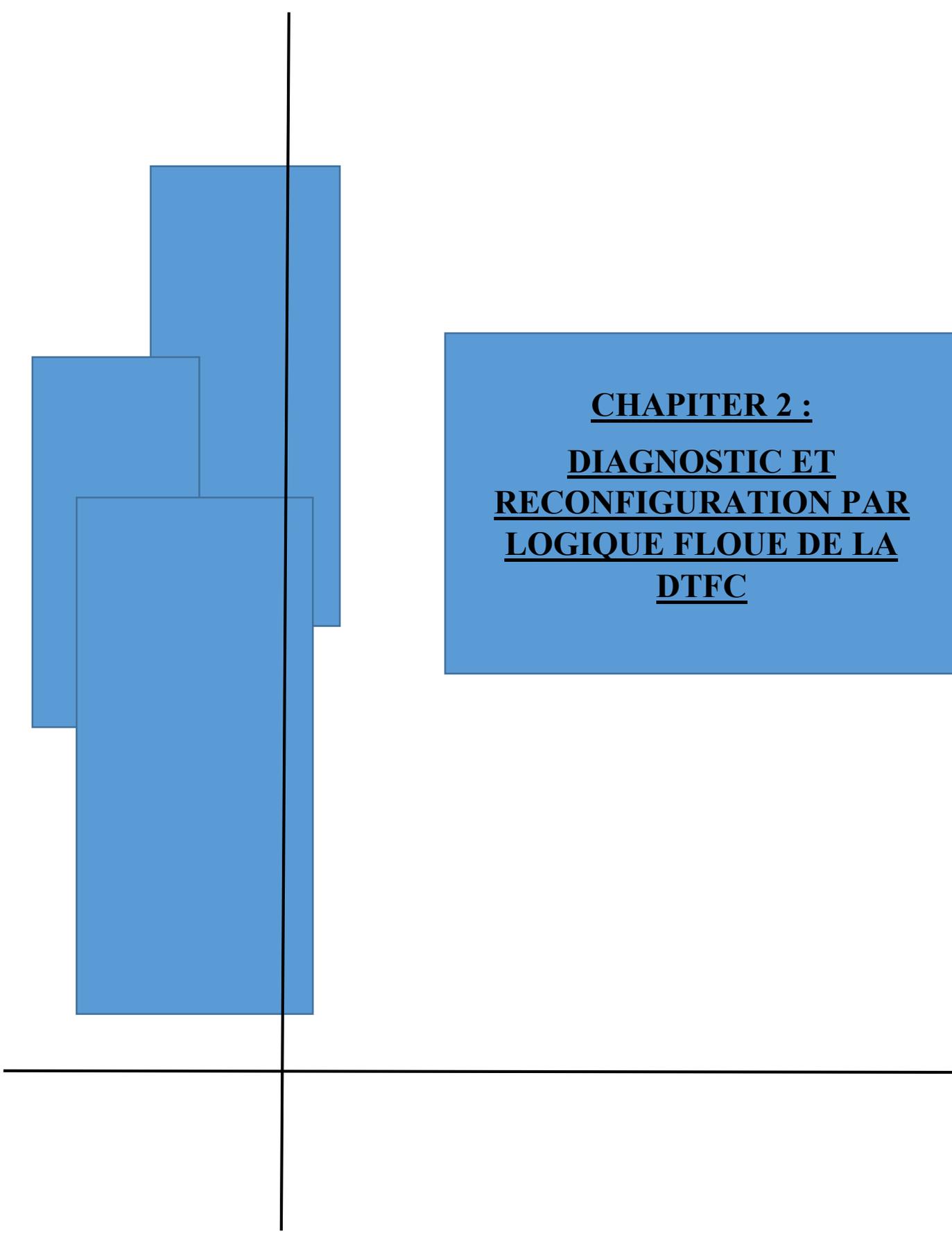
1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la logique floue et comment développer la DTC classique à partir des méthodes en logique floue pour pouvoir améliorer les performances de la DTC.

On a également, présenté les résultats de simulation de cette commande (avec régulateur anti-emballement). Les tests de simulation effectuée son selon deux cas :

Simulation en régime permanent de DTC et DTFC pour une variation de vitesse et flux, et simulation en régime permanent de DTFC dans le cas de défaut.

Finalement conclu que la DTFC améliore les performances en régime permanent de la DTC classique.



CHAPTER 2 :
DIAGNOSTIC ET
RECONFIGURATION PAR
LOGIQUE FLOUE DE LA
DTFC

2.1 Introduction

Les défauts qui apparaissent dans un système électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des constituants du système 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. On peut les répartir en deux catégories :

Les défauts qui se produisent dans la machine électrique (défauts des enroulements, Inclinaison de l'axe) et ceux qui se produisent dans la chaîne d'entraînement à l'extérieur de la machine électrique (défauts dans la boîte de vitesse mécanique...) [15].

Dans ce chapitre, nous allons étudier la détection et le diagnostic des défauts d'ouverture de l'interrupteur d'onduleur MLI ($T_i=1, \dots, 6$), dans le cas d'un seul défaut et le cas de deux défauts théoriquement mais pratiquement nous étudions le cas d'un seul défaut par manque de temps, aussi nous allons faire la reconfiguration de l'onduleur MLI pour permettre au système de commande de poursuivre le fonctionnement lorsque un défaut survient.

Quand un interrupteur du convertisseur est ouvert, les courants de phase de la machine ne sont plus sinusoïdaux. Par exemple si le Mosfet T2 n'est pas opérationnel, ce type de défaut conduit à une annulation du courant dans la phase en défaut, durant une demi-période du courant. Ceci conduit par la suite à une composante continue courante d'offset dans la phase en défaut. L'interaction entre cette composante continue du courant et le champ rotorique génère des pulsations de couple à une fréquence égale à celle du courant statorique [1]. Dans notre étude, on s'intéresse à cette méthode basée sur l'analyse de la trajectoire du vecteur courant.

2.2 Analyse de la trajectoire du courant statorique.

2.2.1 Cas d'un seul défaut

Le système des courants (i_a, i_b, i_c) est transformé en système biphasé (i_α, i_β). Dans ce cas, le contour de Park est un cercle centré à l'origine. Ce contour est considéré comme un indice de référence simple et intéressant dans la mesure où ces déviations indiquent les anomalies pouvant affecter la machine [16].

Le cadre de référence fixe (la norme $\alpha - \beta$) est utilisé pour évaluer l'évolution du courant statorique lorsque les commutateurs de puissance de circuit ouvert se produisent dans le convertisseur. Dans une condition saine et idéale, la trajectoire du courant statorique dans le référentiel de Concordia est un cercle avec un rayon constant à l'état d'équilibre.

La figure 2.1, illustre les différentes formes de trajectoire du courant satorique dans le plan α_beta relatives à chaque interrupteur en défaut. Dans le cas d'un circuit ouvert, la trajectoire actuelle montre une configuration typique d'erreur qui est un demi-cercle.

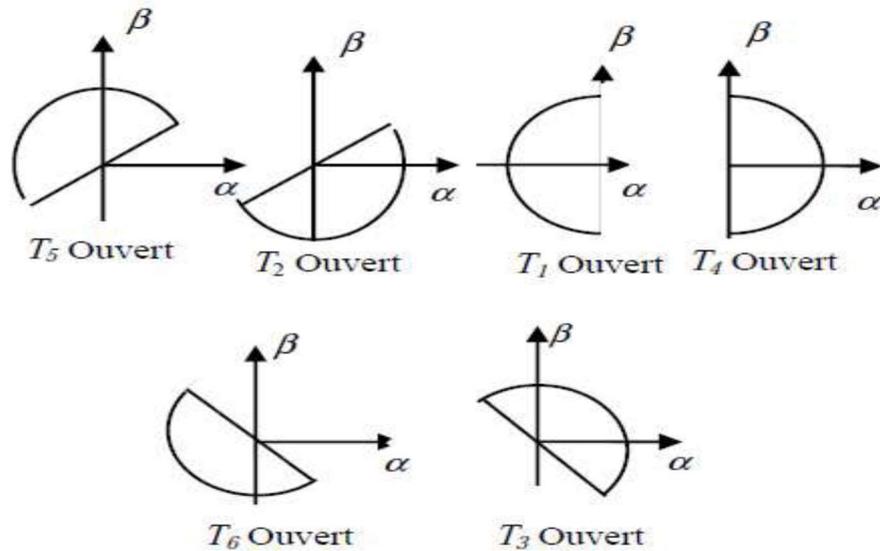


Figure 2.1 : Les tendances actuelles en mode défectueux (un défaut)

2.2.2 Cas de deux défauts

Dans ce cas, il y a quinze défauts possibles, la forme des défauts est l'intersection entre les formes engendrées de deux interrupteurs en défaut. La figure 2.2 illustre les différentes formes de trajectoire de courant de phase relatives à chaque deux interrupteur en défaut. Dans le cas d'un circuit ouvert, la trajectoire actuelle montre une configuration typique d'erreur qui est un quadrant.

