

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**  
**UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE**  
**N° : ELM - 11**



**DOMAINE : TECHNOLOGIE**  
**FILIERE : ELECTROMECHANIQUE**  
**OPTION : ELECTROMECHANIQUE**

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

**Par :**

Boudiaf Dia Eddine  
Belil Mohamed

**Intitulé**

**Commande DTC par logique floue d'un moteur à  
induction alimenté par onduleur à cinq niveaux**

**Soutenu devant le jury composé de :**

Dr <i>Chakroune Salim</i>	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Dr <i>Abdelmalik Bendaikha</i>	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Dr <i>Laamari Yahia</i>	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Co-Rapporteur
Dr <i>Berrabah Fouad</i>	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2019 /2020**



## *Dédicace*

*A mon cher père et ma chère mère*

*A tous mes frères ; Mabrouk, Brahim,*

*Youcef, Amin ;*

*Et à ma femme, Belgacem. A*

*A tous mes sœurs.*

*A tous les enseignants et les éducateurs qui ont  
contribué à ma formation*

*Durant tout le parcours de mes études jusqu'à  
ce jour ;*

*...je dédie ce modeste travail*

*Belil Mohamed.*





## *Dédicace*

*A mon cher père et ma chère mère*

*A tous mes frères ; Haithem, yasmine,*

*Et à ma tante, Zineb*

*A tous mes oncles.*

*A tous les enseignants et les éducateurs qui ont  
contribué à ma formation*

*Durant tout le parcours de mes études jusqu'à  
ce jour ;*

*...je dédie ce modeste travail*

***Boudiaf Dia Eddine.***



## **Remerciements**

*Nous remercions Dieu qui nous a donné la force et la volonté d'accomplir ce modeste travail.*

*Nous tenons tout d'abord à exprimer nos sincères remerciements ainsi que notre vive gratitude envers tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.*

*Nos sincères remerciements et reconnaissances vont à Nos encadreurs, Dr. **Bendaiqha A. Malik** et Dr. **Laamari Yahia** pour leur aide, ainsi que pour la confiance qu'ils nous ont prodigué durant la réalisation de ce travail.*

*Nos plus vifs remerciements s'adressent également aux membres du jury qui nous ont honorés en acceptant d'évaluer ce travail.*

*Que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent notre gratitude et en particulier ceux du **département de Génie Electrique de l'université Mohamed Boudiaf-M'Sila.***

*Sans oublier d'exprimer mes remerciements à tous nos amis Chacun avec son nom et tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin.*

**Résumé :**

Le progrès que connait le domaine de la micro-informatique et l'électronique de puissance a permis la naissance de plusieurs stratégies de commande des moteurs asynchrones triphasés, parmi ces stratégies qui ont eu un succès considérable dans le secteur industriel on cite la commande directe du couple (DTC). Cette méthode même si elle porte plusieurs avantages, elle présente aussi bien quelques inconvénients représentés par l'irrégularité dans la fréquence de commutation et des ondulations notables aux niveaux du flux statorique et du couple électromagnétique. Pour surmonter ces problèmes et améliorer les performances de cette commande, des modifications dans l'algorithme de commutation par l'utilisation des techniques d'intelligence artificielle ont été adoptées récemment. Dans le cas de notre étude la logique floue est introduite pour déterminer la table de commutation de quelques onduleurs multi niveaux (deux, trois et cinq niveaux) associé à la commande DTC de la MAS. Une comparaison entre ces différentes stratégies de commande est menée. Les résultats de simulation obtenus dévoilent nettement l'intérêt d'une telle association MAS-onduleur multi-niveau avec une DTC floue.

**Mots clés :** MAS, La commande DTC, Onduleur à multi-niveaux, La logique floue, DTC-floue.

**Abstract:**

The progresses in the field of micro-processing and in power electronics allow to create many strategies of the control for three-phase asynchronous motors, among these strategies which have a great success in the industrial world, we can mention the direct torque control (DTC). This method, although it has several advantages, it also has some disadvantages represented by irregularity in the switching frequency and notable ripples in the stator flux and electromagnetic torque. To overcome these problems and improve the performance of DTC, modifications in the switching algorithm through the use of artificial intelligence techniques have been adopted recently. In our study, fuzzy logic is introduced to establish the switching table of some multi-level inverters (two, three and five levels) associated with the DTC of the MAS. A comparison between these different control strategies is carried out. The simulation results show clearly the interest of a multi-level MAS-inverter association with a fuzzy DTC.

**Keywords:** MAS, DTC control, Multi-level inverter, Fuzzy logic, DTC-Fuzzy.

**ملخص:**

أدى التطور الحاصل في المعالجات الدقيقة وفي الكترونيات القدرة إلى ظهور عدة استراتيجيات في نظام التحكم الشعاعي للمحرك اللاتزامني ثلاثي الأطوار، ومن بين هذه الاستراتيجيات التي لاقت رواجاً في الميدان الصناعي، هي طريقة التحكم المباشر لعزم الدوران. هذه الطريقة حتى وإن كانت تحمل مزايا كثيرة في مقدمتها السرعة الفائقة في الاستجابة إضافة إلى عدم تأثرها بالتغيرات التي تطرأ على عناصر المحرك من جهة، إلا أنها تتسم بعيوب المتمثلة في وجود توترات الاستبدال متغيرة وخاصة وجود الاهتزازات على مستوى الحقل الكهرومغناطيسي والعزم الدوراني للمحرك، من جهة أخرى للتغلب على هذه المشاكل وتحسين أداء هذا التحكم، قمنا بإجراء تغييرات في خوارزمية التحكم من خلال استخدام تقنيات الذكاء الاصطناعي التي تمثل المنطق الغامض ومع التغييرات اللازمة في المكونات الأخرى، إجراء مقارنة بين استراتيجيات التحكم المختلفة. تظهر نتائج المحاكاة بوضوح أهمية ارتباط خوارزمية التحكم ومتعدد المستويات مع المنطق الغامض.

**الكلمات الافتتاحية:** المحرك اللاتزامني، المموج متعدد المستويات، التحكم المباشر لعزم الدوران، المنطق الضبابي.

## Table des matières

<b>Liste des Figures.....</b>	<b>A</b>
<b>Liste des Tableaux.....</b>	<b>B</b>
<b>Notation et symboles.....</b>	<b>C</b>
<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Modélisation et Commande DTC de la MachineAsynchrone. ....</b>	<b>3</b>
I.1 Introduction: .....	3
I.2 Modélisationet présentation de la machine asynchrone : .....	3
I.2.1 Présentation de la machine asynchrone : .....	4
I.2.2 Principe de fonctionnement : .....	5
I.2.3 Hypothèses simplificatrices : .....	5
I.2.4 Mise en équation de la machine asynchrone : .....	5
I.2.5 Transformation Triphasé-Biphasé : .....	8
I.3 Résultats de simulation : .....	13
I.3.1 Interprétations des résultats: .....	14
I.4 Description et modélisation d'un onduleurà deux niveaux : .....	15
I.4.1 Description de l'onduleur : .....	15
I.4.2 Modélisation de l'onduleur de tension:.....	15
I.5 Commande directe de couple de la machine asynchrone : .....	18
I.5.1 Principes de la commande DTC : .....	18
I.5.2 Structure Générale du Contrôle Direct de Couple .....	19
I.5.3 Contrôle du flux statorique : .....	19
I.5.4 Contrôle du couple électromagnétique : .....	20
I.5.5 Choix du vecteur de tension $V_s$ : .....	21
I.5.6 Estimation du flux statorique et du couple : .....	22
I.5.7 Comparateur à hystérésis : .....	22
I.5.8 Élaboration de la table de commutation : .....	24
I.6 Résultats de simulation : .....	24
I.6.1 Interpretations des résultats: .....	27
I.7 Conclusion : .....	28

**Chapitre II: commande DTC Appliquée sur un Onduleur deux-Niveaux Par La Logique**

<b>Floue.....</b>	<b>29</b>
II.1 Introduction: .....	29
II.2 Principe de la logique flou: .....	29
II.2.1 Variables linguistiques et ensembles flous : .....	29
II.2.2 Les fonction d'appartenance : .....	30
II.2.3 L'opérateur de la logique flou : .....	31
II.3 Structure d'une commande floue : .....	32
II.3.1 Fuzzification: .....	33
II.3.2 La base de règles : .....	33
II.3.3 Méthode d'inférence floue : .....	33
II.3.4 Défuzzification : .....	33
II.4 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue: .....	34
II.4.1 Les avantages: .....	34
II.4.2 Les inconvénients: .....	34
II.5 Application de la logique floue dans la DTC à deux-niveaux: .....	34
II.5.1 Choix des fonctions d'appartenances : .....	35
II.5.2 Le schéma synoptique de la DTFC à deux-niveau : .....	36
II.6 DTC-Floue appliquée sur un onduleur à deux niveaux : .....	37
II.6.1 Règles de contrôle : .....	39
II.6.2 Table de commutation : .....	40
II.7 Résultats de simulation : .....	41
II.8 Interprétation des résultats : .....	43
II.9 Conclusion : .....	44
<b>Chapitre III: Commande DTC par logique floue d'une MAS enutilisant les onduleurs</b>	
<b>multi-niveaux.....</b>	<b>45</b>
III.1 Introduction : .....	45
III.2 Les onduleurs multi niveaux : .....	45
III.2.1 Les avantage des onduleurs multi-niveaux : .....	46
III.2.2 Les Différentes topologies des onduleurs multi niveaux : .....	47
III.2.3 Onduleur multi niveaux a diode de bouclage (NPC) : .....	47
III.3 Onduleur NPC à trois niveaux : .....	47
III.3.1 Fonctions de commutation de l'onduleur à trois niveaux : .....	48

---

III.3.2 Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux: .....	48
III.3.3 Tensions de sortie :.....	50
III.4 Onduleur NPC à cinq niveaux : .....	51
III.4.1 Fonctions de commutation de l'onduleur à cinq niveaux : .....	52
III.4.2 Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux : .....	52
III.4.3 Tensions de sortie :.....	55
III.5 DTC-Floue appliquée sur un onduleur à trois niveaux :.....	58
III.5.1 Règles de contrôle:.....	59
III.5.2 Table de commutation:.....	60
III.6 DTC-Floue appliquée sur un onduleur à cinq niveaux :.....	61
III.6.1 Règles de contrôle:.....	62
III.6.2 Table de commutation:.....	62
III.7 Résultats de simulation : .....	64
III.8 Interprétations des résultats : .....	66
III.9 Conclusion: .....	68
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>67</b>
<b>Références.....</b>	<b>67</b>
<b>ANNEXES A.....</b>	<b>71</b>
<b>ANNEXES B.....</b>	<b>72</b>

## Liste des Figures

### Chapitre I

Figure I.1– Moteur asynchrone à cage triphasé. ....	4
Figure I.2– Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée. ....	6
Figure I.3– Principe de la transformation de Park .....	9
Figure I.4–Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couple résistant (Cr=10Nm à t=1.5sec) .....	14
Figure I.5–Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux. ....	15
Figure I.6–Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension. ....	17
Figure I.7–Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur à 2- niveaux.....	18
Figure I.8–Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple. ....	19
Figure I.9–Evolution de l'extrémité $\varphi_s$ .....	20
Figure I.10–Choix du vecteur de tension. ....	21
Figure I.11–Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.....	23
Figure I.12–Correcteur du couple à trois niveaux. ....	23
Figure I.13–Résultats de simulation de commande DTC classique avec onduleur à 2-niveaux	27

### Chapitre II

Figure II.1– <b>a.</b> format d'un ensemble flou normalisé. <b>b.</b> Représentation des variables linguistiques .....	30
Figure II.2– Différentes formes des fonctions d'appartenance .....	31
Figure II.3– La structure générale d'un régulateur flou.....	32
Figure II.4– La structure finale du régulateur flou utilisé dans la DTC deux-niveaux.....	36
Figure II.5– Schéma synoptique de la commande floue directe du couple pour une MAS alimentée par un onduleur deux-niveaux .....	37
Figure II.6– Fonction d'appartenance de l'erreur du flux $\Delta\varphi_s$ .....	38
Figure II.7– Fonction d'appartenance de l'erreur du couple $\Delta C_e$ .....	38
Figure II.8– fonction d'appartenance de la position $\theta_s$ .....	39
Figure II.9– fonction d'appartenance de l'état de commutation des interrupteurs .....	39
Figure II.10– structure du contrôleur flou pour l'onduleur à deux niveaux .....	40
Figure II.11–Résultats de simulation de commande DTC-flou avec onduleur à 2-niveaux.....	43

**Chapitre III**

Figure III.1– Bras d'une phase d'un onduleur de tension. (a). Deux niveaux. (b). Trois niveaux. (c). N niveaux.....	46
Figure III.2– Topologies des onduleurs multi niveaux.....	47
Figure III.3– Onduleur à trois niveaux à structure NPC alimenté une MAS .....	48
Figure III.4– Les trois états d'un bras de l'onduleur à trois niveaux .....	49
Figure III.5– Présentation vectorielle de la tension de sortie.....	51
Figure III.6– Onduleur à cinq niveaux à structure NPC alimenté une MAS .....	54
Figure III.7– Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux.....	55
Figure III.8– Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq.....	56
Figure III.9– Fonction d'appartenance de l'erreur du flux $\Delta\phi_s$ .....	58
Figure III.10– Fonction d'appartenance de l'erreur du couple $\Delta C_e$ .....	59
Figure III.11– fonction d'appartenance de la position $\theta_s$ .....	59
Figure III.12– Fonction d'appartenance de l'erreur du flux $\Delta\phi_s$ .....	61
Figure III.13– Fonction d'appartenance de l'erreur du couple $\Delta C_e$ .....	61
Figure III.14– Fonction d'appartenance de l'erreur du couple $\Delta C_e$ .....	62
Figure III.15– Résultats de simulation de commande DTC-flou avec onduleur à 3-niveaux..	62
Figure III.16– Résultats de simulation de commande DTC-flou avec onduleur à 5-niveaux..	62

---

## Liste des Tableaux

### Chapitre I

Tableau I.1 – Table de commutation. ....	24
--	----

### Chapitre II

Tableau II.1 – Signification des opérateurs dans les deux logiques classique et floue. ....	32
Tableau II.2 –Table de commutation avec onduleur à deux niveaux. ....	40
Tableau II.3 – Taux de distorsion harmonique pour chaque stratégie de commande.....	44

### Chapitre III

Tableau III.1 – Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux ( $x = 1, 2$ ou $3$ ). ....	49
Tableau III.2 – Groupe des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux. ....	51
Tableau III.3 – Les états d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux.....	52
Tableau III.4 – Groupe des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux.....	57
Tableau III.5 – La table de commutation avec onduleur à trois niveaux.....	60
Tableau III.6 – La table de commutation avec onduleur à cinq niveaux.....	63
Tableau III.6 – Taux de distorsion harmonique pour chaque stratégie de commande.....	64

## Notation et symboles

**MAS** : Machine Asynchrone.

**DTC** : Direct Torque Control ou (Contrôle direct du couple).

**NPC** : Point neutre de clamp.

**THD** : Facteur de Distorsion Harmonique.

**IGBT**: Insolated gate bipolar transistor.

**GTO** : Gate Turns Off Thyristor.

**PID** : Proportionnel intégral dérivée.

**RLF** : Régulateur flou.

**DTFC** : Commande floue directe du couple.

**A, B, C** : Indices correspondants aux phases du stator.

**a, b, c** : Indices correspondants aux phase du rotor.

**V<sub>sa</sub>, V<sub>sb</sub>, V<sub>sc</sub>** : Les trois tensions statoriques.

**I<sub>sa</sub>, I<sub>sb</sub>, I<sub>sc</sub>** : Les trois courants statoriques et statoriques.

**I<sub>ra</sub>, I<sub>rb</sub>, I<sub>rc</sub>** : Les trois courants statoriques et rotoriques.

**φ<sub>sa</sub>, φ<sub>sb</sub>, φ<sub>sc</sub>** : Les flux à travers les trois phases du stator.

**φ<sub>ra</sub>, φ<sub>rb</sub>, φ<sub>rc</sub>** : Les flux à travers les trois phases du rotor.

**[V<sub>s</sub>]** : Vecteur de Tension statorique.

**[R<sub>s</sub>]** : Matrice de résistance statorique.

**[I<sub>s</sub>]** : Vecteur de Courant statorique.

**[φ<sub>s</sub>]** : Vecteur de flux statorique.

**[V<sub>r</sub>]** : Vecteur de Tension rotorique.

**[R<sub>r</sub>]** : Matrice de résistance rotorique.

**[I<sub>r</sub>]** : Vecteur de Courant rotorique.

$[\boldsymbol{\varphi}_r]$  : Vecteur de flux rotorique.

$L_s, L_r$  : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.

$M_{sr}, M_{rs}$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques et entre phases rotoriques.

$\theta$  : La position absolue entre le stator et le rotor.

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$\Omega$  : Vitesse de rotation.

$\omega$  : Vitesse angulaire.

$C_r$  : Couple résistant.

$(d, q)$  : Indices correspondant au référentiel lié au champ tournant.

$(\alpha, \beta)$  : Indices correspondant au référentiel lié au stator.

$(x, y)$  : Indices correspondant au référentiel lié au rotor.

$\theta$  : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

$\theta_s$  : L'angle de rotation de  $(d, q)$  par rapport au stator.

$\theta_r$  : L'angle de rotation  $(d, q)$  par rapport au rotor.

$[P]$  : Matrice de transformation de PARK.

$\omega_s$  : Pulsation des courants statoriques.

$\omega_r$  : Pulsation des courants rotoriques.

$[A]$  : Matrice de transition.

$[B]$  : Matrice de commande.

$[U]$  : Vecteur de commande.

$[X]$  : Vecteur d'état.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion.

$V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$  : Les tensions d'entrée de l'onduleur.

$V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$  : Les trois tensions composées.

$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  : Les tensions des phases de la charge (valeur alternatif).

$S1, S2, S3$  : Les états de commutation de l'onduleur.

$[T]$  : La matrice de transfert.

$T_e$  : La période d'échantillonnage.

$P$  : Nombre de pair de pôles.

$C_{fl}, C_{cem}$  : Grandeur de sortie du contrôleur de flux et de couple.

$\Delta\varphi, \Delta C_e$  : Bande d'hystérésis de flux et de couple.

$\varepsilon\varphi, \varepsilon c$  : Les erreurs de flux et couple.

$N$  : Nombre de secteur.

$\mu$  : Fonction d'appartenance.

$V_{dc}$  : Tension d'alimentation continue.



# **INTRODUCTION GENERALE**

## Introduction générale

Le moteur asynchrone ou le moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie, il présente l'avantage d'être robuste, et peu coûteux. Toutefois, sa commande pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé et que ces paramètres sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps [1].

Le contrôle du moteur asynchrone par des onduleurs à deux niveaux est la méthode la plus classique et la plus simple, mais l'utilisation de ce genre de convertisseurs présente des inconvénients tels que, la limitation en puissance et le taux d'harmonique très élevé, ce qui limite par conséquent le développement d'entraînements alternatifs. Ces problèmes ont conduit à l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs de puissance destinées aux applications de haute tension appelées convertisseurs multi-niveaux. Grâce à leur topologie, les onduleurs à multi-niveaux permettent une association série de plusieurs cellules de commutation, ce qui permet une augmentation du niveau de tension appliquée et également la puissance transitée. Cette structure permet aussi d'avoir une tension de sortie proche de la sinusoïde grâce aux plusieurs niveaux de tension fournis par ce convertisseur [2].

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones analogue à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple (DTC), en anglais (Direct Torque Control) proposée pour la première fois, par **Takahashi** et **Depenbrock** en 1985. Cette technique ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Elle permet d'avoir plusieurs avantages à savoir un découplage naturel entre le flux et le couple, de supprimer l'étage MLI et d'obtenir une très bonne réponse du couple. En revanche, le non maîtrise de la fréquence de commutation et les fortes ondulations du couple constituent les inconvénients majeurs de cette stratégie de commande. Plusieurs techniques peuvent être utilisées pour améliorer les performances de la DTC, on citera à titre d'exemple : la DTC floue qui fera l'objet principale de notre présent travail [3].

Ce mémoire est organisé en trois chapitres comme suit:

- Le premier chapitre est consacré essentiellement à la représentation mathématique de la machine asynchrone tout d'abord dans un référentiel triphasé, puis la transformation de Park permettra de simplifier et de réduire cette représentation à un référentiel biphasé. On procèdera aussi à la modélisation de l'onduleur à deux niveaux. En outre, nous allons évoquer les principes de la stratégie du contrôle direct du couple de la machine asynchrone où nous expliquerons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique.
- Dans le deuxième chapitre on présentera le principe général, la théorie de base de la logique floue et la procédure de conception d'un réglage par logique floue. Une application de cette technique sur la commande directe de couple sera ainsi présentée.
- Dans le troisième chapitre on exposera une comparaison entre la commande DTC-floue à cinq niveaux et la DTC-floue à trois niveaux par une simulation sous Matlab (Simulink).

Enfin, on terminera par une conclusion générale et des perspectives.



**CHAPITRE I**  
**MODELISATION ET COMMANDE**  
**DTC DE LA MACHINE**  
**ASYNCHRONE**

# Chapitre I : Modélisation et Commande DTC de la Machine Asynchrone.

## I.1 Introduction :

La machine (moteur) asynchrone (ou à induction), très appréciée dans les applications industrielles pour sa grande robustesse électromécanique et facile à construire et son faible coût [4]. Cependant, son comportement dynamique est souvent très complexe, vu que sa modélisation aboutit à un système d'équations non linéaires, fortement couplé et multi variables. De plus, certaines de ses variables d'état, comme les flux ne sont pas mesurables. Ces contraintes exigent des algorithmes de commande plus avancés pour contrôler en temps réel le couple et le flux de ces machines. Plusieurs stratégies de commande ont été proposées dans la littérature pour atteindre cet objectif. Vers le milieu des années 80, une stratégie de contrôle de la machine asynchrone, connue sous le nom de Commande Directe de Couple ou DTC (Direct Torque Control) est apparue pour concurrencer les commandes conventionnelles. Cette commande a été introduite par **Takahashi**, au milieu des années 1980[5]. Il est basé sur l'application directe d'une séquence de commande aux interrupteurs de l'onduleur de tension placé en amont de la machine asynchrone. Le choix de cette séquence se fait par l'utilisation d'une table de commutation et deux régulateurs à hystérésis qui ont pour rôle le contrôle et la régulation du flux et du couple électromagnétique de la machine [6].

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons donner une brève présentation de la machine asynchrone, son principe de fonctionnement et sa modélisation. Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux. La deuxième partie porte sur l'étude et la description de la commande directe du couple classique.

## I.2 Modélisation et présentation de la machine asynchrone :

La modélisation du moteur à induction est la première étape essentielle pour son identification et son contrôle. Le modèle mathématique de la machine devrait avoir, d'une part, une telle structure de façon à décrire complètement les caractéristiques de la machine et, d'autre part, il faudrait qu'il soit pratique pour la mise en œuvre des algorithmes de contrôle et d'estimation [6].

### I.2.1 Présentation de la machine asynchrone :

Les moteurs asynchrones triphasés représentent plus de 80% du parc moteur électrique. On distingue deux types de machines asynchrones, bobinés ou à cage d'écureuil. [7]

Un moteur asynchrone à cage, est constitué d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé est bobiné. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique. Celui-ci est également constitué d'encoches où sont logés des barreaux en aluminium coulé ou en cuivre. Ces barreaux sont court circuits à chaque extrémité à l'aide d'anneaux. L'arbre moteur est solidaire du circuit rotorique et des paliers lui sont posés afin qu'il puisse tourner. La figure I.1 représente ces différents éléments [8].

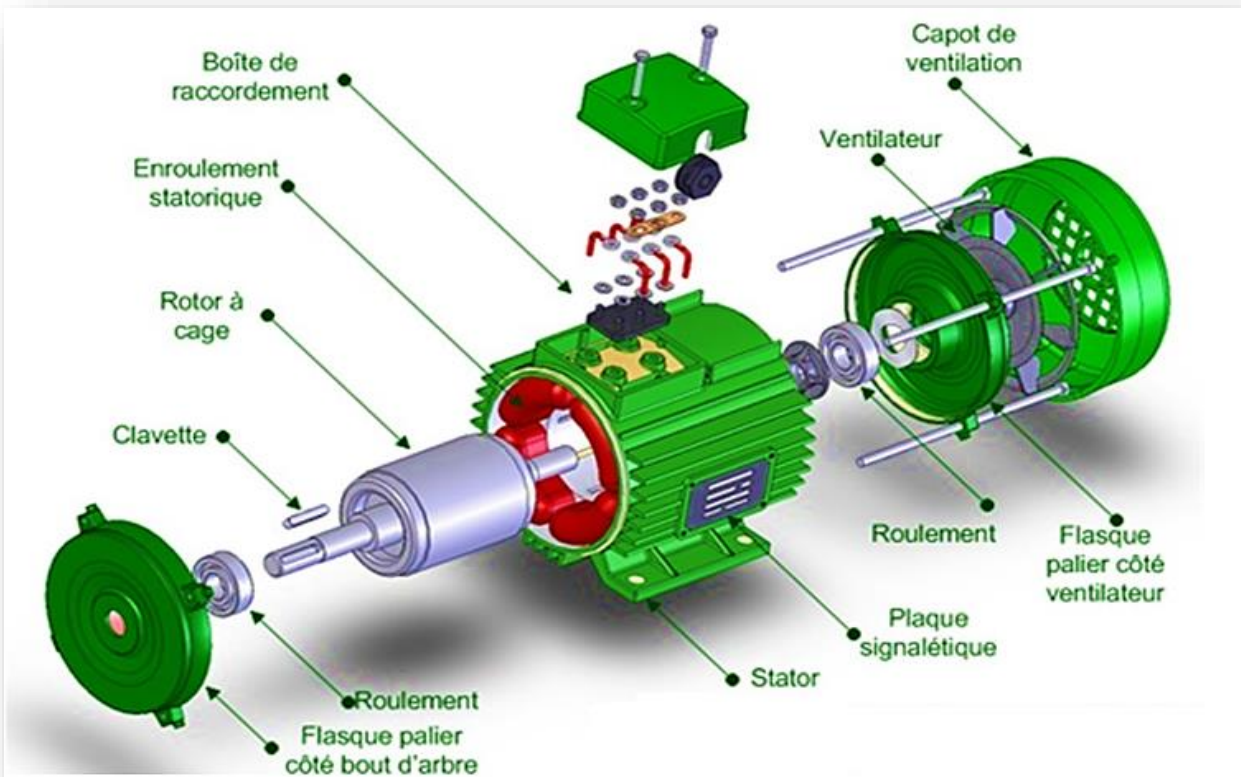


Figure I.1 : Moteur asynchrone à cage triphasé.

### **I.2.2 Principe de fonctionnement :**

Le fonctionnement de la machine asynchrone est basé sur le principe d'interaction électromagnétique. En effet, l'enroulement statorique étant alimenté par un courant symétrique triphasé de pulsation  $\omega_s$  crée un champ tournant de vitesse  $\Omega_s$ . Ce champ tournant crée une f.e.m dans le rotor, le rotor étant court-circuité va produire un courant. La présence d'un champ magnétique et d'un courant électrique crée une force mécanique, avec la géométrie de la machine, on a un couple qui fait tourner le moteur [9].

### **I.2.3 Hypothèses simplificatrices :**

La machine asynchrone, avec la répartition des ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [10].

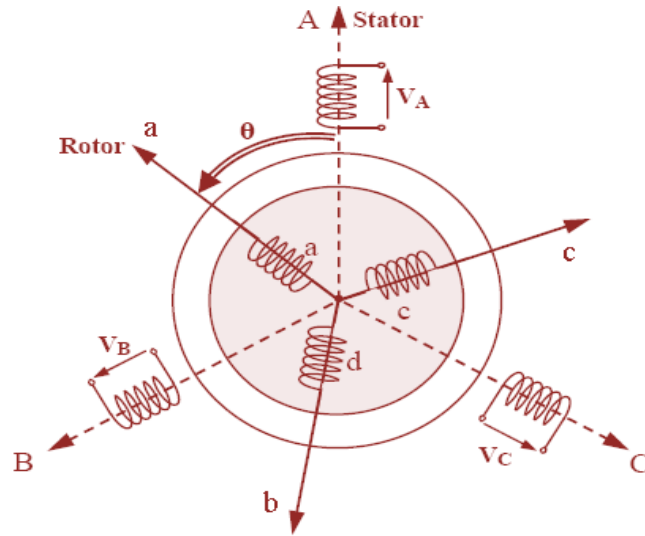
- Entrefer constant
- Effets des encoches négligés
- La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligées.

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additive du flux
- La variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### **I.2.4 Mise en équation de la machine asynchrone :**

La machine asynchrone est représentée schématiquement par la figure I.2. Elle munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulement fixes décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle[11].



