

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE
L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT : GENIE ÉLECTRIQUE

N° : CE04



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ÉLECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ÉLECTRIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de
Master Académique en commande électrique**

Par :

-BELHOUT MERWAN

- LAIB AYYOUB

Intitulé

**Commande par orientation de la tension (VOC)
d'un redresseur MLI triphasé basé sur des
régulateurs PI, floue type 1 et type 2**

Soutenu devant le jury composé de :

Fayssal OUAGUENI
Riyadh ROUABHI
Salim DJERIOU
Abederrahim ZEMMIT

MCA
MCA
MCA
MCA

Président
Encadreur
Co-Encadreur
Examineur

Année universitaire : 2023/ 2024

Remerciements

Avant toute chose , on remercie ﷻ le tout puissant de nous avoir donne la courage , la patience et la force durant toutes ces années d'études .

*Nous sommes très reconnaissants a Monsieur **ROUABHI RIYADH** et nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour sa soutient , sa gentillesse , ses encouragement ses conseils et ses patiences pendant la période de la réalisation de ce travail.*

Nos sincères remerciement aux messieurs les membres de jury qui nous ont fait l'honneur en acceptant d'avaleur notre travail.

Nos remerciement vont aussi aux enseignant du département de génie électrique qui ont contribué a notre formation.

Enfin, un remerciement spécial aux étudiant de la 2eme année master de la spécialité de génie électrique spécifiquement commande électrique.

إهداء

إلى من قال فيهم المولى عز وجل:

﴿وَقَضَىٰ رَبُّكَ أَلَّا تَعْبُدُوا إِلَّا إِيَّاهُ وَبِالْوَالِدَيْنِ إِحْسَانًا إِمَّا يَبُلُغَنَّ عِنْدَكَ الْكِبَرَ أَحَدُهُمَا أَوْ كِلَاهُمَا فَلَا تَقُلْ لَهُمَا آفٌ وَلَا تَهْزُهُمَا وَقُلْ لَهُمَا قَوْلًا كَرِيمًا﴾

فخرا وشرفا أعتز بهما فوق الواجب وأنا أهدي ثمرة هذا العمل المتواضع إلى
بهجة القلب وهبة الرب وكمال الود، إلى التي تعبت لأرتاح وسهرت لأنام
وحلمت لأنال، إلى الشمس التي تضيء صباحي والقمر الذي ينير ليالي

أمي

إلى من جرع الكأس فارغا ليسقني قطرة الحب، إلى من كلت أنامله ليقدم لنا
لحظة سعادة، إلى من حصد الأشواك عند ربي ليمهد لي طريق العلم إلى

القلب الكبير

أبي

إلى سندي وقوتي وملاذي بعد الله... إلى من آثروني على أنفسهم

إخوتي

إلى من أظهروا لي أجمل ما في الحياة،

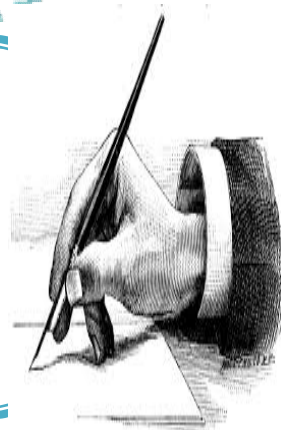
مروان

إهداء

الحمد لله حبا وشكرا وامتنانا على البدء والختام، بعد تعب ومشقة في سبيل العلم حملت
طياتها أمنيات الليالي، وأصبح عنائي اليوم قوة. ها أنا اليوم أقف على عتبة تخرجني لقطف
ثمار تعبي وارفع قبعتي بكل فخر، فاللهم لك الحمد قبل ان ترضى ولك الحمد بعد الرضا لأنك
وفقتني على الهام هذا النجاح وتحقيق حلمي، وبكل حب أهدي ثمرة نجاحي وتخرجني
الذي زين اسمي بأجمل الألقاب ومن دعمني بلا حدود وأعطاني بلا مقابل، الى من علمني
أن الدنيا كفاح وسلاحها العلم والمعرفة داعمي الأول في مسيرتي وسندي وقوتي وملاذي
والذي الى من جعل الله الجنة تحت أقدامها واحتضني قلبها قبل بعد الله فخري واعتزازي
يديها وسهلت لي الشدائد بدعائها الى القلب الحنون والشمعة التي كانت في الليالي
المظلمات سر قوتي ونجاحي والدي الغالية

أيوب

SOMMAIRE



SOMMAIRE.....	I
LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX.....	II
NOTATION ET SYMBOLES.....	III
INTRODUCTION GENERALE.....	VI
CHAPITRE I : L'ETAT DE L'ART ET LA MODELISATION DU REDRESSEUR MLI TRIPHASE	
I.1 Introduction.....	5
I.2 L'état de l'art du redresseur MLI triphasé	5
I.2.1 Les redresseurs MLI triphasés et la qualité de l'énergie	5
I.2.2 Structure du redresseur MLI triphasé	6
I.2.3 Différents types du redresseur MLI triphasé	7
I.2.3.1 Redresseur MLI triphasé de tension	7
I.2.3.2 Redresseur MLI triphasé de courant	7
I.2.4 Principe de fonctionnement du redresseur MLI triphasé	8
I.2.5 Différents types de la commande MLI	9
I.2.5.1 MLI triangulo-sinusoïdale	9
I.2.5.2 MLI à Bande d'hystérésis	9
I.2.5.3 MLI à échantillonnage périodique	9
I.2.5.4 MLI vectorielle.....	10
I.2.6 Les applications modernes du redresseur MLI triphasé	10
I.3 Modélisation du redresseur MLI triphasé	12
I.3.1 Schéma électrique de modélisation du redresseur MLI triphasé	12
I.3.2 Différents stratégies de modélisation de redresseur MLI triphasé	12
I.3.2.1 Modèle dans le repère (α, β).....	12
I.3.2.2 Modèle dans le repère (d, q).....	13
I.3.3 Modélisation du redresseur MLI triphasé	14
I.3.3.1 La source d'alimentation	15
I.3.3.2 Partie Convertisseur	15
I.3.3.3 Partie charge	15
I.3.4 Schéma bloc de modélisation du redresseur MLI triphasé	16
I.4 Conclusion	16
CHAPITRE II :L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES PROPOEES	
II.1 Introduction.....	18

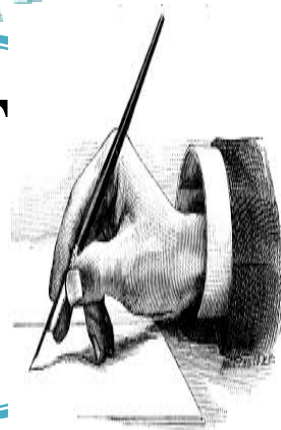
II.2	Commande par orientation de la tension basée sur des régulateurs PI	18
II.2.1	Le principe de la commande par orientation de la tension	19
II.2.2	Boucle a verrouillage de phase PLL	19
II.2.3	Type de régulateurs utilisés	20
II.2.3.1	Régulation à action proportionnelle (P)	20
II.2.3.2	Régulation à action intégrale (I)	21
II.2.3.3	Régulation à action proportionnelle intégrale (PI)	21
II.2.4	Avantages et Inconvénients de la commande par orientation de la tension	22
II.3	Commande par orientation de la tension basée sur des régulateurs floue type 1	22
II.3.1	Notions fondamentales de la logique floue type1	22
II.3.1.1	Les ensembles floues	23
II.3.1.2	Les fonctions d'appartenances	23
II.3.1.3	Les caractéristiques d'un sous ensemble floue	25
II.3.1.4	Les variables linguistiques	25
II.3.1.5	Les opérateurs de la logique floue	26
II.3.1.6	Implication floue	27
II.3.2	La structure d'un contrôleur floue type 1	28
II.3.2.1	Fuzzification	28
II.3.2.2	Base des règles	29
II.3.2.3	Inférence des règles floues	29
II.3.2.4	Défuzzification	30
II.4	Commande par orientation de la tension basée sur des régulateurs floue type 2	31
II.4.1	Notions fondamentales de la logique floue type 2	31
II.4.1.1	Représentation d'un ensemble floue type 2	31
II.4.1.2	Définitions	32
II.4.2	La structure d'un contrôleur floue type 2	33
II.4.2.1	Fuzzification	33
II.4.2.2	Base des règles	33
II.4.2.3	Mécanisme d'inférence	34
II.4.2.4	Réduction de type	34
II.4.2.5	Defuzzification	34
II.5	Conclusion	35

CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPEES	
III.1	Introduction..... 37
III.2	Application de la commande VOC basée sur des régulateurs PI 37
III.2.1	Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère (d, q) 37
III.2.2	Synthèse de la loi de commande 37
III.2.3	Schéma bloc de la commande VOC basée sur des régulateurs PI du redresseur a MLI..... 38
III.2.4	Calcule les gains des régulateurs des courants et de la tension utilisé 39
III.2.4.1	Gains de régulateur de la tension de sortie 39
III.2.4.2	Gains de régulateur de courants id et iq 40
III.2.5	Résultats de simulation numérique 42
III.2.6	Interprétation des résultats 43
III.3	Application de la commande VOC basée sur des régulateurs floue type 1 44
III.3.1	Structure de base d'un contrôleur flou type 1 utilisé 44
III.3.1.1	Les fonctions d'appartenances 45
III.3.1.2	La table des règles de décision..... 45
III.3.2	Résultats de simulation numérique 46
III.3.3	Interprétation des résultats 47
III.4	Application de la commande VOC basée sur des régulateurs floue type 2 47
III.4.1	Structure de base d'un contrôleur flou type 2 utilisé 48
III.4.1.1	Les fonctions d'appartenances 48
III.4.1.2	La table des règles de décision..... 48
III.4.2	Résultats de simulation numérique 49
III.4.3	Interprétation des résultats 50
III.5	Conclusion 50
 CHAPITRE IV :ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES LES COMMANDES DEVELOPPEES.	
IV.1	Introduction 52
IV.2	Comparaison qualitative 52
IV.2.1	Résultats de simulation 52
IV.2.2	Interprétation des résultats 53
IV.3	Comparaison quantitative 53
IV.3.1	Résultats de simulation 54

sommaire

IV.3.2 Interprétation des résultats	54
IV.5 Conclusion	54
Conclusion générale	57
Bibliographie	59
Annexe	63
Résumé	65

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX



CHAPITRE I

Figure I.1: Structure du redresseur à MLI 6

Figure I.2: Redresseur MLI de courant 7

Figure I.3 : Redresseur MLI de tension 8

Figure I.4 : principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d'hystérésis 9

Figure I.5 : Redresseur à MLI «Liaison entre un système à 50Hz et un système à 60Hz » 10

Figure I.6 : L'utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse 11

Figure I.7 : Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne 12

Figure I.8 : Schéma électrique de modélisation du redresseur MLI triphasé 12

Figure I.9 : Structure du redresseur à MLI 14

Figure I.10 : Schéma bloc de modélisation du redresseur MLI 16

CHAPITRE II

Figure II.1 : Schéma bloc de la commande VOC 18

Figure II.2 : Diagramme vectoriel de la tension du réseau et du courant de ligne 19

Figure II.3. : Schéma bloc et électrique d'un régulateur P 20

Figure II.4 : Schéma bloc et électrique d'un régulateur I 21

Figure II. 5 : Schéma bloc et électrique d'un régulateur PI 22

Figure II.6: Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou 23

Figure II.7 : Différentes formes de la fonction d'appartenance 24

Figure II.8 : Caractéristiques d'un ensemble flou 25

Figure II.9: Exemple d'une représentation floue de la variable (Vitesse) 26

Figure II.10: exemple d'opération sur les ensembles flous 27

Figure II 11: Schéma synoptique général d'un contrôleur flou 28

Figure II.12: Fuzzification avec fonctions d'appartenance 29

Figure II.13 : Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien 31

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

Figure II.14 : Représentation schématique d'un ensemble flou Gaussien de type-2	32
Figure II.15 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou type 2	33

CHAPITRE III

Figure III .1: Schéma bloc de la commande de la commande VOC basée sur les régulateurs PI	39
Figure III .2: Boucle de régulation équivalente de la tension	39
Figure III .3: Boucle de régulation équivalente de le courant	41
Figure III .4: Schéma bloc des boucles internes des courants	42
Figure III.5 : La tension V_{dc} avec un zoom	42
Figure III.6 : Courant et tension de ligne	43
Figure III.7 : Spectre harmonique du Courant de ligne	43
Figure III.8: schéma bloc de la commande VOC basée sur des régulateurs floue type1	44
Figure III.9: Schéma bloc de la structure du contrôleur flou type 1	44
Figure III.10 : Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle	45
Figure III.11: La tension V_{dc} avec un zoom	46
Figure III.12: Courant et tension de ligne	46
Figure III.13: Spectre harmonique du Courant de ligne	46
Figure III.14: schéma bloc de la commande VOC basée sur des régulateurs floue type 2	47
Figure III.15: Schéma bloc de la structure du contrôleur flou type 2	48
Figure III.16: Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)	48
Figure III.17 : La tension V_{dc} avec un zoom	49
Figure III.18 : Courant et tension de ligne	49
Figure III.19: Spectre harmonique du Courant de ligne	49

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

CHAPITRE IV

Figure IV.1 : la tension produite pour les trois structures de commandes avec un zoom . 52

Figure IV.2: Spectre harmonique du Courant de ligne pour les trois structures de command
..... 52

Liste des tableau

CHAPITRE II

Tableau. II.1: Méthode usuelles de l'inférence floue..... 30

CHAPITRE III

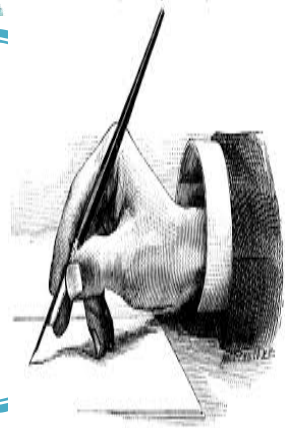
Tableau.III.1: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type 1. 45

Tableau III.2: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type 2. 48

CHAPITRE II

Table IV.1 : Étude comparative des commandes développées sur le Red MLI 54

Notation et symboles



symboles

t : Le temps

f : Fréquence du fondamental

R : Résistance de la ligne

L : Inductance de la ligne

C : Capacité du filtre

i_a i_b i_c : Les courants de lignes

i_α : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère stationnaire(α , β) .

i_β : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère stationnaire(α , β) .

i_α : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère stationnaire(α , β) .

i_d : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère tournante (d , q) .

i_q : Composante du vecteur courant de ligne dans le repère tournante (d , q) .