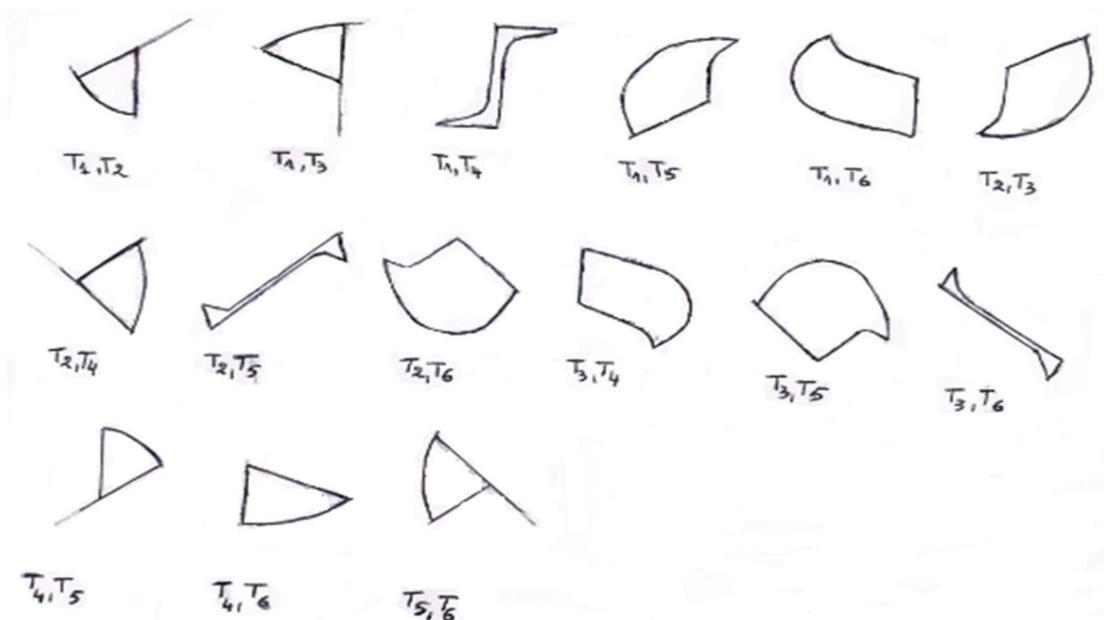


Figure 2.2: Les tendances actuelles en mode défectueux (deux défauts)

2.2 Système de diagnostic

Pour faire le diagnostic de défaut par la logique floue on propose une structure dans se modèle de Simulink de la figure 2.3 qui indique la partie de diagnostic de défaut par logique floue.

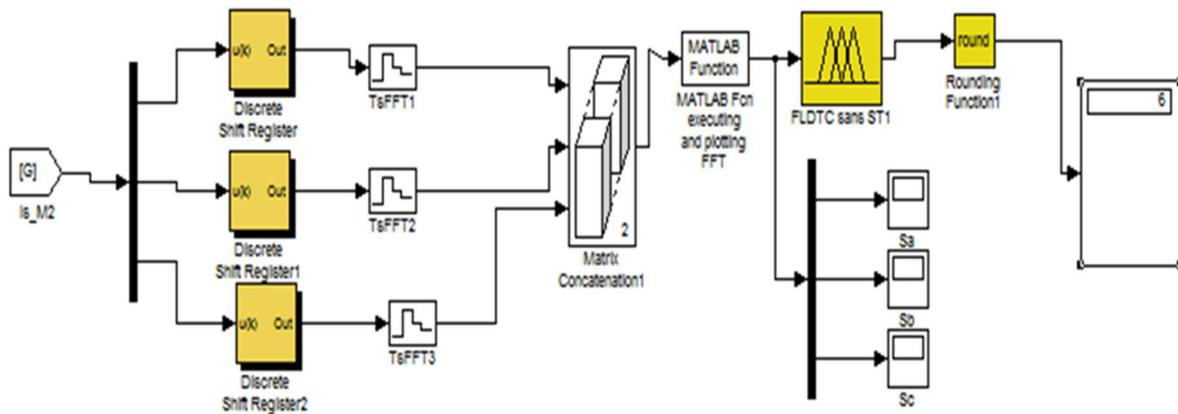


Figure 2.3 : Structure de diagnostic des défauts par logique floue.

2.2.1 Système d'extraction des caractéristiques

Dans cette étape en premier, on procède a une opération d'échantillonnage pour les trois courants de phases statoriques I_{sa} , I_{sb} , et I_{sc} ; où on peut varier le nombre d'échantillons et le temps d'échantillonnage a travers trois registres a décalage. On procède a une concaténation des trois informations, préparant ainsi les données pour faire l'extraction.

Il existe plusieurs méthodes utilisées pour faire l'analyse des défauts par exemple l'analyse spectrale FFT est certainement la méthode la plus naturellement utilisée pour le diagnostic, en règle générale la seule grandeur intéressante accessible au stator est le courant et l'intérêt de son analyse spectrale est de pouvoir détecter et identifier l'élément défectueux en fonction de sa fréquence [17],[18] ou l'analyse en composantes principales (PCA) est basé sur une sélection d'un nombre optimal de composantes principales [19], dans ce mémoire nous allons utilisé une méthode basée sur le calcul algébrique des surfaces.

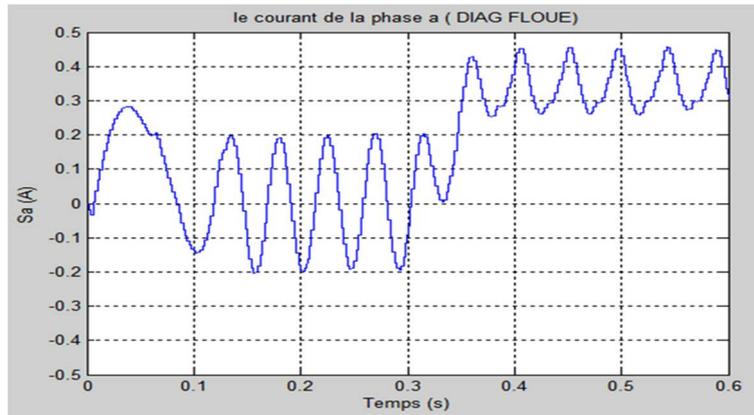
Les fonctions donnant l'extraction de caractéristiques proposées dans notre système d'extraction sont comme suit :

$$S_{a,b,c} = \sum_1^N I_{s_{a,b,c}} / \text{length}(I_{s_{a,b,c}}) * \max(I_{s_{a,b,c}}) \quad (2.1)$$

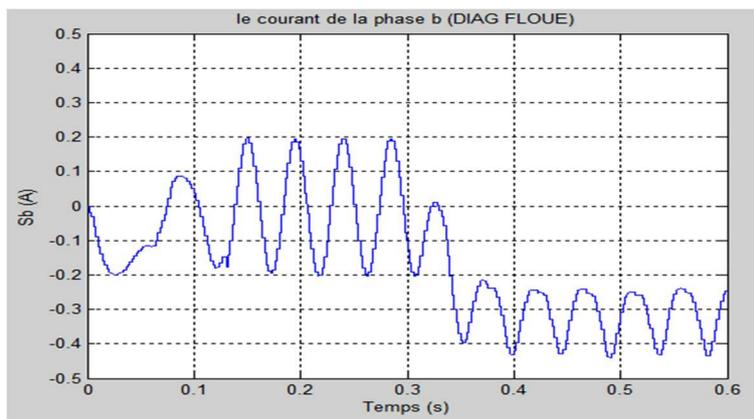
N : défini le nombre d'échantillons contenus dans $I_{s_{a,b,c}}$.

Le choix de N dépend du temps de décision du diagnostic.