**Figure I.2 :** Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

### I.2.4.1 Equation électrique :

La loi de Faraday nous permet d'écrire les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques sous la forme suivante [12]:

$$\text{Au stator : } \begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Au rotor : } \begin{cases} V_{ra} = 0 = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Avec:

- $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$ , les trois tensions statoriques.
- $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$  ;  $I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$ , les trois courants statoriques et rotoriques.
- $\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$  ;  $\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$  les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

Les équations (I.1) et (I.2) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\text{Stator: } [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Rotor: } [V_r] = 0 = [R_r][I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (\text{I.4})$$

### I.2.4.2 Equation magnétique :

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

Au stator :

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sb} = M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sc} = M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{cases} \quad (I.5)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} \varphi_{ra} = L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rb} = M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rc} = M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \end{cases} \quad (I.6)$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (I.7)$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (I.8)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ L_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ L_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Si on désigne par l'écart angulaire compté dans le sens de rotation entre les phases du stator et du rotor, et M la mutuelle quand les axes des deux enroulements considérés coïncident.

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (I.12)$$

Telle que :

- $L_s, L_r$  : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.
- $M_{sr}, M_{rs}$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques et entre phases rotoriques.
- $\theta$ : La position absolue entre le stator et le rotor.

En désignant par  $L_{sr}$  la mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques et par  $M_{sr}$  sa valeur lorsque leur axe coïncident.

En remplaçant les équations du flux (I.7), (I.8) dans les équations de tension (I.3) et (I.4) on obtient un système d'équations électrique nécessaire pour l'étude de fonctionnement de la machine dans tous les régimes :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + d\{[L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]\}/dt \quad (I.13)$$

$$[V_r] = 0 = [R_r][I_r] + d\{[L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s]\}/dt \quad (I.14)$$

#### I.2.4.2 Equation mécanique :

L'évolution de la vitesse en fonction des couples électromagnétiques et résistants est caractérisée par l'expression suivante [12] :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \\ \Omega = \frac{\omega}{p} \end{cases} \quad (I.15)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.  $\Omega$ : Vitesse de rotation.

f : Coefficient de frottement visqueux.  $\omega$ : Vitesse angulaire.

$C_e$ : Couple électromagnétique.  $C_r$ : Couple résistant.

#### I.2.5 Transformation Triphasé-Biphasé [13] :

Après avoir déterminé les équations électriques, magnétiques et mécanique nous aboutissant à un système de six équations différentielles et une équation exprimant le couple, d'où la complexité à résoudre notre système analytiquement. Nous serons amenés à se transféré d'un système triphasé vers un système biphasé.

Elle consiste à se transférer d'un système triphasé vers un système biphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connu est celle de Park (1929) [13].

##### I.2.5.1 Transformation de Park :

La transformation d'un système triphasé à un système biphasé consiste à remplacer tout enroulement triphasé par deux enroulements équivalents, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur

l'axe en quadrature (q), comme elle est représenté sure la figure I.3, Les deux axes (d-q) sont liés à un repère tournant ou fixe.

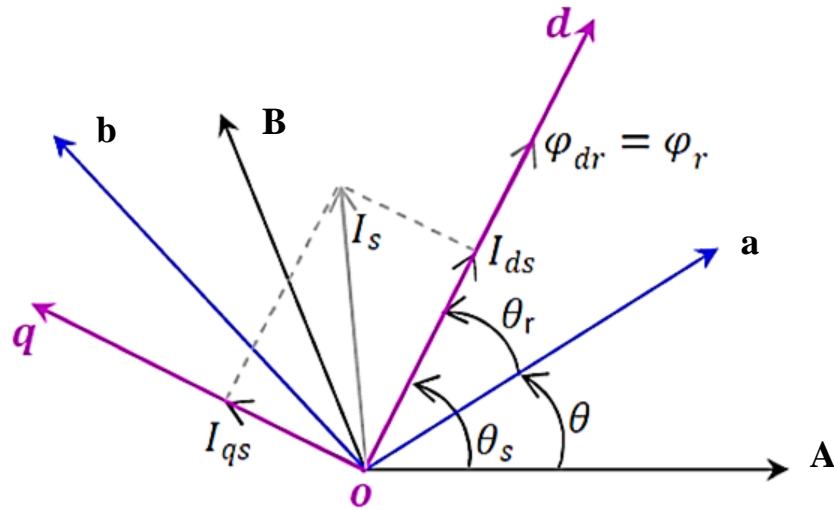


Figure I.3 : Principe de la transformation de Park.

$\theta$ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

$\theta_s$ : L'angle de rotation de (d, q) par rapport au stator.

$\theta_r$ : L'angle de rotation (d, q) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (I.16)$$

Cette transformation se fait par le biais d'une matrice de passage appelé matrice de Park, qui conserve la puissance instantanée, elle est définie comme suite :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

D'autre part la matrice inverse de Park est donnée comme suite :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

### I.2.5.2 Application de la transformé de Park sur la machine asynchrone [14] :

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 :

$$\begin{aligned} [V_{dq0}] &= P(\theta)[V_{abc}] \\ [I_{dq0}] &= P(\theta)[I_{abc}] \\ [\varphi_{dq0}] &= P(\theta)[\varphi_{abc}] \end{aligned} \quad (I.19)$$

Suite à l'application de la transformation de Park, les équations électriques et magnétiques modélisant le moteur asynchrone sont alors les suivantes :

- **Equation électrique**

Les équations électriques, de la machine asynchrone dans le système biphasé en appliquant la transformée de Park, sous le système d'axe lié au champ tournant sur notre moteur, on aura le système d'équations électriques suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.20)$$

$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s$  : Pulsation des courants statoriques (rad/s).

$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r$  : Pulsation des courants rotoriques (rad/s).

- **Equation magnétique**

Et pour les flux statoriques et rotoriques on aura le système d'équations magnétiques suivant:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I.21)$$

- **Equation mécanique**

L'application de la transformation de Park pour les l'équation mécanique donne :

$$C_{em} = P(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (I.22)$$

L'équation de mouvement de la machine s'écrit alors :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I.23)$$

### I.2.5.3 Choix de référentiel :

L'étude de la machine asynchrone modélisée selon Park nécessite le choix du référentiel le mieux adapté aux objectifs de l'application. Il existe pratiquement trois référentiels possibles selon le choix de l'orientation du repère d'axes (d, q) [13].

- ❖ Repère d-q lie au champ tournant (d-q), Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs.

$$\theta_s = \theta_r - \theta \text{ Donc } : \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r - \omega$$

- ❖ Repère d-q lie au rotor (x-y), Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

$$\theta_s = \theta \text{ Donc } : \omega_s = \omega \text{ D'où } : \theta_s = \theta \text{ Alors } : \omega_r = 0$$

- ❖ Repère d-q lie au stator (repère stationnaire) ( $\alpha$ - $\beta$ ), Ce référentiel est choisi lorsqu'on étudie les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

$$\theta_s = 0 \text{ Alors } : \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ D'où } : \theta_r = -\theta \text{ Alors } : \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

### I.2.5.4 Transformation de Concordia [15] :

On utilise une autre transformation qui est la transformation de Concordia, qui est un cas particulier de la transformation de Park, elle est obtenue quand le repère d-q est confondu avec le repère  $\alpha$ - $\beta$ . En prenant  $\theta_s = 0$ , la transformation se fait alors comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_o \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Où, X représente les tensions, courants ou flux.

La transformée inverse est de la forme:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_o \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

Les équations électriques de la machine sont réécrites comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \varphi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

En introduisant les expressions des flux (I.26) dans le système (I.27) celui-ci devient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ 0 = V_{r\alpha} = R_r \cdot i_{r\alpha} + L_s \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega_r (L_r \cdot i_{r\beta} + M \cdot i_{s\beta}) \\ 0 = V_{r\beta} = R_r \cdot i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_r (L_r i_{r\alpha} + M \cdot i_{s\alpha}) \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

### I.2.5.5 Mise sous forme d'équations d'état :

Il est nécessaire de représenter le modèle de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état en vue de sa commande [5] [8].

$$\dot{X} = \frac{dx}{dt}, \quad \dot{X} = AX + BU \quad (\text{I.29})$$

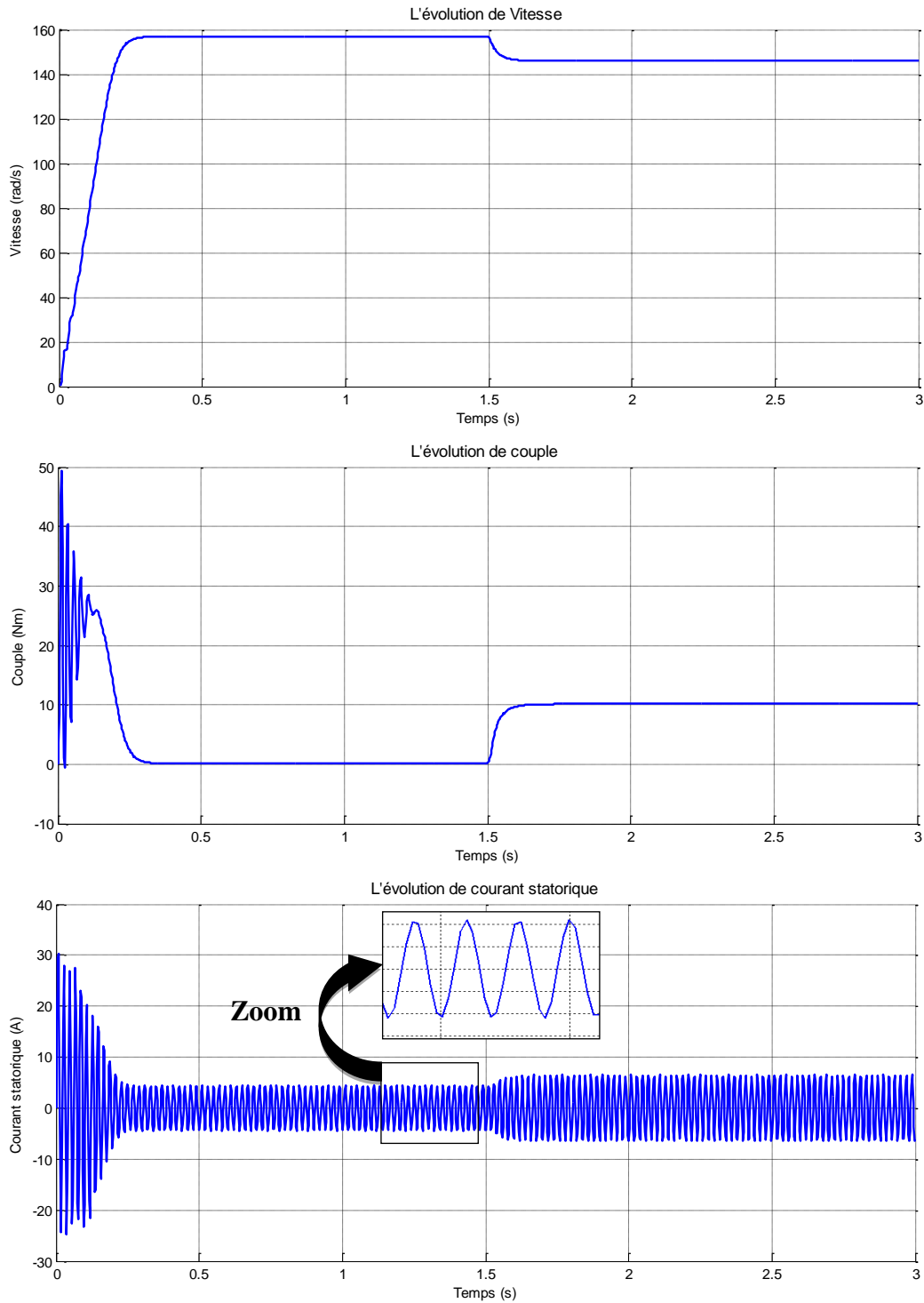
Les variables de commande sont des tensions statoriques et les variables d'état sont les courants statoriques et les flux statoriques.

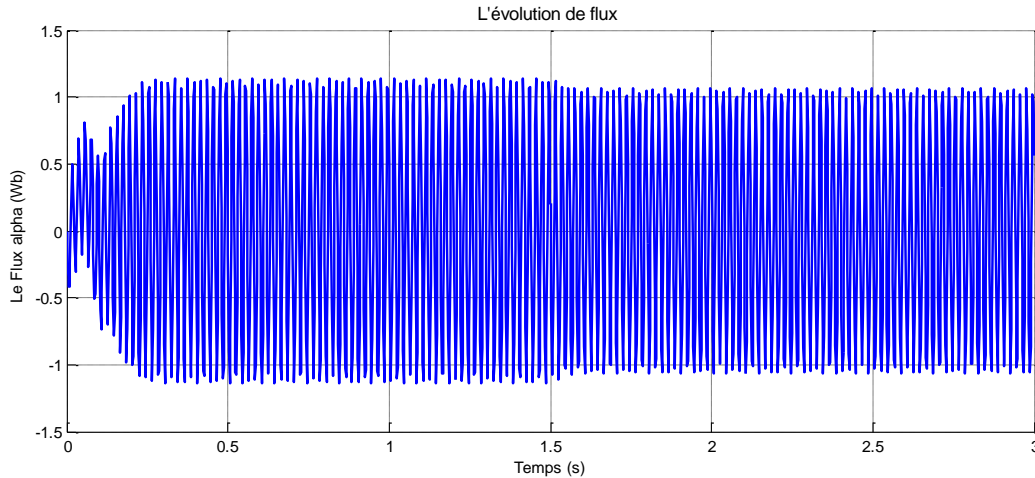
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & -\omega_r & \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ \omega_r & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Avec  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_S * L_R}$  représente le coefficient de dispersion.

### I.3 Résultats de simulation :

Les résultats de simulation de la machine asynchrone sont représentés sur la figure I.4 :





**Figure 1.4 :** Caractéristiques du moteur asynchrone lors d’une application d’un couple résistant ( $C_r=10\text{Nm}$  à  $t=1.5\text{sec}$ ).

### I.3.1 Interprétations des résultats:

- La vitesse:

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d’environ 0.3 sec. La vitesse rotorique s’établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

A l’instant  $t= 1.5$  sec, l’application de la charge nominale se poursuit d’une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement.

- Le couple électromagnétique:

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0.138 sec le couple tend vers zéro.

A l’instant  $t = 1.5$  sec nous avons appliqué à l’arbre de la machine asynchrone un couple résistant ( $C_r=10$  N.m) nous constatons que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué.

- Le courant statorique et le flux :

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de 32.5A jusqu’à 0.25 seconde, après ce temps l’amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu’à 6.5A.

A l’instant  $t = 1.5$  sec, nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée à l’arbre du moteur. Pour le flux Après le régime transitoire le flux statorique ( $\phi_s$ ) prendre les formes sinusoïdales avec des valeurs maximales de (1.14 Wb).

N.B : Ce modèle constitue la base servant à l'élaboration des lois de commande DTC pour la MAS.

### I.4 Description et modélisation d'un onduleur à deux niveaux :

L'alimentation des machines électriques par convertisseurs statiques est très largement utilisée de nos jours surtout dans les systèmes d'entraînement industriel. En effet, l'évolution en matière de semi-conducteurs et dans les techniques numériques a permis la réalisation de convertisseurs robustes et de plus en plus performants, ainsi que l'exécution en temps réel des algorithmes complexes de contrôle de ces convertisseurs [16].

#### I.4.1 Description de l'onduleur :

La figure I.4 représente un onduleur de tension triphasé, il est constitué de trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire afin d'éviter un court-circuit de la source et d'assurer une continuité du courant de la charge. Chaque interrupteur est formé d'un semi-conducteur contrôlable (IGBT, GTO...etc.) et une diode connectée en antiparallèle, les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source [17].

#### I.4.2 Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée, équilibrée est couplée en étoile avec un neutre isolé [18].

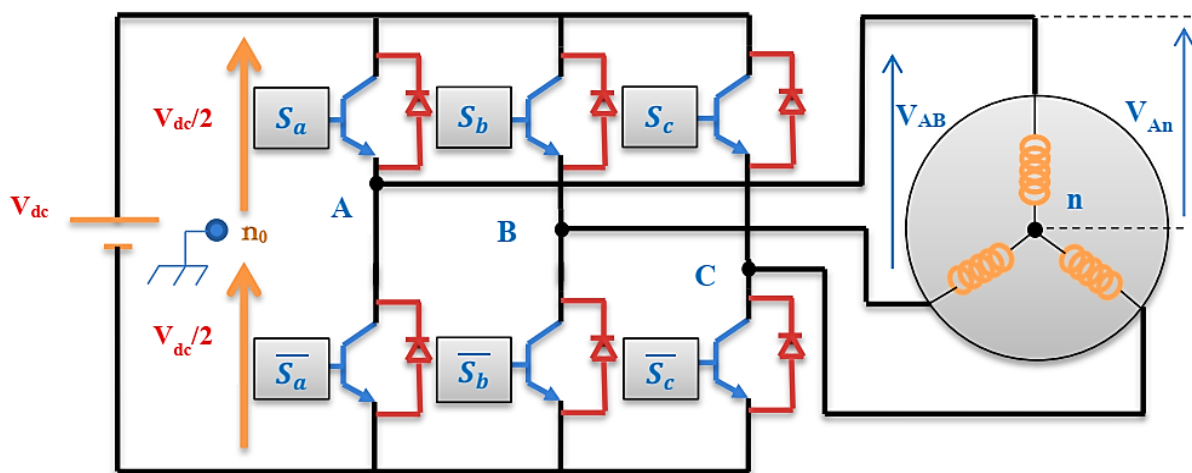


Figure I.5 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Les interrupteurs  $S_a$  et  $\overline{S_a}$ ,  $S_b$  et  $\overline{S_b}$ ,  $S_c$  et  $\overline{S_c}$  doivent être contrôlés de manière complémentaire.

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

- $S_i=1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert.
- $S_i=0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Détermination des tensions de sortie de l'onduleur : [19]

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = U_c \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - \frac{U_c}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Les trois tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$  sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} &= V_{co} + V_{ao} = V_{co} - V_{ao} \end{aligned} \quad (I.32)$$

La charge est considérée équilibrée, il en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.33)$$

La somme membre à membre des trois équations (I.44) en tenant compte de la relation nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.34)$$

Le système d'équations (I.46) peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} &= V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} &= V_{co} - V_{no} \end{aligned} \quad (I.35)$$

En tenant compte de la relation (I.47) nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{aligned} \quad (I.36)$$

Le système d'équations (I.48) peut être mis sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

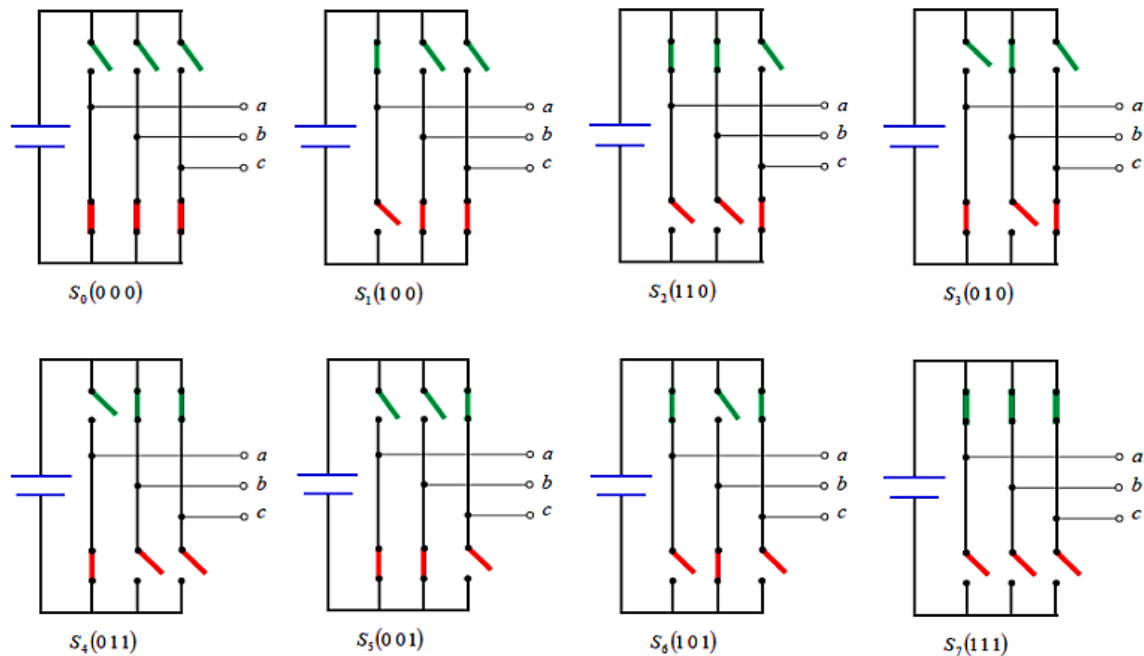
En tenant compte de la relation (I.43), nous pouvons écrire:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

Les tensions simples du moteur asynchrone ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ ) sont fonction des trois grandeurs booléennes ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ). La matrice de transfert est donnée par :

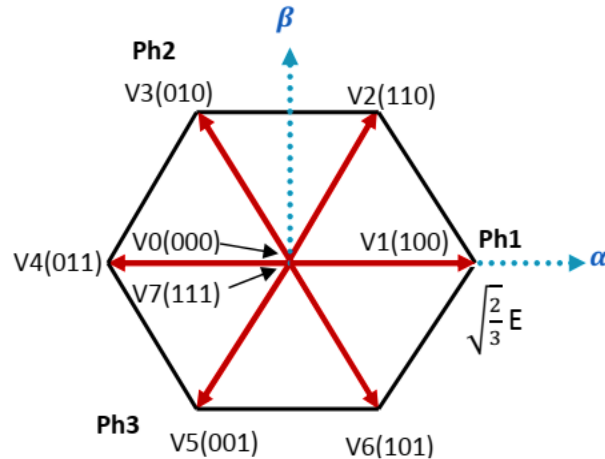
$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (I.39)$$

Pour un onduleur de tension triphasé à deux niveaux (à six interrupteurs), les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaires, il existe donc ( $2^3$ ) huit combinaisons possibles des états des interrupteur ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) correspondants à huit états de tension [20], comme le montre la figure ci-dessous (figure I.5).



**Figure I.6 :** Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentées dans la figure I.6



**Figure I.7:** Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur à 2- niveaux.

## I.5 Commande directe de couple de la machine asynchrone :

La commande directe du couple (direct torque control DTC) est une méthode de commande des variations de vitesse électrique. A partir de son nom, elle se base sur la commande du couple, la vitesse du moteur électrique en déroulant indirectement. Cette méthode estime le couple du moteur et le flux magnétique à partir des courants et des tensions alimentant celui-ci.

Elle a été introduite en octobre 1984, par monsieur 'Takahashi' [21].

### I.5.1 Principes de la commande DTC :

La commande (DTC : Direct Torque Control) d'une machine asynchrone à cage est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur la régulation directe du couple de la machine, est-ce là par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables qui sont contrôlées : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation, l'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible [22].

### I.5.2 Structure Générale du Contrôle Direct de Couple

Le schéma bloc de la figure I.7, représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe du couple avec la table de commutation donnée ci-dessus [23].

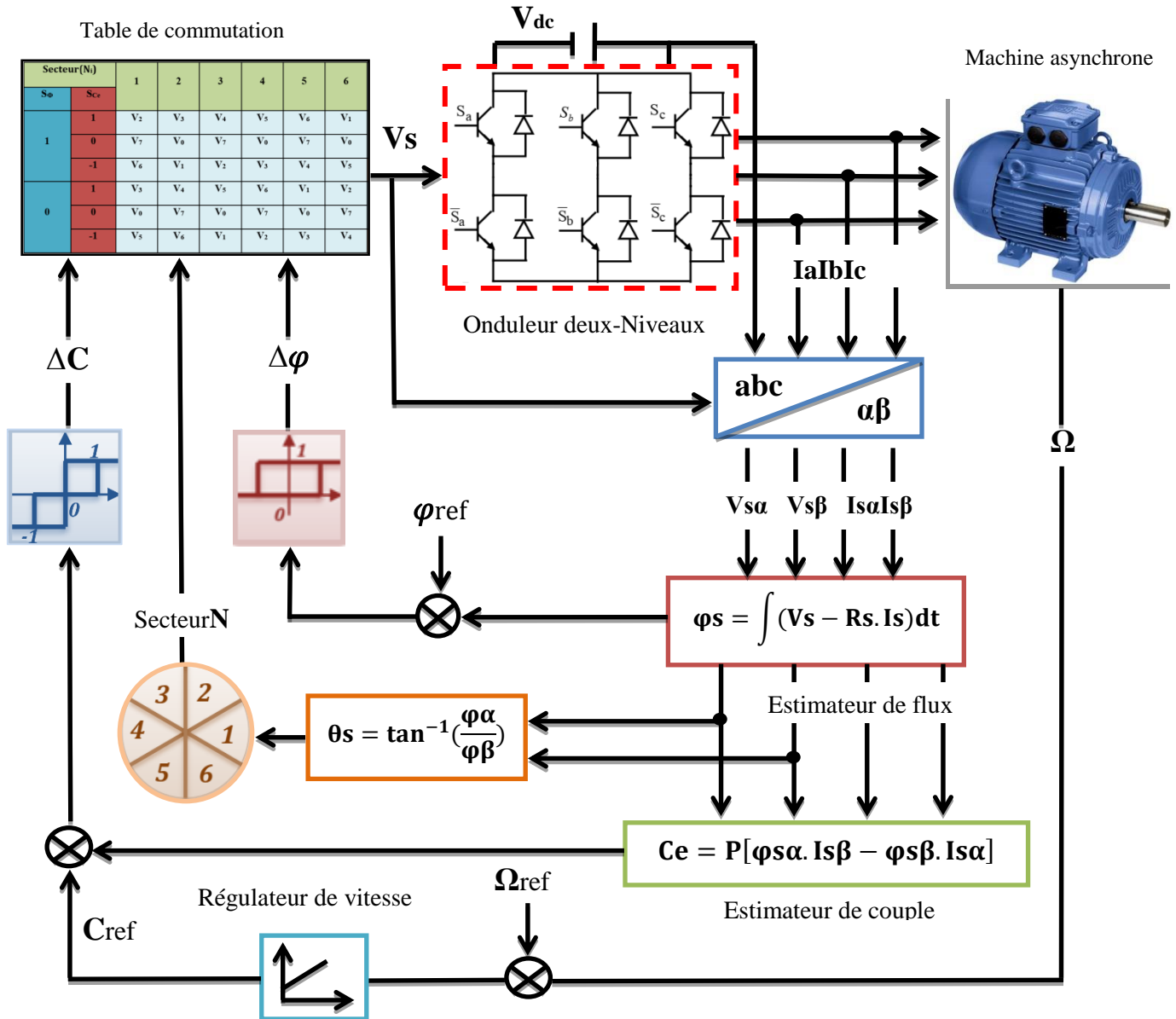


Figure I.8 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

### I.5.3 Contrôle du flux statorique [24] :

L'expression de flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\varphi}{dt} \quad (I.40)$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\varphi_s = \varphi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (I.41)$$

Si la chute de la tension dû à la résistance du stator est négligée (pour les grandes vitesses), le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur, l'expression du flux deviendra :

$$\varphi_s = \varphi_{s0} + \int_0^t (V_s) dt \quad (I.42)$$

Pendant une période d'échantillonnage  $T_e$ , soit un intervalle de temps  $[0, T_e]$ . On applique un vecteur de tension non nul à la machine, on aura l'équation :

$$\begin{cases} \varphi_s(T_e) \approx \varphi_s(0) + \varphi_s T_e \\ \Delta\varphi_s \approx V_s T_e \end{cases} \quad (I.43)$$

$\varphi_s$ : La variation du vecteur flux statorique

$T_e$ : La période d'échantillonnage.

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur de tension imposée par l'onduleur de tension à la machine.

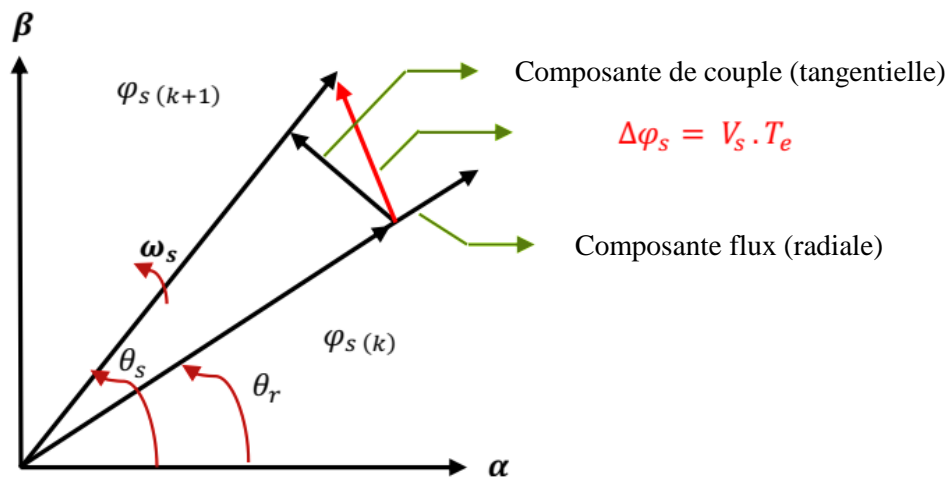


Figure I.9 : Evolution de l'extrémité  $\varphi_s$ .

#### I.5.4 Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est défini comme un produit vectoriel des deux vecteurs flux statorique et rotorique.