$i_{q\text{ ref}}$: Le courant de référence de ligne dans le repère tournante (d , q) .

e_a e_b e_c : Les tensions de lignes.

e_α : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère stationnaire(α , β) .

e_β : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère stationnaire(α , β) .

e_d : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère tournante (d , q) .

e_q : Composante du vecteur tension de ligne dans le repère tournante (d , q) .

u_c : Tension à l'entrée du redresseur.

v_{dc} : Tension continue .

$v_{dc\text{ ref}}$: Tension continue de référence.

I_{rd} : Courant redressé.

E_m : Amplitude des tensions triphasées.

S_1 S_2 S_3 : Etats de commutation du redresseur.

Significations des Abréviations Utilisées

VOC : Voltage Oriented control.

THD : Taux de Distorsion Harmonique.

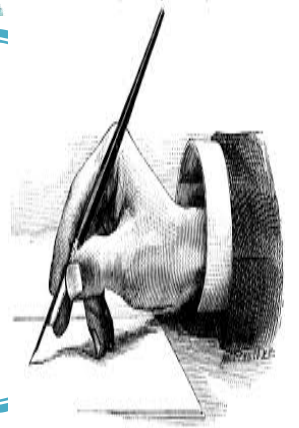
MLI : Modulation de Largeurs d'Impulsions.

PI : correcteur Proportionnel intégral .

DPC : direct power control.

PLL : phase Looked Loop.

Introduction général



Les perturbations dites harmoniques sont causées par l'introduction sur le réseau des charges non-linéaires comme les équipements intégrant de l'électronique de puissance (variateurs, onduleurs, convertisseurs statiques, gradateurs de lumière, postes de soudure) d'une part, et la diminution du facteur de puissances causées par la consommation de puissance réactive des moteurs électriques à courant continu ou alternative d'autre part, sont des problèmes bien réels qui ont poussé les chercheurs à exploiter des solutions peuvent être utilisées pour remédier à ces problèmes[CHI 21 Rag15].

Parmi les meilleures solutions utilisées dans les dernières années pour remédier les problèmes harmoniques et la diminution du facteur de puissances, se trouve le redresseur à MLI et leurs techniques de commandes adéquates non-linéaires qui seront capables de réduite le spectre harmonique du courant de ligne et améliorer le facteur de puissance unitaire à savoir le redresseur à MLI commandé par l'orientation de la tension basé sur l'intelligent artificielle[BEL 20 Mar 04].

La commande par l'orientation de la tension basé sur l'intelligent artificielle c'est un algorithme de control basé sur des régulateurs floues type 1ou des régulateurs floues 2. Cette approche repose sur l'utilisation de variables linguistiques et de règles floues afin d'approximer les processus de prise de décision similaires à ceux des êtres humains. Elle permet ainsi d'obtenir un contrôle adaptatif et robuste, en s'adaptant aux variations et aux conditions changeantes du système. Grâce à cette méthode, il devient possible de réaliser un contrôle précis et fiable, même dans des environnements complexes et imprévisibles[Fek15 HEL23].

Problématique

Aujourd'hui, l'utilisation du redresseur MLI non pour produire une tension continue stable et variable par rapport la demande de la charge à partir d'un réseau alternatif et d'assurer le flux de puissance bidirectionnel, mais afin de réduire le taux de distorsion harmonique, d'assurer un courant d'entrée proche d'une forme sinusoïdale ce qui un facteur de puissance égal à l'unité, ce la a conduit les gens du domaine à mener des recherches approfondies pour améliorer l'efficacité de ces convertisseurs à travers le développement des techniques de commandes adéquates qui seront considérées.

✚ L'objectif du Mémoire

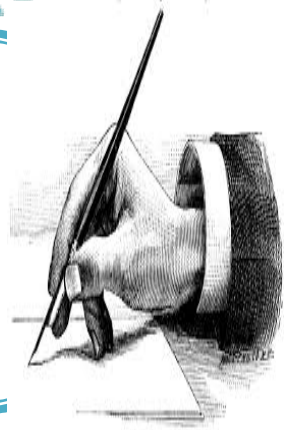
L'objectif de ce mémoire est l'amélioration des performances du redresseur MLI commandée par l'orientation de la tension à partir de remplacement les régulateurs PI utilisées dans cette commande par des régulateurs floue type 1 et des régulateurs floue type 2 pour éliminer les deux inconvénients majeurs de cette commande qui sont : l'inadaptation avec les systèmes à structures variables, et l'impuissance de ces correcteurs classiques qui donnent souvent des résultats moins performants. Enfin s'intéressé sur l'étude comparative entre les différentes structures de commandes développée dans ce travail afin de mettre en évidence l'efficacité et la robustesse de chacune d'elles.

✚ Structure du Mémoire

Ce mémoire, comportant quatre chapitres, qui sont organisés comme suit : Dans le premier chapitre, nous allons présenter l'état de l'art de redresseur MLI (sa construction, ses différents types, les application ...) Ensuite, la modélisation de ce convertisseur dans le deux repère pour présenter le schéma bloc de ce dernier. Dans deuxième chapitre sera consacré à l'aspect théorique des trios structures de la commande par l'orientation de la tension proposée à savoir : commande d'orientation de la tension basée sur des régulateurs PI, commande d'orientation de la tension basée sur des régulateurs floue type1 et commande d'orientation de la tension basée sur des régulateurs floue type-2. Dans le troisième chapitre, nous présenterons l'application de ces structures de commande déjà étude théoriquement précédent dans le deuxième chapitre et présenter les résultats de simulations. Et dans le quatrième chapitre sera consacré à l'étude comparative entre les trois structures de commande appliquées sur notre redresseur MLI afin de mettre en évidence l'efficacité et la robustesse de chacune d'elles. Enfin, une conclusion générale des travaux réaliser sera présentée et des perspectives envisagées.

CHAPITRE I

**L'état de l'art et la modélisation
du redresseur MLI triphasé**



I.1.Introduction

Au fil des années, les redresseurs ont subi des évolutions aussi bien au niveau de leur structure que de leur système de commande afin de réduire leur injection d'harmoniques de courant dans le réseau. L'utilisation des convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique participe à détériorer la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, on présente une synthèse des redresseurs commande MLI, qui est classés comme une solution de ce problème [BEL 17].

Notre objectif, dans ce chapitre, est de présenter l'état de l'art du redresseur MLI (sa structure, son principe de fonctionnement, ainsi que ses application), ensuite la modélisation de cette convertisseur.

I.2 L'état de l'art du redresseur MLI triphasé

I.2.1 Les redresseurs MLI triphasés et la qualité de l'énergie

- **Les redresseurs MLI triphasés**

Sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture, telles que les transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar transistor) ou les thyristors GTO (Gate turn-off). L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique, en prélevant des courants d'allure sinusoïdale, mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives [MDN 15].

- **La qualité de l'énergie**

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont d'une part les variations lentes : creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations rapides : surtensions transitoires, flicker ainsi que les harmoniques. La qualité des courants reflète par contre la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance. C'est pourquoi certains considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension [KEB 12].

L'énergie électrique, de sa production jusqu'à sa distribution, doit être sous forme d'un système triphasé équilibré. Afin de respecter les critères qui décrivent ce système, le concept de la qualité de l'énergie est utilisé. Le degré de conformité d'une source électrique triphasée équilibrée est jugé selon certains paramètres, on cite :

- L'amplitude de la grandeur.
- Sa forme d'onde sinusoïdale.
- Sa fréquence
- La symétrie du système triphasé (module et déphasage des grandeurs les uns par rapport aux autres).

Plusieurs phénomènes peuvent affecter la qualité de l'énergie. Ils peuvent être soit internes liés au système, soit externes liés, par exemple, aux phénomènes atmosphériques [MTC 20].

I.2.2 Structure du redresseur MLI triphasé

La réversibilité en courant de l'onduleur de tension autorise son fonctionnement en redresseur à MLI. La structure de ce dernier associé à un filtre L d'entrée, illustrée sur (Figure I.1) est alors celle de l'onduleur de tension où le côté continu, constitué par un condensateur, est équivalent à une source de tension. Afin de respecter les règles d'interconnexion des sources, l'entrée est une source de courant car ce convertisseur n'est constitué que d'interrupteurs semi-conducteurs. De plus, la présence des inductances de couplage est indispensable pour assurer le contrôle des courants absorbés par le redresseur. En effet, quelque soit la technique utilisée pour générer les ordres de commande (S_a , S_b et S_c), le redresseur peut imposer, de manière indirecte, la forme du courant dans ces inductances en contrôlant les tensions $v_a(t)$, $v_b(t)$ et $v_c(t)$ mesurées par rapport au neutre du réseau. Les inductances se comportent aussi comme un filtre passe bas et limitent l'ondulation du courant à la fréquence de commutation [MDN 15].

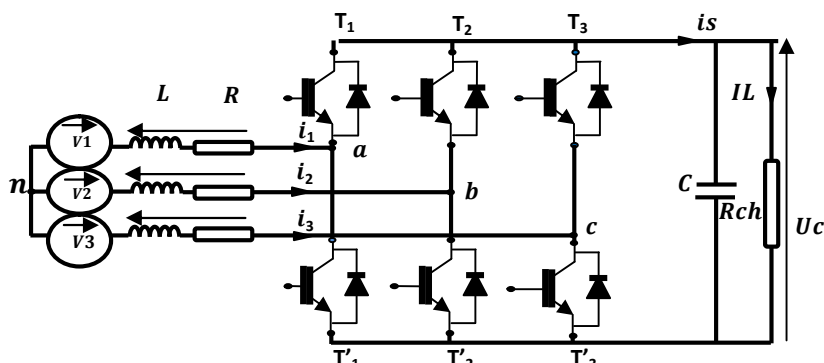


Figure I.1: Structure du redresseur à MLI [ROU 16].

I.2.3 Différents types du redresseur MLI triphasé

Les redresseurs à MLI sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande MLI, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Nous distinguons deux structures de redresseurs à MLI [BNC 14] :

- ✓ redresseur à MLI de courant
- ✓ redresseur à MLI de tension

I.2.3.1 Redresseur MLI triphasé de courant

Dans cette structure (Figure I.2) la source alternative triphasée associée au filtre R se comporte comme un générateur de courant, et la source continue comme un générateur de tension. D'autre part, à la sortie on ajoute une capacité de filtrage pour rendre négligeable l'ondulation de la tension redressée. Les semi-conducteurs utilisés sont des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, tels que les GTO et les IGBT [BOU 09].

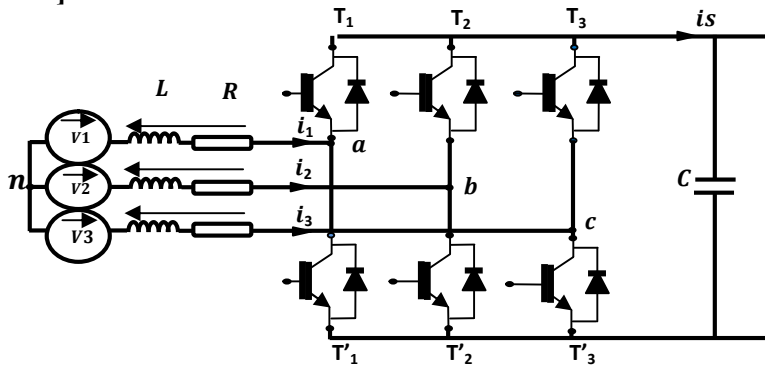


Figure I.2: Redresseur MLI de courant [ROU 16]

I.2.3.2 Redresseur MLI triphasé de tension

Dans cette structure (Figure I.3) la source alternative triphasée associée au filtre RC se comporte comme un générateur de tension, et la source continue comme un générateur de courant. D'autre part, pour que le redresseur débite un courant constant, on ajoute une inductance de lissage à la sortie de façon à lisser le courant redressé I_S [BOU09].

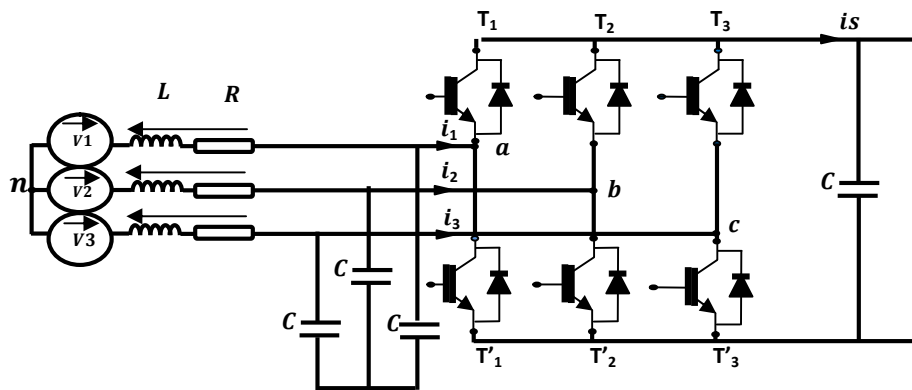


Figure I.3 : Redresseur MLI de tension [ROU 16]

I.2.4 Principe de fonctionnement du redresseur MLI triphasé

Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée. Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu est mesurée et comparée avec une référence, le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu mesurée aux bornes du condensateur C [BLB 17].

L'avantage principal du redresseur de tension à MLI, par rapport aux autres convertisseurs à absorption de courant sinusoïdal, vient de sa capacité à fonctionner en mode redressement et en mode régénération. En effet, si la charge connectée au bus continu consomme de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode redressement (il prélève au réseau la puissance active). Si elle produit de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode régénération (il fournit la puissance active au réseau) [BLB 17].

La commande MLI non seulement peut contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, ce type de redresseur permet la correction du facteur de puissance. En outre, les formes d'onde des courants de la source peuvent être maintenu comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source [BLB 17].

I.2.5 Différents types de la commande MLI

I.2.5.1 MLI triangulo-sinusoïdale

Appelle aussi à échantillonnage naturel. C'est la plus classique, elle consiste à comparer la modulante à une porteuse triangulaire. Si la modulante est plus grande que la porteuse, le signal de sortie vaut 1 sinon 0; donc le signal de sortie change d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse. Cette méthode se prête bien à une réalisation analogique : il suffit d'un générateur triangle et d'un comparateur [YSO 13].