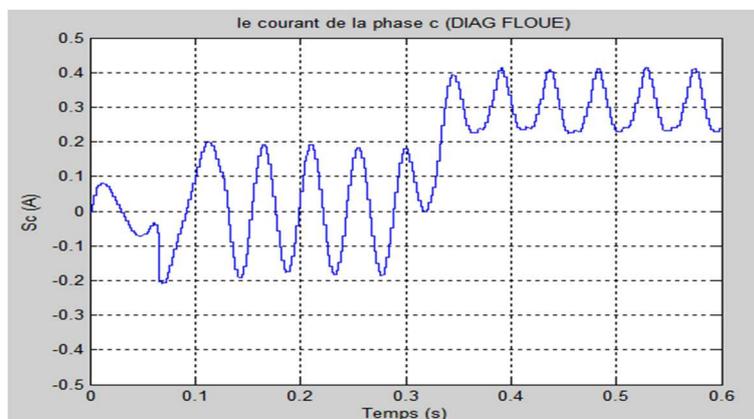
La Figure 2.4, (a, b, c) montre que la fonction d'extraction de caractéristiques démontre une parfaite dé-corrélation entre les différents défauts. En peut choisir les différents intervalles pour isoler les différentes situations de défauts. Nous pouvons facilement distinguer entre l'état sain et les autres six commutateurs défectueux. On peut donc localiser chaque interrupteur défectueux.



a



b



c

Figure 2.4 : L'identification du seuillage pour la fuzzification du régulateur flou

2.2.2 Classificateur flou

Dans ce régulateur flou la sortie est le numéro d'interrupteur en défaut T_i ($T_i=0,\dots,6$). Le régulateur flou reçoit en entrée les trois surfaces de courants S_a , S_b , et S_c issues des fonctions d'extractions de caractéristiques. Les grandeurs manipulées par le régulateur sont des ensembles flous, ce qui nécessite une conversion des valeurs numériques en entrée c'est la fuzzification. En fonction de ces variables floues et des règles de décision, le régulateur flou calcul la valeur floue de diagnostic, c'est l'inférence. Il suffit en suite de convertir cette valeur floue en une valeur numérique c'est la défuzzification. Figure 2.5 présente le régulateur flou proposé.

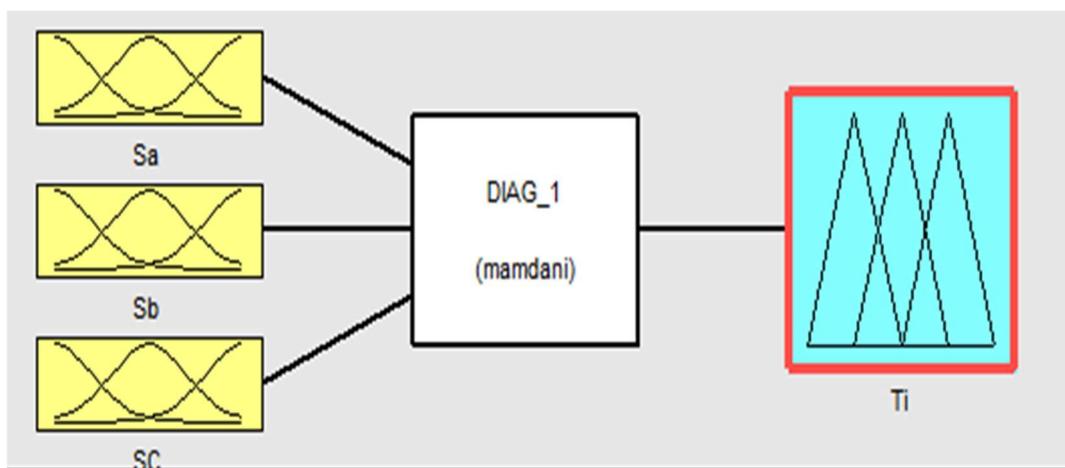


Figure 2.5 : Le régulateur flou proposé

➤ Fuzzification des entrées/sorties

les grandeurs d'entrées $S_{a,b,c}$ sont normalisée dans un univers de discours $[-1, 1]$. Les fonctions d'appartenances sont représentées en trois sous-ensembles flous ; les fonctions d'appartenance sont représentées en trois sous-ensembles flous. Pour la fuzzification de la sortie on a la situation de défaut T_i . la figure 2.6 donne les différentes fuzzifications des entrées/sorties.



Figure 2.6 : Fuzzification des entrées/sorties

➤ L'inférence

La stratégie de diagnostic dépend essentiellement des inférences (règles). Pour simplifier la description des inférences on utilise une table d'inférence. Tableau 2.1.

Tableau 2.1 : Table d'inférence

		Sa		N	Z	P
		Sb	Sc			
N	N	T1; T2; T3		T2 ; T3	T4 ; T2 ; T3	
	Z	T1; T2		T2	T4 ; T2	
	P	T1 ; T2 ; T6		T2 ; T6	T4 ; T2 ; T6	
Z	N	T1 ; T3		T3	T4 ; T3	
	Z	T1		T0	T4	
	P	T1; T6		T6	T4 ; T6	
P	N	T1; T5 ; T3		T5; T3	T4 ; T5 ; T3	
	Z	T1; T5		T5	T4; T5	
	P	T1; T5 ; T6		T5; T6	T4; T5; T6	

On compte 27 règles d'inférence comme exemples les règles suivantes:

SI (Sa est Z) ET (Sb est Z) ET (Sc est Z) ALORS (Ti==T0) → état sain (sans défaut)

SI (Sa est N) ET (Sb est Z) ET (Sc est Z) ALORS (Ti==T5) → intercepteur T5 en défaut

SI (Sa est P) ET (Sb est N) ET (Sc est Z) ALORS (Ti==T10) → intercepteur T4T2 en défauts

SI (Sa est N) ET (Sb est N) ET (Sc est N) ALORS (Ti==T19) → intercepteur T1T2T3 en défauts

Il faut noter que les situations de trois défauts ne sont pas présent en considération par notre système de diagnostique par difficulté d'extraction des signatures propres a ces cas.

La figure 2.7 illustre la configuration des différentes règles floues pour les différentes situations de défauts dans le régulateur flou.

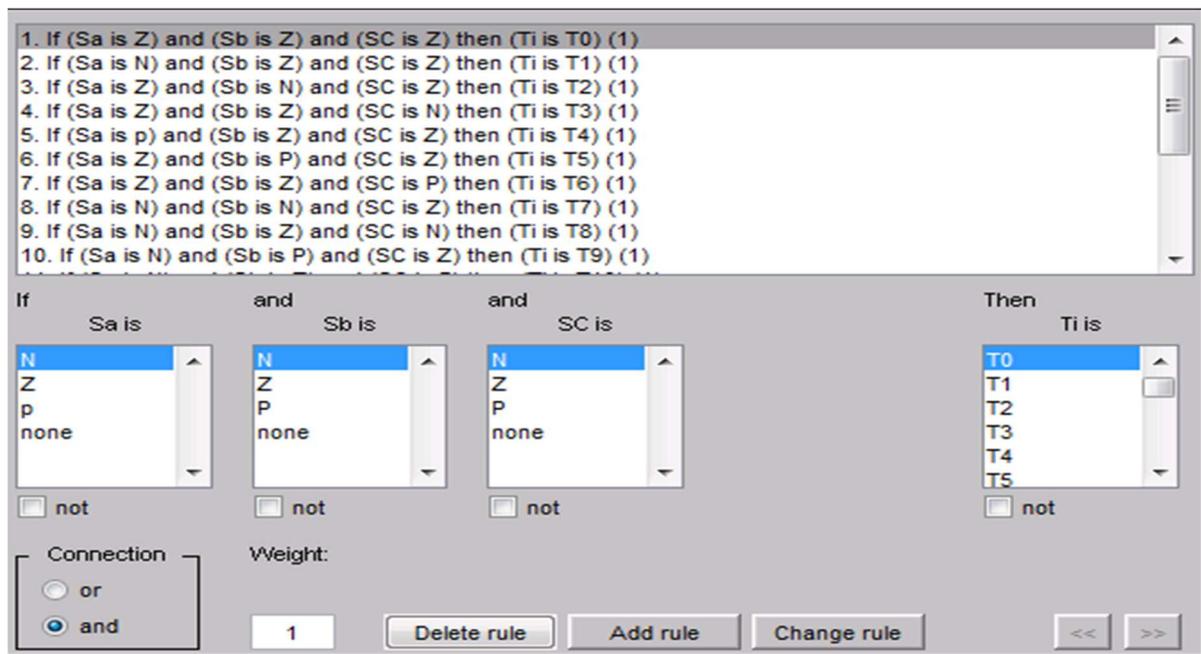


Figure 2.7 présentation des règles d'inférence

➤ Défuzzification

La défuzzification permet la conversion de l'union des sous-ensembles flous modifiés (fonctions d'appartenance résultantes fournies par l'inférence), à une sortie non floue; suivie par une dénormalisation et conversion N/A.