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r M} |\vec{\varphi}_s| |\vec{\varphi}_r| \sin(\theta) \quad (I.44)$$

A partir de l'équation (I.44), on déduit que le couple dépend de l'angle entre le vecteur flux statorique  $\varphi_s$  et le vecteur flux rotorique  $\varphi_r$  [25].

### I.5.5 Choix du vecteur de tension $V_s$ [26] :

La variation désirée du module du flux statorique  $\varphi_s$ , le sens de rotation de ce dernier ainsi que l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique, déterminent le choix du vecteur de tension  $V_s$ . En se positionnant dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, on peut délimiter l'espace de  $\varphi_s$  en le décomposant en six zones appelées secteurs comme illustré dans la figure (II.7).

L'axe  $\alpha$  est choisi confondu avec l'axe de phase « a » statorique.

Quand le flux  $\varphi_s$  se trouve dans la zone  $(i=1 \dots 6)$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant d'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  croît et  $C_e$  croît.
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  croît et  $C_e$  décroît.
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  décroît et  $C_e$  croît
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  décroît et  $C_e$  décroît.
- Si  $V_0$  ou  $V_7$  est sélectionné, alors la rotation du flux  $\varphi_s$  est arrêtée, d'où une

décroissance du couple alors que le module du flux  $\varphi_s$  reste inchangée.

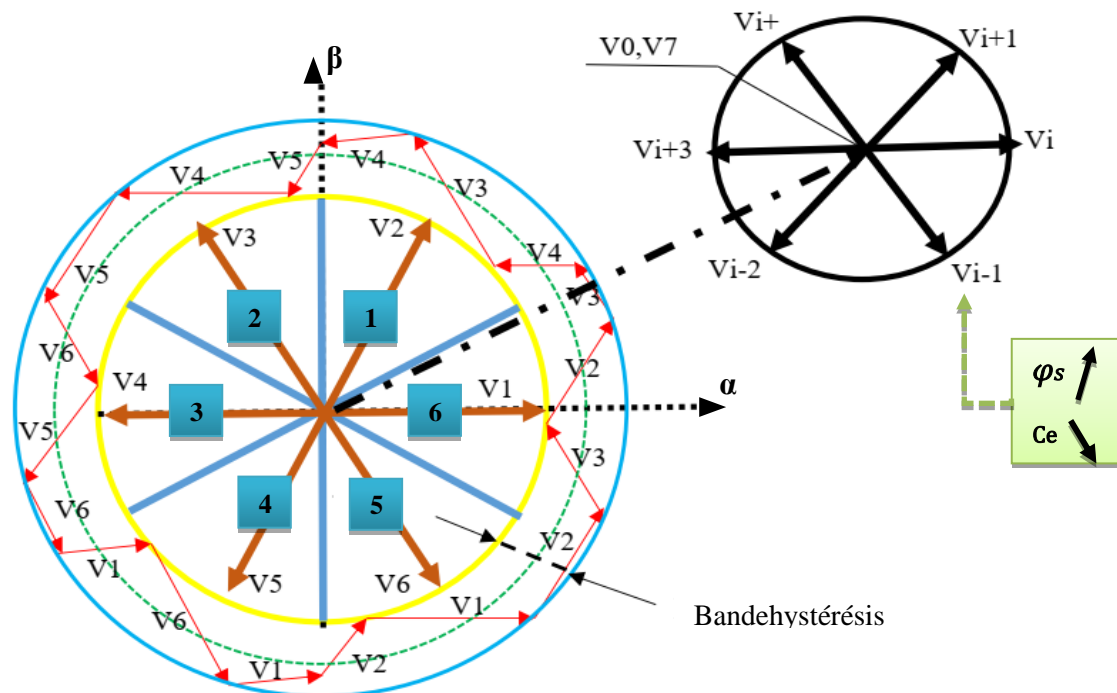


Figure I.10 : Choix du vecteur de tension.

### I.5.6 Estimation du flux statorique et du couple :

L'estimation du flux s'effectue à partir des mesures des grandeurs statoriques (courant, tension et la valeur résistance statorique). Dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l'équation suivante [25] :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (I.45)$$

Les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  sont liées aux commandes  $(S_a, S_b, S_c)$  des interrupteurs de l'onduleur et de la tension continue alimentant ce convertisseur  $V_{dc}$ .

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{2}{3} V_{dc} \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{2}{3} V_{dc} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} (S_b - S_c) \right) \end{cases} \quad (I.46)$$

Le flux estimé est défini par son module et sa position donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} \varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \\ \theta = \arg \varphi_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (I.47)$$

Le couple électromagnétique peut-être estimé via l'expression suivante :

$$C_e = p(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (I.48)$$

### I.5.7 Comparateur à hystérésis :

La commande DTC a pour but de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique à une valeur désirée en appliquant le vecteur de tension approprié. Ce dernier est issu des sorties de deux comparateurs (flux et couple) [25].

#### I.5.7.1 Comparateur du flux :

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour corriger le flux, sa tâche principale est de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique  $\varphi_s$  dans une couronne circulaire.

Le comparateur a pour sortie une variable booléenne prenant la valeur «1» lorsque l'erreur du flux est positive et la valeur « 0 » lorsque celle-ci est négative. Le signal de sortie du comparateur du flux,  $C_{fl}$  peut prendre deux valeurs (0 ou 1) selon les cas suivants :

- Si l'erreur du flux est positive ( $\varepsilon_\varphi > \Delta\varphi$ ) il faut donc augmenter le flux et  $C_{fl} = 1$ .
- Si l'erreur du flux est négative ( $\varepsilon_\varphi < \Delta\varphi$ ) il faut donc diminuer le flux et  $C_{fl} = 0$ .

Où  $\Delta\varphi$  représente la bande d'hystérésis du comparateur.

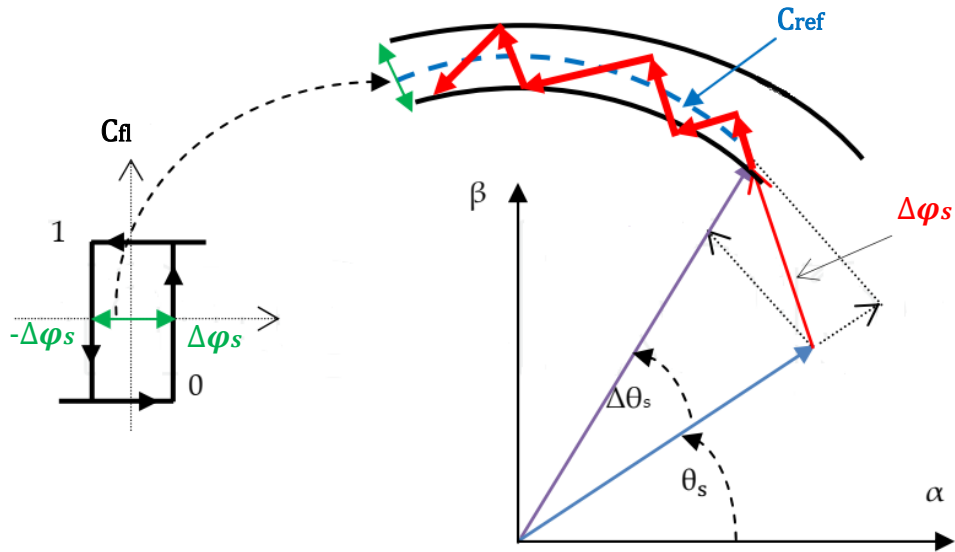


Figure I.11: Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.

### I.5.7.2 Comparateur du couple électromagnétique :

Tout comme le flux, le couple électromagnétique est maintenu dans sa bande d'hystérésis. Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir dans les limites indiquées dans l'équation suivant :

$$|C_{ref} - C_{est}| \leq \Delta C \quad (I.48)$$

Deux types de comparateurs sont distingués : deux et trois niveaux, ce dernier permettra de contrôler la machine dans deux sens de rotation [25].

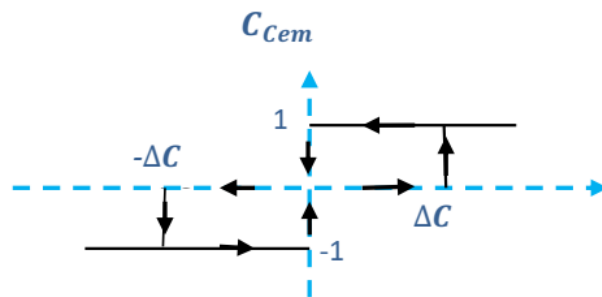


Figure I.12 : Correcteur du couple à trois niveaux.

La sortie de ce comparateur est une variable logique à trois états (-1,0 et 1), elle indique si l'on doit augmenter ou diminuer le couple tel que :

- Si l'erreur du couple est positive ( $\epsilon_c > \Delta C_e$ ), il faudra augmenter le couple et  $C_{cem} = 1$ .
- Si l'erreur du couple est négative ( $\epsilon_c < \Delta C_e$ ), il faudra diminuer le couple et  $C_{cem} = -1$ .

- Si l'erreur du couple se trouve à l'intérieur de la bande d'hystérésis ( $\epsilon_c = 0$ ), alors  $C_{Cem} = 0$ .

### I.5.8 Élaboration de la table de commutation :

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$ , et selon la position du vecteur de flux statorique ( $N=1\dots6$ ).

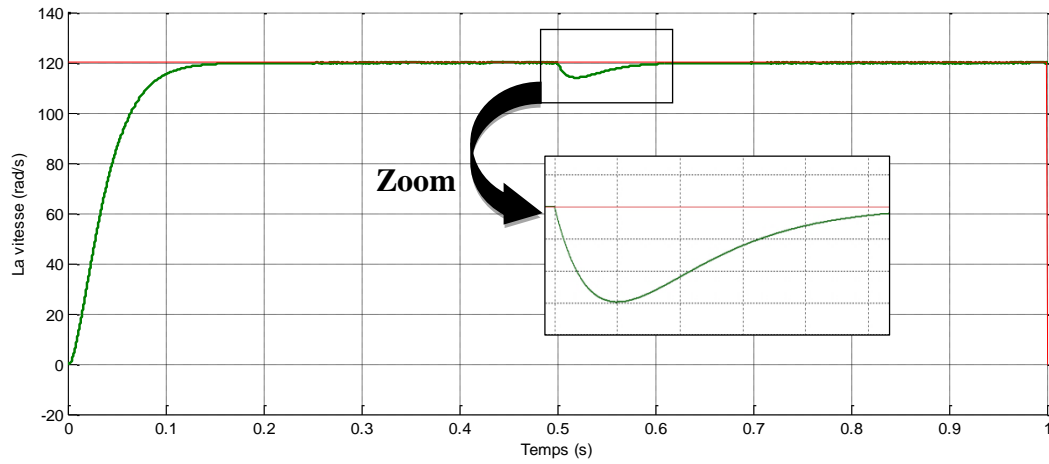
Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$  suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique[26].

Secteur (N)		1	2	3	4	5	6
Flux ( $\phi_s$ )	Couple( $C_e$ )						
1	+1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
0	+1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	0	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

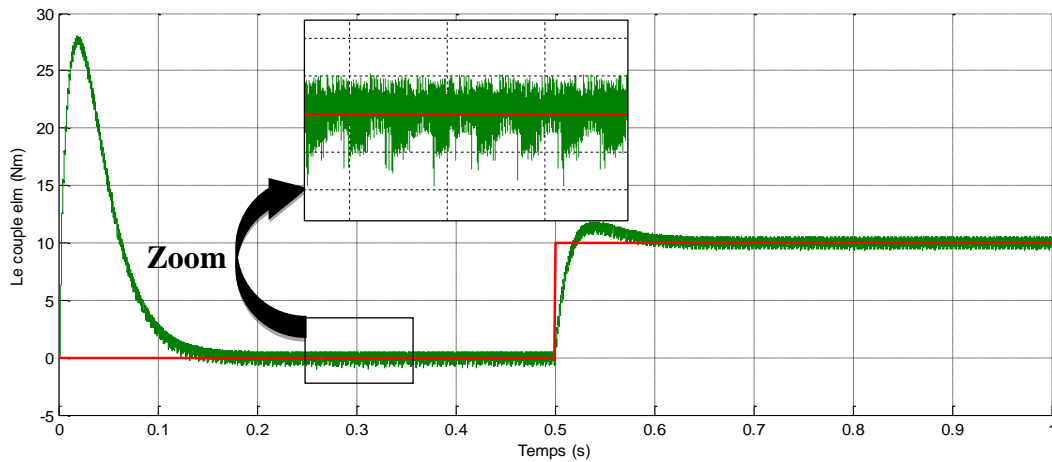
Tableau I.1 : Table de commutation.

### I.6 Résultats de simulation :

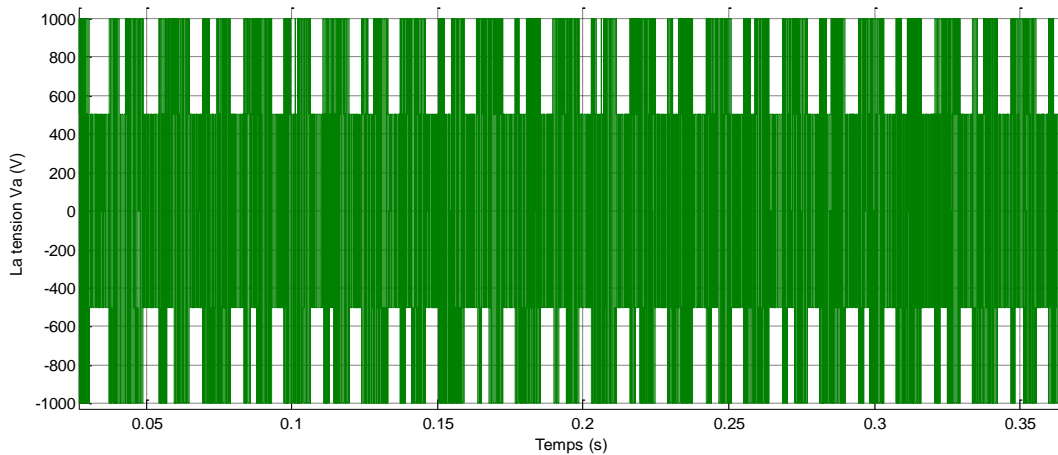
La figure I.12 présente le comportement de la structure du contrôle direct du couple appliqué à la machine asynchrone de 1.1kW alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux pour une table de commutation à trois niveaux du correcteur du couple et deux niveaux pour le flux statorique avec des vecteurs tension actifs et nulles. La simulation est effectuée en présence d'une boucle de réglage de la vitesse. La régulation de la vitesse est obtenue par un régulateur de type (PID).



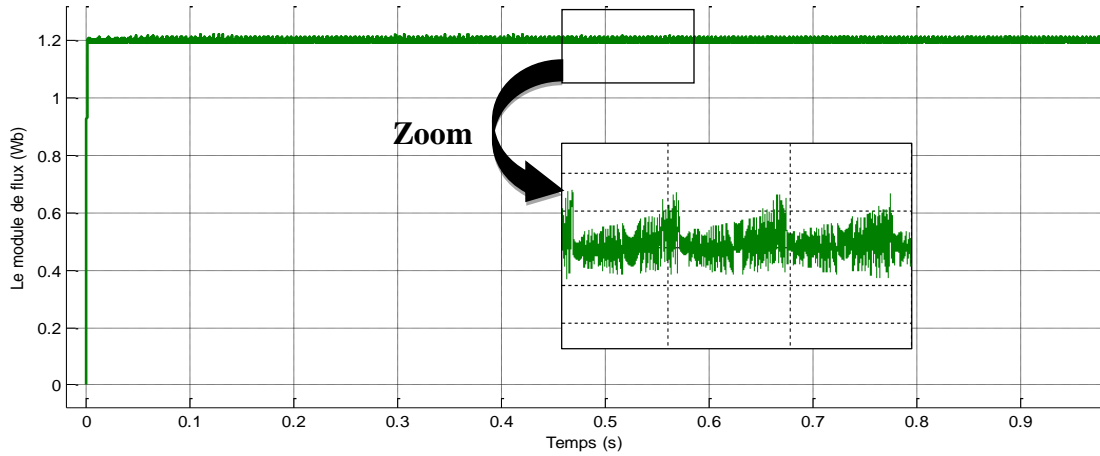
(a) : L'évolution de la vitesse.



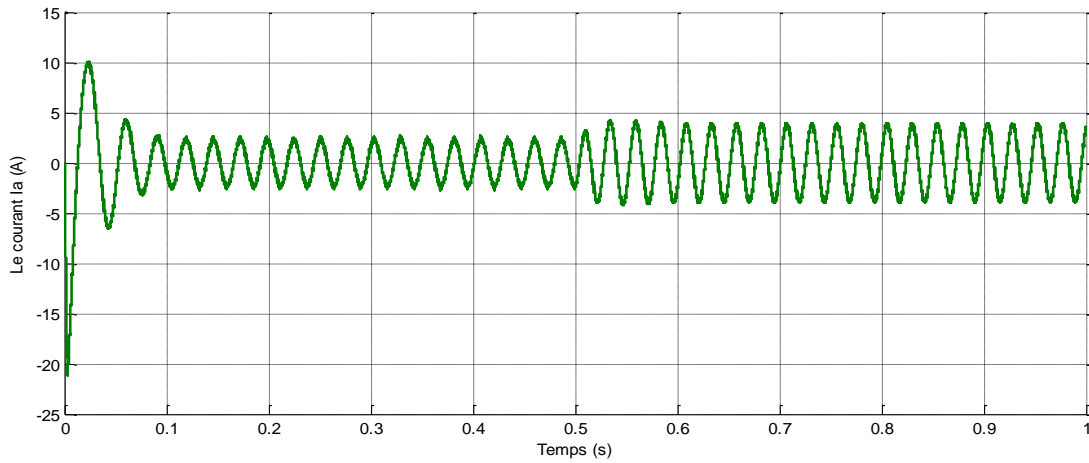
(b): L'évolution de couple



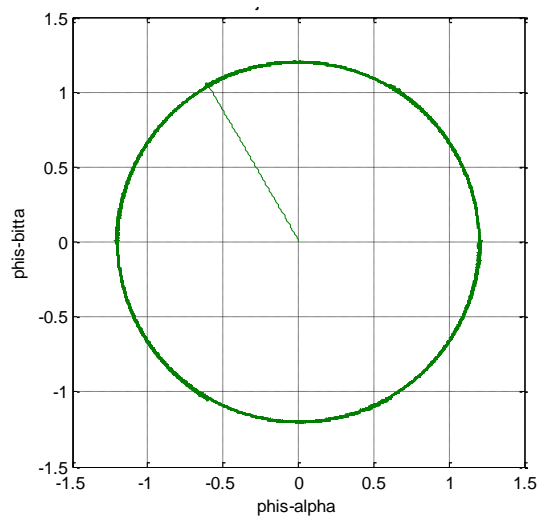
(c): L'évolution de Tension statorique



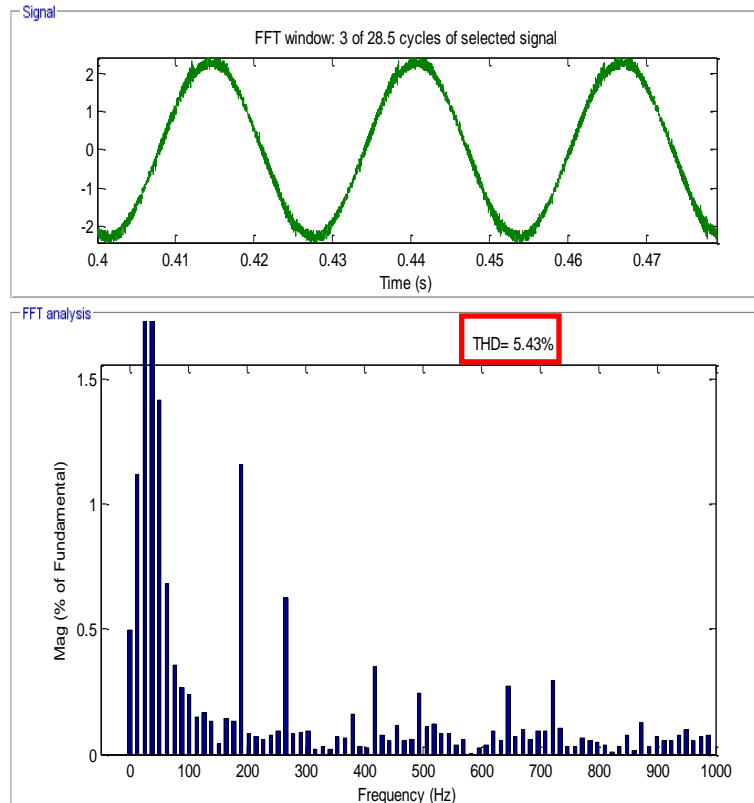
(d) : Le module de flux statorique.



(e) : L'évolution de courant statorique.



(f) : Trajectoire de vecteur de flux.



(g) : Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%).

Figure I.13 : Résultats de simulation de commande DTC classique avec onduleur à 2-niveaux.

### I.6.1 Interpretations des résultats:

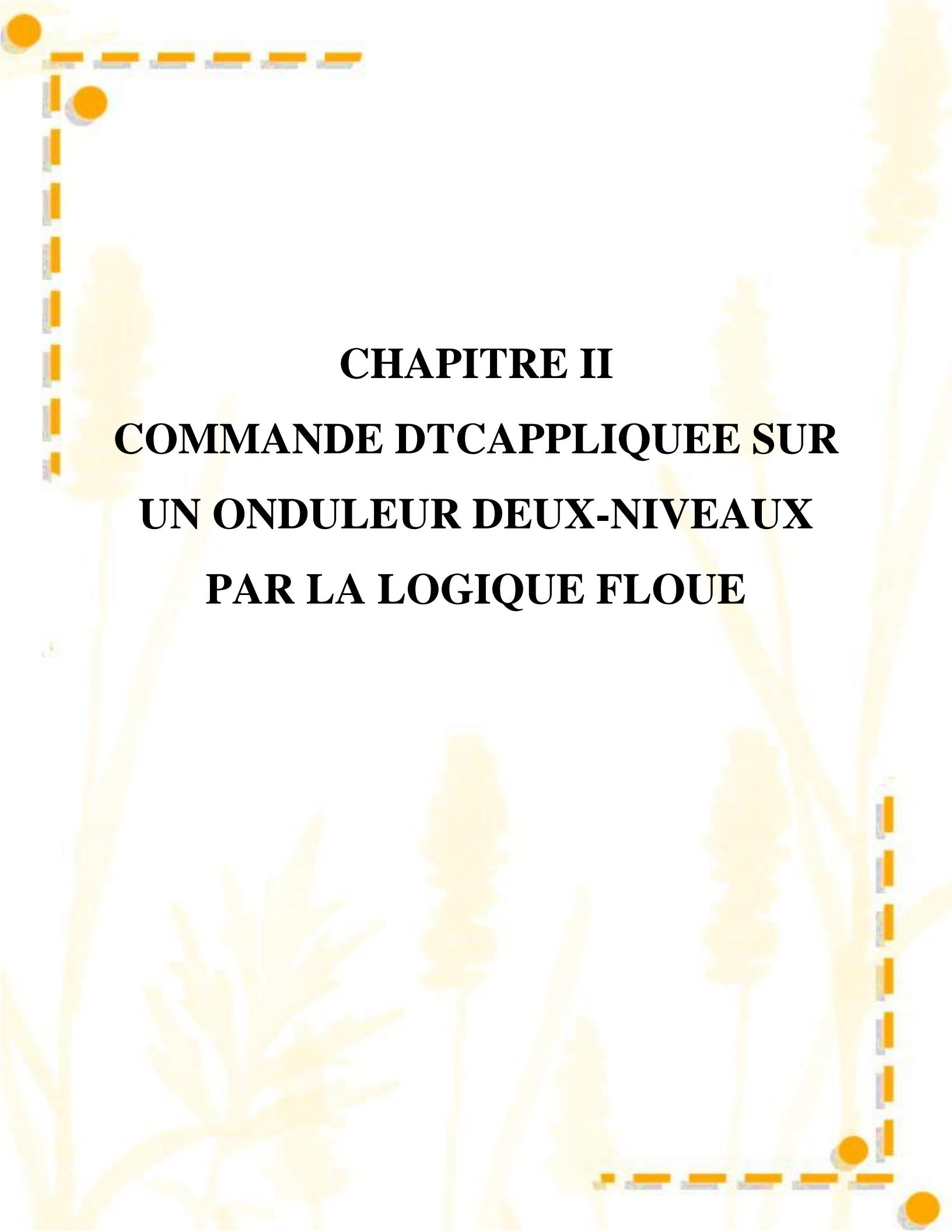
- **La figure I.13.a**, montre la progression de la vitesse. Nous constatons que la vitesse après (0.15s) se stabilise à sa valeur de référence. Avec l'application du couple résistant positif (10N.m) à 0.5 seconde, la vitesse diminue et augmente, mais toujours elle essaye de suivre sa consigne à cause de régulateur de vitesse.
- **La figure I.13.b**, permet de constater que au démarrage, le couple électromécanique atteint sa valeur maximale limitée (27 N.m) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi à 0.5 seconde, la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale à (10 N.m), le couple électromagnétique réponde avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence.
- **La figure I.13.c**, montre la réponse des tensions statoriques qui sont générées par le contrôleur de la DTC alimentée par un onduleur à deux niveaux.
- **La figure I.13.d**, montre la réponse du module de flux statorique qui varie au voisinage de la valeur de référence (1.2 Wb) dans une bande fixe (0.01wb).

- **La figure I.13.e**, montre le signal du courant statorique, au démarrage à vide, il atteint environ 10A, et puis il se stabilise à la valeur 2.5A. Après l'application du couple résistant positif (10Nm) le courant se stabilise environ à 4A.
- **La figure I.13.f**, illustre la trajectoire du vecteur flux circulaire sur le plan biphasé ( $\alpha, \beta$ ) par la DTC à deux niveaux où on peut voir que la forme de sa projection est quasi circulaire avec des ondulations importantes.
- **La figure I.13.g**, présente l'analyse spectrale du courant pour la DTC à onduleur à deux niveaux, ainsi leur valeur de THD (5.43%) on peut la considérer comme raisonnable pour l'utilisation de l'onduleur à deux niveaux.

## I.7 Conclusion :

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de PARK, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone. La simulation du modèle de cette dernière dans différents régimes de fonctionnement (transitoire et permanent) a été effectuée en utilisant l'environnement MATLAB-SIMULINK. On effet, les résultats obtenus montre bien la validité du modèle. En suit à la deuxième partie Nous avons compris les principaux concepts de base de la commande directe du couple DTC. Nous avons effectué le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable du vecteur de tension pour la commande de l'onduleur de tension à deux niveaux à l'aide de la table de commutation.

Le prochain chapitre, traitera la méthode d'amélioration de la commande directe de couple par l'utilisation la technique d'intelligence artificiel (la logique floue).



**CHAPITRE II**  
**COMMANDE DTCAPPLIQUEE SUR**  
**UN ONDULEUR DEUX-NIVEAUX**  
**PAR LA LOGIQUE FLOUE**

## Chapitre II : commande DTC Appliquée sur un Onduleur deux-Niveaux Par La Logique Floue.

### II.1 Introduction :

La logique floue (fuzzylogic) est une technique utilisée en intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps. L'utilisation de la logique floue dans la commande des systèmes nécessite d'avoir des connaissances sur cette théorie et son utilisation dans la commande d'où la nécessité de présenter quelques bases générales de la logique floue : Théorie des ensembles flous, les relations floues, principe de réglage par logique floue ainsi que la structure de commande par logique floue des systèmes multi-variables. La logique floue est à l'image de logique binaire, clairement et logiquement étayée à l'aide de théorie mathématique. Elle est apparue en 1965 avec la publication par **Lotfi zadeh** d'un article intitulé « les ensembles flous ». La logique floue permet de manipuler des symboles et d'inférer des actions en utilisant des règles logiques à partir des prémisses imprécises ou incertaines. En 1975 **Mamdani** a développé à partir de quelques principes de la logique floue une stratégie de contrôle de procédé, par la suite ces travaux ont été repris, et les techniques utilisées dans les réalisations récentes sont issues [27], [8].

Dans ce chapitre, nous allons présenter le principe général et la théorie de base de la logique floue et les fondements du régulateur flou, Puis nous évoquerons en détail l'application de cette technique intelligence à la commande directe du couple (DTC).

### II.2 Principe de la logique flou :

Le principe de réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine du fait que les variables traitées ne sont pas des variables logiques mais des variables linguistiques, proches du langage humain. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système. Toute une série de notions fondamentales est développée dans la logique floue. Ces notions permettent de démontrer et de justifier certains principes de base [5].

#### II.2.1 Variables linguistiques et ensembles flous :

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables Linguistiques. Afin de

pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques qui sont normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [28].