I.2.5.2 MLI à Bande d'hystérésis

La méthode de la bande d'hystérésis permet la commutation des interrupteurs du redresseur lorsque l'erreur entre le signal et sa consigne excède une amplitude fixée. Cette amplitude est communément appelée fourchette ou bande d'hystérésis cette technique ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase [YSO 13].

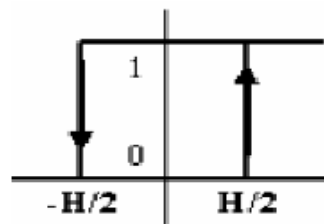


Figure I.4 : principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d'hystérésis[YSO 13]

Le comparateur à hystérésis fonctionne selon le principe expliqué dans la Fig. I.4, l'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à $-H/2$, il se ferme si cette dernière est supérieure à $+H/2$, où H représente la fourchette (ou largeur) d'hystérésis. Si l'erreur est maintenant comprise entre $-H/2$ et $+H/2$ (c à d, qu'elle varie à l'intérieur de la fourchette d'hystérésis), l'interrupteur ne commute pas.

I.2.5.3 MLI à échantillonnage périodique

La méthode d'échantillonnage périodique permet aux semi-conducteurs constituant le filtre actif de commuter durant les transitions d'une horloge à onde carrée et à fréquence fixe (fréquence d'échantillonnage). Ce type de commande est très simple à implanter dans la mesure où il ne nécessite qu'un comparateur et une bascule D par phase. L'avantage principal de cette méthode est que le temps minimal entre les commutations est limité par la période d'échantillonnage de l'horloge [YSO 13].

I.2.5.4 MLI vectorielle

Dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur.

La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de redresseur en même temps [YSO 13] .

I.2.6 Les applications modernes du redresseur MLI triphasé

L'étude du redresseur à MLI montre plusieurs avantages par rapport aux autres redresseurs classiques (à diode et à thyristors), qu'il est possible de fonctionner dans les quatre quadrants pour la commande des machines . Cette structure permet donc tous les types de transfert d'énergie possibles, alimenter une charge (passive ou active) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant prélevé sur ce réseau étant sinusoïdal. On peut donc, avec un redresseur MLI, obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité. On peut aussi régler, par le contrôle, l'énergie réactive absorbée ou fournie [BME 20].

- **Redresseur à MLI « lien entre les systèmes à 50Hz et à 60Hz »**

Le redresseur à MLI peut être utilisé comme un lien entre deux systèmes à fréquence différente. La (Figure I.5) montre un exemple typique d'utilisation de ce dernier pour ce type d'applications. Ce type de montage présente une simplicité, une propreté et une flexibilité importante par rapport aux systèmes classiques à base de thyristors [BME 20].

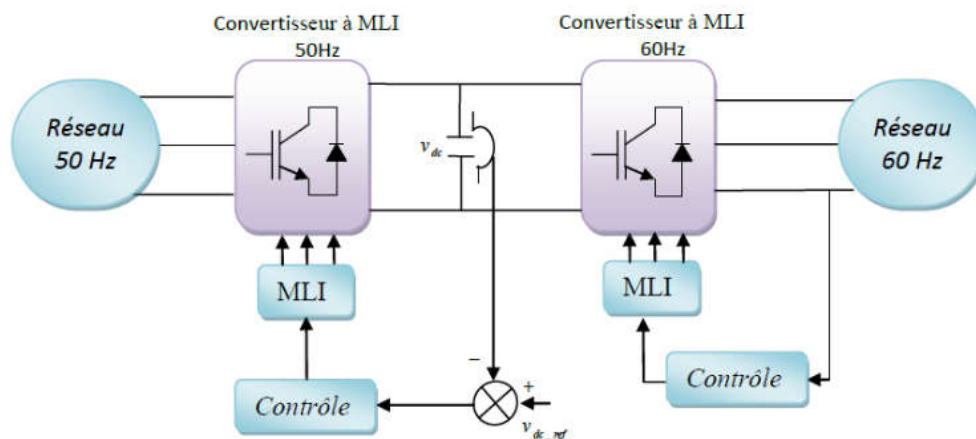


Figure I.5 : Redresseur à MLI «Liaison entre un système à 50Hz et un système à 60Hz »

- **L'utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse**

La plupart des convertisseurs statiques utilisés dans les variateurs de vitesse de machine asynchrone sont constitués par la mise en cascade d'un redresseur à diodes et d'un onduleur de tension MLI. L'inconvénient de cette association est la génération de perturbations basse fréquence sur le réseau électrique. De plus, le redresseur à diodes n'étant pas réversible, il est impossible de récupérer l'énergie de freinage de la charge, énergie dissipée alors dans des résistances (pertes). Une des solutions envisagées pour améliorer les performances des variateurs consiste à remplacer le redresseur à diodes par un redresseur à MLI [BME 20].

L'avantage de cette solution (Figure I.6) est de pouvoir prélever sur le réseau des courants quasi sinusoïdaux, et de pouvoir renvoyer l'énergie de freinage sur le réseau, augmentant ainsi le rendement global du système (efficacité énergétique).

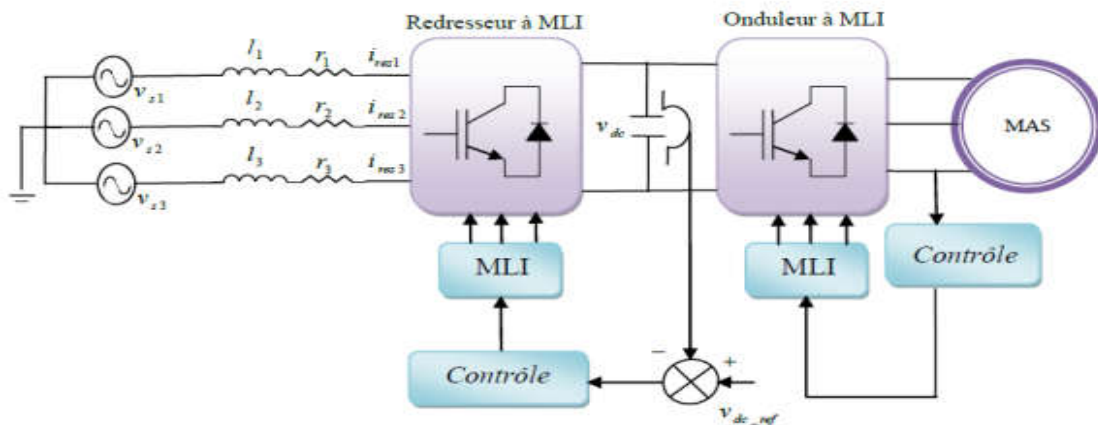


Figure I.6 : L'utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse

- **Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne**

La participation aux services systèmes doit se faire sur un réseau alternatif triphasé. Il est alors nécessaire d'utiliser un convertisseur électronique pour la conversion continu-alternatif et/ou alternatif - continu dans la chaîne de conversion d'énergie éolienne.

Plusieurs topologies dans le système de conversion d'énergie éolienne utilisent le redresseur à MLI pour la connexion sur le réseau électrique telle que la structure de la machine asynchrone à double alimentation pilotée par le rotor à intermédiaire de deux convertisseurs MLI [BME 20].

- Utiliser un redresseur réversible en courant afin de permettre le transfert de la puissance de glissement entre le rotor et le réseau ce qui permet les fonctionnements en hyper ou hypo synchronisme.
- Les courants de réseau absorbés par le convertisseur coté réseau sont quasi sinusoïdaux

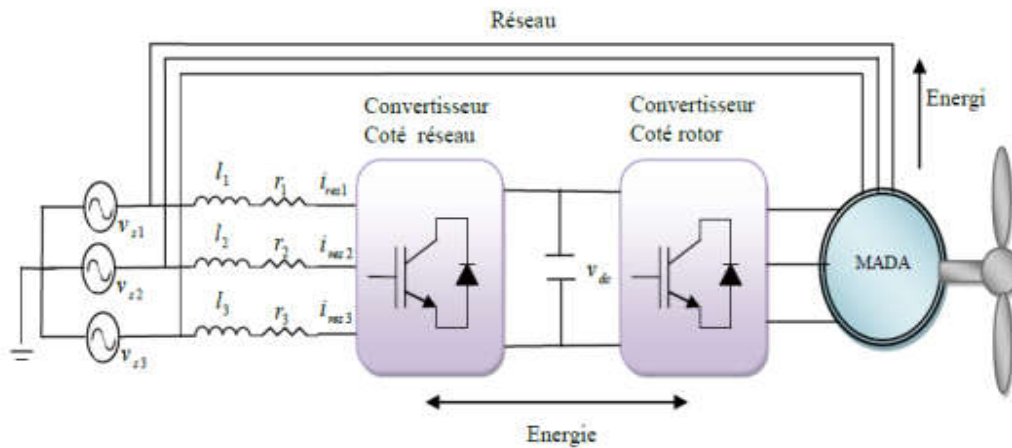


Figure I.7 : Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne

I.3 Modélisation du redresseur MLI triphasé

I.3.1 Schéma électrique de modélisation du redresseur MLI triphasé

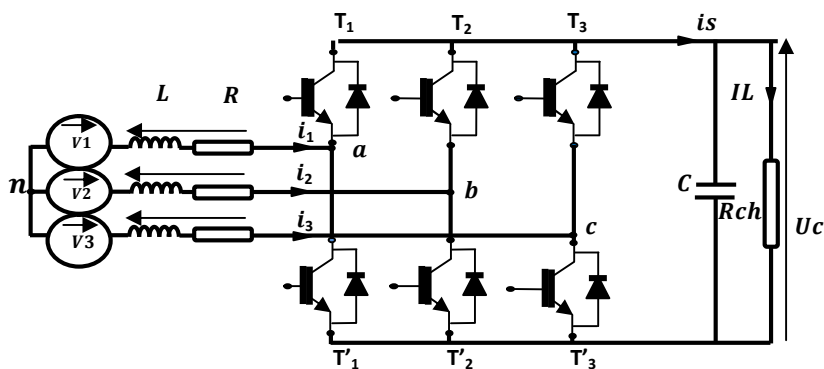


Figure I.8 : Schéma électrique de modélisation du redresseur MLI triphasé

I.3.2 Différents stratégies de modélisation du redresseur MLI triphasé

I.3.2.1 Modèle dans le repère (α, β)

Pour rendre le modèle du redresseur sous une forme plus simplifiée on utilise la théorie de transformation d'espace de vecteurs du système triphasé au système biphasé virtuel. Ce qui donne [AMS 12] :

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha - u_{c\alpha} - Ri_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta - u_{c\beta} - Ri_\beta \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_\alpha i_\alpha - S_\beta i_\beta - i_{ch} \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\text{Où } \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \begin{bmatrix} \cos\omega t \\ \sin\omega t \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

$$\text{Et } \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Les courants sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Les tensions à l'entrée du redresseur dans le référentiel $(a.b.c)$ sont données par :

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$\text{en à trouver : } \begin{cases} u_{c\alpha} = S_\alpha v_{dc} \\ u_{c\beta} = S_\beta v_{dc} \end{cases} \quad (I.6)$$

$$\text{Avec : } S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c), \text{ et } S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \quad (I.7)$$

I.3.2.2 Modèle dans le repère (d, q)

Dans le repère tournant (d,q) , le modèle transformé devient :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + L\omega i_q + e_d - u_{cd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + L\omega i_d + e_q - u_{cq} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_d i_d - S_q i_q - i_{ch} \end{cases} \quad (I.8)$$

$$\text{en à trouve } \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$\begin{cases} u_{cd} = S_d v_{dc} \\ u_{cq} = S_q v_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} S_d = S_\alpha \cos\omega t + S_\beta \sin\omega t \\ S_q = S_\beta \cos\omega t + S_\alpha \sin\omega t \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Les tensions sont transformées par :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$\text{Et } \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Les courants sont transformés par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

I.3.3 Modélisation du redresseur MLI triphasé

Le (Figure I.9) donne les trois étages du circuit de puissance, le réseau, la charge et le convertisseur à MLI, chaque étage sur présenté par la suite :

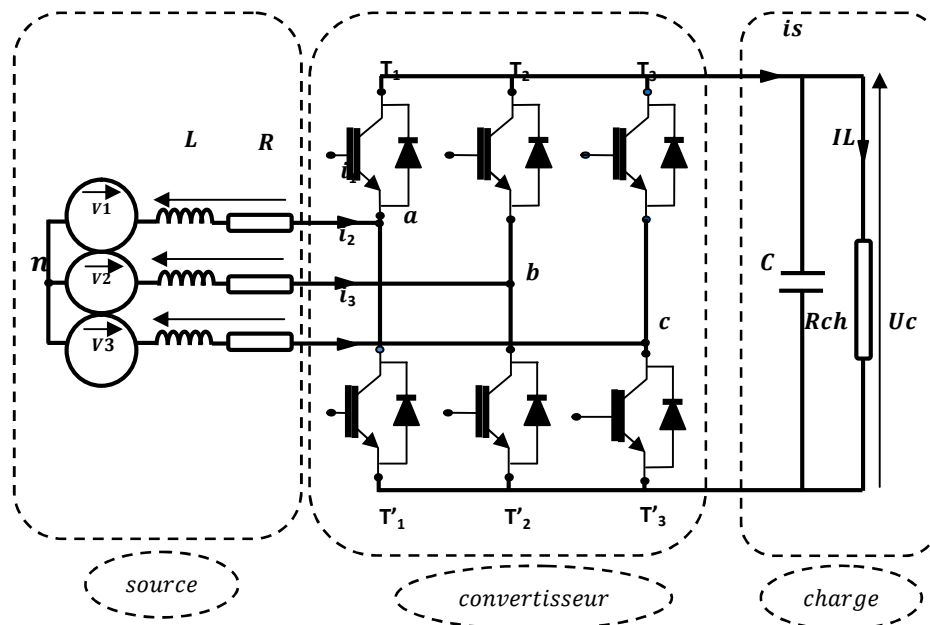


Figure I.9 : Structure du redresseur à MLI [ROU 15]

I.3.3.1 La source d'alimentation

La source est modélisée par une FEM triphasée sinusoïdale en série avec une inductance "L" et une résistance "r" qui représentent l'impédance totale de la ligne [ROUA 15]

$$\begin{cases} V_1 = R * i_1 + L \frac{di_1}{dt} + V_{an} \\ V_2 = R * i_2 + L \frac{di_2}{dt} + V_{bn} \\ V_3 = R * i_3 + L \frac{di_3}{dt} + V_{cn} \end{cases} \quad (I.16)$$

Et les courants de chaque phase du réseau sont alors donnés par le système d'équations différentielles suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_1 - V_{an} \\ V_2 - V_{bn} \\ V_3 - V_{cn} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

I.3.3.2 Partie Convertisseur

Il est représenté au schéma de la Figure (I.9). Les IGBTs et les diodes constituant le pont sont supposées idéales. C'est à dire que l'on néglige les phénomènes de commutation [BOUS 23].