Les figures 2.6 et 2.7 illustre deux exemples de defuzzification le premier est dans le cas d'un seul défaut $T_i=4$ ($T_i=T_4$) tandis que le second concerne un exemple de deux défauts $T_i=12$ ($T_i=T_2T_4$)

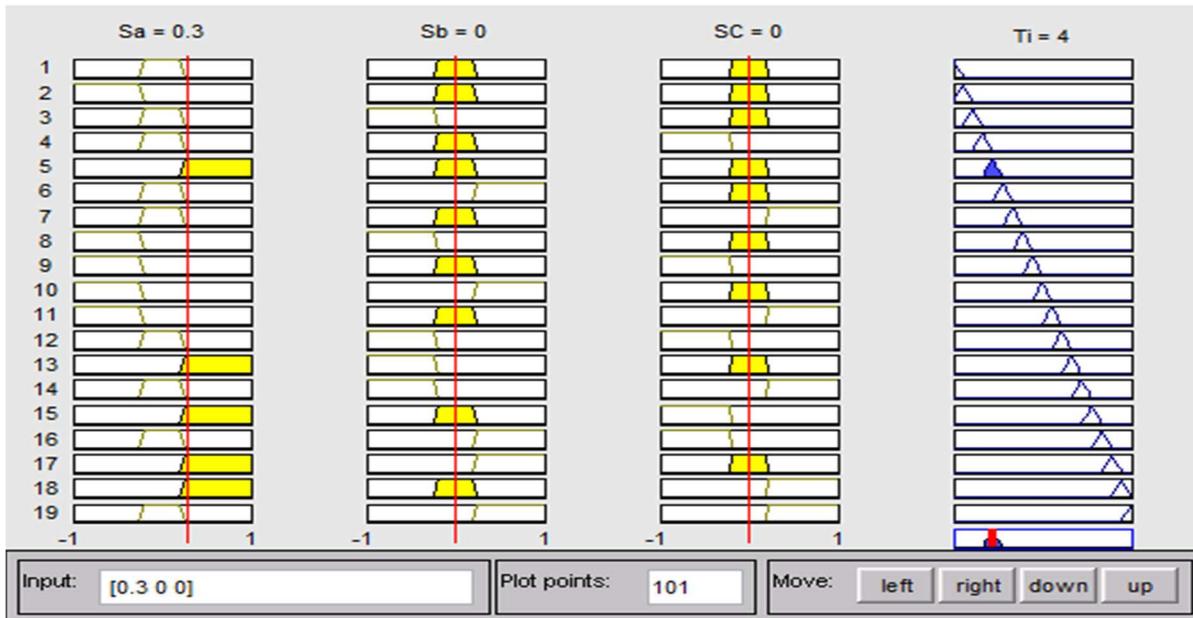


Figure 2.8 : Exemple de defuzzification en cas de défaut T4 (le cas de un seul défaut)

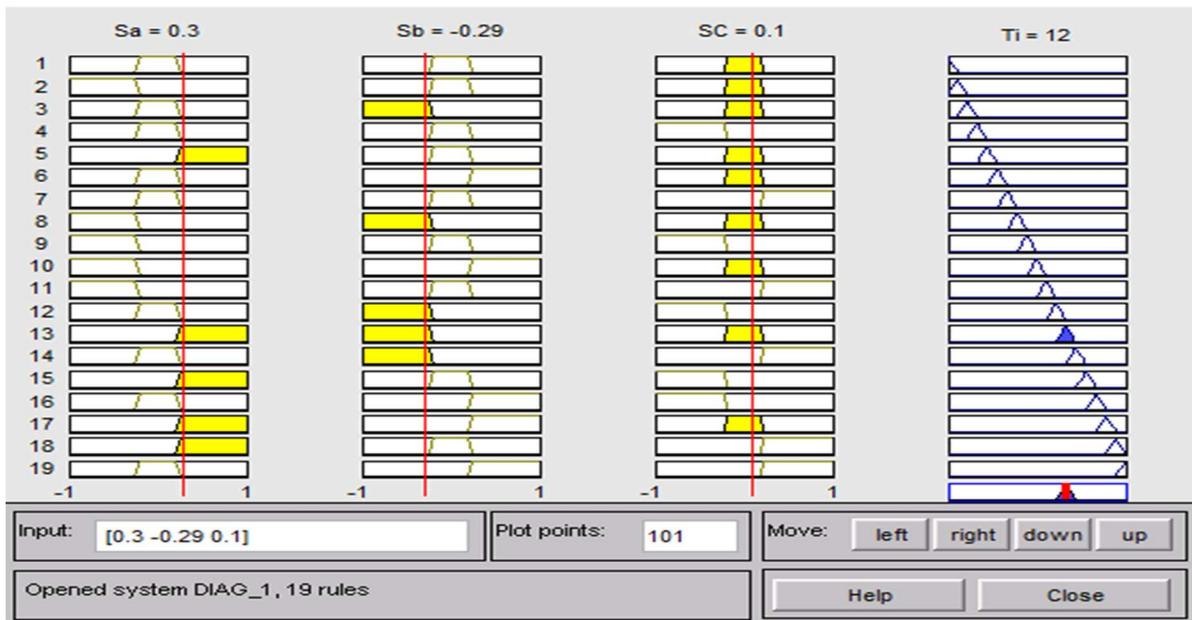


Figure 2.9 : Exemple de defuzzification en cas de défaut T2T4 (le cas de deux défauts)

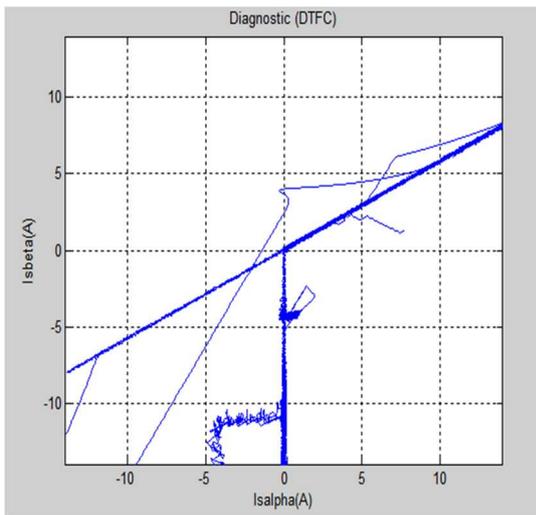
2.3 Résultats de simulation

2.3.1 Cas d'un seul défaut

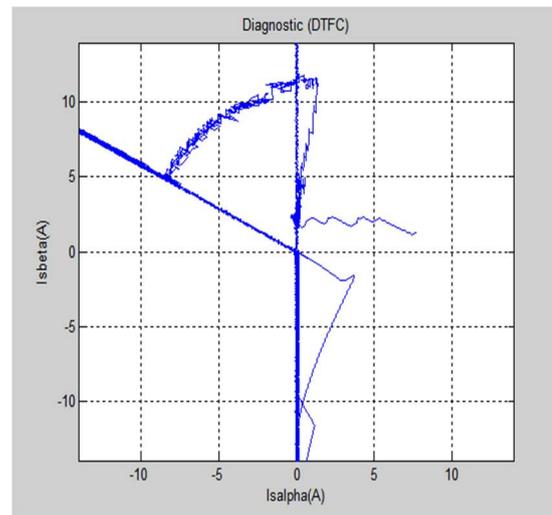
Dans ce cas les résultats de simulation ont été déjà présentés en premier chapitre sur la Figure 1. 24

2.3.2 Cas de deux défauts

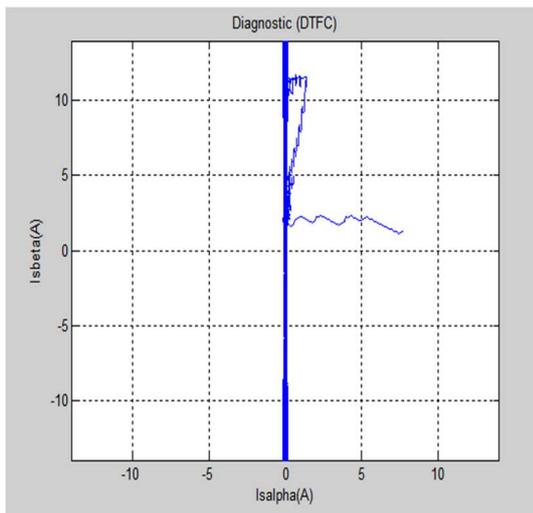
Dans ce cas les résultats de simulation sont comme suit:



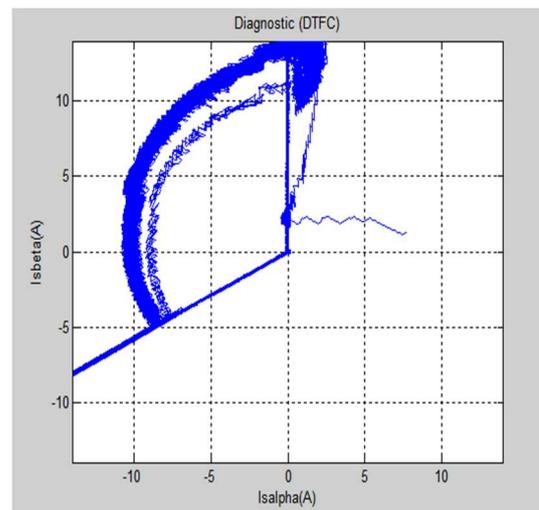
a



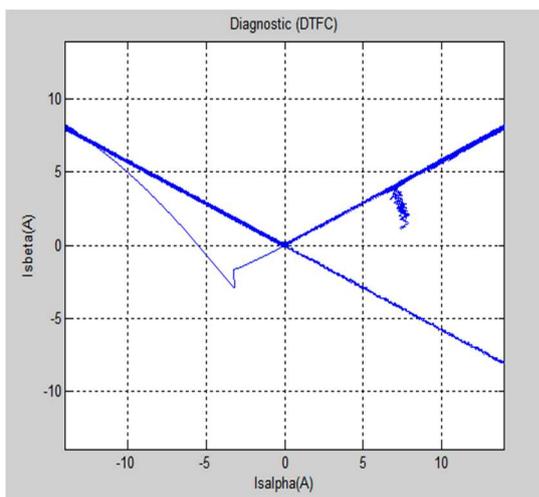
b



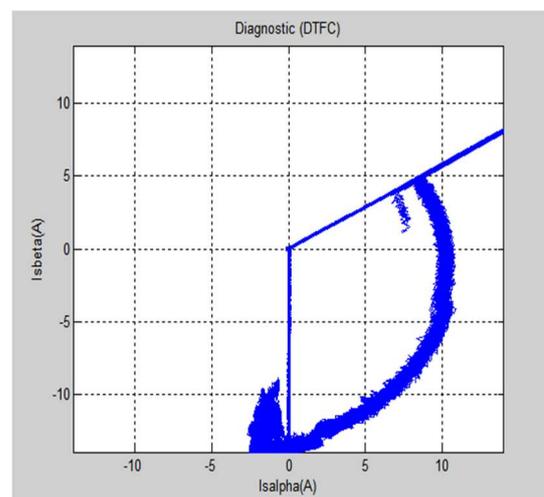
c



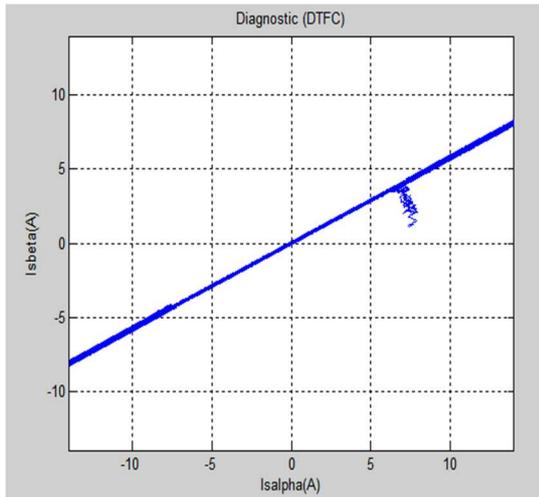
d



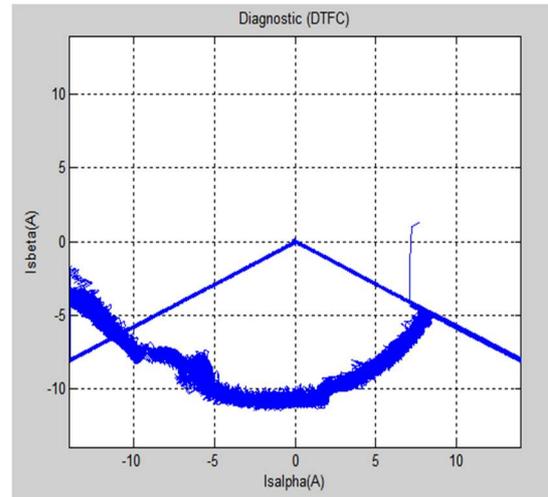
e



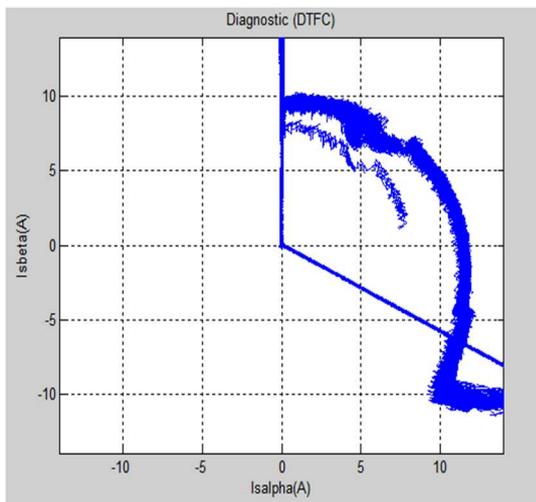
f



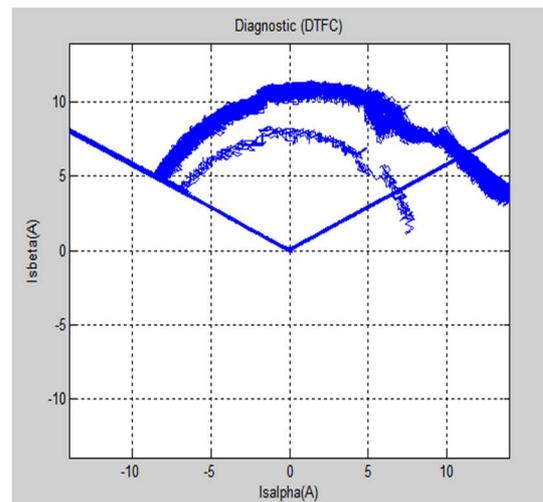
g



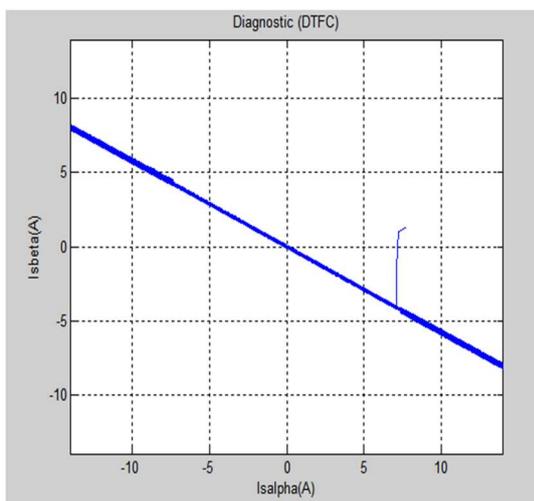
h



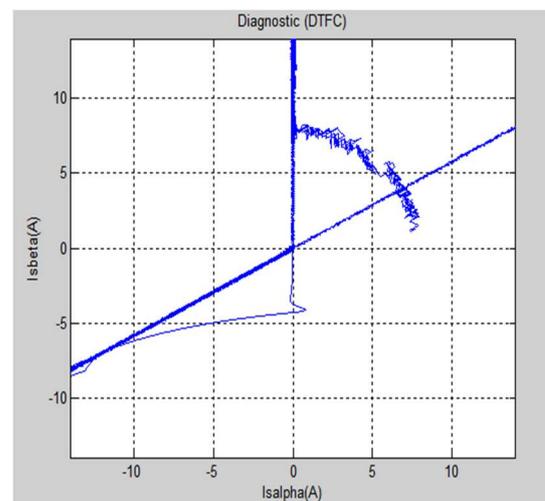
i



j



k



l

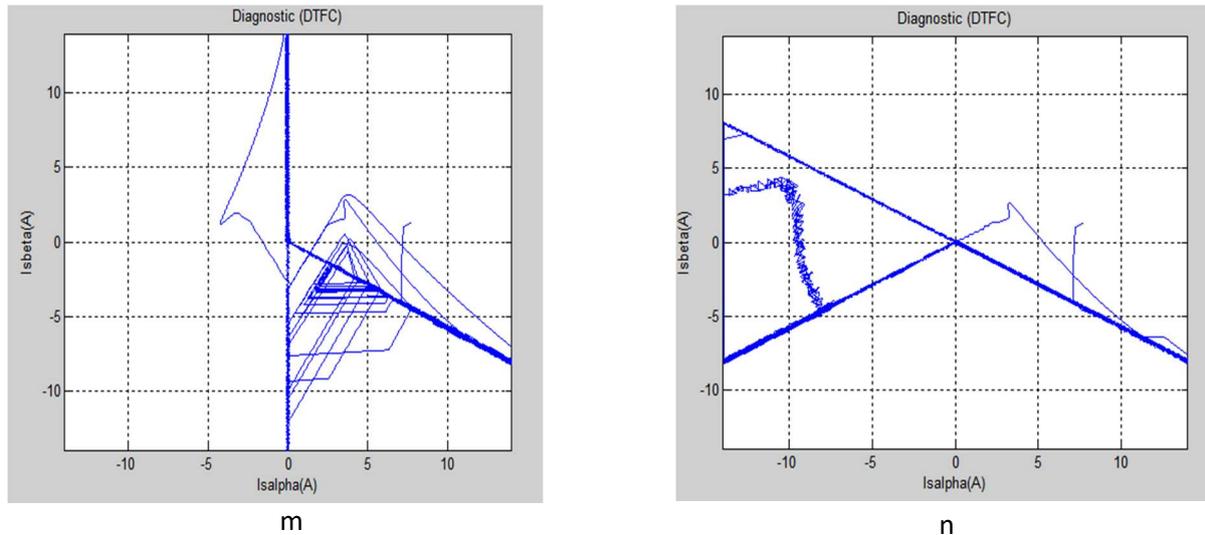


Figure 2.10: Diagnostic de défauts pour les cas de deux défauts

➤ Discussion des résultats

La figure 1.21, et figure 2.8 indiquent la localisation de l'emplacement des commutateurs défectueux par notre système de diagnostic flou établi; où on peut distinguer six modèles pour une seule occurrence de défaut. Figure 1.22. Les autres figures 2.8.a, b, c, d, e, f, g, h, i, j, k, l, m, n désignent les différentes formes d'une paire de défauts pour chaque deux interrupteur. Si un défaut de commutation a eu lieu, une partie d'un cercle désigne un état de défaut; cependant, l'angle correspond à l'emplacement du commutateur défectueux (T1T2; T1T3; T1T4; T1T5; T1T6; T2T3; T2T4; T2T5; T2T6; T3T4; T3T5; T3T6; T4T5; T4T6; T5T6).