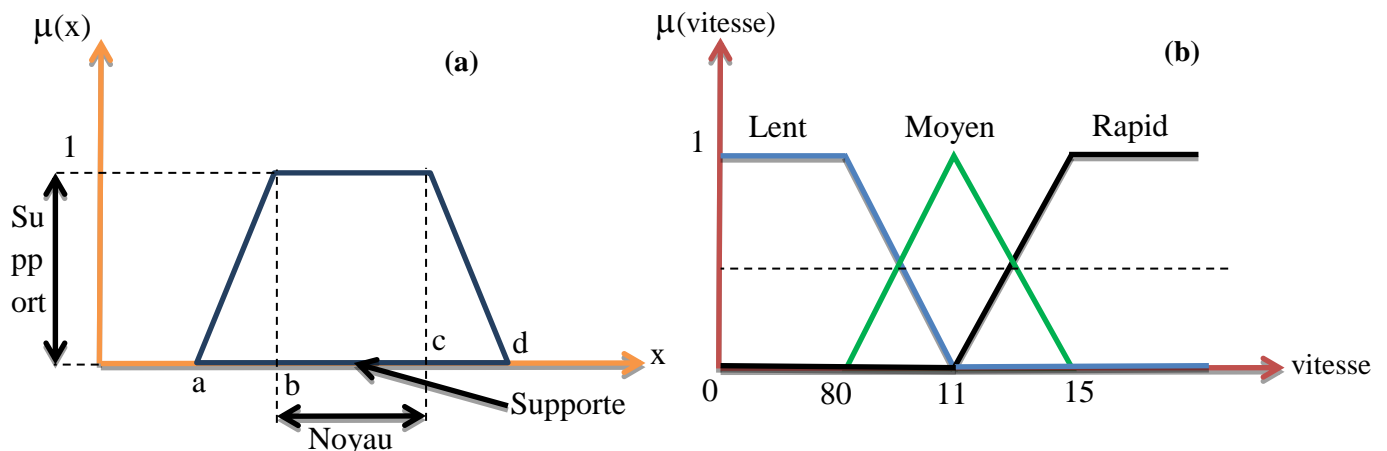
Dans un ensemble de référence E, un sous ensemble flou de sous référentiel E est caractérisé par une fonction d'apparence  $\mu$  de E dans l'intervalle de nombre réel [0,1] qui indique avec quel degré un élément appartient à cette classe. Un sous ensemble flou est caractérisé par un noyau, un support et une hauteur [29].

**Noyau** : C'est l'ensemble des éléments qui sont vraiment dans E :  $\text{noy}(E) = \{x / \mu_E(x) = 1\}$

**Support**: C'est l'ensemble des éléments qui sont dans E à degrés divers.

**Hauteur**: c'est la borne supérieure de la fonction d'appartenance :  $\text{ht}(E) = \sup_{(x \in E)} \mu_E(x)$

**Ensemble normalisée** : un ensemble est dit normalisé s'il est de hauteur 1.



**Figure II.1** : a. format d'un ensemble flou normalisé.

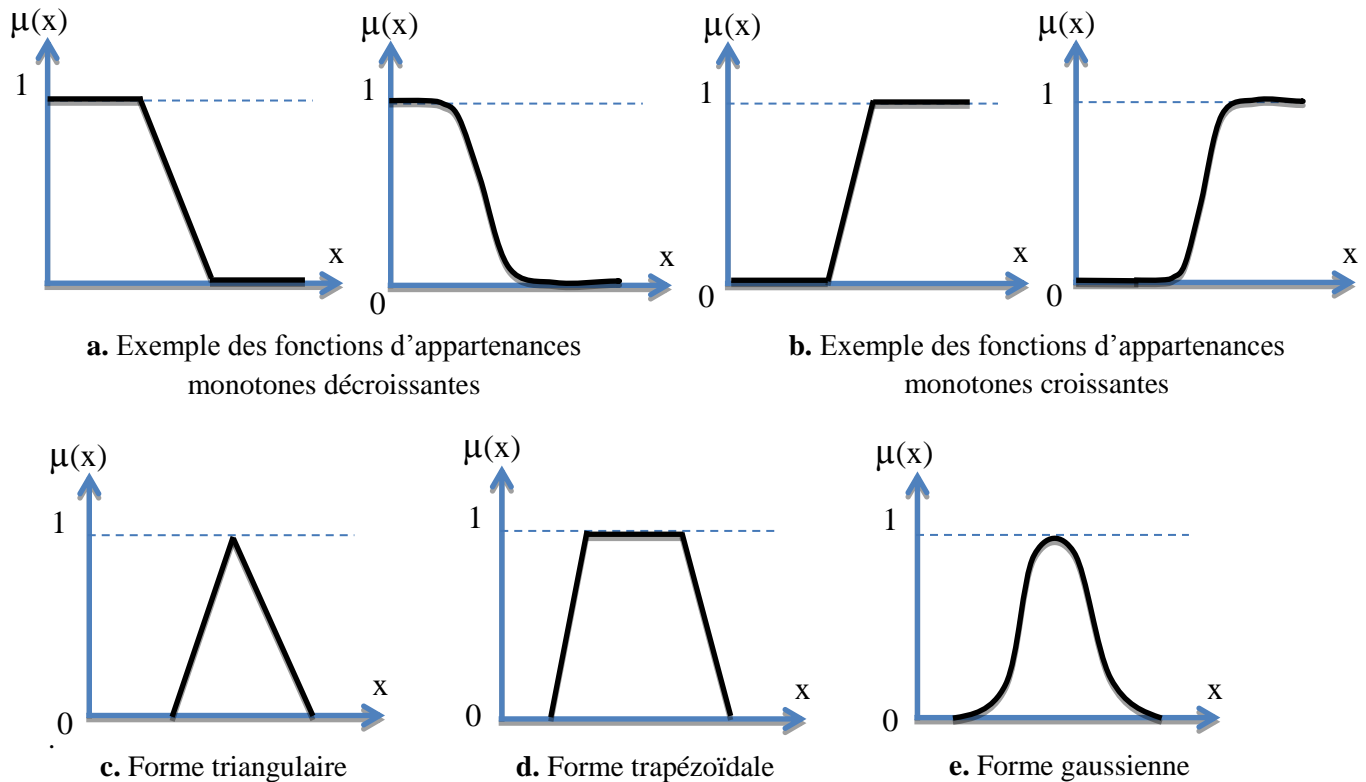
b. Représentation des variables linguistiques.

## II.2.2 Les fonction d'appartenance :

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par  $\mu_E(x)$ . L'argument  $x$  se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice E indique l'ensemble concerné. Les fonctions d'appartenance peuvent être linaires ou gaussiennes avec différentes formes [2] :

- ✓ Monotones (Croissantes ou décroissantes), comme il est montré sur la figure (II.2.a)
- ✓ Triangulaire, figure (II.2.c).
- ✓ Trapézoïdales, figure (II.2.d).
- ✓ En forme de cloche (Gaussienne), figure (II.2.e).

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdales ou triangulaires.



**Figure II.2** : Différentes formes des fonctions d'appartenance.

### II.2.3 L'opérateur de la logique floue :

La description d'une situation où il y a plus qu'une variable qui intervient, nécessite l'utilisation des opérateurs logiques tels que : "ET", "OU" et "NON" qui dans la théorie de la logique floue peuvent être interprétés par les opérations respectivement : "Minimum", "maximum" et "Complément à un". L'analogie d'utilisation de ces opérateurs dans les deux logiques classiques et floue est donnée sur le Tableau II.1 [27].

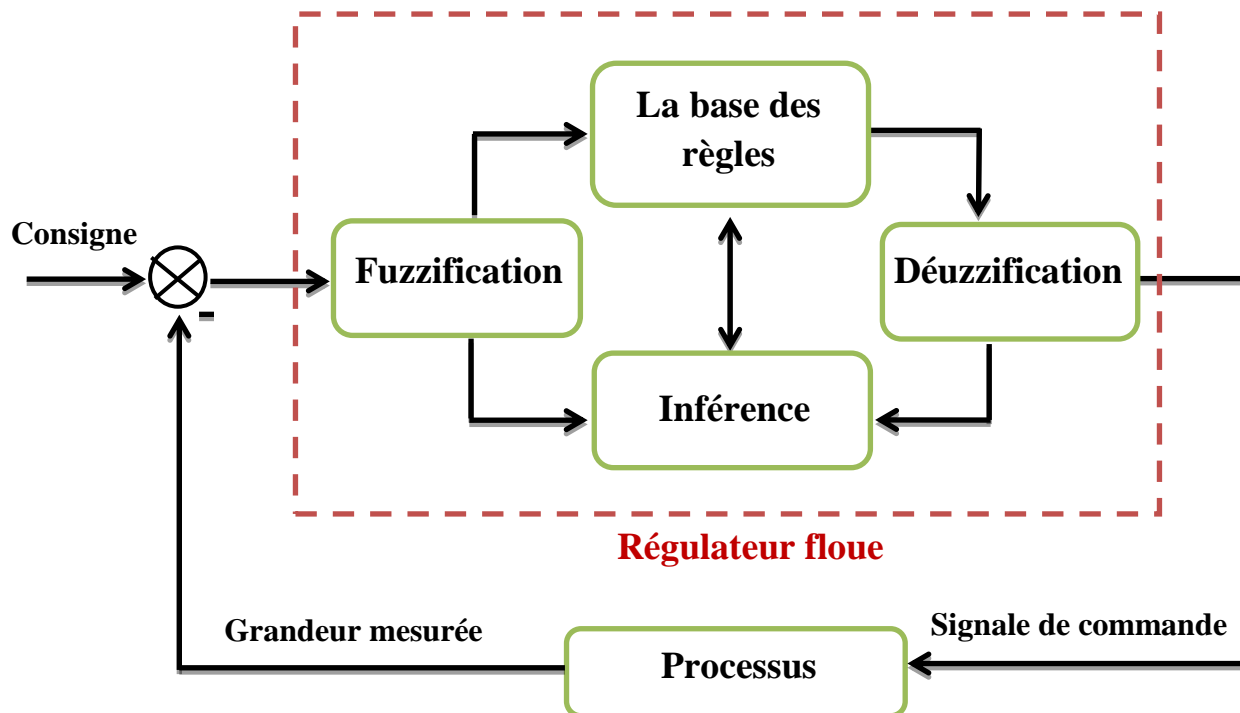
	Logique classique	Logique floue
C = A ET B	$C = A \cap B$	$\mu_c(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
C = A OU B	$C = A \cup B$	$\mu_c(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$
C = NON A	$C = \bar{A}$	$\mu_c(x) = 1 - \mu_A(x)$

**Table II.1:** Signification des opérateurs dans les deux logiques classique et floue.

### II.3 Structure d'une commande floue :

La commande floue est l'application la plus utilisée dans la logique floue. En effet, Cette méthode permet d'obtenir un réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard, le régulateur floue (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences (déduction) avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques [9].

On distingue dans un régulateur flou quatre étapes principaux : la fuzzification, l'inférence, la défuzzification et la base des règles (Figure II.3).



**Figure II.3:** La structure générale d'un régulateur flou.

### II.3.1 Fuzzification :

Les variables d'entrée et de sortie choisies pour modéliser ou commander un système sont des grandeurs numériques. L'étape de fuzzification consiste à transformer ces grandeurs réelles en variables linguistiques en vue d'un traitement d'inférence. Ainsi, à chaque variable d'entrée et de sortie, on lui associe des ensembles caractérisant les termes linguistiques pris par ces variables. Ces termes seront utilisés pour écrire les règles d'inférence [27].

### II.3.2 La base de règles:

Une base de règles floues est une collection de règles qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie. La description de la commande se fait par l'intermédiaire de ces règles qui ont la forme suivante [27] :

- Si  $x_1$  est  $A_1$  et  $x_2$  est  $A_2$  Alors  $y$  est  $B$  où :

$x_1$ ,  $x_2$  et  $y$  : sont les grandeurs physiques caractéristiques du système.

$A_1$ ,  $A_2$  et  $B$  : sont les termes linguistiques.

Le "ET" de conjonction est réalisé en effectuant le minimum entre les degrés de vérité des propositions floues  $x_1$  est  $A_1$  et  $x_2$  est  $A_2$ .

### II.3.3 Méthode d'inférence floue :

Elle permet de calculer l'ensemble flou associé à la commande et se fait par les opérations d'inférence floue et l'agrégation des règles. L'inférence floue repose sur l'utilisation d'un opérateur d'implication flou pour chaque règle à analyser. Cet opérateur quantifie la force de liaison entre la prémisse et la conclusion de la règle. Soit la règle suivante: Si  $x_0$  est  $A$  Alors  $y$  est  $B$ .

L'inférence peut être exprimée mathématiquement par l'expression suivante :

$\mu_B(y) = I(\mu_A(x_0); \mu_B(y))$  Où  $I$  désigne l'opérateur d'inférence.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. Pourtant, on utilise souvent les inférences floues définies par **Mamdani** et **Sugeno** [27].

### II.3.4 Défuzzification :

Le traitement des règles d'inférence fournit une valeur floue. L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande précise à appliquer au processus. Dans la littérature, il existe plusieurs stratégies pour

réaliser cette opération telle que la moyenne des maxima, le centre des aires, le centre des maxima. La méthode de défuzzification par le centre de gravité est la méthode la plus utilisée en commande floue du fait qu'elle fournit intuitivement la valeur la plus représentative de l'ensemble flou issu de l'agrégation des règles. Elle consiste à calculer le centre de gravité de la surface formée par la fonction d'appartenance résultante [27].

#### **II.4 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue:**

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénients [2].

##### **II.4.1 Les avantages:**

- ✓ Le non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus.
- ✓ La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur du processus.
- ✓ La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser).
- ✓ L'emploi possible aussi pour les processus rapides (grâce à des processeurs dédiés).
- ✓ La réduction du temps de développement et de la maintenance.
- ✓ La simplicité de définition et de conception.

##### **II.4.2 Les inconvénients :**

- ✓ Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- ✓ L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).
- ✓ La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

#### **II.5 Application de la logique floue dans la DTC à deux-niveaux :**

Dans le control direct du couple conventionnel, les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite.

Par ailleurs, l'état de commutation choisi pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de la variation des consignes du couple et du flux est le même qu'en fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre. Les performances du système

peuvent être améliorées si on sélectionne le vecteur de tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution. [18]

Cette fonction erreur est la différence entre une grandeur calculée à partir des informations fournies par la commande et de la grandeur équivalente déterminée à partir des mesures. Cependant les principes de la logique floue, l'utilisation du concept d'ensemble flou, peuvent être appliqués à beaucoup des problèmes où la manipulation de l'imprécis ou vague est indispensable. Nous verrons, par la suite, l'avantage que ce mode de raisonnement peut apporter à partir des règles d'expertise définies par les entrées (erreur, dérivé de l'erreur en générale) de la fonction définie. [19]

La figure II.4 illustre la structure finale de régulateur flou de la commande directe du couple appliquée sur un onduleur multi niveaux.

### II.5.1 Choix des fonctions d'appartenances :

Les fonctions d'appartenances trapézoïdales et triangulaires sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [25].

#### II.5.1.1 Fuzzification :

Dans ce système il y a trois entrées pour le contrôleur à base de la logique floue, qui sont l'erreur de flux, l'erreur du couple et l'angle de flux statorique. Elles sont définies ci-dessous respectivement.

$$\Delta C_e = C_{ref} - C_{em}$$

$$\Delta \varphi_s = \varphi_{sref} - \varphi_s$$

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}$$

#### II.5.1.2 Variable de commande :

Les règles de contrôle peuvent être exprimées en fonction des variables d'entrée et des sorties de la manière suivante :

Ri: **if**  $\Delta \varphi_s$  is  $A_i$ , and  $\Delta C_e$  is  $B_i$ , and  $\theta_s$  is  $C_i$  **then**  $n$  is  $N_i$

Ou  $A_i, B_i, C_i, N_i, G_i, K_i$  sont les ensembles flous.

Le traitement de ces règles se fera par la méthode de minimum de Mamdani exprimée par :

$$\mu_{R_i}(n) = \min(\alpha_i, N_i) \text{ Avec : } \alpha_i = \min(\mu_{A_i}(\Delta C), \mu_{B_i}(\Delta \varphi_s), \mu_{C_i}(\theta_s))$$

Où  $\mu_A$ ,  $\mu_B$ ,  $\mu_C$  et  $\mu_{N\ddagger}$  représentent les fonctions d'appartenance des ensembles A, B, C, N, des variables  $\varphi_s$ ,  $\Delta C$ ,  $\theta_s$ ,  $n$ ,  $g$  respectivement.

La fonction d'appartenance  $\ddagger$  de la sortie  $n$  est déterminée alors par :

$$\mu_{N\ddagger}(n) = \max_{i=1}^m (\mu_{Ri}(n)) \quad \text{Avec :} \quad m : \text{nombre de règle}$$

### II.5.1.3 Défuzzification:

Pour la défuzzification nous utilisons la méthode de maximum. La fonction d'appartenance  $\mu_{Ns}$  de la sortie est déterminée alors par :

$$\mu_{Ns}(n) = \max_{N=0}^I (\mu_{Ri}(n))$$

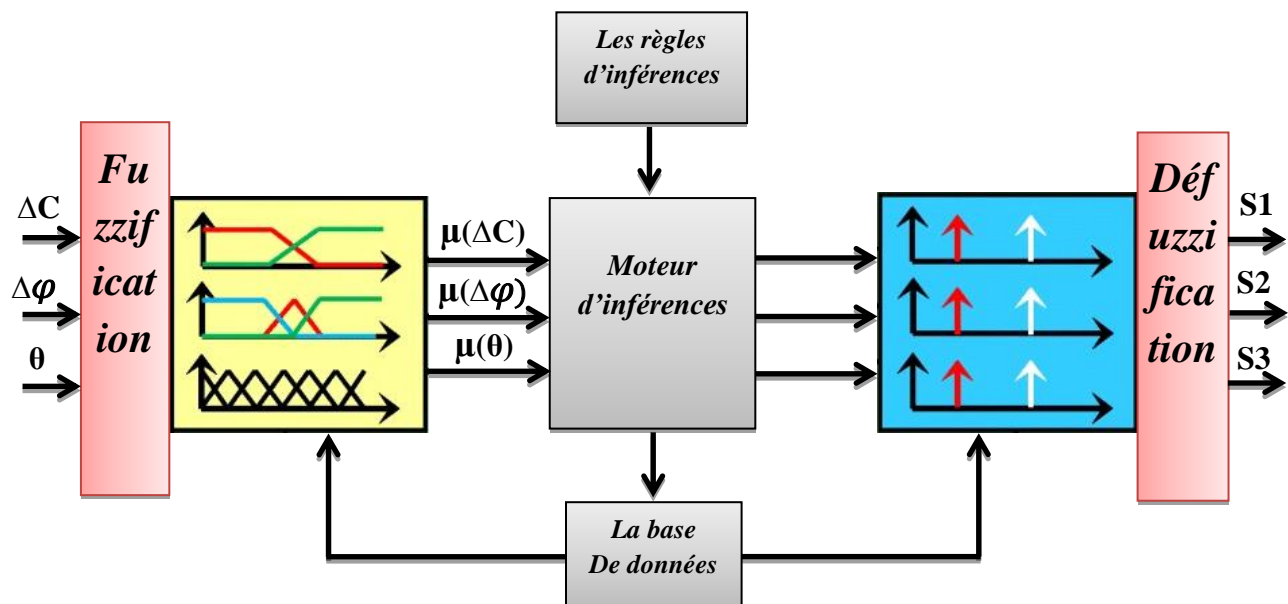


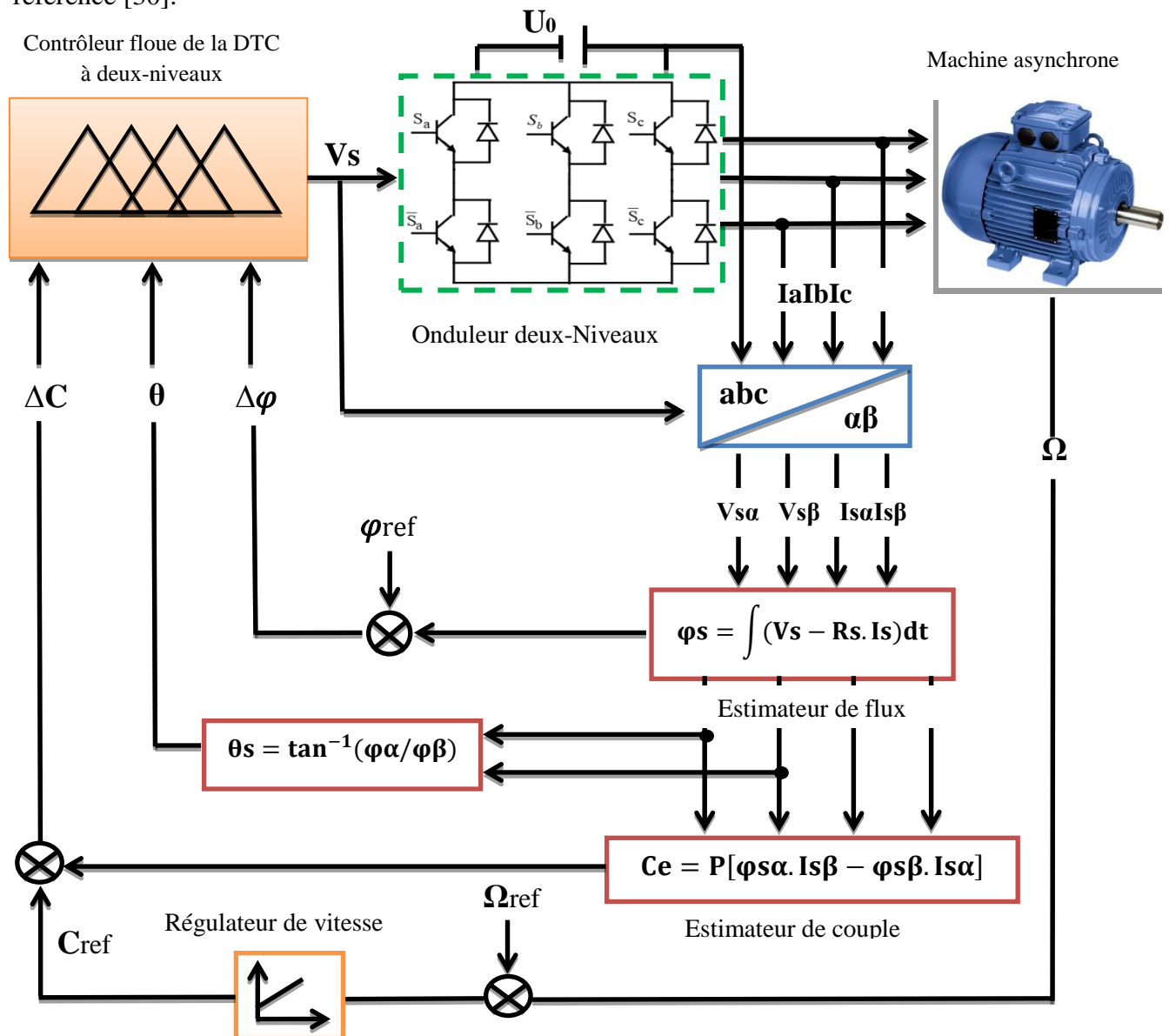
Figure II.4: La structure finale du régulateur flou utilisé dans la DTC deux-niveaux.

### II.5.2 Le schéma synoptique de la DTFC à deux-niveau :

Le schéma synoptique de la commande floue directe du couple (DTFC) d'une machine asynchrone est montré dans la figure II.6, où un contrôleur flou a été inséré pour remplacer simultanément les contrôleurs à hystérésis classiques et la table de commutation [2].

La valeur estimée du flux statorique est comparée à sa valeur souhaitée. La valeur estimée du couple électromagnétique est comparée au couple de référence. Les erreurs du flux, couple et de l'angle de position du flux statorique sont fuzzifiées en plusieurs sous-ensembles flous pour

sélectionner un vecteur de tension afin de conduire le couple et le flux vers leurs valeurs de référence [30].



**Figure II.5:** Schéma synoptique de la commande floue directe du couple pour une MAS alimentée par un onduleur deux-niveaux.

## II.6 DTC-Floue appliquée sur un onduleur à deux niveaux :

Le principe de base de cette approche est d'appliquer un raisonnement flou pour les erreurs sur les grandeurs de commande. Ainsi, l'erreur de flux " $\Delta \varphi_s$ ", l'erreur du couple " $\Delta C_e$ " et la position du flux " $\theta_s$ " sont utilisées comme des entrées du contrôleur flou. L'état de commutation des interrupteurs du convertisseur est évidemment la sortie du régulateur.

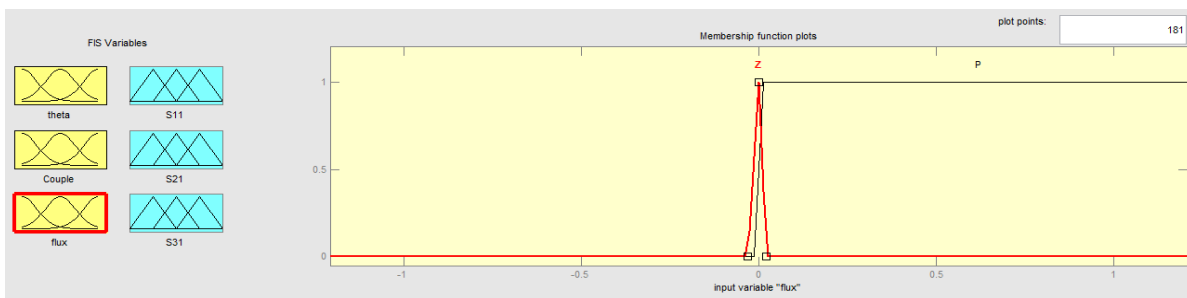
Après cette présentation des variables d'entrées et sorties on va détailler ces applications sur les onduleurs à deux niveaux [29] [26].

Les trois variables d'entrées sont divisées en un nombre déterminé d'ensemble flou de façon à avoir le meilleur contrôle en utilisant le minimum de règles. L'univers de discours de

La première variable d'entrée est l'erreur du flux " $\Delta\phi_s$ " est divisée en deux ensembles flous :

- ✓ Erreur du flux est positive, « P »
- ✓ Erreur du flux est négative, « Z »

On choisit de fonction d'appartenance trapézoïdale pour le variable P et de fonction d'appartenance triangulaire pour l'ensemble Z, figure (II.6).

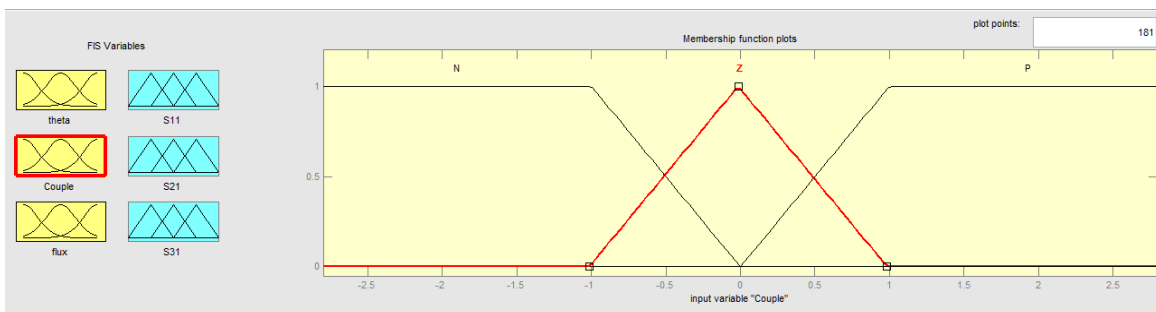


**Figure II.6 :** Fonction d'appartenance de l'erreur du flux  $\Delta\phi_s$ .

La deuxième entrée est l'erreur du couple " $\Delta C_e$ ". Son univers du discours est divisé en quatre ensembles flous :

- ✓ Erreur du couple est positive, « P »
- ✓ Erreur du couple est Zéro, « Z »
- ✓ Erreur du couple est négative, « N »

On choisit des fonctions d'appartenance trapézoïdales pour les ensembles P et N, et de fonctions d'appartenance triangulaires pour l'ensemble Z, figure (II.7).



**Figure II.7 :** Fonction d'appartenance de l'erreur du couple  $\Delta C_e$ .

La troisième variable d'entrée est la position du flux dans le référentiel lié au stator. L'angle de flux "θs" a un univers de discours égal à 2π radians, comme le montre la Figure II.8. Il est divisé en six zones ou secteurs afin d'être équivalent à celui du DTC de base. « Thêta » signifie le secteur i, c'est-à-dire que « o1 » signifie le secteur 1 (θ1) et ainsi de suite.

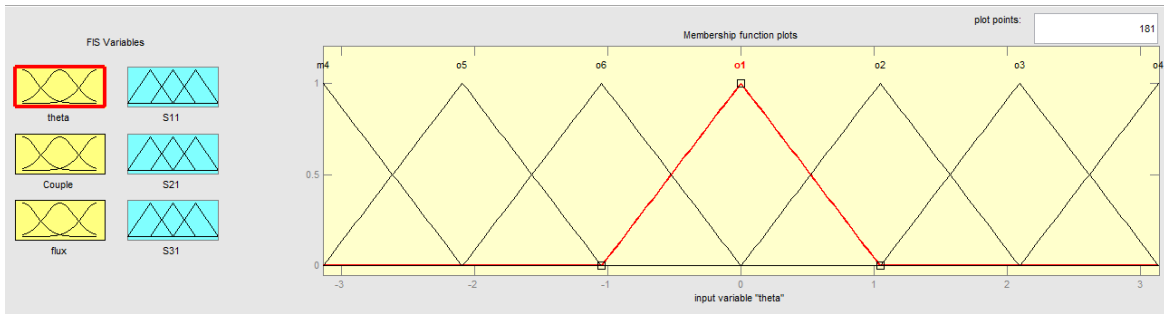


Figure II.8 : fonction d'appartenance de la position θs.