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

De plus, le courant redressé est donné par :

$$i_s = [S_1 \quad S_2 \quad S_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

I.3.3.3 Partie charge

Cet étage est constitué d'une capacité C (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance R, modélisant la charge continue. La tension Uc aux bornes de la charge est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{cases} \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C} (i_s - i_{ch}) \\ U_c = R_{Ch} \cdot i_{ch} \end{cases} \quad (I.20)$$

Ce qui permet d'obtenir la fonction de transfert entre tension et courant redressés :

$$\frac{U_c}{i_s} = \frac{R_{ch}}{1 + R_{ch}.C.p} \quad (I.21)$$

I.3.4 Schéma bloc de modélisation du redresseur MLI triphasé

A partir des relations (I.17), (I.18), (I.19),(I.21) on peut établir le schéma fonctionnel global du redresseur à MLI ayant comme entrées la commande des gâchettes des interrupteurs du haut ($S_1 S_2 S_3$) et comme sortie la tension redressée U_c [ROUA 15]

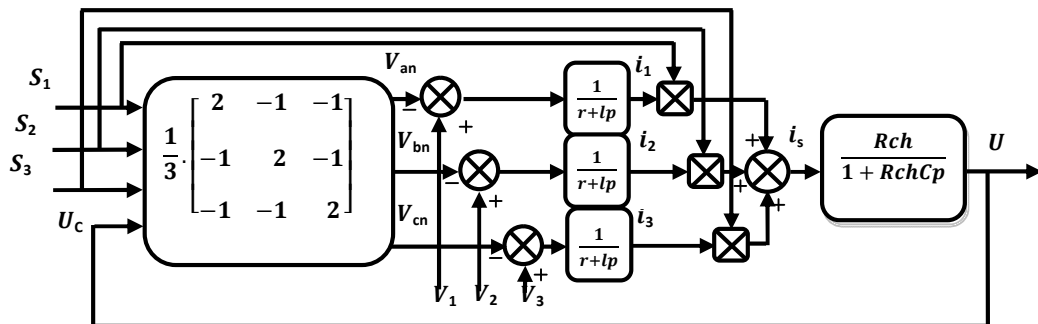


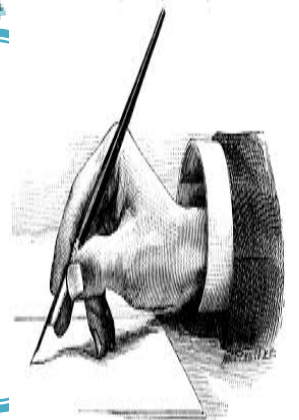
Figure I.10 : Schéma bloc de modélisation du redresseur MLI

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude théorique sur les redresseurs à MLI de façon générale (sa structure, son principe de fonctionnement, ainsi que ses application). Nous avons s'intéressé particulièrement au développement du modèle mathématique du redresseur MLI triphasé. Ce modèle sera de grande utilité pour la conception des algorithmes de commande pour le redresseur proposé dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II

**L'aspect théorique des
commandes proposées**



II.2.1 Le principe de la commande par orientation de la tension

Cette technique de commande utilise deux régulateurs PI pour contrôler les composantes du courant dans le système d'axes synchrones d-q. L'axe réel du repère tournant est typiquement fixé sur le vecteur tension de ligne. En raison des transformations des coordonnées, les composantes de courant à commander deviennent des quantités continues en régime permanent, et l'action intégrale des contrôleurs peut ainsi éliminer les erreurs statiques en régime permanent. En outre, le réglage de la tension continue est typiquement mis en application avec un contrôleur simple de type PI [ROU 19, RBA20].

La référence de la composante directe du courant i_d est obtenue par le réglage de la tension continue, où on utilise un régulateur PI pour contrôler l'erreur entre la tension captée (continue) et sa référence [ROU 19, RBA20]. Si on veut travailler à facteur de puissance unitaire au niveau du réseau, il faut annuler la composante en quadratique du courant i_q . La figure II.2 représente le diagramme vectoriel du redresseur triphasé avec orientation de la vectrice tension.

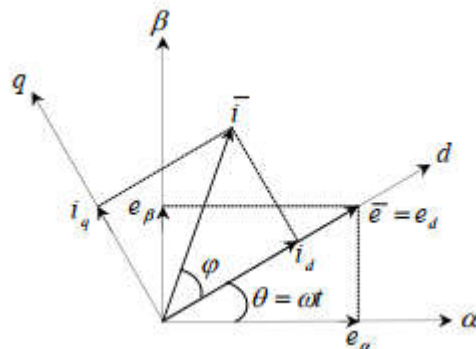


Figure II.2 : Diagramme vectoriel de la tension du réseau et du courant de ligne[BOU 09]

II.2.2 Boucle a verrouillage de phase PLL

La commande à vecteur tension orienté est basée sur l'estimation de la grandeur électrique Θ_{est} à partir du bloc PLL (Phase Locked Loop). Elle est composée d'un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un correcteur et un intégrateur. Les tensions mesurées sur le réseau v_a , v_b et v_c subissent une transformation de Clark directe (transformation α , β) afin de travailler dans un repère à deux dimensions. Les tensions obtenues $V_\alpha(\Theta)$ et $V_\beta(\Theta)$ (avec Θ la phase instantanée réelle de la tension directe) sont exprimées dans le repère de Park par une rotation $P(\Theta_{est})$, où Θ_{est} est l'intégrale de l'estimation de la pulsation w_{est}

déterminée par le régulateur PI . Nous obtenons ainsi les tensions directe V_d et en quadratique V_q . L'angle de phase de la tension V_d sera donc $(\Theta - \Theta_{est})$. Pour satisfaire la condition $\Theta = \Theta_{est}$ (l'angle de phase réel de la tension directe égal à l'angle de rotation estimé), il faut choisir la valeur de la tension de référence V_{qref} nulle. La PLL sera verrouillée lorsque cette condition sera satisfaite [ROU 19, RBA20].

II.2.3 Type des régulateurs utilisés

La régulation implique l'ajustement automatique en temps réel d'une grandeur pour minimiser l'écart entre cette grandeur mesurée et une valeur de consigne, ne manipulant une grandeur de commande, indépendamment des perturbations pouvant survenir.

II.2.3.1 Régulation à action proportionnelle (P)

L'action proportionnelle corrige de manière instantanée, donc rapide, tout écart de la grandeur à régler. Elle permet de vaincre les grandes inerties du système. Afin de diminuer l'écart de réglage et rendre le système plus rapide. On augmente le gain (on diminue la bande proportionnelle) mais, on est limité par la stabilité du système [ROU09].

Le rôle de l'action P est de réduire l'erreur de réglage. On utilise un régulateur P lorsque la précision n'est pas importante.

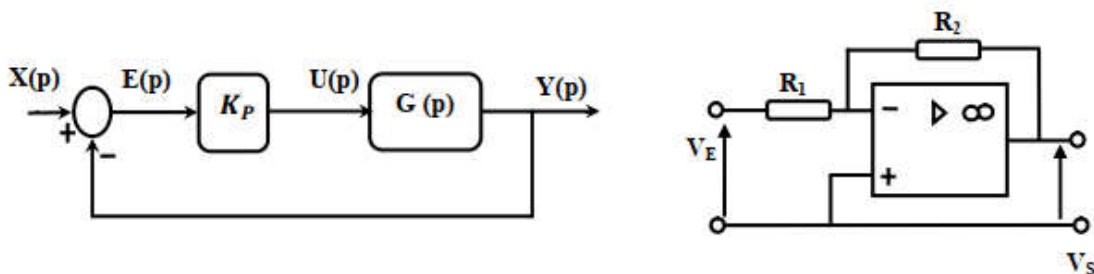


Figure II.3. : Schéma bloc et électrique d'un régulateur P

$$U(t) = k_p E(t) \quad \left[\begin{array}{l} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = R_2 \end{array} \right] \rightarrow G_R(S) = -\frac{V_S(S)}{V_e(S)} = \frac{R_2}{R_1} = K_P$$

Ce contrôleur est caractérisé par :

- ✚ Un gain k_p inférieur à l'unité qui permet d'accroître la stabilité mais, en même temps engendre un décroissement de la précision.
- ✚ Un gain k_p supérieur à l'unité qui permet d'accroître la précision mais cette fois, engendre un décroissement de la stabilité.

II.2.3.2 Régulation à action intégrale (I)

L'action intégrale complète l'action proportionnelle .Elle permet d'éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent. Afin de rendre le système dynamique (diminuer le temps de réponse), on diminue l'action intégrale. Il est de loin le plus utilisé car sa conception est simple (amplificateur) et facile à mettre en œuvre[ROU09]..

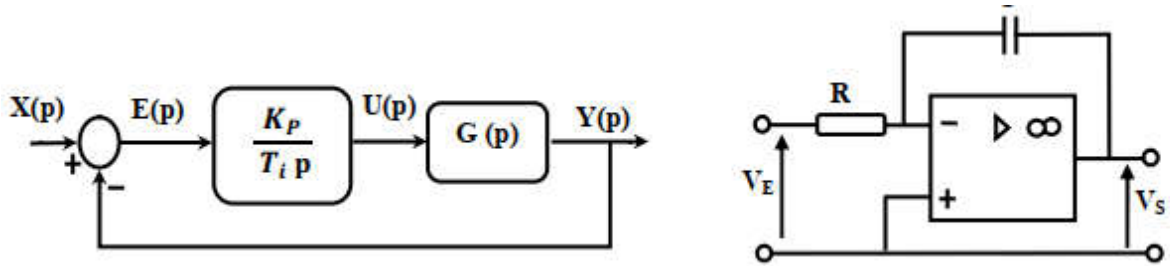


Figure II.4 : Schéma bloc et électrique d'un régulateur I [ROU09]

$$U(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t E(t) dt \quad \left. \begin{array}{l} Z_1 = R \\ Z_2 = \frac{1}{CS} \end{array} \right\} \rightarrow G_R(S) = -\frac{V_S(S)}{V_e(S)} = \frac{1}{RC S} = \frac{1}{T_i S}$$

T_i : est appelée la constante du temps d'intégration.

L'action intégrale augmente le gain et diminue la phase aux faibles fréquences. Si T_i augmente, la contribution de l'intégration diminue. Le système rejette plus lentement les perturbations. Inversement si T_i diminue, le système réagit plus rapidement sans laisser au système le temps de démarrer progressivement, le dépassement sur la sortie s'amplifie mais revient à zéro en régime permanent.

II.2.3.3 Régulation à action proportionnelle intégrale (PI)

Le régulateur PI (action proportionnelle intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I, il permet d'améliorer le régime permanent et le régime transitoire. Le rôle principal de l'action intégrale est d'éliminer l'erreur statique. Toutefois l'augmentation de l'action intégrale produit une instabilité. Dans l'industrie, on utilisera l'action I chaque fois que nous avons besoin, pour des raisons technologiques, d'avoir une précision parfaite. Exemple : la régulation de la pression ou température dans un réacteur nucléaire. De plus, il faut souligner que l'action I est un filtre donc il est intéressant de l'utiliser pour le réglage des paramètres très dynamiques telle que la pression [ROU09].

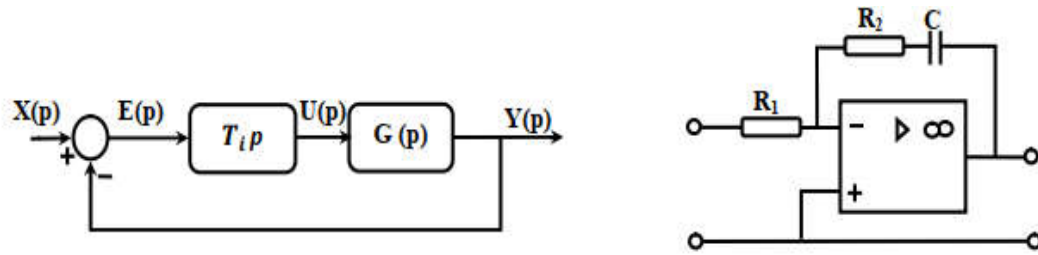


Figure II. 5 :Schéma bloc et électrique d'un régulateur **PI [ROU09]**

$$U(t) = K_p \left(\delta(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t E(t) dt \right) \left[\begin{array}{l} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = R_2 + \left(\frac{1}{CS} \right) \end{array} \right] \rightarrow G_R(S) = - \frac{V_S(S)}{V_e(S)} = \frac{1 + R_2 CS}{R_1 C S}$$

$$= \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_1 C S}$$

Où: $\frac{R_2}{R_1} = K_p$ et $R_1 C = T_i$: la constante d'intégration, on obtient : $G_R(S) = K_p + \frac{1}{T_i S}$

Où K_p est la constante proportionnelle et T_i la constante de l'action intégrale, les constantes précédentes sont ajustables. La constante T_i ajuste l'action intégrale, tandis qu'un changement de k_p affecte l'action proportionnelle et l'action intégrale.

II.2.4 Avantages et Inconvénients de la commande par orientation de la tension

Les principaux avantages sont :

- la fréquence de commutation fixe.
- des stratégie avancées de MLI peuvent être employer .

Les principaux inconvénients sont :

- la transformation de même range et le découplage entre les composant actifs et réactifs est exigée.
- algorithme complexe.
- facteur de puissance d'entrée inférieur que pour la DPC .

II.3 Commande par orientation de la tension basée sur des régulateurs floue type 1

II.3.1 Notions fondamentales de la logique floue type1

II.3.1.1 Les ensembles flous

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certains ensembles .La théorie de ces ensembles flous repose donc sur la notion d'appartenance partielle: chaque élément appartient partiellement ou graduellement aux ensembles flous définis au préalable. Le contour de chaque ensemble flou de la Figure II.3 n'est pas "net", mais "flou" ou "graduel", ce qui différencie les deux théories sur les ensembles. Dans les ensembles flous, la permission qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble s'appelle le degré d'appartenance. ZADEH a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit....