2.4 Reconfiguration d'onduleur a l'occurrence de défauts

L'idée de base de la reconfiguration d'onduleur triphasé pour détourner les défauts qui se produisent, est d'ajouter 3 bras auxiliaires près à être placés en fonctionnement dès que l'un des 3 bras principaux de l'onduleur est défectueux.

Dans le cadre de notre travail, nous présentons sur la Figure 2.11 une structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux, cette structure se compose de six bras symétriques et chaque bras comporte deux interrupteurs en série, le point milieu de chaque bras auxiliaire lié avec la sortie du moteur asynchrone et les autres bras liés avec un Switch.

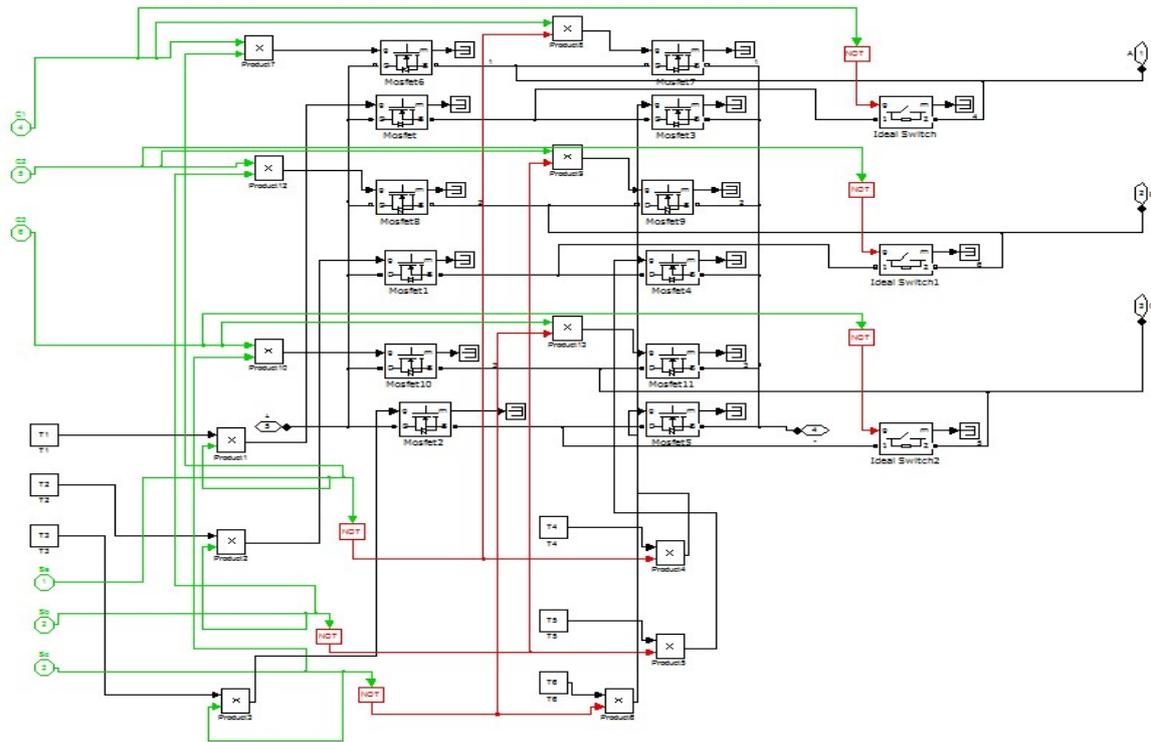


Figure 2.11 : Modèle SIMULINK de la reconfiguration d'onduleur MLI.

L'organigramme de la figure 2.10 illustre le principe de la reconfiguration.

$C_i=0$ signifie que le bras concerné est sain, aucune commutation n'est nécessaire.

$C_i=1$ signifie qu'une commutation va se faire sur le schéma de la figure 2.12.

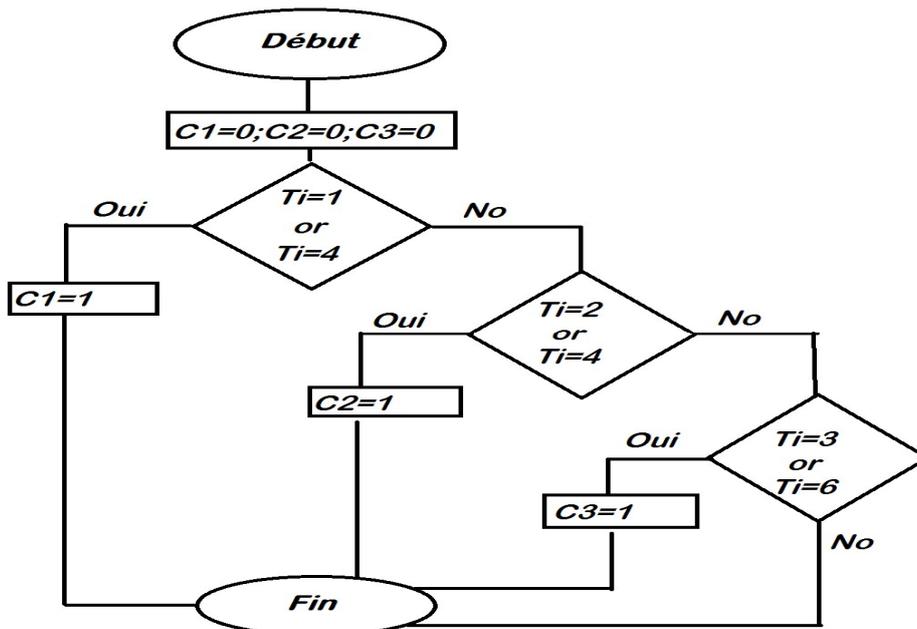
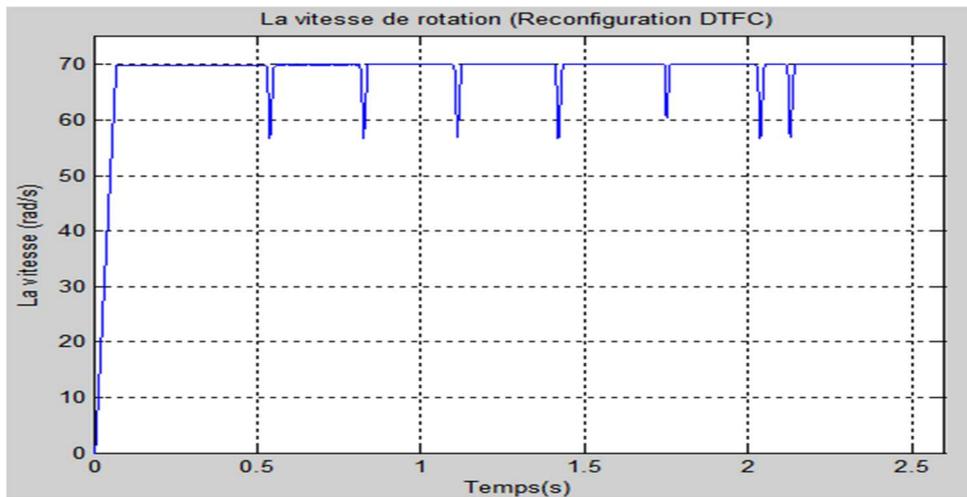
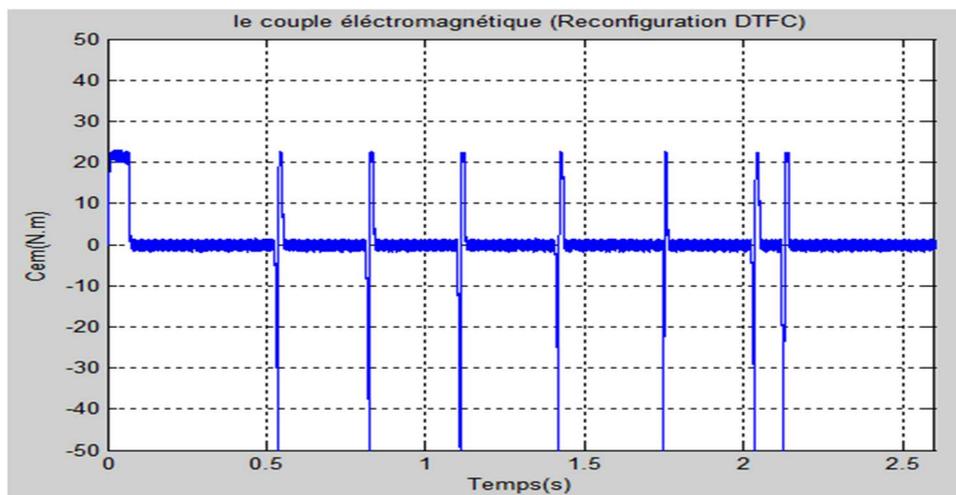