La seule variable de commande de sortie du système à logique floue est les états de commutation de l'onduleur S1, S2 et S3 ou le vecteur de tension sélectionné. Figure (II.10) illustre l'ensemble flou de sortie suggéré en tant que singletons. En effet, le choix du vecteur de tension statorique est basé sur les règles indiquées dans la table de commutation. Chaque règle de contrôle peut être décrite à l'aide des variables d'état Δφs, ΔCε et θs et des variables de contrôle.

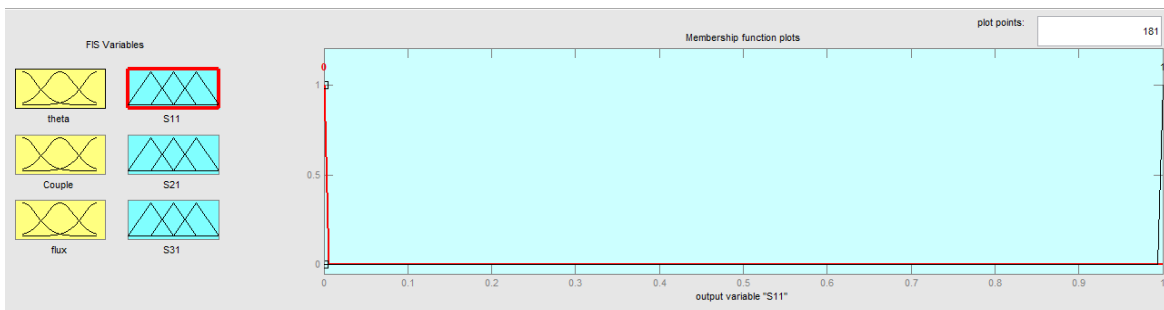


Figure II.9 : fonction d'appartenance de l'état de commutation des interrupteurs.

### II.6.1 Règles de contrôle :

Et maintenant on va arriver au bloc de commande tel que : estimation du flux et de couple, estimation de la position et les contraintes qui seront imposées. Les règles de contrôle peuvent être exprimées en fonction des variables d'entrées et de sorties de la manière suivante par exemple:

$$R_i : \text{if } \Delta\phi_{s1} \text{ is } N \text{ and } \Delta C_e \text{ is } P \text{ and } \theta_{s1} \text{ is } \theta_1 \text{ then } S_{11} \text{ is zero } S_{21} \text{ is zero } S_{31} \text{ is one}$$

Dans la figure (II.11) on va représenter la structure interne du contrôleur flou pour l'onduleur à deux niveaux.

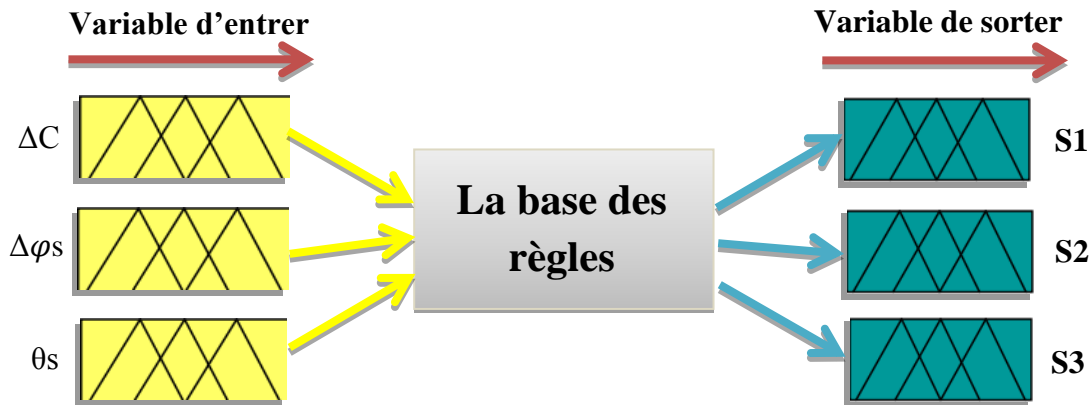


Figure II.10 : structure du contrôleur flou pour l'onduleur à deux niveaux.

**II.6.2 Table de commutation :**

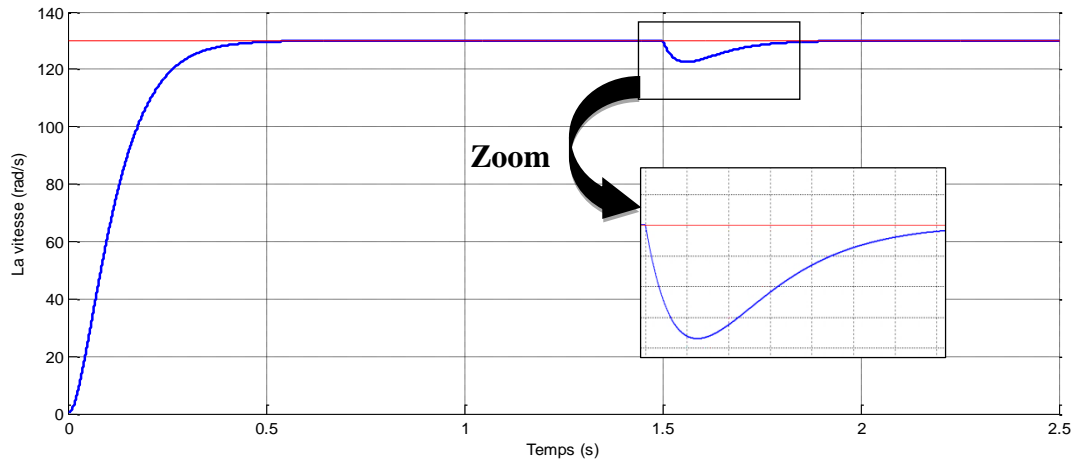
Les tableaux (II.2) sont semblable aux celles que nous avons développées précédemment dans le chapitre II .sauf que les variables d'erreurs "Δφs", l'erreur de flux ; "ΔCe", l'erreur du couple et "θs" la position du flux qui sont divisées en bandes déterminées dans le chapitre II, alors que pour cette approche toute les variables sont des ensembles flous.

Et pour la sortie est de type singleton, et calculée par des opérateurs flous.

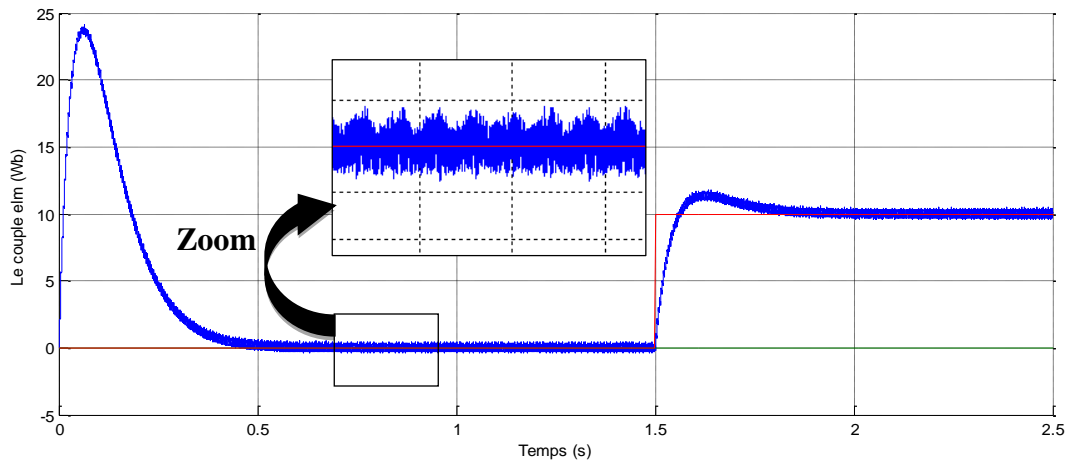
Secteur (θs)		θ1	θ2	θ3	θ4	θ5	θ6
Flux(φs)	Couple(Ce)						
P	P	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	EZ	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	N	V6	V1	V2	V3	V4	V5
Z	P	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	EZ	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	N	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Tableaux II.2 : les tables de commutation avec onduleur à deux niveaux.

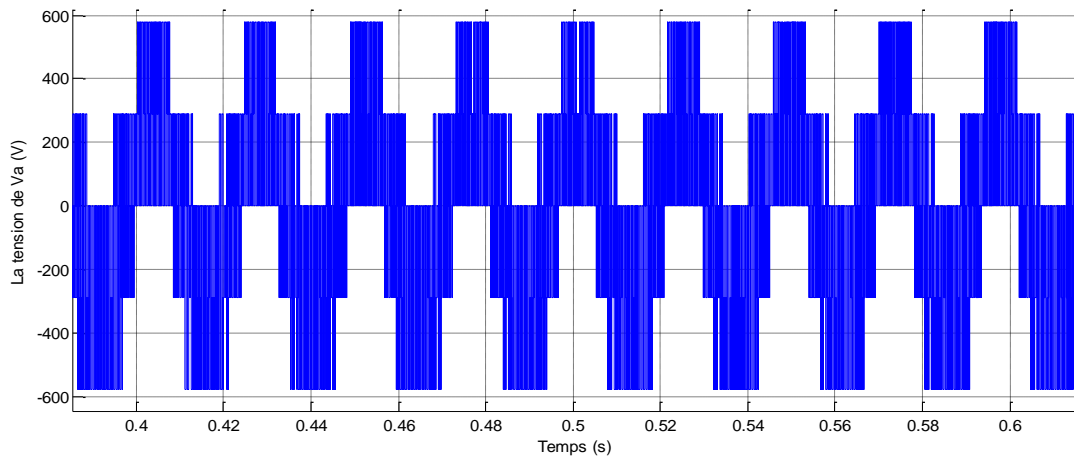
II.7 Résultats de simulation:



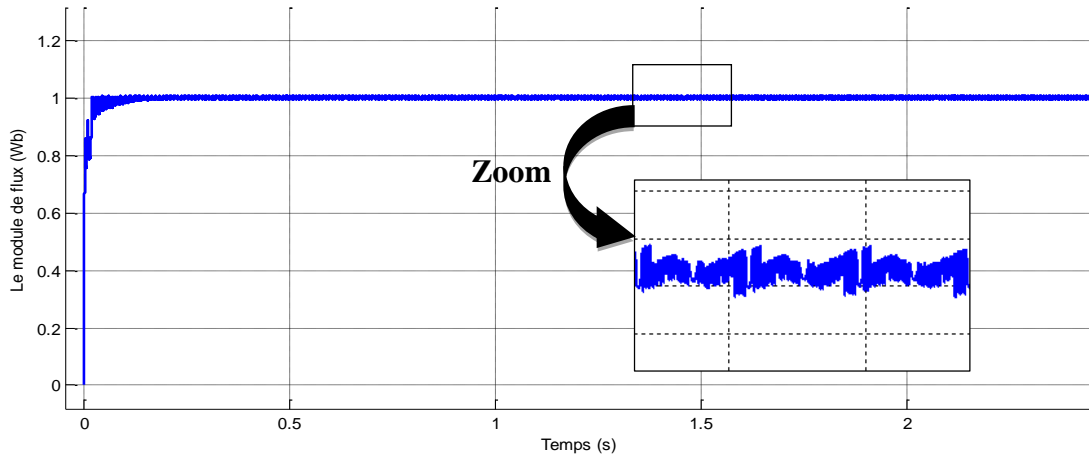
(a) : L'évolution de la vitesse.



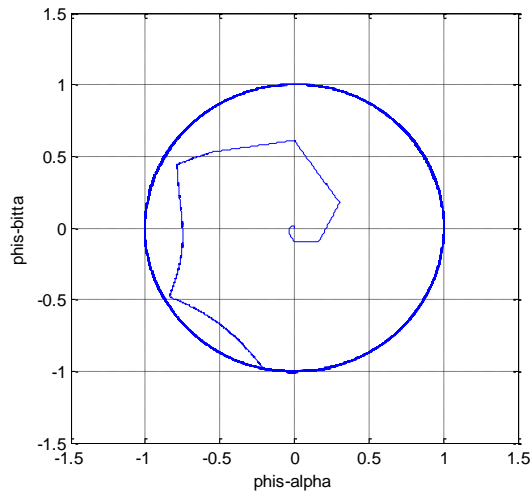
(b) : L'évolution de couple électromagnétique.



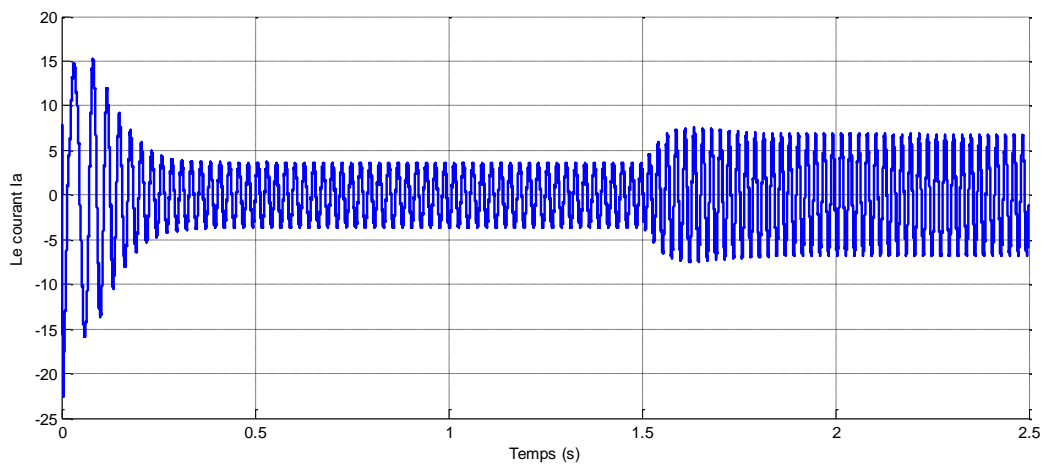
(c) : L'évolution de tension statorique.



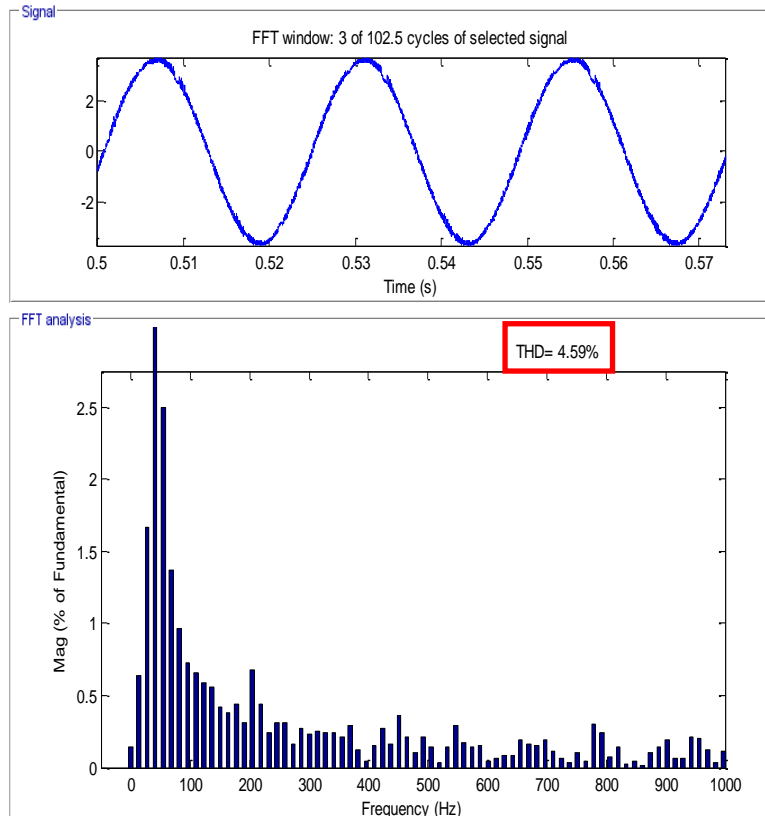
(d) : Le module de flux statorique.



(e) : Trajectoire de vecteur de flux.



(f) : L'évolution de courant statorique.



(g) : Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%).

**Figure II.11** : Résultats de simulation de commande DTC-flou avec onduleur à 2-niveaux.

## II.8 Interprétation des résultats :

La **figure II.11** présente le comportement de la structure du contrôle direct du couple à base de la logique floue appliquée à la machine asynchrone de 1.5kW alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux pour une table de commutation à trois niveaux du correcteur de couple et de deux niveaux pour le flux statorique. Et montre que le couple électromagnétique suit précisément sa référence et on relève son temps de réponse (0.5 sec).

Le flux statorique  $\varphi_s$  est pratiquement constant et sa forme circulaire est plus nette et fine par rapport toujours au chapitre précédent, ensuite le courant statorique répond aussi bien aux variations imposées par le couple et que sa forme est très proche de la sinusoïde. On observe également la diminution des harmoniques.

La **figure II.11.g** présente l'analyse des harmoniques du courant statorique  $I_{sa}$  sur laquelle nous pouvons faire les remarques suivantes :

Le taux de distorsion d'harmonique THD égale à 4.59% au lieu de 5.43% dans le cas de la commande directe du couple classique, La réduction des ondulations au niveau du couple avec la

méthode floue directe du couple a des influences sur la qualité du courant statorique.

	<b>THD (%) du Courant statorique <math>I_{sa}</math></b>	<b>Minimisations des ondulations du couple</b>	<b>Minimisations des ondulations du flux</b>
<b>DTC classique</b>	5.43%	Assez bonne	Assez bonne
<b>DTC-floue</b>	4.59%	Bonne	Bonne

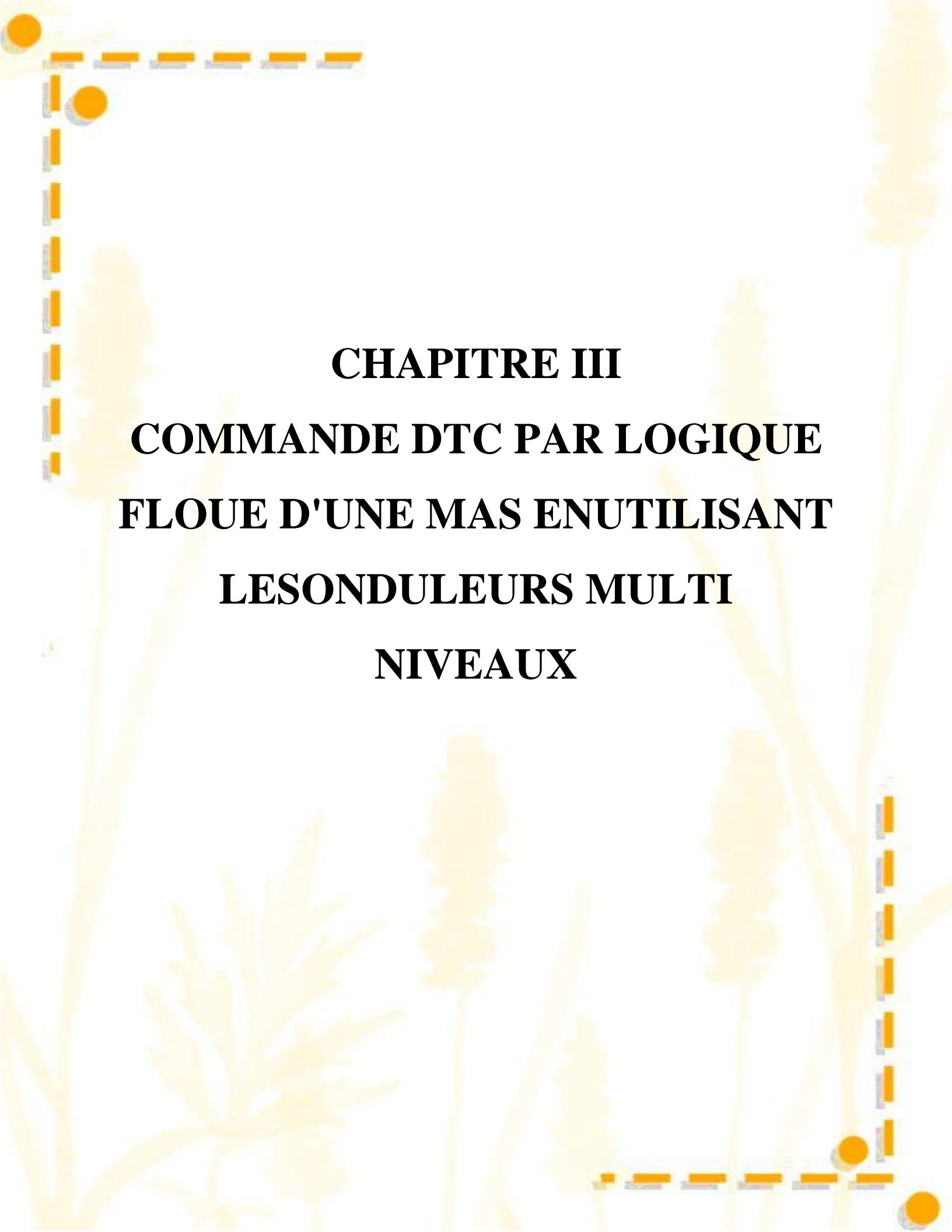
**Tableaux II.3 :** Taux de distorsion harmonique pour chaque stratégie de commande.

## II.9 Conclusion :

Dans ce chapitre, la technique de la logique floue a été exposées, dont l'objectif était l'amélioration de la commande directe du couple classique avec l'utilisation des intelligences artificielles. En commençant par un rappelle sur les concepts de base sur lesquels repose la théorie de la logique floue, Par la suite nous nous sommes intéressées aux étapes de conception d'un régulateur flou afin d'introduire ce dernier dans la commande direct du couple tout en remplaçant les contrôleurs à hystérésis ainsi que la table de commutation par des contrôleurs flous dans le but d'améliorer les performances statiques et dynamiques de la DTC classique. L'efficacité du choix de ce type de commande a été justifiée par la capacité de la logique floue à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague.

Les résultats obtenus montrent que la commande floue directe du couple présente des bonnes performances telles que la minimisation des ondulations au niveau du couple électromagnétique.

Dans le but d'améliorer le THD des harmoniques et minimiser les fluctuations du flux et du couple électromagnétique, nous allons présenter dans le chapitre suivant la commande par logique floue, on utilisant aussi les onduleurs à trois et cinq niveaux.



**CHAPITRE III**  
**COMMANDE DTC PAR LOGIQUE**  
**FLOUE D'UNE MAS ENUTILISANT**  
**LESONDULEURS MULTI**  
**NIVEAUX**

## **Chapitre III : Commande DTC par logique floue d'une MAS en utilisant les onduleurs multi-niveaux.**

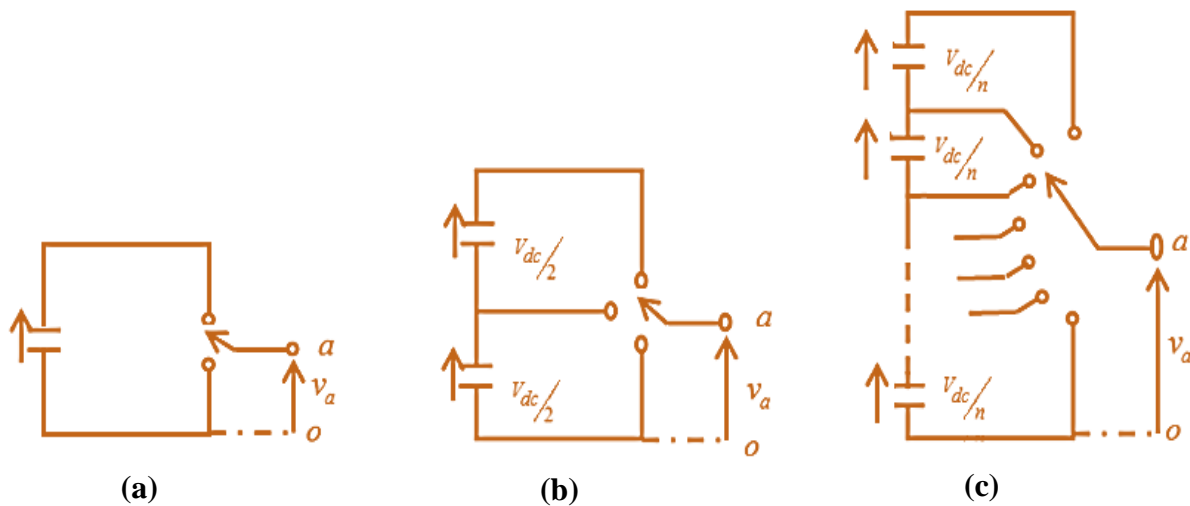
### **III.1 Introduction :**

La technologie des convertisseurs multi niveaux pour la conversion de puissance s'est rapidement développée dans le domaine de l'électronique de puissance. Les applications les plus attractives de cette technologie sont dans le milieu de la haute tension (2-13 kV), dans les commandes des moteurs, et la distribution et le transport de l'énergie électrique. En général, les convertisseurs de puissance multi niveaux peuvent être considérés comme des synthétiseurs de tension. Cette tension de sortie élevée est synthétisée par plusieurs petits niveaux discrets de tension [31]. Le développement de la commande à vitesse variable des machines asynchrones a favorisé l'utilisation des onduleurs à multi-niveaux. L'augmentation du nombre de niveaux de ces derniers se révèle comme une meilleure solution dans les entraînements de forte puissance. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances [26]. Dans ce chapitre, nous allons présenter l'étude de la commande directe de couple de la machine asynchrone (MAS) alimentée par deux types d'onduleur NPC de tension à trois et à cinq niveaux dont la commutation des interrupteurs est basée sur le raisonnement floue.

### **III.2 Les onduleurs multi niveaux :**

Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter le niveau de la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs. Pour les réaliser ou doit disposer de plusieurs sources de tension continue obtenu à l'aide d'un diviseur capacitif des tensions [32]. Il y a plusieurs configurations d'onduleurs multi-niveaux (l'onduleur à trois niveaux, l'onduleur à cinq niveaux,...). Cette nouvelle configuration d'onduleurs garantie des tensions égales aux bornes des semi-conducteurs et un contenu harmonique de la tension de sortie plus réduit que celui du convertisseur à deux niveaux [10].

La Figure III.1 montre un diagramme schématique d'un seul bras d'onduleurs de différents niveaux dont l'action du semi-conducteur est représentée par un interrupteur idéal ayant plusieurs positions.



**Figure III.1 :** Bras d'une phase d'un onduleur de tension. (a). Deux niveaux. (b). Trois niveaux. (c). N niveaux.

### III.2.1 Les avantages des onduleurs multi-niveaux :

Les onduleurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs 2-niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [13] :

- a) **Avantage technologique :** Dans les onduleurs multi-niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations.
- b) **Avantages fonctionnelles pour le convertisseur :** possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statique (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage).
- c) **Avantage fonctionnelles pour la machine :** le nombre de tension généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui d'onduleur 2-niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine.

### III.2.2 Les Différentes topologies des onduleurs multi niveaux :

Les onduleurs de tension multi niveaux peuvent être implantés de différentes manières, dans lesquelles la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux [31]. Parmi les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux, on a trois topologies de base [32]:

- La topologie à diode de bouclage (NPC).
- La topologie au condensateur flotteur.
- La topologie en cascade.

Nous avons limité cette partie aux onduleurs multi niveaux à diode de bouclage (NPC).

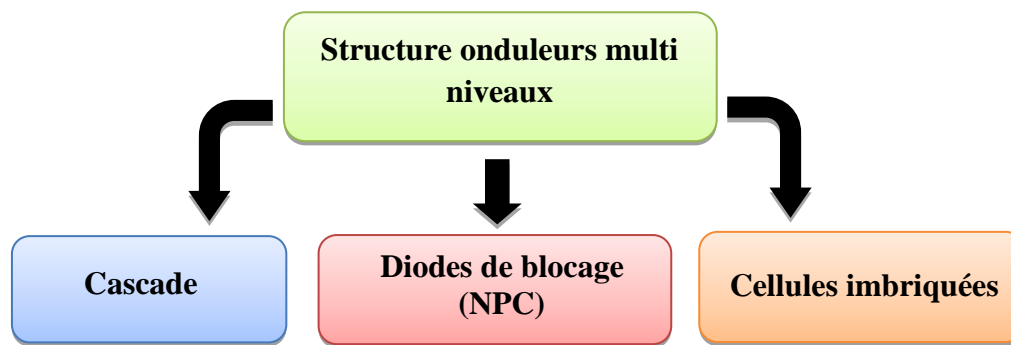


Figure III.2 : Topologies des onduleurs multi niveaux.

### III.2.3 Onduleur multi niveaux a diode de bouclage (NPC) :

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi niveaux est le NPC (Neutral Point Clamped), [32]. Cette topologie a été initialement proposée par **A. Nabae** et **H.Akagi** en 1981 [33]. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur.