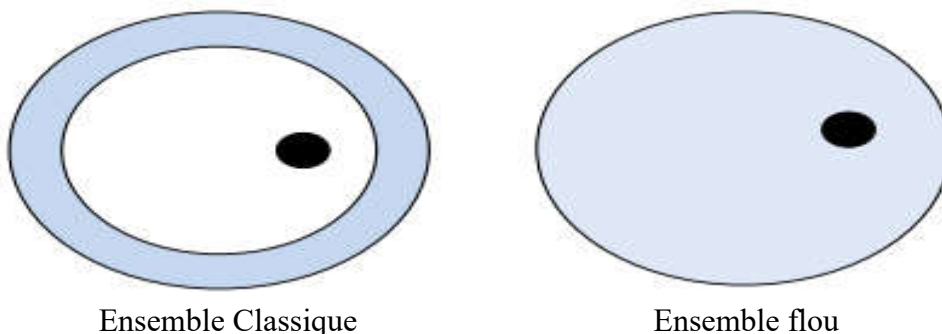


Figure II.6: Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou

Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1, on parle alors de fonction d'appartenance μ [HEL 20].

II.3.1.2 Les fonctions d'appartenances

Au lieu d'appartenir à l'ensemble « vrai » ou à l'ensemble « faux » de la logique binaire traditionnelle, la logique floue admet des degrés d'appartenance à un ensemble donné. Le degré d'appartenance à un ensemble flou est matérialisé par un nombre compris entre 0 et 1. Une valeur précise de la fonction d'appartenance liée à une valeur de la variable est notée μ et appelée « facteur d'appartenance ». Pour des raisons de simplicité, nous introduisons les fonctions d'appartenances ci-dessous [SAI 20].

- les types des fonction d'appartenances

a)fonction triangulaire :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad \text{ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{II.1})$$

b)Fonction d'appartenance de type Trapézoïdal

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq x \end{cases} \quad \text{ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{II.2})$$

c)Fonction d'appartenance de type gaussienne

$$u(x)=\exp\left[-\left(\frac{x-m}{\delta}\right)^2\right] \quad \text{Si } -\infty < x \leq +\infty \quad (\text{II.3})$$

d)fonction d'appartenance de type sigmoïde

$$\mu(x) = \frac{1}{1+\exp(-a.(x-x_0))} \quad (\text{II.4})$$

La figure (II.4) représente les formes de ces quatre types de fonction d'appartenance

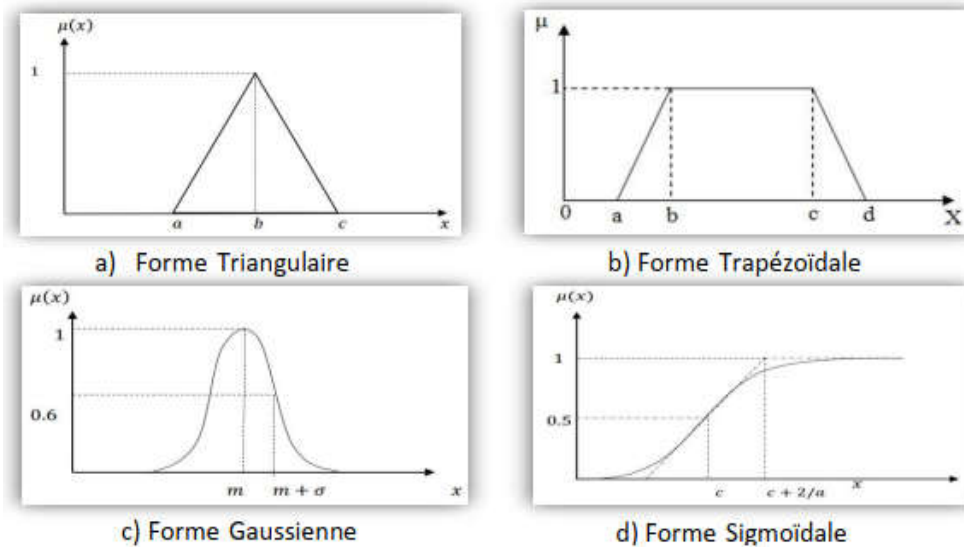


Figure II.7 : Différentes formes de la fonction d'appartenance [SAI 20]

II.3.1.3 Les caractéristiques d'un sous ensemble flou

1) Support

Le support de A est une partie de X dans laquelle la fonction d'appartenance de « A » est non nulle.

$$S(A) = \left\{ x \in \frac{X}{\mu_A(x)} \neq 0 \right\} \quad (II.5)$$

2) Noyau :

Le noyau de A est l'ensemble des éléments de X pour lesquels la fonction d'appartenance de A vaut 1. Il est donné par

$$N(A) = \left\{ x \in \frac{X}{\mu_A(x)} = 1 \right\} \quad (II.6)$$

3. Hauteur

La hauteur de l'ensemble flou A dans X est la valeur maximale de la fonction d'appartenance le degré d'appartenance le plus élevé de A

$$H(A) = \max \left(\frac{\mu_A(x)}{x} \in X \right) \quad (II.7)$$

4. Couple de niveau α :

On appelle le couple de plan α ou α -intersection de l'ensemble flou A pour une valeur donnée de α [0,1], le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x/\mu_A(x) \geq \alpha\} \quad x \in [0 \ 1] \quad (II.8)$$

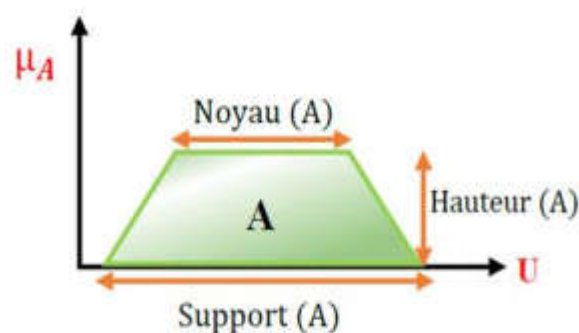


Figure II.8 : Caractéristiques d'un ensemble flou

II.3.1.4 Les variables linguistiques

La notion de variable linguistique permet de modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur est inconnue. La variable linguistique peut être représentée par un triplet $(x, T(x), X)$ [HEL 20] :

« x » le nom de la variable linguistique,

« T(x) » l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de «x »

« X » univers de discours

Par exemple:

x = Vitesse est une variable linguistique, son ensemble de valeurs peut être T(Vitesse) = [Lente, Moyenne, Rapide] où chaque terme dans T(Vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours X = [0, 70] (Figure II.9)

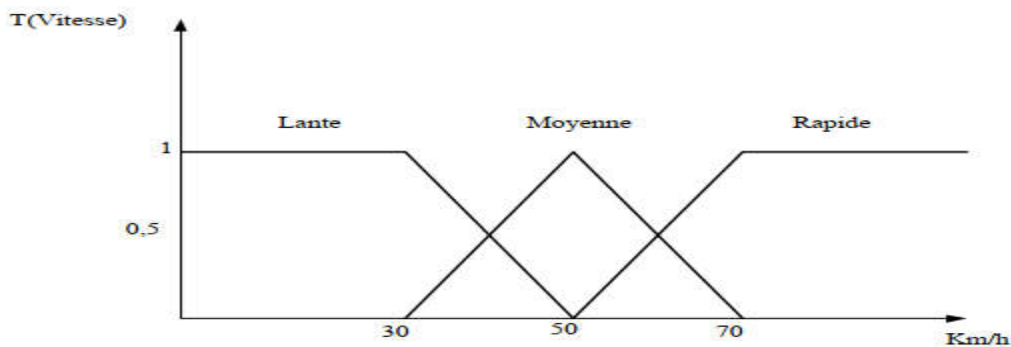


Figure (II.9): Exemple d'une représentation floue de la variable (Vitesse)

II.3.1.5 Les opérateurs de la logique floue

Supposant deux fonction d'apparence $\mu_A(x)$ et $\mu_B(y)$ de deux variable floues x et y caractérisant la température de l'aire et la force de vent , l'exemple « l'aire est froid et le vent est fort » ou encore si l'aire est froid ou le vent n'est pas faible , il faut fermer la porte. Les composition « ET » et « OU » et « NON » en plus de la négation apparaissent et devient être définies . Pour avoir décidé de fermer la porte ou non il faut que deux condition soient vérifier en même tempe. Alors, il est important de devoir composer entre les divers prédicats et leurs fonction d'appartenance [SAI 20].

Union (opérateur OU) : L'union de deux sous-ensembles flous A et B de E est le sous ensemble flou $A \cup B$ qui est défini par le plus grand sous-ensemble flou qui contenant A et B.

Sa fonction d'appartenance est donnée par : $x \in A \cup B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cup B} / \mu_{A \cup B}(x) = \max [\mu_A(x), \mu_B(x)]$

Intersection (opérateur ET) : L'intersection de deux sous-ensembles flous A et B avec est un sous-ensemble flou $A \cap B$ qui est défini par le plus petit sous-ensemble contenu à la fois dans A et dans B.

Sa fonction d'appartenance est donnée par :

$$x \in A \cap B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cap B} / \mu_{A \cap B}(x) = \min [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (II.8)$$

Complément (opérateur NON) : Le complémentaires du sous-ensemble flou A de E est L'Ensemble flou noté par \bar{A} dont la fonction d'appartenance est donnée par :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (II.9)$$

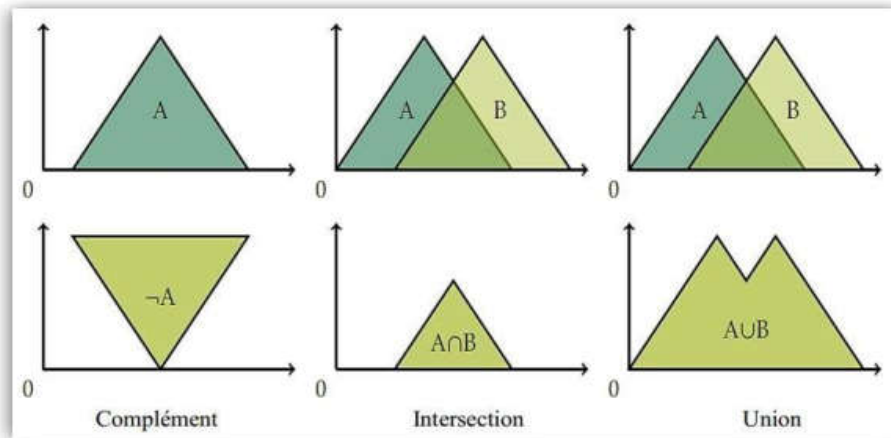


Figure II.10: exemple d'opération sur les ensembles flous[BEN23]

II.3.1.6 Implication floue

L'implication floue, ou aussi proposition conditionnelle floue, est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme.

Si x est A alors y est B

À partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part, ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenances de x a A et de y a B comme suit :

$$\mu_A(x,y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (II.10)$$

Les opérateurs les plus utilisés dans la commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen :

➤ Implication de Mamdani : $\mu_R(x,y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$ (II.11)

➤ Implication de Larsen : $\mu_R(x,y) = \mu_A(x) * \mu_B(y)$ (II.12)

II.3.2 La structure d'un contrôleur flou type 1

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur par retour d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques pour être traitées par des opérateurs de la logique floue. Les variables d'entrées sont dans un premier temps converties en variables floues en définissant pour chacune d'elle une fonction d'appartenance. Par la suite, on convertit la commande floue résultante de l'inférence à commande réel pour les appliquer au procédé. Un régulateur par logique floue comprend les quatre parties suivantes: la base des règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification. Il comprend aussi des gains de normalisation et de dénormalisation qui sont ajoutés respectivement à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents [ROU 16].

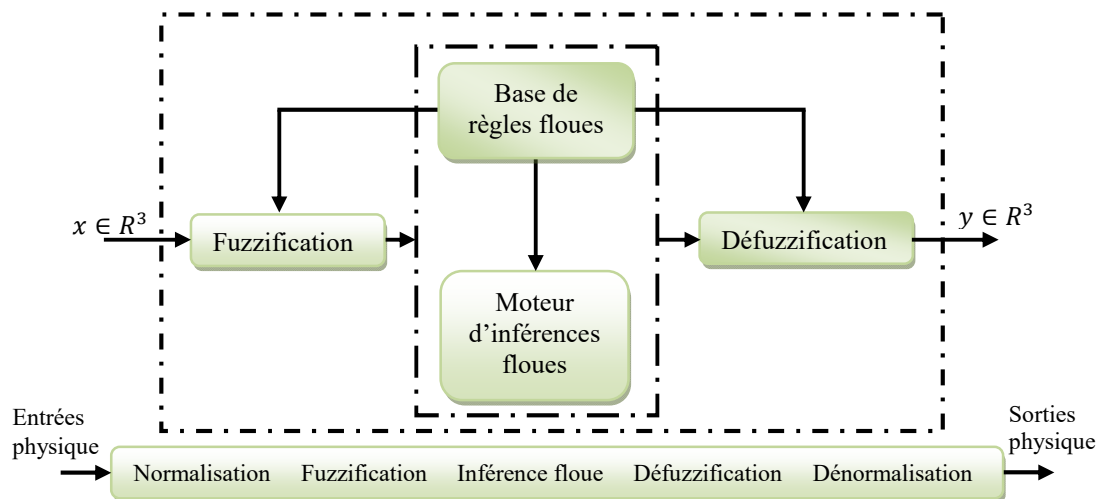


Figure II 11: Schéma synoptique général d'un contrôleur flou[ROU 16]

II.3.2.1 Fuzzification

Etant donné que l'implémentation du régulateur flou se fait de manière digitale, il faut donc prévoir un convertisseur analogique/digital car le régulateur par logique flou utilise des grandeurs mesurés à l'aide d'organes de mesure de types analogiques. En général on introduit pour une variable linguistique cinq ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenances est illustré Figure II.9 pour une seule variable de x , avec les fonctions d'appartenance triangulaire. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la solution et de l'intervention du réglage désirée [HEL 20].

Les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

NG: négative grande; **NM:** négative moyenne; **EZ:** environ zéro; **PM:** positive moyenne; **PG:** positive grande.