Figure 2.12 : Organigramme de fonctionnement de la reconfiguration d'onduleur MLI

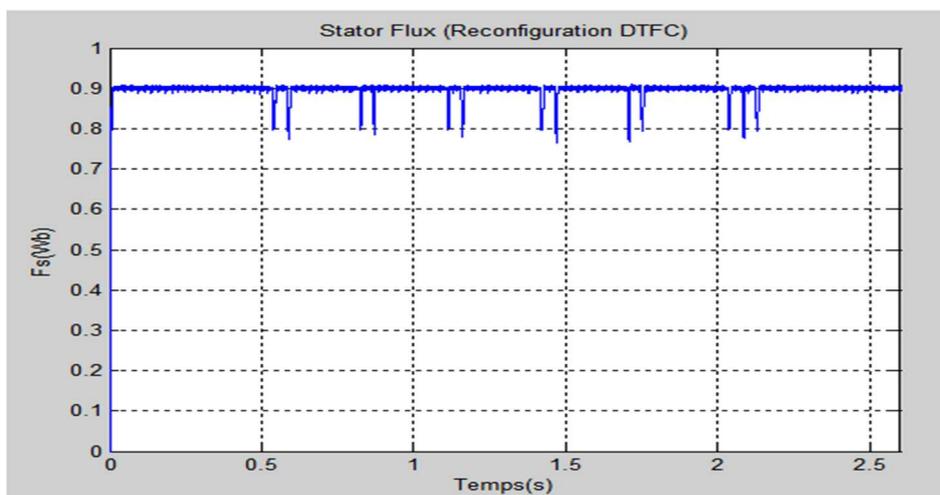
Après la simulation, on visualise les signaux des figures 2.14 qui représentent les différents signaux de commande lors de l'occurrence de défaut avec la reconfiguration dans chaque interrupteur comme suit :



a



b



c

Figure 2.14 : Différents signaux pour une reconfiguration multiple.

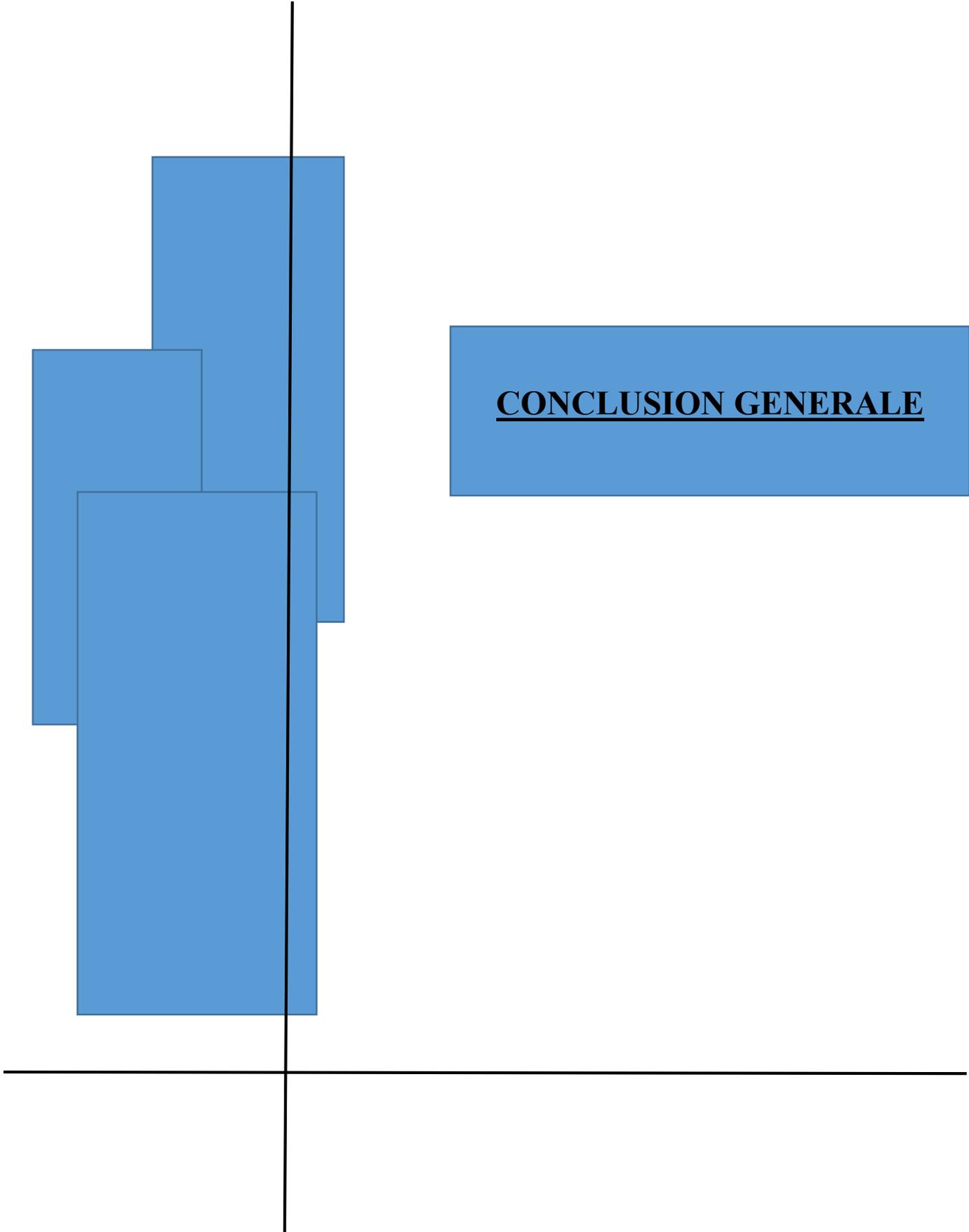
➤ Discussion des résultats

La figure 2.12 montre que l'effet du défaut dans chaque interrupteur provoque une perturbation sans que cette perturbation dure plus lentement et donc provoquer une déstabilisation, grâce à la reconfiguration de l'onduleur après que notre système de diagnostic détecte et localise la position du défaut générant ainsi les signaux de contrôle pour permettre à notre système de remplacer le bras défectueux par un bras auxiliaire sain.

2.5 Conclusions

Dans ce chapitre on a fait l'étude par simulation des différents défauts d'onduleur, en utilisant MATLAB SIMULINK où nous avons observé les résultats de simulation quand on applique un défaut (l'ouverture d'un interrupteur).

Un système de diagnostic des défauts d'onduleur MLI commandé par DTFC utilisant un classificateur flou pour une procédure de diagnostic de défauts a été proposé. Dans ce chapitre on pu pouvoir développer une méthode de diagnostic flou capable de détecter plusieurs défauts pour pouvoir a la fin faire une reconfiguration de l'onduleur en défaut permettant ainsi de continuer la commande en toute sécurité en détournant le défaut.



CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, le travail avait pour objectif le diagnostic de défauts et reconfiguration d'onduleur MLI d'une machine asynchrone commandée en DTFC.