### III.3 Onduleur NPC à trois niveaux :

On a choisi ce type d'onduleur (à diodes flottantes) puisque cette structure est la plus utilisée à cause de sa simplicité comparativement aux autres types des onduleurs multi-niveaux.

L'onduleur à trois niveaux (Figure III.3) est composé de trois bras, chaque bras ayant quatre interrupteurs bidirectionnels, réalisés par la mise en antiparallèle d'un transistor et une diode. Pour éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie, on doit éviter de fermer ou d'ouvrir simultanément les quatre interrupteurs du même bras. On suppose que la tension  $V_{dc}$  est divisée en égalité entre les deux capacités [34]:  $U_{c1} = U_{c2} = V_{dc}/2$ .

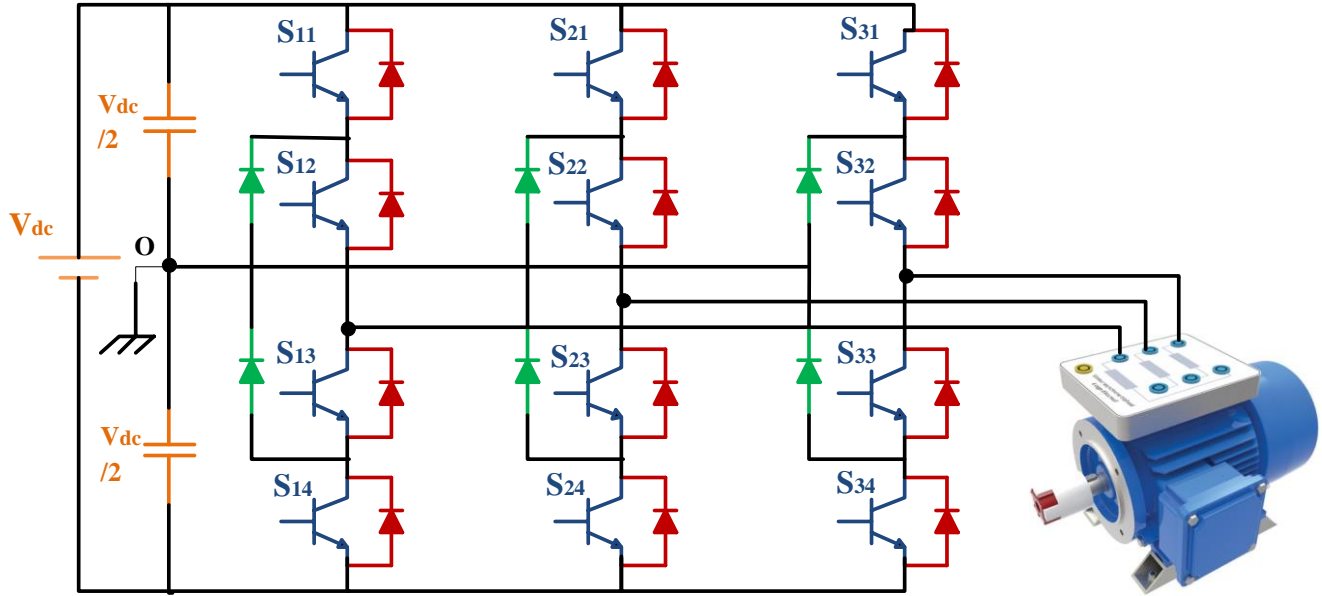


Figure III.3 : Onduleur à trois niveaux à structure NPC alimenté une MAS.

### III.3.1 Fonctions de commutation de l'onduleur à trois niveaux :

On définit une fonction de commutation  $S_{ij}$  ( $i = 1, 2, 3, 4$   $j = 1, 2, 3$ ), Pour chaque interrupteur, de la manière suivante [2] :

$$F_{ij} = \begin{cases} 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux :

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-2)j}$$

$$\text{Avec : } i = 3, 4 \text{ et } j = 1, 2, 3 \quad (\text{III.2})$$

### III.3.2 Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux :

Pendant le fonctionnement de cet onduleur, chaque bras de l'onduleur a trois états possibles (Figure III.4) :

**Etat 2 :** Les deux interrupteurs du haut  $S_{1x}$  et  $S_{2x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o)

$$\text{est } \frac{V_{dc}}{2}.$$

**Etat 1 :** Les deux interrupteurs du milieu  $S_{2x}$  et  $S_{3x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités  $S_{1x}$  et  $S_{4x}$  sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est 0.

**Etat 0** : Les deux interrupteurs du milieu S3x et S4x (x=1, 2 ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut S1x et S2x sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est  $-\frac{V_{dc}}{2}$ .

La concordance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée au tableau III. 1 [4].

On définit pour chaque bras (j) trois fonctions de connections, correspondantes aux trois états du bras :

$$\begin{cases} F_{C1j} = F_{1j} \cdot F_{2j} \\ F_{C2j} = F_{2j} \cdot F_{3j} \\ F_{C3j} = F_{3j} \cdot F_{4j} \end{cases} \quad (III.3)$$

Avec : j = 1, 2, 3

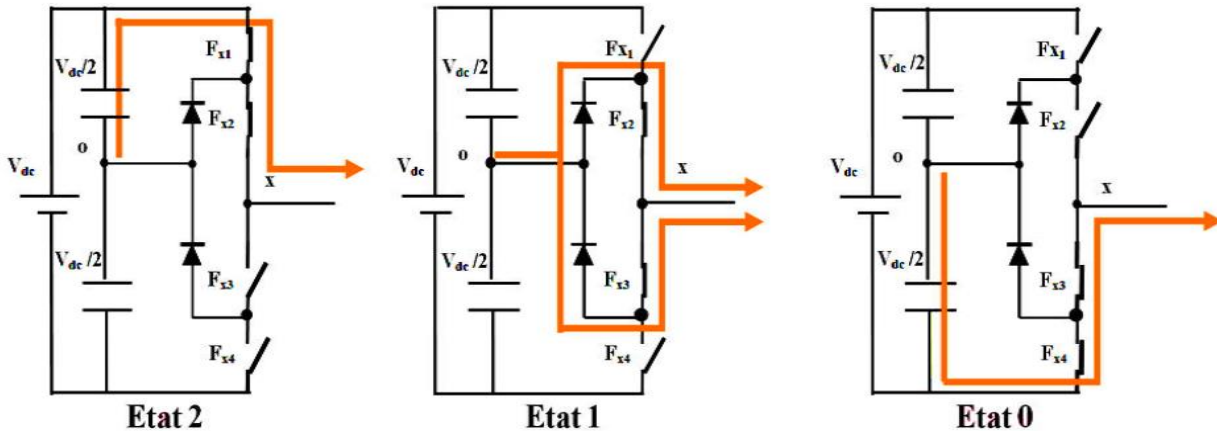


Figure III.4 : Les trois états d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.

Etat du bras	Etat des interrupteurs du bras				Tension de sortie Vx0
	S1x	S2x	S3x	S4x	
2	1	1	0	0	V <sub>dc</sub> /2
1	0	1	1	0	0
0	0	0	1	1	-V <sub>dc</sub> /2

Tableau III.1 Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux (x =1, 2 ou 3).

### III.3.3 Tensions de sortie :

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue (**o**) sont exprimées par:

$$\begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{C11} & F_{C21} & F_{C31} \\ F_{C12} & F_{C22} & F_{C23} \\ F_{C13} & F_{C23} & F_{C33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (III.4)$$

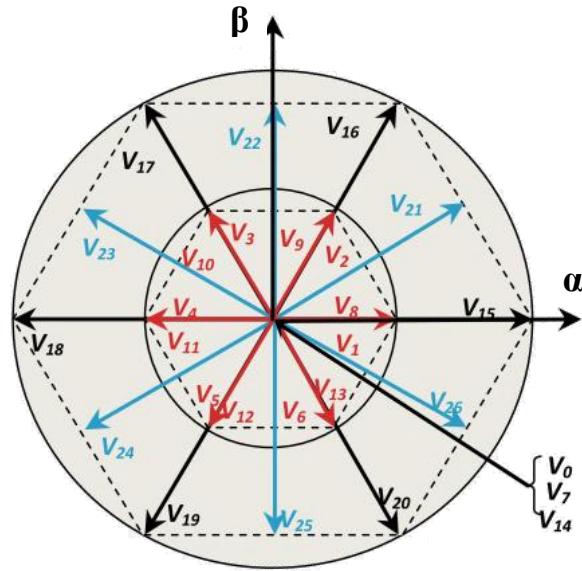
A un instant donné, une seule des trois fonctions de connections des bras prend la valeur **1**. Ainsi, on peut avoir trois niveaux de tension pour chacune des tensions  $V_{10}$ ,  $V_{20}$  et  $V_{30}$ . Les tensions composées entre les phases de la charge sont :

$$\begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{10} - V_{20} \\ V_{20} - V_{30} \\ V_{30} - V_{10} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{C11} - F_{C12} & F_{C21} - F_{C22} & F_{C31} - F_{C32} \\ F_{C12} - F_{C13} & F_{C22} - F_{C23} & F_{C32} - F_{C33} \\ F_{C13} - F_{C11} & F_{C23} - F_{C21} & F_{C33} - F_{C31} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (III.5)$$

Les tensions simples de sortie par rapport au neutre de la charge dans le cas d'une charge équilibrée sont :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} V_{12} - V_{31} \\ V_{23} - V_{12} \\ V_{31} - V_{23} \end{pmatrix} \\ = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{C11} - F_{C12} - F_{C13} & 2F_{C21} - F_{C22} - F_{C23} & 2F_{C31} - F_{C32} - F_{C33} \\ 2F_{C12} - F_{C13} - F_{C11} & 2F_{C22} - F_{C23} - F_{C21} & 2F_{C32} - F_{C33} - F_{C31} \\ 2F_{C13} - F_{C11} - F_{C12} & 2F_{C23} - F_{C21} - F_{C22} & 2F_{C33} - F_{C31} - F_{C32} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (III.6)$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe vingt-sept ( $3^3=27$ ) combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux. Ces combinaisons permettent de donner dix-neuf valeurs différentes à la vectrice tension  $V_s$  (Figure.III.5) [3].



**Figure III.5 :** Présentation vectorielle de la tension de sortie.

Le tableau ci-dessous montre le classement des vecteurs tensions dans trois groupes suivant :

Vecteurs tension nulles	V0[0 0 0]		V7[1 1 1]		V14[2 2 2]	
Vecteurs tension de 1er hexagone	V1[1 0 0]	V2[1 1 0]	V3[0 1 0]	V4[0 1 1]	V5[0 0 1]	V6[1 0 1]
	V8[0 2 2]	V9[0 0 2]	V10[2 0 2]	V11[2 0 0]	V12[2 2 0]	V13[0 2 0]
Vecteurs tension de 2em hexagone	V15[1 2 2]	V16[1 1 2]	V17[2 1 2]	V18[2 1 1]	V19[2 2 1]	V20[1 2 1]
	V21[1 0 2]	V22[0 1 2]	V23[2 1 0]	V24[2 0 1]	V25[0 2 1]	V26[1 2 0]

**Tableau III.2 :** Groupe des vecteurs de tension de l'onduleur NPC à trois niveaux.

### III.4 Onduleur NPC à cinq niveaux :

L'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes est composé de trois bras symétriques constitué chacun de 8 interrupteurs bidirectionnels en série. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable et d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes flottantes est 6 par bras assurant l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras [34].

Chaque bras est relié à une alimentation continue  $V_{dc}$ , divisée en quatre parties égales en utilisant quatre condensateurs.

Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras:  $(\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{4}, 0, -\frac{V_{dc}}{4}, -\frac{V_{dc}}{2})$ .

La concordance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée dans le tableau III. 3.

Etat du bras	Etat des interrupteurs de bras								Tension de sortie $V_{x0}$
	S1x	S2x	S3x	S4x	S5x	S6x	S7x	S8x	
4	1	1	1	1	0	0	0	0	$V_{dc}/2$
3	0	1	1	1	1	0	0	0	$V_{dc}/4$
2	0	0	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{dc}/4$
0	0	0	0	0	1	1	1	1	$-V_{dc}/2$

**Tableau III.3 :** Les états d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux.

### III.4.1 Fonctions de commutation de l'onduleur à cinq niveaux :

Pour chaque interrupteur  $S_{ij}$  ( $i = \overline{1-8}$  et  $j = 1, 2, 3$ ), on définit une fonction de commutation  $F_{ij}$  de la manière suivante :

$$F_{ij} = \begin{cases} 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Les interrupteurs des demi- bras inférieurs sont complémentaires aux interrupteurs des demi-bras supérieurs :

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-4)j}$$

$$\text{Avec : } i = \overline{5-8} \text{ et } j = 1, 2, 3 \quad (\text{III.8})$$

### III.4.2 Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux :

**Etat 4 :** Les quatre interrupteurs du demi- bras supérieur  $S_{1x}$ ,  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi- bras inférieur  $S_{5x}$ ,  $S_{6x}$ ,  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{2}$ .

Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est négatif.

**Etat 3 :** Les quatre interrupteurs  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$ ,  $S_{4x}$  et  $S_{5x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{1x}$ ,  $S_{6x}$ ,  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{4}$ .

Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  et la diode de clamp  $D_{1x}$  ou par le transistor  $S_{5x}$  et la diode de clamp  $D_{2x}$  s'il est négatif.

**Etat 2 :** Les quatre interrupteurs  $S_{3x}$ ,  $S_{4x}$ ,  $S_{5x}$  et  $S_{6x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{1x}$ ,  $S_{2x}$ ,  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = 0$ . Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  et la diode de clamp  $D_{3x}$  ou par les transistors  $S_{5x}$  et  $S_{6x}$  et la diode de clamp  $D_{4x}$  s'il est négatif.

**Etat 1 :** Les quatre interrupteurs  $S_{4x}$ ,  $S_{5x}$ ,  $S_{6x}$  et  $S_{7x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{1x}$ ,  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = -\frac{V_{dc}}{4}$ . Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{4x}$  et la diode de clamp  $D_{5x}$  ou par les transistors  $S_{5x}$  et  $S_{6x}$  et la diode de clamp  $D_{6x}$  s'il est négatif.

**Etat 0 :** Les quatre interrupteurs du demi-bras inférieur  $S_{5x}$ ,  $S_{6x}$ ,  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi bras supérieur  $S_{1x}$ ,  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = -\frac{V_{dc}}{2}$ . Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est négatif.

Le tableau III. 3 résume la correspondance entre les états de chaque bras, les états de ses interrupteurs et sa tension de sa sortie. Pour chaque bras de l'onduleur, on définit cinq fonctions de connexions, chacune associée à un des cinq états du bras :

$$\begin{cases} F_{c1j} = F_{c1j} \cdot F_{c2j} \cdot F_{c3j} \cdot F_{c4j} \\ F_{c2j} = F_{c2j} \cdot F_{c3j} \cdot F_{c4j} \cdot F_{c5j} \\ F_{c3j} = F_{c3j} \cdot F_{c4j} \cdot F_{c5j} \cdot F_{c6j} \\ F_{c4j} = F_{c4j} \cdot F_{c5j} \cdot F_{c6j} \cdot F_{c7j} \\ F_{c5j} = F_{c5j} \cdot F_{c6j} \cdot F_{c7j} \cdot F_{c8j} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Avec :  $j = 1, 2, 3$

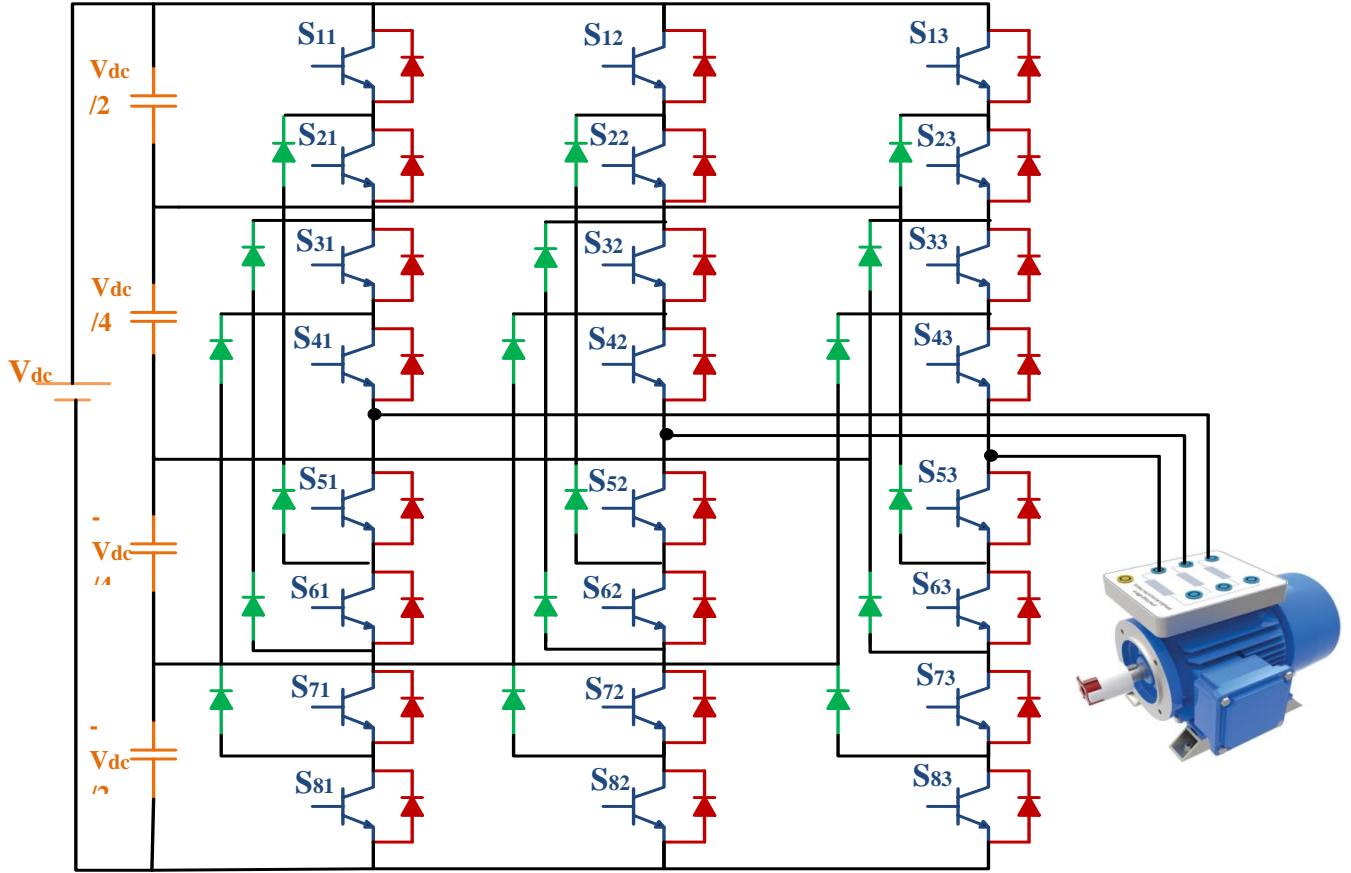
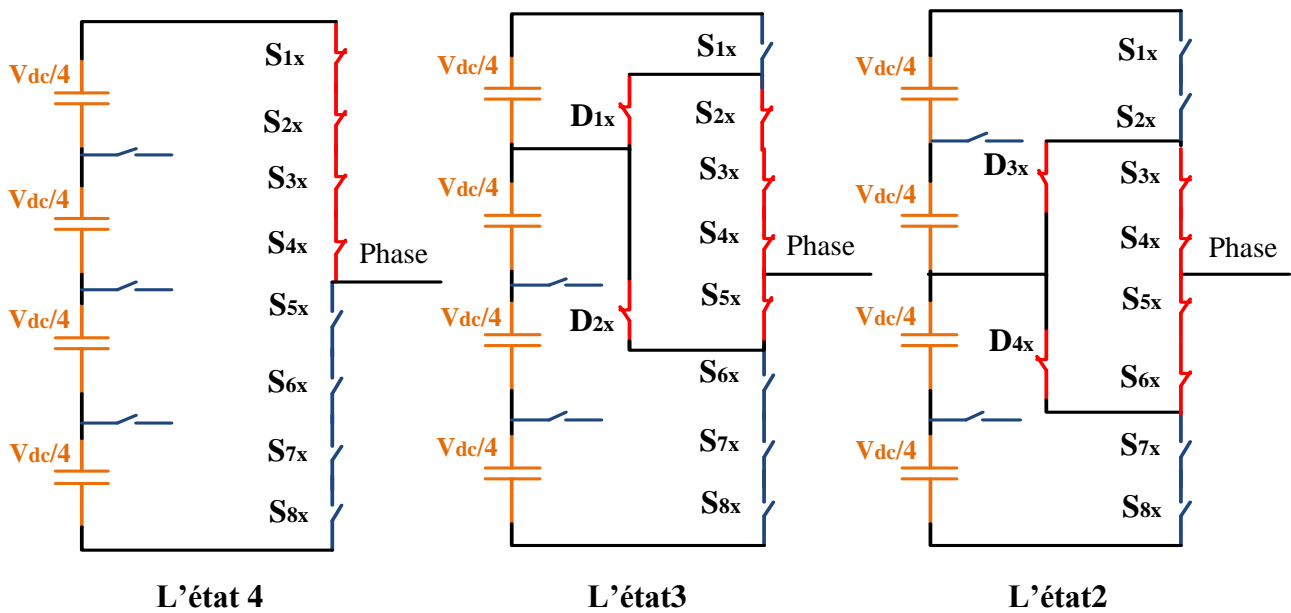


Figure III.6 : Onduleur à cinq niveaux à structure NPC alimenté une MAS.

Pour un bras on peut avoir l'un des cinq états possibles suivants (Figure III.7) :



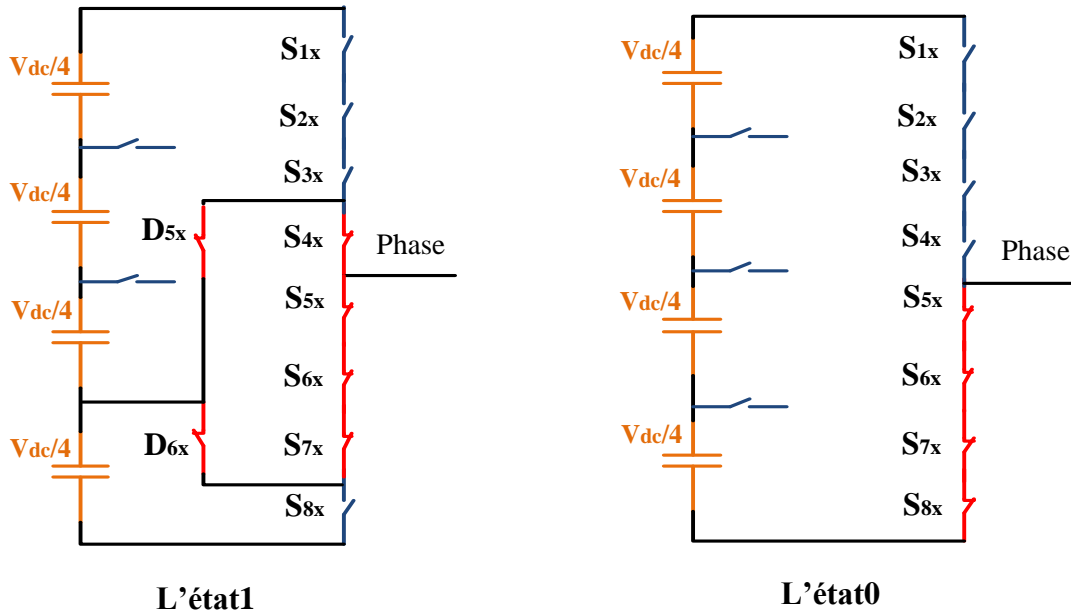


Figure III.7 : Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux.

### III.4.3 Tensions de sortie :

Les tensions triphasées de sortie de l'onduleur à cinq niveaux par rapport au point neutre de la source (o) sont exprimées comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{C11} & F_{C21} & F_{C31} & F_{C41} & F_{C51} \\ F_{C12} & F_{C22} & F_{C32} & F_{C42} & F_{C52} \\ F_{C13} & F_{C23} & F_{C33} & F_{C43} & F_{C53} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{4} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Les tensions composées entre les bras de l'onduleur sont :

$$\begin{pmatrix} V_{12} \\ V_{23} \\ V_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{10} - V_{20} \\ V_{20} - V_{30} \\ V_{30} - V_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{C11} - F_{C12} & F_{C21} - F_{C22} & F_{C31} - F_{C32} & F_{C41} - F_{C42} & F_{C51} - F_{C52} \\ F_{C12} - F_{C13} & F_{C22} - F_{C23} & F_{C32} - F_{C33} & F_{C42} - F_{C43} & F_{C52} - F_{C53} \\ F_{C13} - F_{C11} & F_{C23} - F_{C21} & F_{C33} - F_{C31} & F_{C43} - F_{C41} & F_{C53} - F_{C51} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{4} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.11})$$

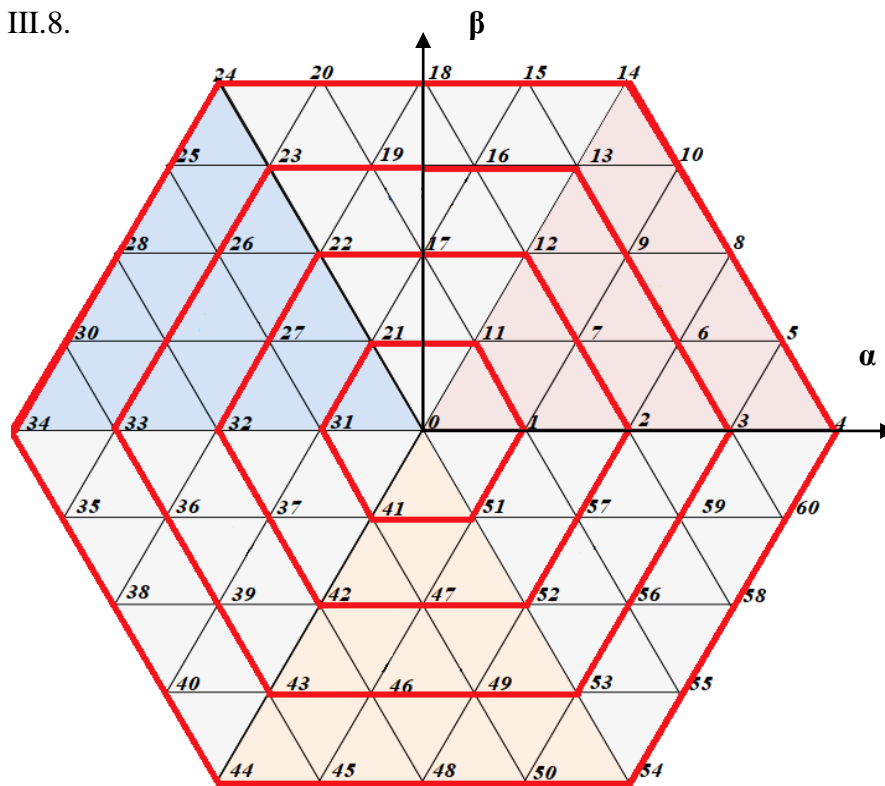
Les tensions simples aux bornes de la charge sont données en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} V_{12} - V_{31} \\ V_{23} - V_{12} \\ V_{31} - V_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -2 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} \quad (\text{III.12})$$

A partir des relations (III.11) et (III.12), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions :

$$\begin{pmatrix} V_{12} \\ V_{23} \\ V_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{10} - V_{20} \\ V_{20} - V_{30} \\ V_{30} - V_{10} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{C11} & F_{C12} & F_{C13} & 2F_{C21} & F_{C22} & F_{C23} & 2F_{C31} & F_{C32} & F_{C33} & 2F_{C41} & F_{C42} & F_{C43} & 2F_{C51} & F_{C52} & F_{C53} \\ 2F_{C12} & F_{C13} & F_{C11} & 2F_{C22} & F_{C23} & F_{C21} & 2F_{C32} & F_{C33} & F_{C31} & 2F_{C42} & F_{C43} & F_{C41} & 2F_{C52} & F_{C53} & F_{C51} \\ 2F_{C13} & F_{C11} & F_{C12} & 2F_{C23} & F_{C21} & F_{C22} & 2F_{C33} & F_{C31} & F_{C32} & 2F_{C43} & F_{C41} & F_{C42} & 2F_{C53} & F_{C51} & F_{C52} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{4} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \dots \tag{III.13}$$

Un onduleur à cinq niveaux triphasé permet d'atteindre 60 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux 65 séquences de tension de l'onduleur. Ces positions sont illustrées dans la Figure III.8.



**Figure III.8:** Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq niveaux.

Dans la figure III.8, certaines positions sont créées par plusieurs états redondants. De l'hexagone extérieur vers l'hexagone interne, les positions du vecteur  $V_s$  sont créées

respectivement par un, deux, trois ou quatre états redondants. La position du centre de l'hexagone, qui correspond à une tension de sortie nulle, est créée par cinq états redondants. On distingue ainsi 24 positions à une seule redondance, 18 positions à deux redondances, 12 positions à trois redondances et 6 positions à quatre redondances.

Les 65 positions du vecteur de tension de sortie divise le diagramme vectoriel en six (06) secteurs triangulaires [35]. On répartit les 65 vecteurs de tensions et les vecteurs de tensions nuls en cinq groupes (Tableau III.4).