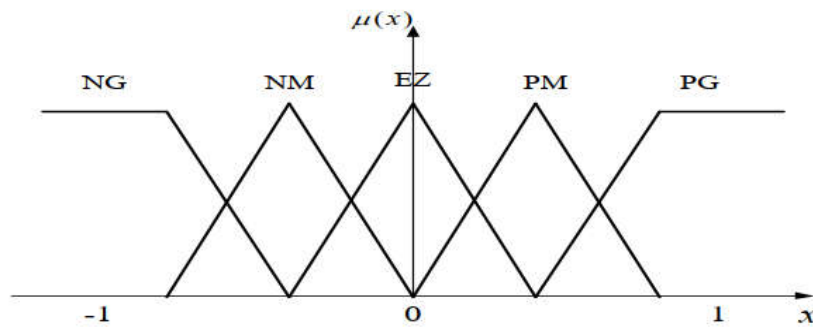


Figure II..12: Fuzzification avec fonctions d'appartenance[HEL 20]

II.3.2.2 Base des règles

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final. Ces règles peuvent être fournies par un expert ou peuvent être extraites de données numériques. Dans les deux cas, les règles prennent la forme « SI prémisse ALORS conclusion », deux types de règles peuvent être exprimées comme suit [HEL 20] :

- ✓ **Règle de Mamdani :** Si x_1 est "positif grand" et x_2 est "zéro environ" alors u est "négatif grand".
- ✓ **Règle de Takagi-Sugeno:** Si x_1 est "positif grand" et x_2 est "zéro environ" alors $u = f(x_1, x_2)$ Ou x_1 et x_2 représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'ecart de grandeur à régler et sa variation, u la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle très important.

II.3.2.3 Inférence des règles floues

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de la commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférences de la logique floue. On applique les règles d'inférence sur les variables floues issues de la fuzzification pour créer et déterminer les nouvelles variables floues de sortie (la commande du système), en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenances[ROU 16].

En fait, le mécanisme d'inférence combine les règles floues pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrée vers des ensembles flous dans l'espace de sortie. Il existe plusieurs méthodes d'inférence utilisées dans la littérature, parmi elles, on cite :

- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen).
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue « ET, OU et ALORS »

Tableau. II.1: Méthode usuelles de l'inférence floue

Opérateurs flous Méthodes d'inférence	Et	Ou	Alors
Max - Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max - Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme - Produit	Produit	Moyenne	Produit

II.3.2.4 Défuzzification

La défuzzification consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en des grandeurs numériques (valeurs physiques); c'est-à-dire que les ensembles flous résultants de l'inférence sont convertis en des valeurs numériques; ensuite, ces valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. On distingue plusieurs méthodes de défuzzification: méthode de maximum, méthode de la moyenne des maximas, méthode du centre de gravité, méthode des hauteurs pondérées et celle des hauteurs pondérées modifiés. La méthode la plus fréquemment utilisée reste celle des centres de gravité [ROU 16].

II.4 Commande par orientation de la tension basée sur des régulateurs floue type 2

II.4.1 Notions fondamentales de la logique floue type 2

Initialement, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par le père fondateur de la logique floue Zadeh comme extension du concept de l'ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est lui-même un ensemble flou dans [0,1]. De tels ensembles sont conseillés dans le cas où nous avons une incertitude au niveau de la valeur de l'appartenance elle-même. L'incertitude peut être soit au niveau de la forme de la fonction d'appartenance soit dans l'un de ses paramètres [LOUK 17].

II.4.1.1 Représentation d'un ensemble floue type 2

Une fonction d'appartenance de type-2 peut être vue comme une fonction à deux variables. Pour chaque x de l'univers du discours et degré d'appartenance primaire μ_1 , nous aurons une appartenance secondaire μ_2 qui est un nombre ordinaire dans l'intervalle [0,1]. Ainsi, une fonction d'appartenance peut être définie par [HEL 20]:

$$\mu_2(x, \mu_1) = Xx[0,1] \rightarrow [0,1] \quad (\text{II.13})$$

X définit l'espace des entrées x . La Figure II.10 est une représentation en trois dimensions d'un ensemble flou type-2 gaussien, dont la fonction d'appartenance principale est gaussienne

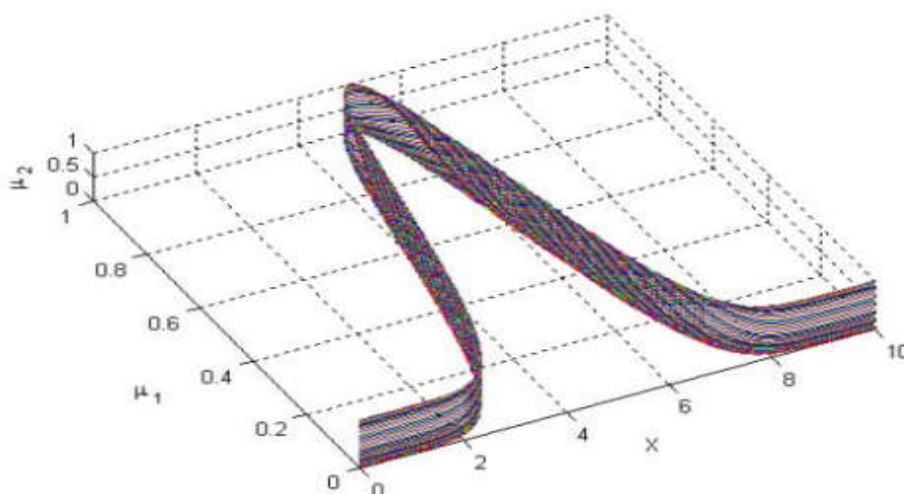


Figure II.13 : Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type-2 Gaussien.

II.4.1.2 Définitions

Un ensemble flou type 2, noté \tilde{A} dans un univers de discours x est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle, notée

$$\mu_2(x, \mu) = X_x[0,1] \rightarrow [0,1] \tag{II.14}$$

Définition 2

Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé appartenance primaire de x notée j_x tel que $j_x \subseteq [0,1] \forall x \in X$

Définition 3

A chaque valeur de x , notée $x=x'$, le plane bidimensionnelle dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}(x', \mu)$ est appelé tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x', \mu)$

Donc pour $x \in X$ et $\forall u \in j_x \subseteq [0,1]$, on a : $\mu_{\tilde{A}}(x=x', \mu) = \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in j_x'} f_{x'}(u) / U$ (II.15)

Définition 4

L'incertitude dans une logique floue type 2 A est représentée par une région bornée appelée FOU «Footprint Of Uncertainty ». C'est l'union de toutes les appartenances primaires:

$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \tag{II.16}$$

Définition 5

Les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure sont des fonctions d'appartenance de type1 représentant les frontières du FOU d'un ensemble flou de type2. La fonction d'appartenance supérieure sera notée

$$\bar{U}_{\tilde{A}} = FOU(\tilde{A}) \quad \forall x \in X ; \quad U_{\tilde{A}} = FOU(\tilde{A}) \quad \forall x \in X$$

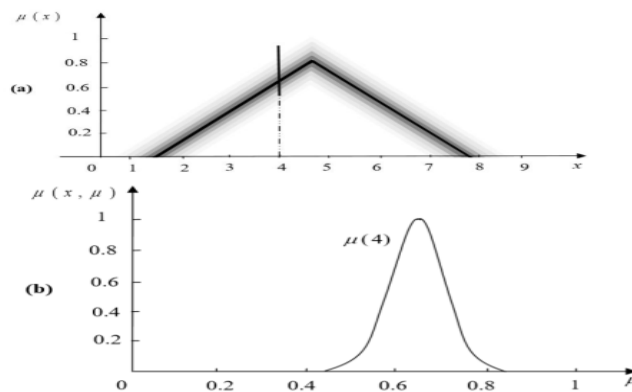


Figure II.14 : Représentation schématique d'un ensemble flou Gaussien de type-2

II.4.2 La structure d'un contrôleur flou type 2

Un contrôleur flou classique est composé d'une interface de fuzzification, une base de règles, un système d'inférence et une interface de défuzzification. La structure du contrôleur flou type-2 est similaire à celui classique avec la particularité de l'utilisation d'un réducteur de type pour convertir les ensembles flous type-2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous type-1 avant la phase de défuzzification. Ses différentes opérations sont illustrées sur la figure suivante :

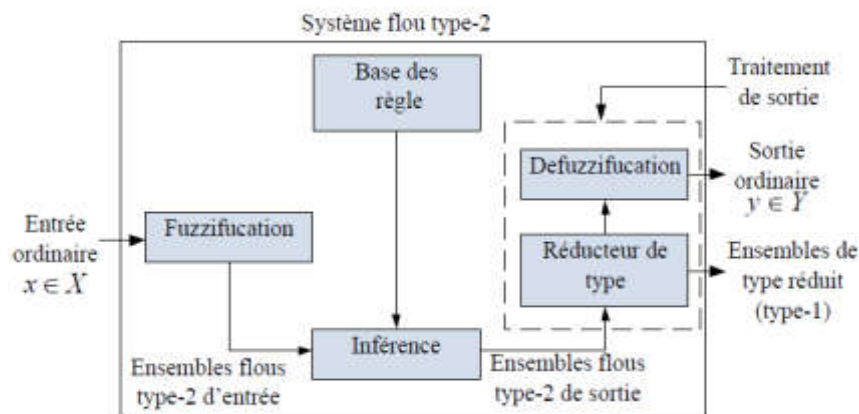


Figure II.15 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou type 2

II.4.2.1 Fuzzification

Contrairement à la fonction d'appartenance type-1, La fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Cette représentation va nous permettre de tenir compte de ce qui a été négligé par le type-1 [LOUK 17] .

II.4.2.2 Base des règles

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même. La seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2 ; alors, la $j^{ème}$ règle d'un système flou type-2 aura la forme:

$$\text{Si } x_i \text{ est } F_1^j \text{ et } x_2 \text{ est } F_2^j \text{ et } x_n \text{ est } F_n^j$$

Où x_i ($i=1 \dots n$) sont les entrées du système flou, F_i^j est l'ensemble flou de type-2 correspondant à l'entrée x_i , G^j est un singleton de type-2 et y est la sortie. Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient

de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système soit de type-2 [LOUK 17].

II.4.2.3 Mécanisme d'inférence

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée ($x=x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$)

- La première étape dans l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associé à 1^{er} ensemble flou de Sortie

$$F(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{f_i}(x)$$

II.4.2.4 Réduction de type

Étant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, son type doit être réduit avant l'étape de défuzzification pour qu'on puisse l'utiliser afin de générer une sortie réelle. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et ceux de type-2 [BEN 23]

Dans le cas du type-2, les ensembles de sortie sont des ensembles de type-2 ; donc nous devons utiliser des versions étendues des méthodes de défuzzification de type-1 appelées la réduction de type. Cette opération va transformer l'ensemble flou type-2 résultant en un ensemble flou type-1 appelé ensemble type réduit, qui sera défuzzifié par la suite. Cet ensemble type réduit résultant prend en considération plus d'information au sujet des incertitudes des règles que la valeur défuzzifiée (un nombre). Parmi les méthodes de réduction de type utilisées on cite :

- La réduction de type par le centre de gravité.
- La réduction de type par la hauteur .
- La réduction de type par le centre des ensembles.

II.4.2.5 Défuzzification

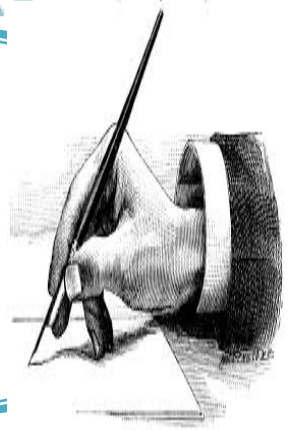
A la fin de l'étape de la réduction de type, on obtient un ensemble flou type-1, type réduit, et puisque les entrées du système à commander sont des valeurs précises, alors il est nécessaire de transformer l'ensemble type réduit en une valeur numérique bien déterminée. Parmi les méthodes utilisées pour la défuzzification, on cite la défuzzification par le centre de gravité [BEN 23].

II.5 Conclusion

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté l'aspect théorique des trois structures de la commande par l'orientation de la tension proposées à savoir : la commande d'orientation de la tension basée sur des régulateurs PI, commande d'orientation de la tension basée sur des régulateurs floue type1 et commande d'orientation de la tension basée sur des régulateurs floue type-2, d'où nous avons présenté la théorie des régulateurs utilisés PI, floue type-1, et type-2.

CHAPITRE III

L'application des commandes développées



I.1.Introduction

Après la présentation théorique des trios structures de commandes proposée dans le chapitre précédant, nous allons appliquer ces commandes sur notre convertisseur MLI pour contrôler la tension continue produit a sa valeur stable et variable demandé par la charge et réduire le taux de distorsion harmonique, et d'assurer un courant d'entrée proche d'une forme sinusoïdale ce qui un facteur de puissance égal à l'unité.

III.2 Application de la commande VOC basée sur les régulateurs PI

Le correcteur PI n'est pas bien adapté pour commander des signaux alternatifs, la même chose pour le correcteur à hystérésis qui produit une fréquence de commutation variable. L'utilisation de ces régulateurs en triphasé nécessite plusieurs capteurs de courant et de tension. Afin d'éviter ces inconvénients, on utilise des correcteurs PI dans un repère tournant (repère d, q).

III.2.1 Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère (d, q)

La commande en courant dans ce repère est basée sur la séparation des axes l'un de l'autres, ce qui permet de les contrôler indépendamment. Cette technique de commande à l'avantage de réduire le nombre de régulateurs ainsi que les grandeurs régulées qui seront des grandeurs continues.

III.2.2 Synthèse de la loi de commande

Cette commande appliquée sur les tensions de lignes, est utilisée pour permettre un découplage entre le contrôle des puissances active et réactive. Les équations régissant les tensions de lignes dans le repère (d, q) sont:

$$\begin{cases} V_{pd} = V_d - R i_d - L \frac{di_d}{dt} + L\omega i_q \\ V_{pq} = V_q - R i_q - L \frac{di_q}{dt} - L\omega i_d \end{cases} \quad (III.1)$$

V_{pd} Et V_{pq} : sont les composantes des tensions à l'entrée du convertisseur.

V_d Et V_q : sont les composantes des tensions du réseau.

i_d Et i_q : sont les composantes des courants du réseau.