On a présenté un modèle de la commande directe floue du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé MLI. Cette commande apparaît comme un moyen efficace et simple pour piloter une machine asynchrone, ainsi elle apporte une solution prometteuse aux problèmes de robustesse.

Aussi dans ce projet, nous avons présentés les résultats de simulation de la régulation de vitesse d'une machine asynchrone commandée par le contrôle direct de couple. Le module de simulation proposé utilise l'outil SIMULINK de MATLAB. Les résultats obtenus montrent l'intérêt de la régulation anti-emballement pour la résolution du problème de saturation et pour limiter les pics de courants lors de variation ou d'inversion de vitesse de rotation.

Nous avons étudié la détection et le diagnostic des défauts d'ouverture d'interrupteurs de l'onduleur MLI ; où, on a simulé les différents modes de défauts soit un seul ou bien deux défauts pour les six interrupteurs en utilisant une technique de l'intelligence artificielle. Ces résultats de diagnostic sont utilisés pour faire une reconfiguration de l'onduleur pour permettre de détourner l'occurrence de défauts et permettant ainsi à la commande directe floue du couple de continuer à fonctionner en toute garantie de stabilité.

Comme perspective a ce travail nous proposant d'utiliser d'autres techniques intelligentes pour augmenter le taux de reconnaissance et améliorer le temps de diagnostic.

Références

- [1] Younes Hadjiyasser Gadi, « Détection De Défauts Dans Le Convertisseur A MLI D'une Machine Asynchrone », Master Académique, 9/06/2014
- [2] Dr A Meroufel, « Contrôle De La Machine Asynchrone », Année 2008/2009.
- [3] Hacene Bensaadi, « Commande DTC-SVM D'une Machine Synchrone A Aimants », Mémoire De Magister En Electrotechnique , Université De Batna, 24 MAI 2012
- [4] S. Bensalem, K. Hofar, « Contrôle Direct du Couple du moteur asynchrone par la logique floue », mémoire d'ingénieur en électronique département d'électronique 2007.
- [5] I. Takahashi and T. Noguchi, « A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of Induction Motor », IEEE Trans. Ind. Electron, IE-22, Sept. /Oct. 1986.
- [6] I. Takahashi and S. Asakawa, « Ultra-Wide Speed Control of Induction Motor Covered 10A6 range », IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-25: 227-232, 1987.
- [7] T.G. Habetler and D.M. Divan, « Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation », IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.
- [8] A. Derbane, « Régulation De Vitesse D'une Machine Asynchrone Commandée Par DTC », Université Kasdi Merbah Ouargla, Mémoire De Master Académique , 2013/2014.
- [9] Y. A. Chapuis, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996.
- [10] Benamor Messaoud, « Commande Par DTC De La Machine A Induction Sans Capteur De Vitesse. Utilisation Du Filtre De Kalman Pour L'estimation De La Vitesse », Magister En Electrotechnique De L'université De Batna, 20/06/2012.
- [11] Ridha Zaiter, « Commande Directe Du Couple DTC D'une Machine Asynchrone Avec Défaut », Magister En Electrotechnique De Biskra LGEB, 11/06/2013 .
- [12] Akkouchi Kamel, « Commande Directe Du Couple DTC D'une Machine Asynchrone », Magister En Université Annaba, 2007 .
- [13] Lazhar Sahraoui , « Modélisation, Identification Et Commande D'une Machine D'induction A Double Cage », Mémoire De Magistère Université d'Oum El Bouaghi Janvier 2008.

- [14] Diaf Youssouf Et Ben Anter Djamel, « Modelisation Et Commande D'un Onduleur Triphase Pilote Par Mli A Structre Multiniveaux», Master En Génie Electrique_ Université. Kasdi Merbah–Ouargla 2011.
- [15] F. Zidani, "Contribution Au Contrôle Et Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par La Logique Floue", Thèse De Doctorat D'etat, Département D'electrotechnique, Université de Batna, Faculté Des Sciences De L'ingénieur, 2003.
- [16] Abia Mostapha, Basaci Med Toufik, Zarrouki Alla Eddine, «Effet De Défection Dans L'onduleur Sur Un Moteur À Induction En Commande Directe De Couple», Université Kasdi Merbah Ouargla 2014.
- [17] T. Boumegoura, «Recherche De Signature Électromagnétique Des Defaults Dans Un Machine Asynchrone Et Synthèse D'observateur En Vue De Diagnostic», Thèse Doctorat ecole centrale de lyon, mars 2001.
- [18] A. Abed, «Contribution À L'étude Et Diagnostic De La Machine Asynchrone», Thèse De Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 01/03/2002.
- [19] Farid Kadri, Said Drid, Fayçal Djeflal, « Méthode De Seuil Simple En Défaut Diagnostic Pour Onduleur Tension Source Dans Un Contrôle Direct De Couple Induction Motor Drive», IEEE Trans-Power Electr 2014 (EVER).

بفضل الخصائص التي تميز المحركات اللاتزامنية والمتمثلة في المتانة والتكلفة فإنها أصبحت شيئا فشيئا الأكثر استعمالا في مجال الأنظمة الكهربائية كأنظمة التحكم مع الرصد و التشخيص. وفي السنوات الأخيرة ، تطورت الدراسات في هذا المجال ولكن بالرغم من كل هذه التطورات فإنه لا يوجد نظام تحكم في مأمن من الفشل. لذلك من المهم جدا القيام بكشف مسبق لمختلف الأعطال التي يمكن أن تطرأ على هذه الأنظمة وهذا قصد إيجاد طرق تسمح لنا بالمراقبة والتحكم عبر القيام بأعمال وقائية لتجنب الأعطال المتكررة. وتحقيقا لهذه الغاية، نقدم من خلال هذه المذكرة نتائج المحاكاة بالاعتماد على نظام تحكم مباشر للعزم لمحرك لاتزامني باستعمال المنطق الغامض، مع نظام كشف للأعطال وإعادة هيكلة للعاكس وذلك باستعمال الذكاء الاصطناعي من خلال المنطق الغامض حيث قدمنا وصفا مفصلا للأخطاء الاحادية او الثنائية الموجودة في العاكس مع استعمال طريقة بسيطة لاستخراج الخصائص بغرض كشف وتشخيص هذه العيوب وفي نفس الوقت محاولة إعادة هيكلة العاكس لتفادي العيوب فور حدوثها.

كلمات مفتاحية: التحكم الغامض المباشر للعزم، المحرك اللاتزامني، تحكم المنطق الغامض، العاكس، تشخيص الأعطال، إعادة هيكلة العاكس .

Résumé :

Grâce aux propriétés distinguant les moteurs asynchrones, comme la robustesse et le coût. Ils sont devenus peu à peu, plus largement utilisé dans le domaine des systèmes électriques comme les systèmes de commande avec surveillance et diagnostic. Des études ont évolué dans ce domaine dans ces dernières années, mais malgré tous ces développements il n'y a pas de système à l'abri de l'échec. Donc il est important de détecter plutôt les différents défauts qui peuvent apparaître dans ces systèmes, afin de trouver des moyens pour nous permettre de surveiller le fonctionnement et l'action préventive pour éviter des pannes fréquentes. A cette fin, dans ce mémoire nous présentons les résultats de simulation d'une commande directe floue du couple de la machine asynchrone, avec un système de diagnostic de défauts et de reconfiguration de l'onduleur, en utilisant une technique de l'intelligence artificielle a travers la logique floue, où nous avons donné une description détaillée des défauts unique ou multiple de commutation de l'onduleur avec une simple méthode d'extraction de caractéristiques pour étudier la faisabilité de détection et de diagnostic de ces défaut, et au même temps essayer d'établir une reconfiguration de l'onduleur pour détourner l'occurrence des défauts.

Mots clés: Commande Directe du Couple Floue, Moteur asynchrone, Commande par Logique floue, Onduleur MLI, Diagnostic de Defauts, Reconfiguration d'onduleur.

Abstract

With properties that distinguish asynchronous motors, such as durability and cost, they became gradually more widely used in the field of electrical systems such as control systems with monitoring and diagnostic. Studies have evolved in this area in recent years, but despite all these developments there is no system is immune to failure. So it is important to detect early different defects that can occur in these systems, in order to find ways to allow us to monitor the operation and preventive action to avoid frequent breakdowns. To this end, in this thesis we present the simulation results of a fuzzy direct torque control of asynchronous machine with a fault diagnostic and reconfiguration system using an artificial intelligence technique using fuzzy logic; were we gave a detailed description of one or multiple inverter switching faults with a simple method for extraction of characteristics to study the feasibility of detection and diagnosis of these defects, and at the same time trying to made a reconfiguration of the inverter to surround faults when they occurs.

Keywords: Fuzzy Direct Torque Control, Asynchronous Motor, Fuzzy Logic Control, PWM Inverter, Fault Diagnosis, Inverter Reconfiguration.