Vecteur nulles	$V_0 ( [0\ 0\ 0] , [1\ 1\ 1] , [2\ 2\ 2] , [3\ 3\ 3] , [4\ 4\ 4] )$					
Vecteur 1er hexagon	V1[1 0 0]	V11[1 1 0]	V21[0 1 0]	V31[0 1 1]	V41[0 0 1]	V51[1 0 1]
Vecteur 2em hexagon	V2[2 0 0]	V7[2 1 0]	V12[2 2 0]	V17[1 2 0]	V22[0 2 0]	V27[0 2 1]
	V32[0 2 2]	V37[0 1 2]	V42[0 0 2]	V47[1 0 2]	V52[2 0 2]	V57[2 0 1]
Vecteur 3em hexagon	V3[3 0 0]	V6[3 1 0]	V9[3 2 0]	V13[3 3 0]	V16[2 3 0]	V19[1 3 0]
	V23[0 3 0]	V26[0 3 1]	V29[0 3 2]	V33[0 3 3]	V36[0 2 3]	V39[0 1 3]
	V43[0 0 3]	V46[1 0 3]	V49[2 0 3]	V53[3 0 3]	V56[3 0 2]	V59[3 0 1]
Vecteur 4em hexagon	V4[4 0 0]	V5[4 1 0]	V8[4 2 0]	V10[4 3 0]	V14[4 4 0]	V15[3 4 0]
	V18[2 4 0]	V20[1 4 0]	V24[0 4 0]	V25[0 4 1]	V22[0 4 2]	V30[0 4 3]
	V34[0 4 4]	V35[0 3 4]	V38[0 2 4]	V40[0 1 4]	V44[0 0 4]	V45[1 0 4]
	V48[2 0 4]	V50[3 0 4]	V54[4 0 4]	V55[4 0 3]	V58[4 0 2]	V60[4 0 1]

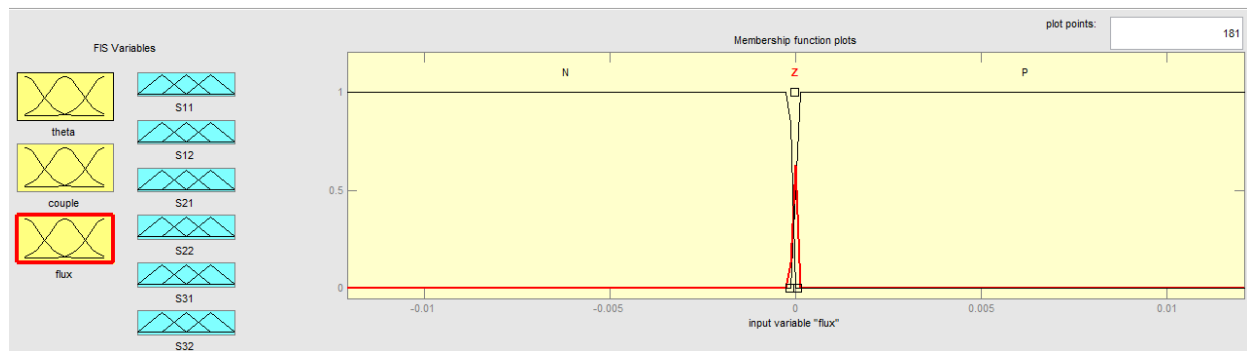
**Tableau III.4 :** Groupe des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux.

### III.5 DTC-Floue appliquée sur un onduleur à trois niveaux :

Cette application est presque semblable que la précédente dans le chapitre 2 sauf quelques modifications, l'univers de discours de la première variable d'entrée " $\Delta\phi_s$ " est divisée en trois ensembles flous [29] :

- ✓ Erreur du flux est positive, « P »
- ✓ Erreur du flux est nulle, « Z »
- ✓ Erreur du flux est négative, « N »

On choisit des fonctions d'appartenance trapézoïdales pour les variables P, N et triangulaire pour l'ensemble Z, figure III.9.



**Figure III.9 :** Fonction d'appartenance de l'erreur du flux  $\Delta\phi_s$ .

La deuxième entrée est l'erreur du couple " $\Delta C_e$ ". Son univers du discours est divisé en cinq ensembles flous :

- ✓ Erreur du couple est positive grande, « PL »
- ✓ Erreur du couple est positive petite, « PS »
- ✓ Erreur du couple est nulle, « ZE »
- ✓ Erreur du couple est négative petite, « NS »
- ✓ Erreur du couple est négative grande, « NL »

On choisit des fonctions d'appartenances triangulaires pour les ensembles PS, ZE et NS. Et des fonctions d'appartenances trapézoïdales pour les ensembles PL et NL, figure III.10.

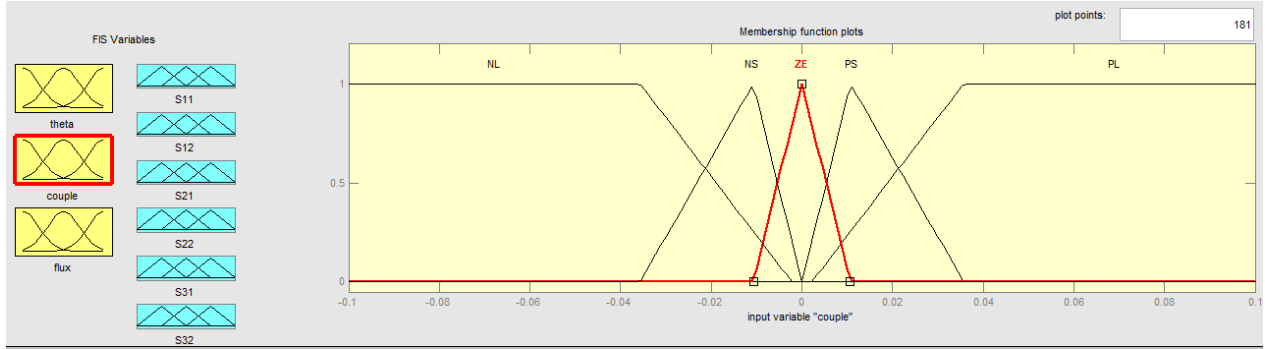


Figure III.10 : Fonction d'appartenance de l'erreur du couple ΔCe.

La troisième variable d'entrée est la position du flux dans le référentiel lié au stator. L'angle  $\theta_s$  qui est donné par :

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (III.14)$$

L'univers du discours de cette variable est divisé en douze ensembles flous ( $\theta_1$  à  $\theta_{12}$ ) dont les fonctions d'appartenance sont représentées par la figure III.11.

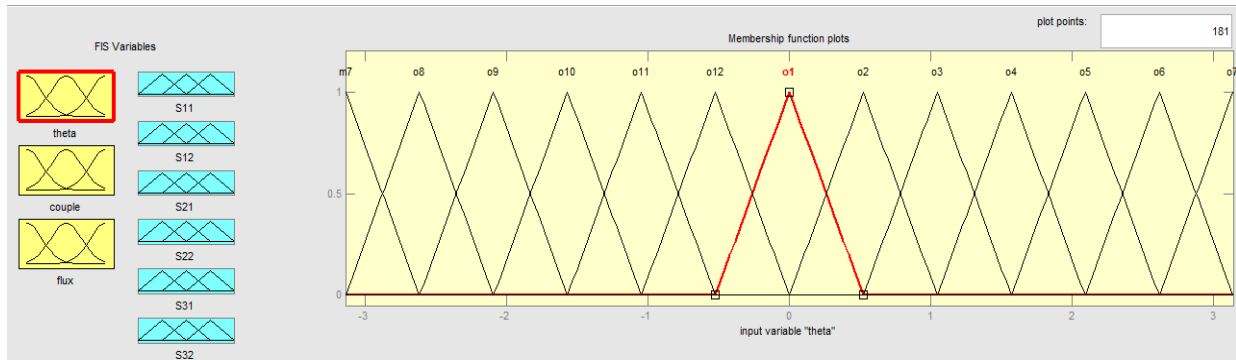


Figure III.11 : fonction d'appartenance de la position  $\theta_s$ .

### III.5.1 Règles de contrôle :

Et pour le bloc de commande c'est la même chose que l'onduleur à deux niveaux tel que : estimation du flux et de couple, estimation de la position et les contraintes qui seront imposées. Mais les règles de contrôle doivent être exprimées en fonction des variables d'entrée et de sortie de la manière suivante par exemple :

Ri: **if** ( $\Delta\varphi_s$  is N) and ( $\Delta C_e$  is NL) and ( $\theta_s$  is  $\theta_1$ ) **then** (S11 is zero) (S12 is zero) (S21 is zero) (S22 is zero) (S31 is one) (S32 is one).

### III.5.2 Table de commutation :

Le tableau (III.5) aussi est semblable aux celles que nous avons développées précédemment dans le chapitre II (la même chose que les premiers tableaux) .sauf que les variables d'erreurs " $\Delta\phi_s$ " l'erreur de flux ; " $\Delta C_e$ " l'erreur du couple et " $\theta_s$ " la position du flux qui sont divisées en bandes déterminées dans le chapitre II, alors que pour cette approche toute les variables sont des ensembles flous. Et pour la sortie est de type singleton, et calculée par des opérateurs flous.

Secteur ( $\theta_s$ )		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
flux	couple												
P	PL	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20	V26	V15
	PS	V21	V2	V22	V3	V23	V4	V24	V5	V25	V6	V26	V1
	ZE	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	NS	V26	V1	V21	V2	V22	V3	V23	V4	V24	V5	V25	V6
	NL	V26	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20
Z	PL	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20	V26	V15	V21	V16	V22
	PS	V3	V23	V4	V24	V5	V25	V6	V26	V1	V21	V2	V22
	ZE	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	NS	V5	V25	V6	V26	V1	V21	V2	V22	V3	V23	V4	V24
	NL	V19	V25	V20	V26	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24
N	PL	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20	V26	V15	V21	V16
	PS	V22	V3	V23	V4	V24	V5	V25	V6	V26	V1	V21	V2
	ZE	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	NS	V25	V6	V26	V1	V21	V2	V22	V3	V23	V4	V24	V5
	NL	V25	V20	V26	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19

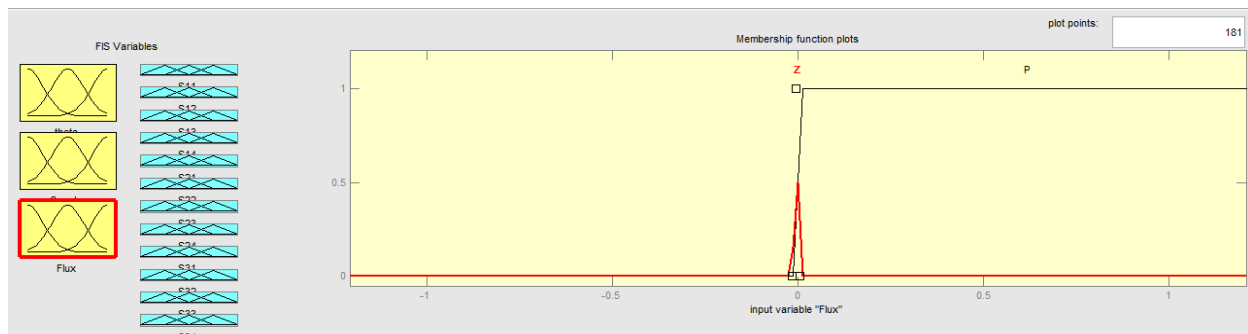
**Tableaux III.5 :** Table de commutation avec onduleur à trois niveaux.

### III.6 DTC-Floue appliquée sur un onduleur à cinq niveaux :

Dans ce cas est presque semblable que la précédente sauf quelques modifications, l'univers de discours de la première variable d'entrée " $\Delta\phi_s$ " est divisée en deux ensembles flous :

- ✓ Erreur du flux est positive, « P »
- ✓ Erreur du flux est nulle, « Z »

On choisit des fonctions d'appartenance trapézoïdales pour le variable P, et triangulaire pour l'ensemble Z, figure III.12.

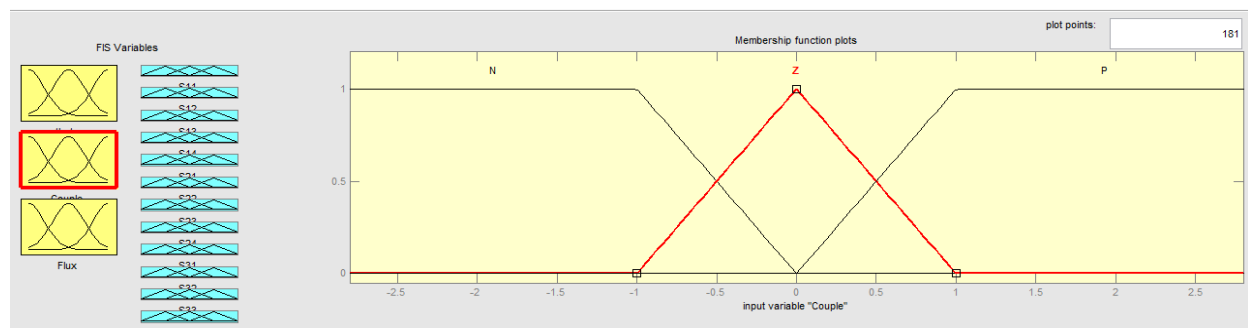


**Figure III.12 :** Fonction d'appartenance de l'erreur du flux  $\Delta\phi_s$ .

La deuxième entrée est l'erreur du couple " $\Delta C_e$ ". Son univers du discours est divisé en quatre ensembles flous :

- ✓ Erreur du couple est positive, « P »
- ✓ Erreur du couple est Zéro, « Z »
- ✓ Erreur du couple est négative, « N »

On choisit des fonctions d'appartenances trapézoïdales pour les ensembles P et N, et de fonctions d'appartenances triangulaires pour l'ensemble Z, figure II.13.



**Figure II.13 :** Fonction d'appartenance de l'erreur du couple  $\Delta C_e$ .

La troisième variable d'entrée, est la position du flux dans le référentiel lié au stator L'angle  $\theta_s$ . L'univers du discours de cette variable est divisé en 36 ensembles flous ( $\theta_1$  à  $\theta_{36}$ ) dont les fonctions d'appartenance sont représentées par la figure III.14.

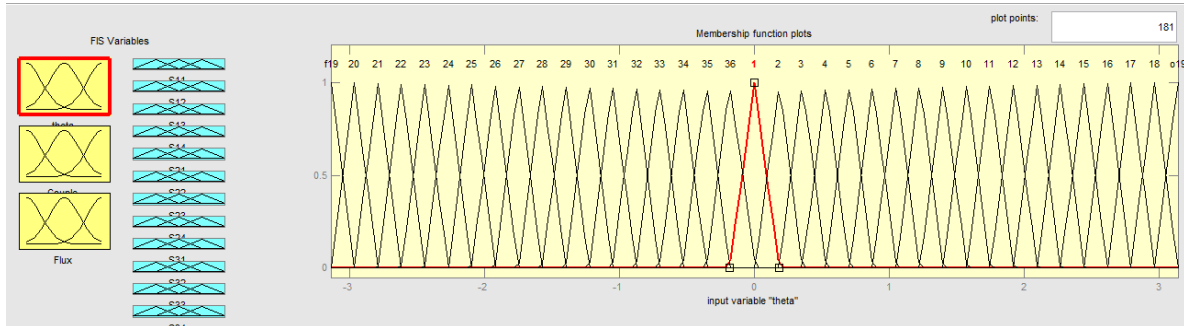


Figure III.14 : fonction d'appartenance de la position  $\theta_s$ .

### III.6.1 Règles de contrôle :

Et pour le bloc de commande c'est la même chose que l'onduleur à deux niveaux tel que : estimation du flux et de couple, estimation de la position et les contraintes qui seront imposées. Mais les règles de contrôle doivent être exprimées en fonction des variables d'entrée et de sortie de la manière suivante par exemple :

Ri: **if** ( $\Delta\varphi_s$  is P) and ( $\Delta C_e$  is P) and ( $\theta_s$  is  $\theta_1$ ) **then** (S11 is one) (S12 is one) (S13 is one) (S14 is one) (S12 is one) (S22 is one) (S23 is one) (S24 is one) (S31 is zero) (S33 31 zero) (S34 is zero).

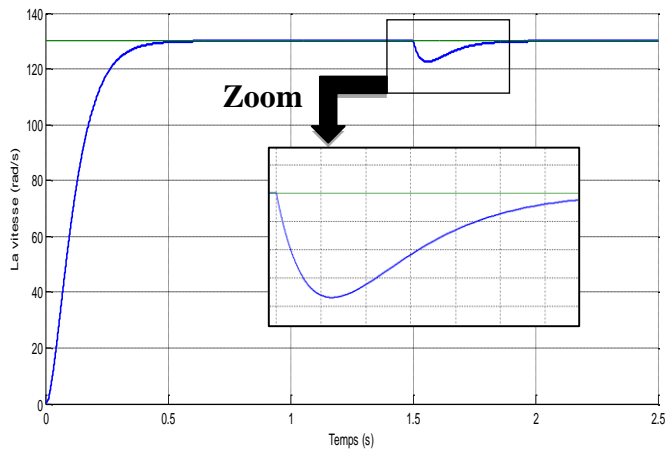
### III.6.2 Table de commutation :

Le tableau III.6 aussi est semblable aux celles que nous avons développées précédemment dans le cas d'onduleur à trois niveaux. Sauf que les variables d'erreurs " $\Delta\varphi_s$ " l'erreur de flux ; " $\Delta C_e$ " l'erreur du couple et " $\theta_s$ " la position du flux qui sont divisées en bandes déterminées dans le chapitre II, alors que pour cette approche toutes les variables sont des ensembles flous. Et pour la sortie est de type singleton, et calculée par des opérateurs flous.

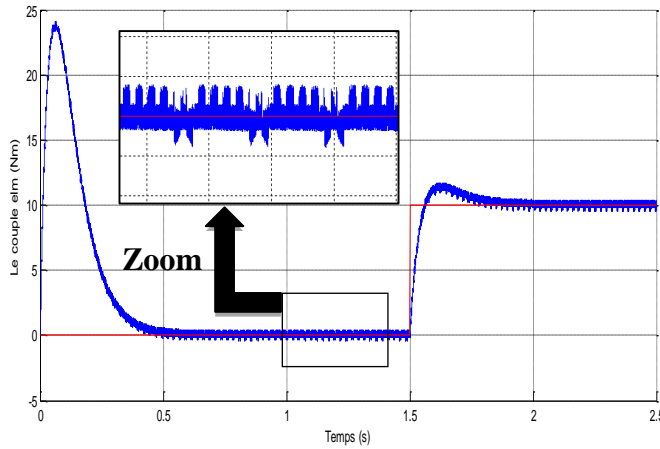
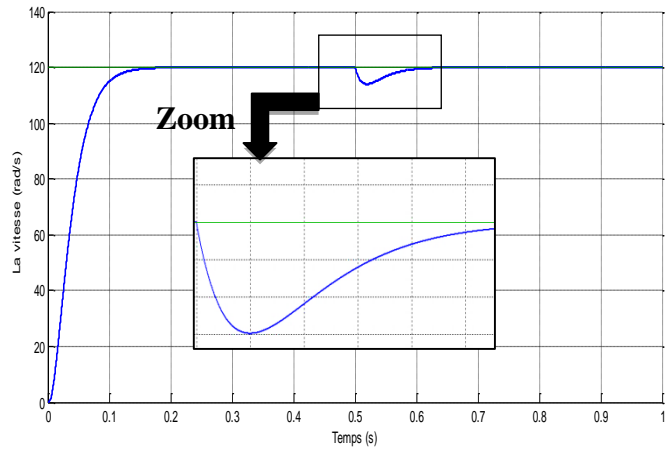
Secteur( $\theta_s$ )	Flux ( $\varphi_s$ )					
	P			Z		
	Couple ( $C_e$ )					
	P	Z	N	P	Z	N
1	14	2	54	24	32	44
2	15	2	55	25	32	45
3	18	2	58	28	32	48
4	18	7	58	28	37	48
5	20	7	60	30	37	50
6	24	7	4	34	37	54
7	24	12	4	34	42	54
8	25	12	5	35	42	55
9	28	12	8	38	42	58
10	28	17	8	38	47	58
11	30	17	10	40	47	60
12	34	17	14	44	47	4
13	34	22	14	44	52	4
14	35	22	15	45	52	5
15	38	22	18	48	52	8
16	38	27	18	48	57	8
17	40	27	20	50	57	10
18	44	27	24	54	57	14
19	44	32	24	54	2	14
20	45	32	25	55	2	15
21	48	32	28	58	2	18
22	48	37	28	58	7	18
23	50	37	30	60	7	20
24	54	37	34	4	7	24
25	54	42	34	4	12	24
26	55	42	35	5	12	25
27	58	42	38	8	12	28
28	58	47	38	8	17	28
29	60	47	40	10	17	30
30	4	47	44	14	17	34
31	4	52	44	14	22	34
32	5	52	45	15	22	35
33	8	52	48	18	22	38
34	8	57	48	18	27	38
35	10	57	50	20	27	40
36	14	57	54	24	27	44

Tableaux III.6 [36] : Table de commutation avec onduleur à cinq niveaux.

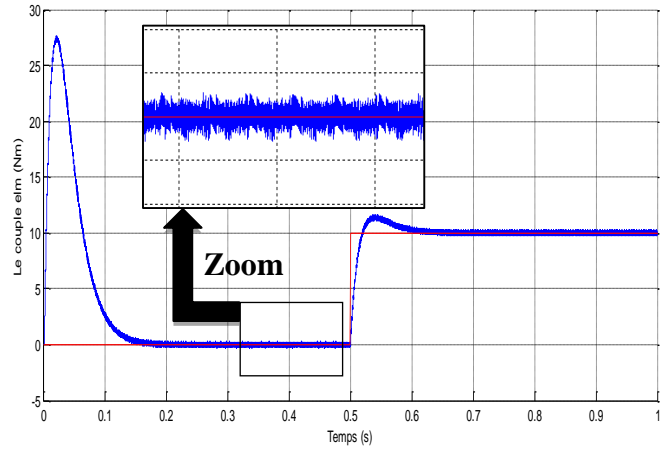
III.7 Résultats de simulation :



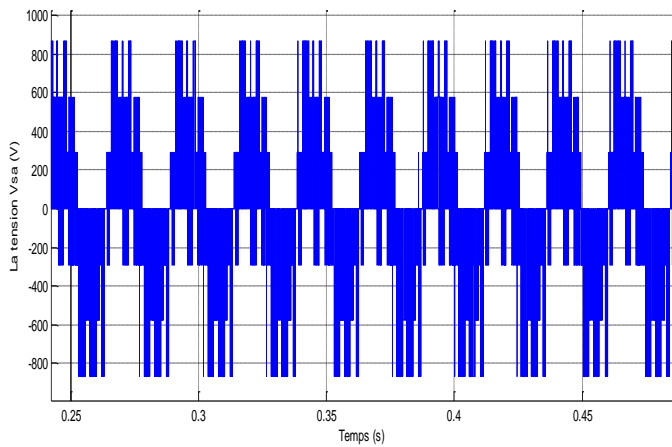
(a) : L'évolution de la vitesse. (A) : L'évolution de la vitesse.



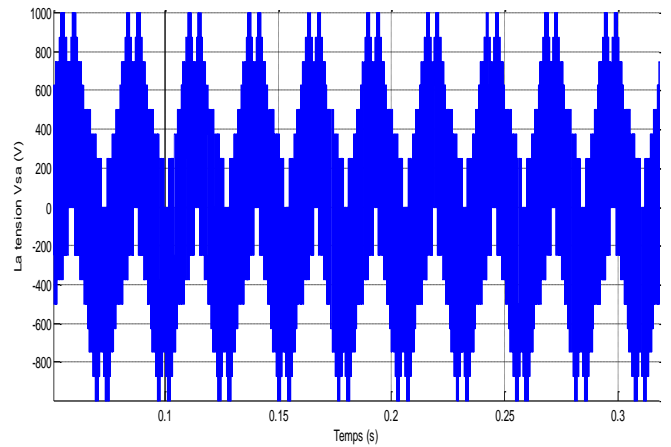
(b) : L'évolution de couple.



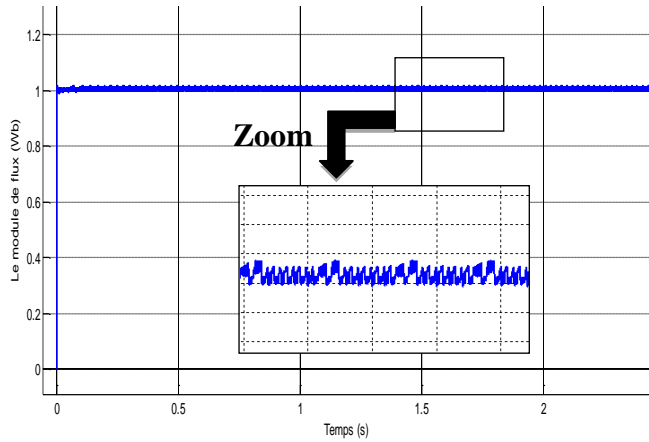
(B) : L'évolution de couple



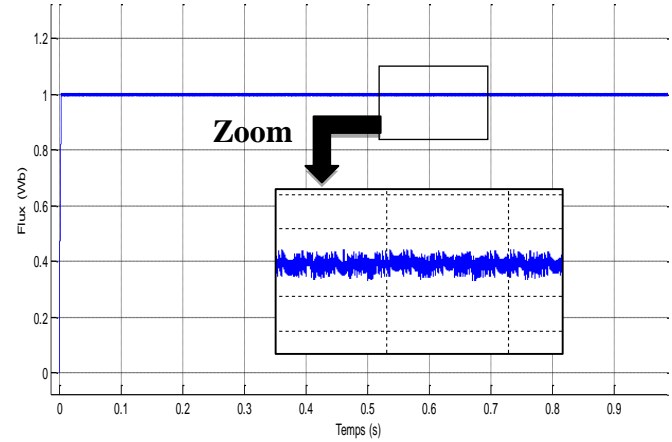
(c) : L'évolution de Tension statorique.



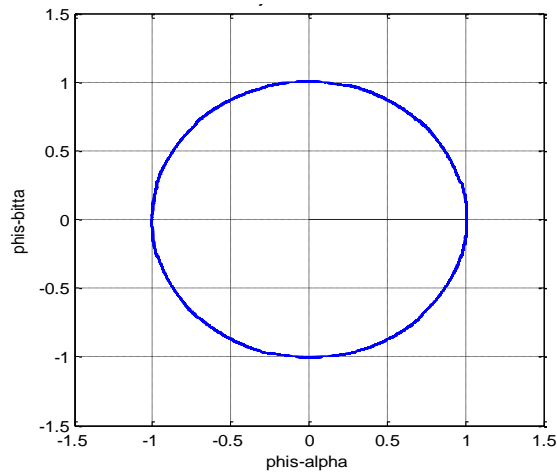
(C) : L'évolution de Tension statorique.



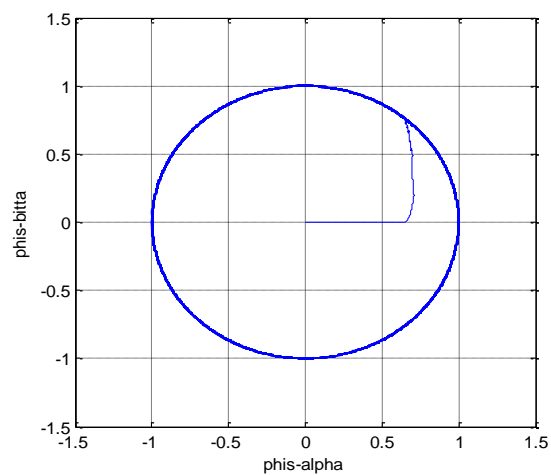
(d) : Le module de flux statorique.



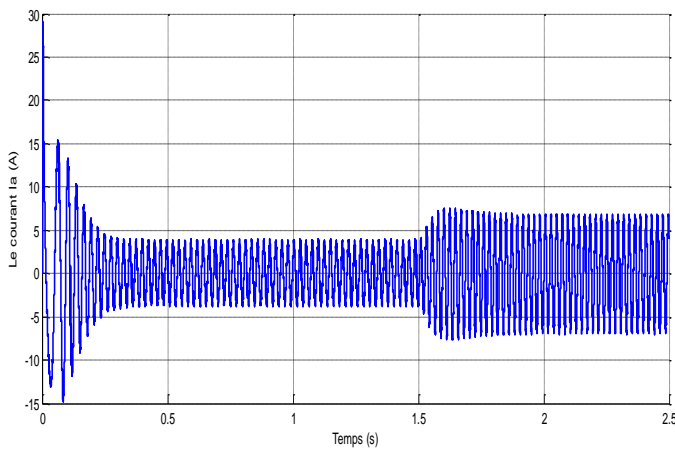
(D) : Le module de flux statorique.