ω : est la pulsation du réseau.

les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \cdot [V_d I_d + V_q I_q] \\ Q = \frac{3}{2} \cdot [V_q I_d - V_d I_q] \end{cases} \quad (III.2)$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (III.3)$$

$$\text{On pose : } P_{ref} = U_{cmes} I_{red_ref} \quad (III.4) \quad \text{et} \quad Q_{ref} = 0. \quad (III.5)$$

III.2.3 Schéma bloc de la commande VOC basée sur des régulateurs PI du redresseur à MLI

- La tension de référence désirée du bus continu U_{cref} est comparée à celle mesurée aux bornes du condensateur U_{cmes} .
- Le correcteur Proportionnel Intégral (PI) permet de maintenir la tension de bus continu à une valeur constante désirée, et génér le courant de référence I_{cref} .
- La puissance active nécessaire pour charger ce condensateur P_{ref} est obtenue en multipliant le courant redressé I_{red_ref} par la tension mesurée U_{cmes} .
- La puissance réactive de référence Q_{ref} sera maintenue nulle.
- Les courants de références sont obtenus à partir des tensions mesurées et des puissances de références.
- Les courants de références seront comparés avec les courants mesurés.
- Les erreurs de comparaison des courants sont réglées par des régulateurs PI qui génèrent des tensions de références qui seront comparées à leur tour avec les tensions mesurées.
- Les erreurs de comparaisons des tensions génèrent des tensions qui seront comparées à leur tour avec les tensions du filtre.
- les erreurs de comparaisons des courants génèrent des tensions de commande employées pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture.

Le schéma bloc de la régulation est alors représenté par la figure ci-dessous [ROUA 15, ROU 15].

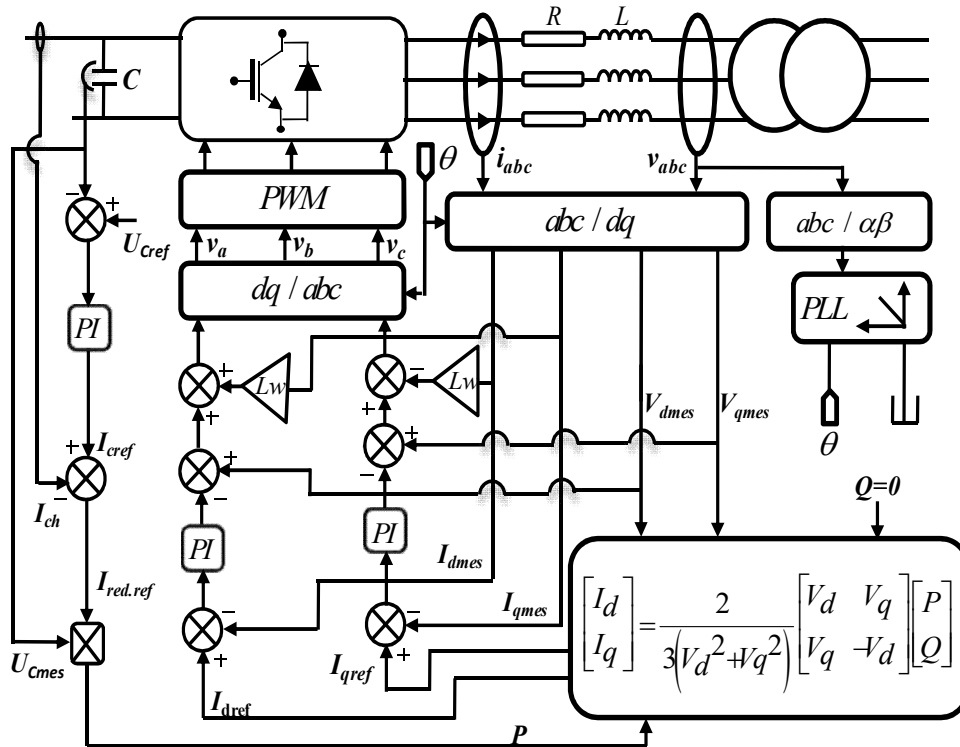


Figure III .1: Schéma bloc de la commande de la commande VOC basée sur les régulateurs PI

III.2.4 Calcule les gains des régulateurs des courants et de la tension utilisé

III.2.4.1 Gains de régulateur de la tension de sortie

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI. Ce dernier corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Le schéma de la figure (III .2) représente le principe de régulation de la tension continue avec un correcteur PI.

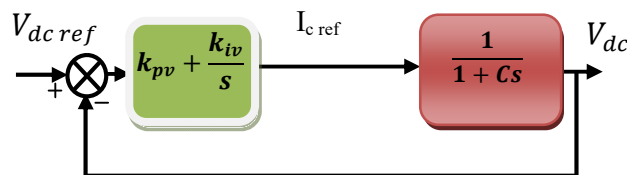


Figure III .2: Boucle de régulation équivalente de la tension [ROU16].

La fonction de transfert en boucle fermée $H_v(s)$ est donnée par :

$$H_v(s) = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{Cs^2 + k_{pv}s + k_{iv}} \quad (III.6)$$

Par identification avec une fonction de transfert d'un système du deuxième ordre on trouve

$$k_{pv} = 2C\xi_v ; \quad (III.7) \quad k_{iv} = C\omega_{nv}^2 \quad (III.8)$$

ξ_v : Coefficient d'amortissement du régulateur PI de la tension continue ;

ω_{nv} : Pulsation propre du régulateur PI de la tension continue ;

Le courant continu de référence est exprimé par :

$$I_{rd\ ref} = i_{c\ ref} + i_{ch} \quad (III.9)$$

Où : $i_{c\ ref}$ 'c'est le courant de référence dans le condensateur donné par le régulateur PI de la tension ;

i_{ch} : Le courant de charge mesuré ;

$I_{rd\ ref}$: Le courant continu de référence.

Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence donné par :

$$p_{ref} = V_{dc\ ref} I_{rd\ ref} \quad (III.10)$$

D'autre part la puissance active dans le repère (d,q) est calculée par :

$$p_{ref} = e_d i_{d\ ref} \quad (III.11)$$

$$i_{d\ ref} = \frac{V_{dc\ ref} I_{rd\ ref}}{e_d} \quad (III.12)$$

III.2.4.2 Gains de régulateur de courants id et iq

L'utilisation, des correcteurs PI dans un repère triphasé, présente des problèmes d'application. En effet, des composantes alternatives se retrouvent dans les erreurs à l'entrée des correcteurs PI. Ces grandeurs alternatives sont à l'origine d'erreurs statiques non compensées par les correcteurs PI. Pour résoudre ce problème, la transformée de Park dont le repère tournant à la fréquence des tensions du réseau est utilisée. Ainsi les variables alternatives des courants sont transformées en composantes d'axe d et q continus dès lors que ces signaux ont la même fréquence que le réseau. Cela exige la connaissance de l'angle de référence des tensions du réseau qui sera nécessaire pour le calcul des transformées.

Les équations de tension dans le système de coordonnées tournant (d,q) sont :

$$e_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + u_{cd} - L\omega i_q \quad (\text{III.13})$$

$$e_q = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + u_{cq} - L\omega i_d \quad (\text{III.14})$$

D'après la $\bar{e} = e_d = E$, le modèle devient :

$$E = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + u_{cd} - L\omega i_q \quad (\text{III.15})$$

$$0 = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + u_{cq} - L\omega i_d \quad (\text{III.16})$$

On pose:

$$h_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \quad (\text{III.17})$$

$$h_q = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q \quad (\text{III.18})$$

Où : h la chute de tension en ligne.

On aura :

$$E = h_d + u_{cd} - L\omega i_q \quad (\text{III.19})$$

$$0 = h_q + u_{cq} - L\omega i_d$$

Où : h_d, h_q sont les signaux de sortie des contrôleurs des courants, donnés par :

$$h_d = k_{pi}(i_{dref} - i_d) + k_u \int (i_{dref} - i_d) dt \quad (\text{III.20})$$

$$h_q = k_{pi}(i_{qref} - i_q) + k_u \int (i_{qref} - i_q) dt \quad (\text{III.21})$$

Les boucles de régulation des courants i_d et i_q sont conformes au schéma simplifié de la figure(III .3) :

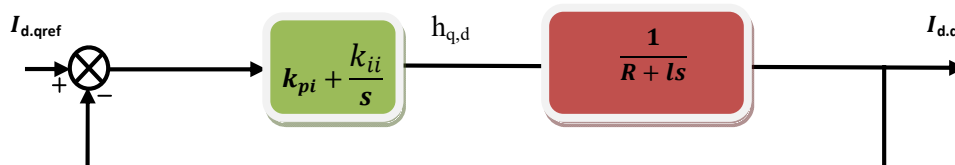


Figure III .3: Boucle de régulation équivalente de le courant [ROU16].

Par identification avec la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre on trouve :

$$H_i(s) = \frac{k_{pi}s + k_{ii}}{Ls^2 + (k_{pi} + R)s + k_{ii}} \quad (III.22)$$

Par identification avec la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre on trouve :

$$k_{pi} = 2L\xi_i\omega_{ni} - R \quad (III.23)$$

$$k_{ii} = L\omega_{ni}^2 R \quad (III.24)$$

ξ_i : Coefficient d'amortissement des régulateurs PI des courants ;

ω_{ni} : Pulsation propre des régulateurs PI des courants ;

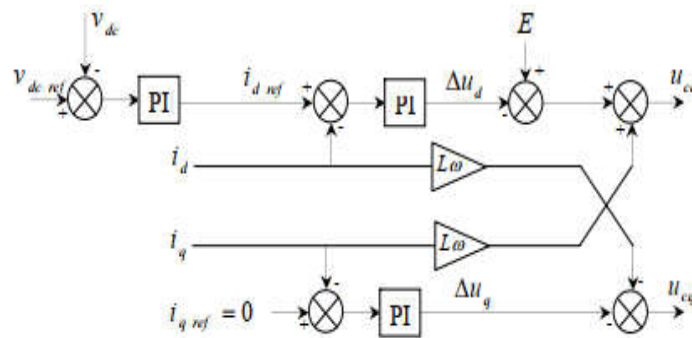


Figure III .4: Schéma bloc des boucles internes des courants[BOU09].

III.2.5 Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande par orientation de tension basée sur des régulateurs PI appliquée sur notre Redresseur MLI.

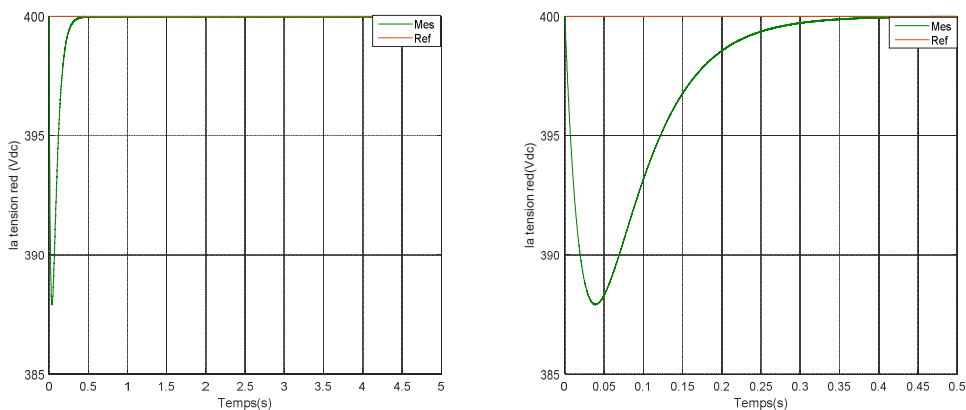


Figure III.5 : La tension V_{dc} avec un zoom

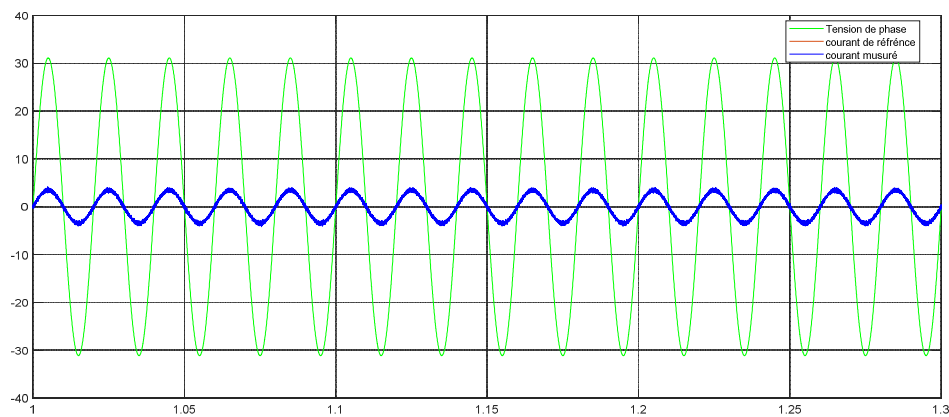


Figure III.6 : Courant et tension de ligne.

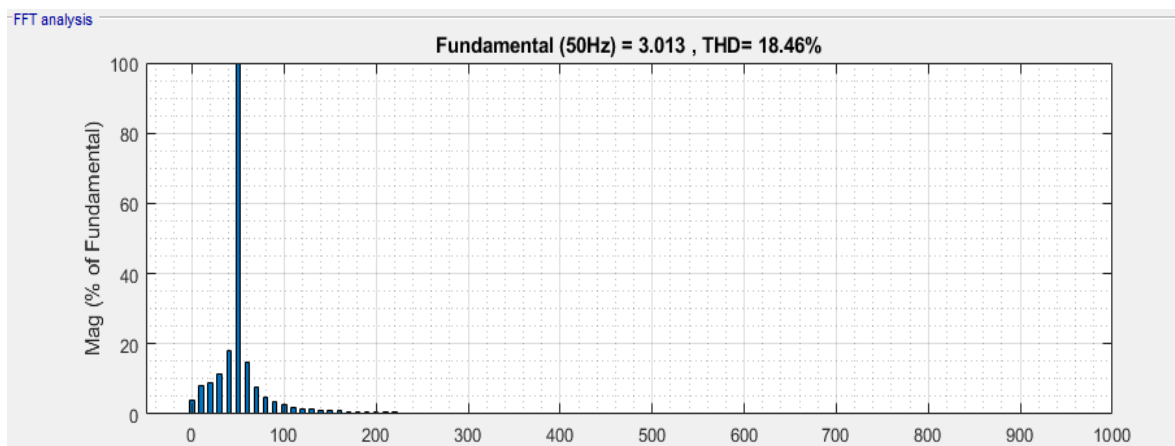


Figure III.7 : Spectre harmonique du Courant de ligne

III.2.6 Interprétation des résultats

Il est clair que la tension continue suit l'allure de la tension de référence imposée (Figure III-5). De plus, les courants de lignes suivent parfaitement les allures des courants de références qui ont des formes sinusoïdales, et qui sont en position de phase par rapport à la tension de ligne, (Figure III-6). Aussi la valeur du THD de courant obtenu est égal à 18.46% comme le montre la figure, (Figure III-7)

Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la structure de commande VOC basée sur des régulateurs PI du redresseur MLI pour la réduction des harmoniques et l'amélioration du facteur de puissance.