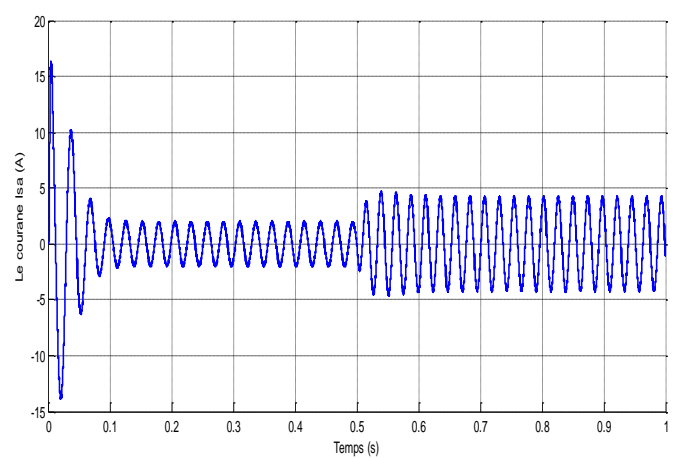
(e) : Trajectoire de vecteur de flux.



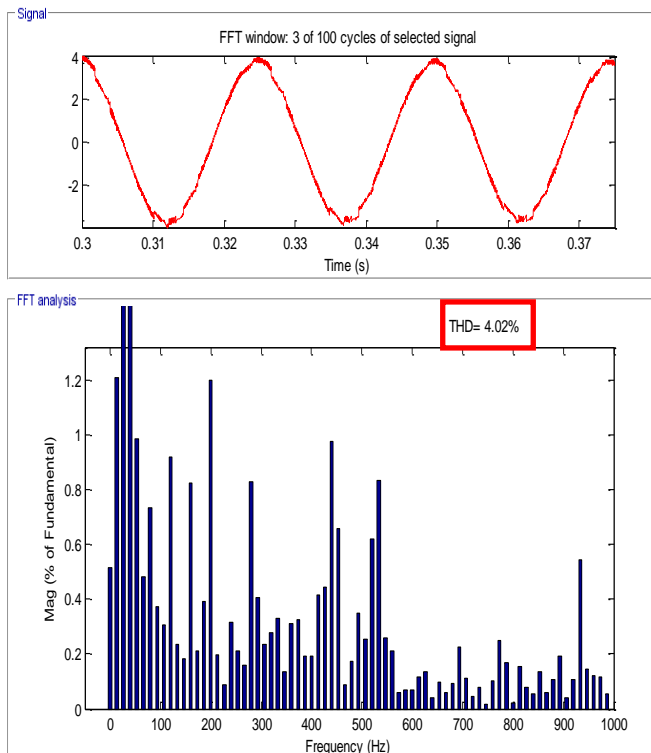
(E) : Trajectoire de vecteur de flux.



(f) : L'évolution de courant statorique.

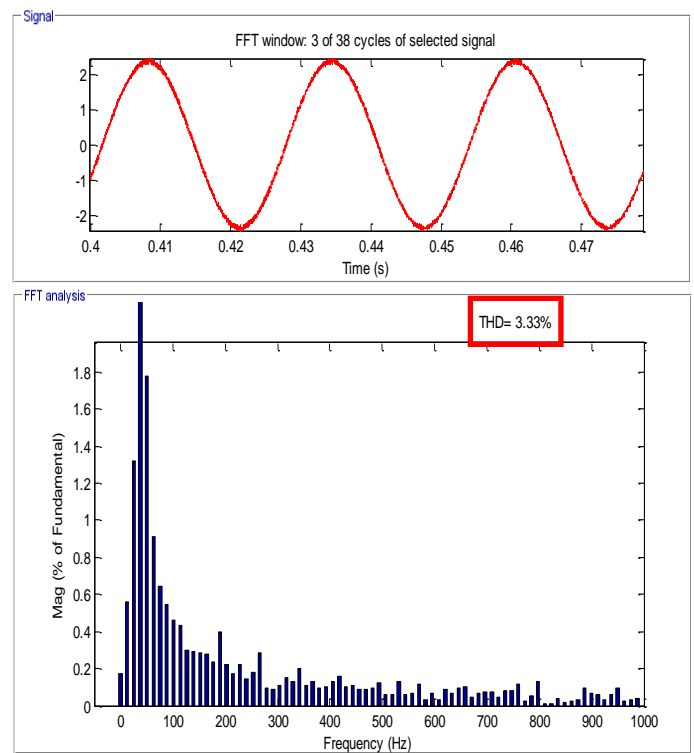


(F) : L'évolution de courant statorique.



(g) : Spectre de fréquence du courant Statorique et THD (%). Statorique et THD (%).

**Figure III.15** : Résultats de simulation de Commande DTC-flou avec onduleur à 3-niveaux.



(G) : Spectre de fréquence du courant

**Figure III.16** : Résultats de simulation de commande DTC-flou avec onduleur à 5-niveaux.

### III.8 Interprétations des résultats :

Les figures III.16 (A-G) illustrent les résultats de la simulation de la commande DTC-flou par un onduleur à cinq niveaux, les figures III.15 (a-g) de simulation présentent les résultats de simulation de l'onduleur à trois niveaux.

On remarque que tous les courbes gardent toujours leurs formes avec une bref amélioration, d'où on constate les remarques suivantes :

#### 🚦 Le couple électromagnétique:

D'après la figure (III.16.B) on remarque une réponse rapide du couple, et il existe une légère amélioration aux niveaux des ondulations lors de l'utilisation de la commande DTC-flou par un onduleur à cinq niveaux par rapport à la DTC-floue par un onduleur à trois niveaux figure (III.15.b).

#### ✚ Le courant statorique:

Le courant statorique de l'onduleur à 5-niveaux figure (III.16.F) est plus sinusoïde et il a moins d'ondulations que celui de l'onduleur à 3-niveaux figure (III.15.f).

#### ✚ Le module de flux:

La valeur du module de flux statorique 1Wb de référence qu'on a imposé et reflété par la courbe des deux figures (III.15.d) et (III.16.D), la seule différence est que les ondulations résiduelles de la figure (III.16.D) sont plus faibles que ceux de la figure (III.15.d).

#### ✚ La Trajectoire de flux:

Les deux figures (III.15.e) et (III.16.E), illustrent la trajectoire du vecteur flux qui prend une forme parfaitement circulaire sur le plan biphasé ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) dans les deux cas.

#### ✚ La vitesse:

Pour la vitesse, on peut dire que la poursuite de vitesse s'effectue sans dépassement la référence. On remarque que le temps de réponse est très court dans la figure (III.16.A) par rapport à la figure (III.15.a) de 3-niveaux.

#### ✚ La tension statorique:

La figure (III.16.C) illustre une meilleure forme de la tension statorique qui est produite par le contrôleur de DTC-floue cinq niveaux par rapport à celle de la figure (III.15.c) de l'onduleur à trois niveaux.

Dans le but de connaître le meilleur type de la commande de la MAS, une comparaison est indispensable entre les différents types de commande. Le tableau (III. 6), résume les valeurs de THD obtenus pour les différents types d'onduleurs.

	THD (%) du Courant statorique $I_{sa}$	Minimisations des ondulations du couple	Minimisations des ondulations du flux
DTC-Classique deux niveaux	5.43%	Asser Bonne	Asser Bonne
DTC-floue deux niveaux	4.59%	Bonne	Bonne
DTC-floue trois niveaux	4.02%	TrèsBonne	TrèsBonne
DTC-floue cinq niveaux	3.33%	Meilleur	Meilleur

**Tableaux III.7 :** Taux de distorsion harmonique pour chaque stratégie de commande.

Le tableaux III.6 montre que la commande DTC-floue cinq niveaux réduit considérablement la valeur de THD du courant statorique comparativement à celle de stratégie de la commande DTC-floue trois niveaux.

### **III.9 Conclusion :**

Dans ce chapitre, on à réaliser deux algorithmes de commande de la DTC-Floue, le premier est destiné pour l'onduleur à trois niveaux, le deuxième est destiné pour l'onduleur à cinq niveaux, cela nous a permet de faire une étude comparative entre les différents types de commande. D'après les résultats, on constate que la commande DTC-floue à onduleur cinq niveaux présente de meilleures performances aux autres commandes.



# CONCLUSION GENERALE

## Conclusion générale

Ce travail, nous a permis de connaître les principes de base pour l'étude et la simulation de n'importe quel système électro-énergétique complexe, et il a servi à enrichir notre modeste connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système et les techniques de commande d'alimentation de la machine asynchrone.

Notre étude est consacrée au contrôle direct du couple basé sur la logique floue de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux. Dans le but de faire une étude comparative entre la DTC classique par logique floue de la MAS en utilisant un onduleur à deux niveaux, à trois et à cinq niveaux, on a développé quatre algorithmes de commande : le premier est basé sur la DTC classique conventionnel en utilisant un onduleur à 2 niveaux et les autres sont basés sur la DTC par logique floue avec des onduleurs à 2, 3 et 5 niveaux.

Après modélisation et simulation des modèles cités précédemment, le critère de base sur lequel est basée notre comparaison est le taux de distorsion d'harmoniques total (THD%) ainsi que les fluctuations du couple et du flux.

Des tests de simulation de ces quatre algorithmes de commande avec variation du couple de charge et inversement de sens de rotation, ont été présentés, les résultats obtenus montrent que la commande DTC par logique floue de la MAS en utilisant un onduleur à cinq niveaux est très performante (ondulations du couple et du flux réduites, temps de réponse et la valeur de THD du courant statorique améliorés), ce qui montre l'efficacité de cet algorithme.

Pour une approche économique, il est clair que le coût de la réalisation de l'algorithme de commande DTC par logique floue basé sur l'onduleur à cinq niveaux est plus cher que la DTC classique conventionnelle, vu le nombre excessif de composants électroniques utilisés ainsi que la perte de puissance par commutation dans ces composants.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone, nous avons obtenus un modèle triphasé qu'on l'avait transformé ensuite à un modèle biphasé plus simple à étudier par l'application de la transformée de PARK. Le modèle ainsi obtenu est testé et validé par simulation sous l'environnement Matlab/Simulink. Dans la deuxième partie de ce premier chapitre, on a aussi présenté une étude théorique sur le principe du contrôle direct du couple (DTC) classique conventionnel de la MAS en utilisant un onduleur à deux niveaux.

Ensuite, dans le deuxième chapitre, nous avons développé un algorithme de commande basé sur la DTC classique par logique floue sur des onduleurs à deux niveaux. Cette partie nous a

permis d'étudier et de réaliser le tableau de commutation sous une structure d'un contrôleur flou cela nous a permis de bien maîtriser la méthodologie de sa conception.

En effet, le contrôle classique a été remplacé par le système flou pour améliorer les performances de la commande de la MAS car ce dernier est très peu sensible aux variations des paramètres du système ainsi qu'aux perturbations externes, ce qui justifie sa robustesse.

Dans le dernier chapitre, dans le but de faire une étude comparative, on a réalisé deux algorithmes de commande de la DTC-Floue, le premier est destiné aux onduleurs à trois niveaux et le second est destiné aux onduleurs à cinq niveaux.

Enfin pour les futurs travaux, il est recommandé d'étudier et réaliser des tests expérimentaux sur les algorithmes élaborés, en implémentant ces algorithmes dans un DSP ou un arduino, afin de valider les résultats de simulation.

## Références

- [1] N. MANSOURI et L. BENZAADIA, « Etude de différents estimateurs du flux statorique lors du contrôle direct du couple 'une machine à induction » Mémoire d'ingénieur, d'Electrotechnique Université de M'sila, juin 2008.
- [2] ZEGAI Mohammed Lamine, « Synthèses Des Techniques de Commande DTC Associe à L'intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Alimenté par Onduleur Multi-Niveaux » Thèse de Doctorat l'Université d'USTO-Mohamed Boudiaf D'Oran 2018.
- [3] SADOUNI Radhwane, « Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multi niveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC », Thèse de doctorat l'Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2017.
- [4] MERABET Adel, « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », thèse de doctorat, Université du Québec à Chicoutimi, Mai 2007.
- [5] GDAIM Soufien, « Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes », thèse de doctorat, Université de Monastir, 2013.
- [6] BENZAIIOUA Ammar, « Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée », thèse de doctorat, Université du Québec à Chicoutimi Avril 2014.
- [7] Rachid Abdessemed, « Modélisation et simulation des machines électriques », électrotechnique, © Ellipsesédition Marketing S.A, 2011.
- [8] Toufouti Riad, « Contribution à la commande direct du couple de la machine Asynchrone », thèse doctorat, Université Mentour Constantine 2008.
- [9] BENBOUALI Abderrahmane, « Commande par logique floue adaptative d'une machine asynchrone avec estimation de la constante de temps rotorique », Mémoire de Magister, Université de Chlef, 2008.
- [10] M. Kelaiaiaet M. Samira, « Amélioration de la qualité de l'énergie délivrée par un onduleur multi niveaux alimentent une Machine Asynchrone à cage », Thèse doctorat, Université de Badji Mokhtar-Annaba, 2007.

- [11] Sturtzer, Guy, and Eddie Smigiel. « Modélisation et commande des moteurs triphasés : commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP » électrotechnique. Ellipses, 2000.
- [12] O. Amina et R. Farah. « Contribution à la commande directe du couple d'une machine asynchrone avec un régulateur PI adaptatif par logique floue ». Mémoire de Master, Université A. MIRA-Bejaia, 2019.
- [13] A. Mohamed et I. Nadjib. « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux », Mémoire de Master, Université Saad Dahlab de Blida, 2016.
- [14] BENNEDJAI Soumaya. « Contribution à l'amélioration de la sûreté d'exploitation des moteurs à induction ». Thèse doctorat, Université de Badji Mokhtar-Annaba, 2016.
- [15] B. Hocine et R. Salah Eddine. « Etude et réalisation de la commande DTC des machines asynchrones par la logique floue ». Mémoire de Master, Université de Constantine 1, 2013.
- [16] CHIBAH Arezki. « CONCEPTION D'UN CONTROLEUR D'ETAGE DE PUISSANCE PAR FPGA ». Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou.
- [17] AKKOUCHEI Kamel. « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ». Mémoire de Magister, Université de Badji Mokhtar-Annaba, 2007.
- [18] MESLOUB Hayette. « Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrones à Aimants Permanents ». Thèse doctorat, Université Mohamed Khider de Biskra, 2016.
- [19] KHADAR, Saad. « Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par DTC ». Diss. Université de Mohamed Boudiaf M'sila Faculté de Technologie, 2016.
- [20] FEROURA Hamza. « Commande DTC à fréquence constante des machines asynchrones ». Mémoire de Master, Université de Ferhat Abbas Setif, 2013.
- [21] B. Rahma et D. Zineb. « Commande Direct Du Couple (DTC) Appliquée Au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Par L'utilisation Des Réseaux De Neurones Artificiels ». Mémoire de Master, Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2019.

- [22] BERRABAH Fouad. « Commande sans capteur de la Machine Asynchrone ». Thèse doctorat, Université de Badji Mokhtar-Annaba, 2016.
- [23] HIKA Brahim et KHAKHA Ismail. « La commande DTC par logique floue d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension multi niveaux ».Mémoire d'ingénieur, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2010.
- [24] CHOUITER ELAMINE et BENARIB ABDENNOUR. « Contrôle Direct du Couple basé sur la Logique Floue ». Magister en Université Mohamed Boudiaf - M'sila 2018.
- [25] A. Hakim et A. Bilal. « Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue ». Mémoire e Master Université A. MIRA-Bejaia, 2014.
- [26] CHEBABH Ali. « Application des techniques de l'intelligence Artificiel pour le contrôle direct du couple d'une MAS ». Diss. Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf M'Sila, 2009.
- [27] HOUACINE Karima. « Commande Neuro-Floue d'une Machine Asynchrone dans une chaine de propulsion d'un véhicule électrique ». Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, juin 2016.
- [28] LAGHOUAG Ibrahim. « Commande par logique floue type -2-appliquée à la Machine Asynchrone ». Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila, Juin 2016.
- [29] BENAOUA Omar Fethi. « Application des techniques de l'intelligence artificielle (LF-RN) pour le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multi niveaux ». Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2013.
- [30] El Ouanjli, N., Taoussi, M., Derouich, A., Chebabhi, A., El Ghzizal, A., & Bossoufi, B. (2018). « Modern improvement techniques of direct torque control for induction motor drives - a review». Gazi Université Journal of Science, 31(2), 532–542.
- [31] BENHACHEMI Meriem et MESSAHLI Khadidja. « Commande vectorielle des onduleurs multi niveaux ». Mémoire de Master, Université d'Adrar, Mai 2017.

[32] BELGACEM Asma et BERRAH Maroua. « Modélisation et simulation d'un ensemble onduleur multi niveaux - machine asynchrone ». Mémoire de Master, UNIVERSITE LARBI TEBESSI – TEBESSA, 2017.

[33] GUERFI Youcef .« Régulation des onduleurs multi niveaux par un régulateur à logique floue ». Mémoire de Magister, Université de Badji Mokhtar-Annaba, 2009.

[34] BENDAIKHA Abdelmalik. « Commande par MLI vectorielle d'un Onduleur multi niveaux ». Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2018.

[35] Habib BENBOUHENNI, Rachid TALEB, Fayçal CHABNI. « Etude comparative entre la commande DTC trois niveaux et la commande DTC cinq niveaux de la machine asynchrone ». Ecole Nationale Polytechnique d'Oran (ENPO) BP1523 El M'nouer, Oran, Algérie.

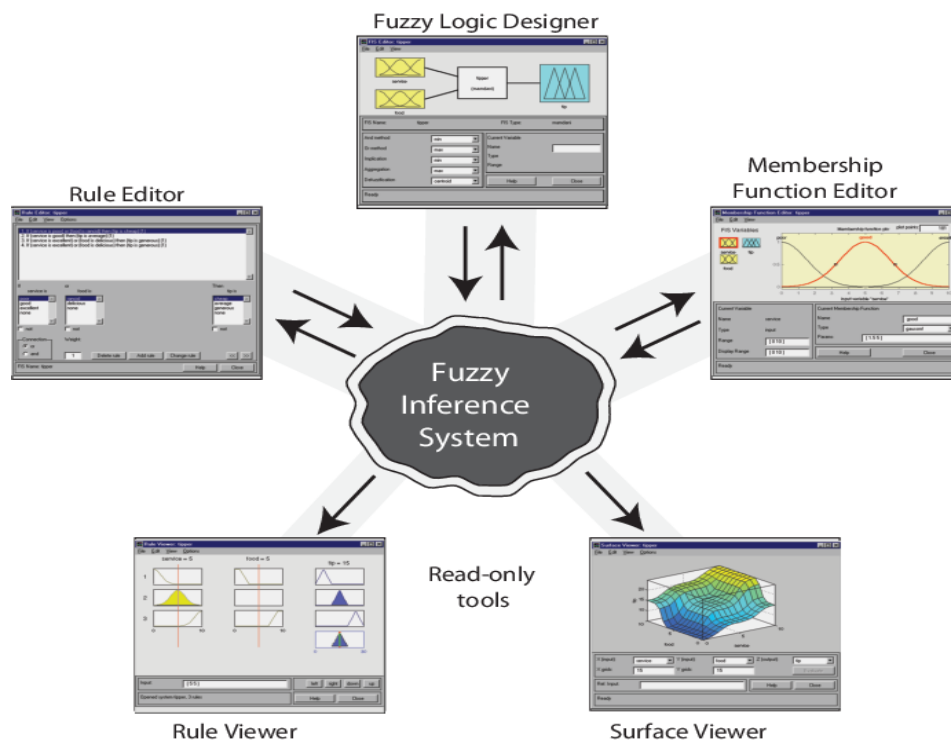
[36] Habib BENBOUHENNI. « Fuzzy Speed Controller of Induction Machine with 36 Sectors DTC Based ANFIS Hysteresis Comparator ». Ecole Nationale Polytechnique d'Oran, Algérie. Conférence Papier, 2019.



## ANNEXES B

### B.1 Présentation du Toolbox FUZZY LOGIC :

La Toolbox Fuzzy Logic de Matlab possède un éditeur qui permet de créer des systèmes d'inférences flous : des FIS (pour Fuzzy inference system). Cette boîte à outils permet de générer des fichiers (.fis), qui correspondent à des systèmes d'inférences floues et dont font partie les RLF. Cette boîte à outils possède 3 éditeurs (de fis, de règles et de fonctions d'appartenance) qui permettent de saisir l'ensemble des données du FIS ainsi que 2 interfaces graphiques qui permettent de visualiser les inférences directement sur la base de règles, ainsi que des surfaces de contrôle.



**Figure.1:** Fuzzy inference system.

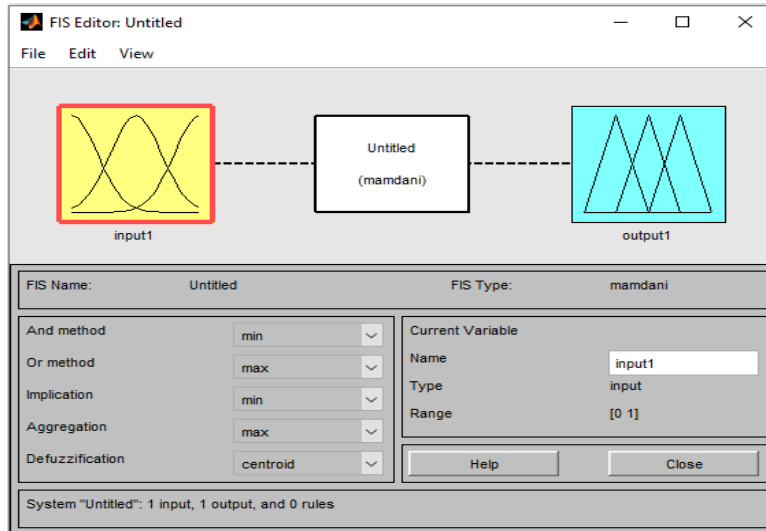
Pour lancer cet éditeur principal : `>>Fuzzy`. Dans la command Windows de Matlab. A partir de la fenêtre principale de l'éditeur de fis, une navigation assez aisée permet de passer d'un éditeur à un autre...

Le FIS créé devra être enregistré « nom de fichier **.FIS** » dans le répertoire de simulation et chargé dans un bloc **Fuzzy contrôleur** de Simulink.

## B.2 Application avec Matlab :

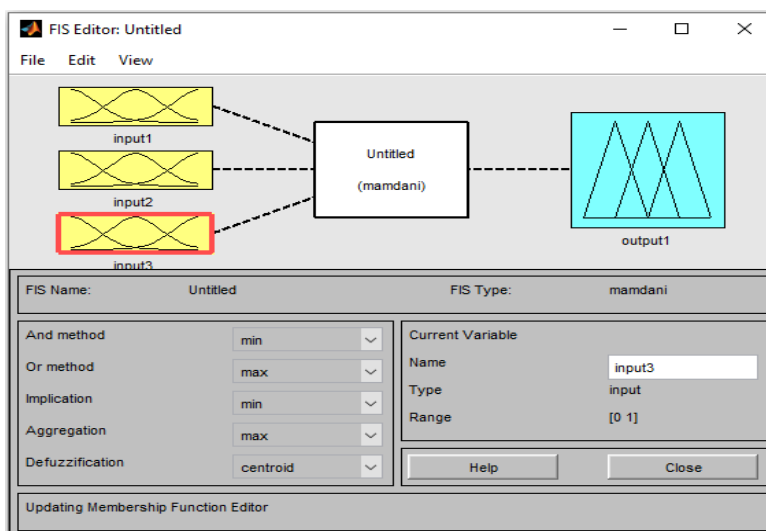
On accède la fenêtre principale du << FIS Editor >> par un instruction sur la ligne de commande MATLAB

```
>>Fuzzy
```



**Figure.2** : Fenêtre principale de l'éditeur de logique floue.

On y choisit premièrement le nombre d'entrées depuis la barre de menu : **Edit** → **Addinput** (trois entres). On trouve alors sur la fenêtre principale du << FIS Editor >> autant d'icône qu'on veut de signaux d'entrées et sorties, et une pour les règles d'inférence. La partie inférieure permet de spécifier les méthodes d'inférences. On accède alors à une fenêtre spécifique par un double-Clic sur l'icône du signal dont on veut spécifier les fonctions d'appartenance.



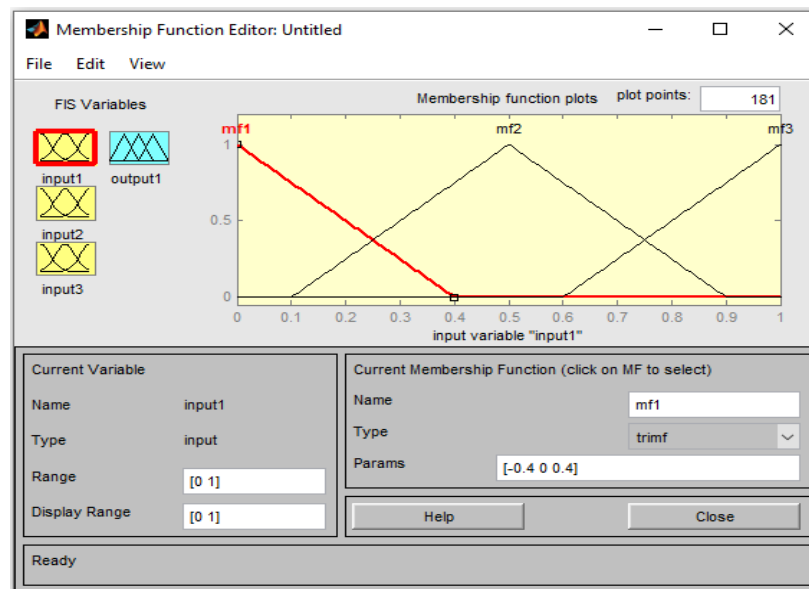
**Figure 3** : Fenêtre de l'éditeur de fonctions d'appartenance.

On doit y accomplir les actions suivantes, de préférence dans l'ordre indiqué :  
Choix de la gamme de variation de chaque signal, de préférence [0; 5], ce qui implique que les signaux soient d'abord normalisés.

Choix des fonctions d'appartenance depuis la barre de menu : Edit AddMFs... . On accède alors à une fenêtre qui permet de choisir le nombre de fonctions et leur type. On préférera les formes simples –triangle <<trimf>> et trapèze <<trapmf>> - peu coûteuses en temps et en espace mémoire.

Sur la fenêtre MF, on choisit le nom et la dimension de chaque fonction d'appartenance : soit en déplaçant les points du graphique avec la souris, soit en spécifiant le vecteur dans la fenêtre <<Params>>. Pour le nom, un mnémonique tel : Z, S, M et B, vaut mieux que mf1 à mfn attribués par défaut. On ferme ensuite chaque fenêtre de signal.

De retour dans le du << FIS Editor >>, on choisit le nom du signal de préférence à input k attribué par défaut.



**Figure.4** : Fenêtre de l'éditeur de fonctions d'appartenance.

Lorsque tous les signaux sont spécifiés, on ouvre l'éditeur des règles d'inférence :

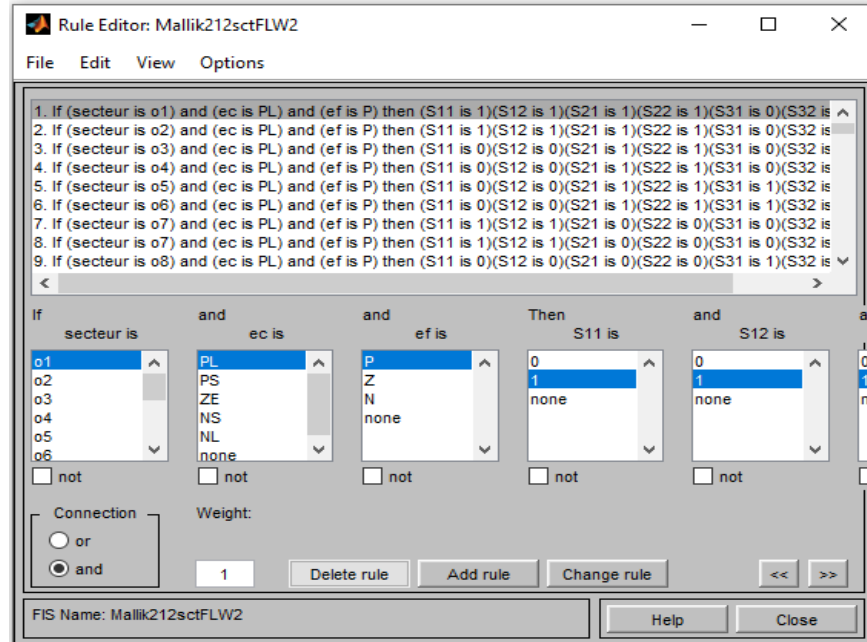


Figure .5 : Fenêtre de l'éditeur de règles d'inférence.

On termine en définissant les méthodes pour interpréter les combinaisons logiques et les Règles d'inférence, on choisit la méthode Mamdani. Cette méthode consiste à utiliser l'opérateur **Min** pour **Et** et l'opérateur **Max** pour le **Ou**. Pour la défuzzification, on recommande la méthode du centre de gravité (centroid).

On ferme toutes les fenêtres secondaires de l'éditeur FIS avant d'enregistrer le régulateur sur le fichier sur le disque en choisissant un nom dont on se souviendra facilement (sys\_a.fis). Si on veut ensuite utiliser ce régulateur dans un schéma *Simulink*, il faut encore l'enregistrer dans l'espace de travail MATLAB : Workspace.