III.3 Application de la commande VOC basée sur des régulateurs flou type 1

Pour appliquer la commande VOC basée sur des régulateurs flou type 1 sur notre redresseur, on va utiliser la même structure de la commande la commande VOC basée sur des régulateurs PI avec un changement les régulateurs PI par des régulateurs flou type 1.

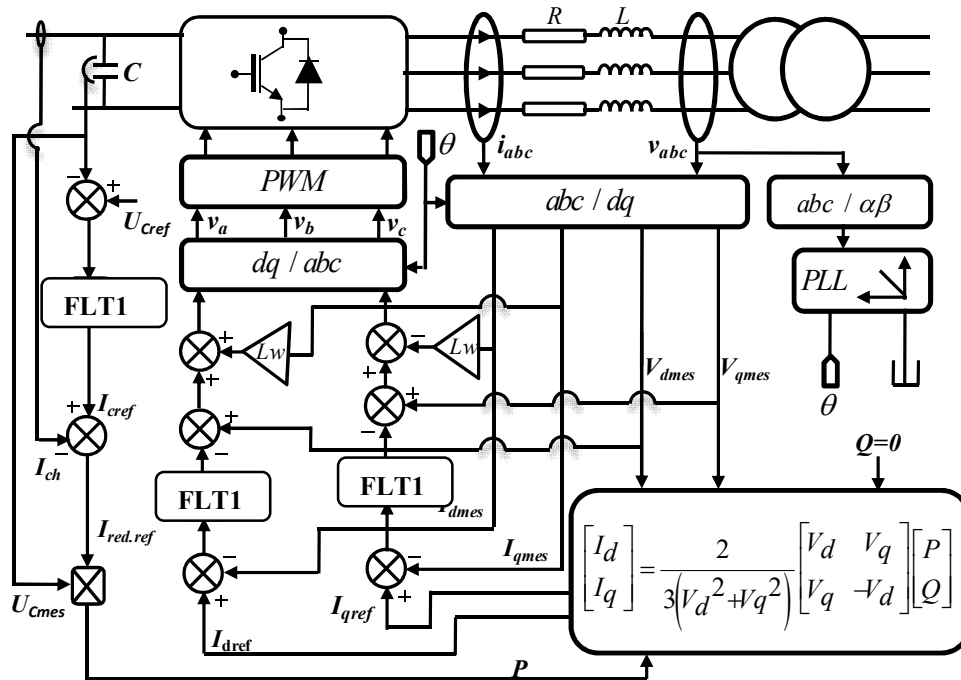


Figure III.8: schéma bloc de la commande VOC basée sur des régulateurs flou type 1

III.3.1 Structure de base d'un contrôleur flou type 1 utilisé

La plupart des contrôleurs flous pour les systèmes univariés simples sont constitués d'entrées de contrôleur floues, qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variabilité (translation de la dynamique du système). La plupart des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme la montre la figure ci-dessous :

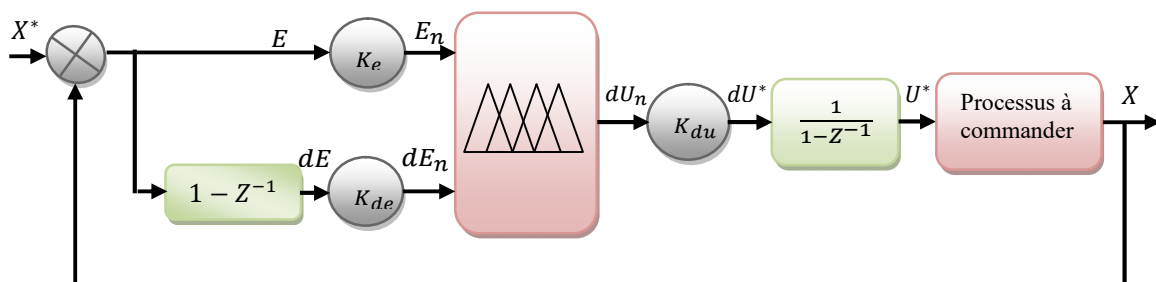


Figure III.9: Schéma bloc de la structure du contrôleur flou type 1 [ROU16].

III.3.1.1 Les fonctions d'appartenances

Pour choisir les fonctions d'appartenance des blocs de fuzzification de l'erreur et de sa variation, nous avons décidé d'utiliser sept fonctions des formes triangulaires avec des côtés trapézoïdaux. Quant au choix des fonctions d'appartenance des blocs de défuzzification de la variation de la commande, nous avons opté toujours sept fonctions des formes triangulaires également.

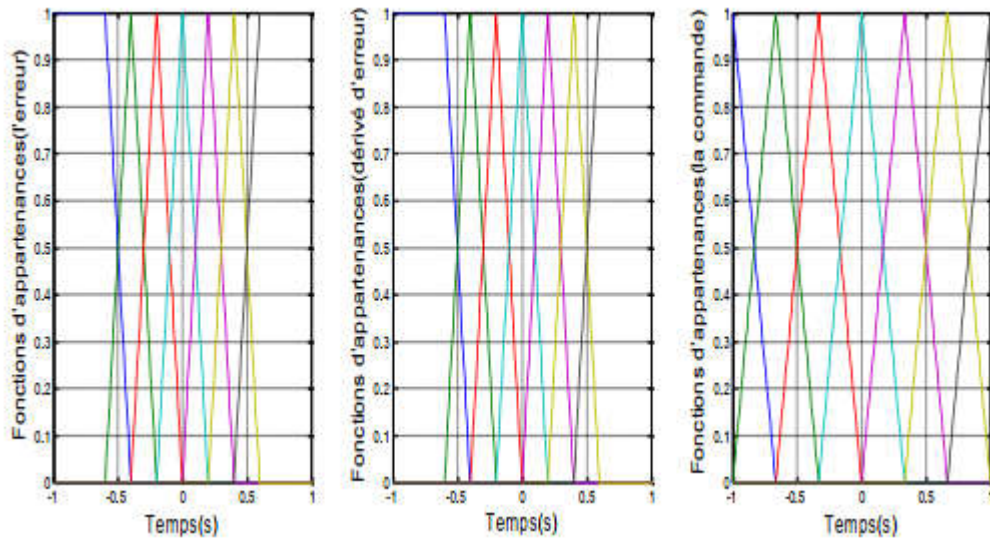


Figure III.10 : Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

III.3.1.2 La table des règles de décision

Ci-dessous, vous trouverez le tableau regroupant les règles d'inférence qui permettent de déterminer la variable de commande:

Tableau.III.1: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type 1.

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

III.3.2 Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande par orientation de tension basée sur des régulateurs flou type 1 appliquée sur le redresseur MLI.

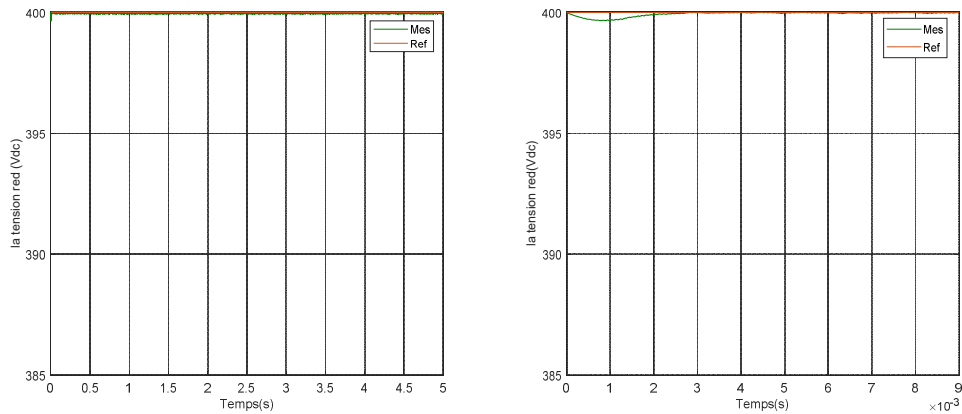


Figure III.11: La tension V_{dc} avec un zoom

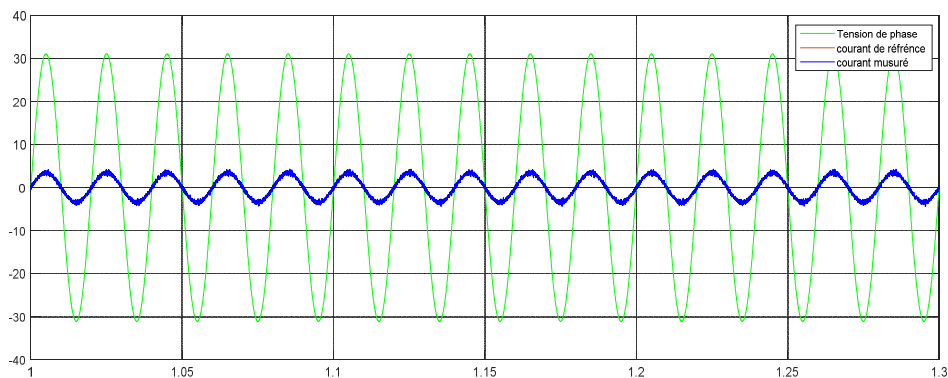


Figure III.12: Courant et tension de ligne.

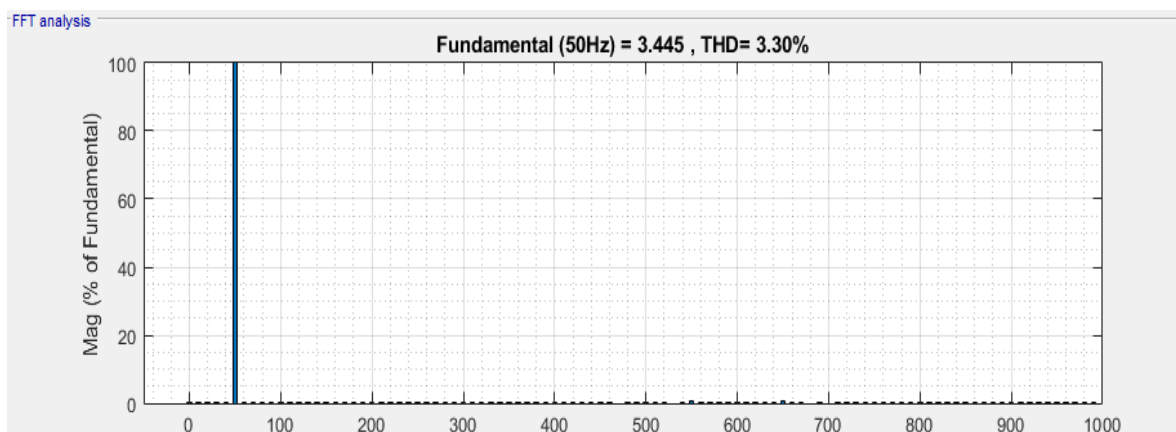


Figure III.13: Spectre harmonique du Courant de ligne

III.3.3 Interprétation des résultats

Toujours la tension continue suit l'allure de la tension de référence imposée (Figure III-11). De plus, les courants de lignes suivent parfaitement les allures des courants de références qui ont des formes sinusoïdales, et qui sont en position de phase par rapport à la tension de (ligne figure III.12) mais avec une amélioration remarquable des résultats obtenus par la commande VOC basée sur des régulateurs floue type 1 par rapport la commande VOC basée sur des régulateurs PI à savoir :

- Une réponse rapide pour le régime transitoire.
- La valeur de la THD a diminué par rapport la valeur de la commande VOC basée sur des régulateurs PI.

III.4 Application de la commande VOC basée sur des régulateurs floue type 2

Pour appliquer la commande VOC basée sur des régulateurs floue type 2 sur notre redresseur, on va utiliser la même structure de la commande VOC basée sur des régulateurs PI ou floue type 1 avec un changement les régulateurs floue type 1 et PI par des régulateurs flou type 2.

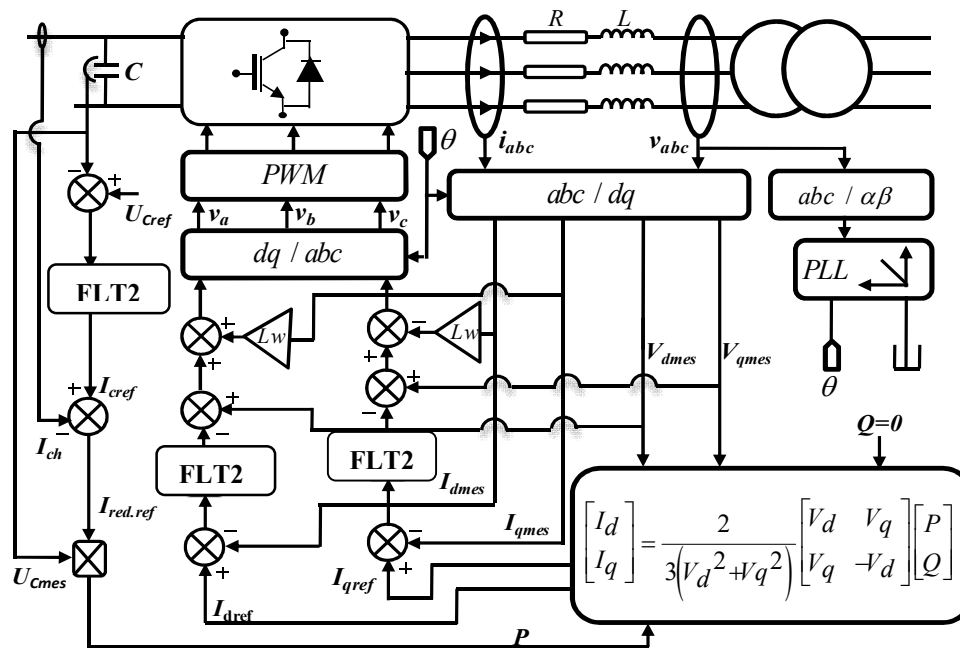


Figure III.14: schéma bloc de la commande VOC basée sur des régulateurs floue type 2

III.4.1 Structure de base d'un contrôleur flou type 2 utilisé

Comme les contrôleurs flous de type 1 se composent des entrées du contrôleur flou qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation, le régulateur flou de type 2 utilisé est schématisé sur la figure suivante :

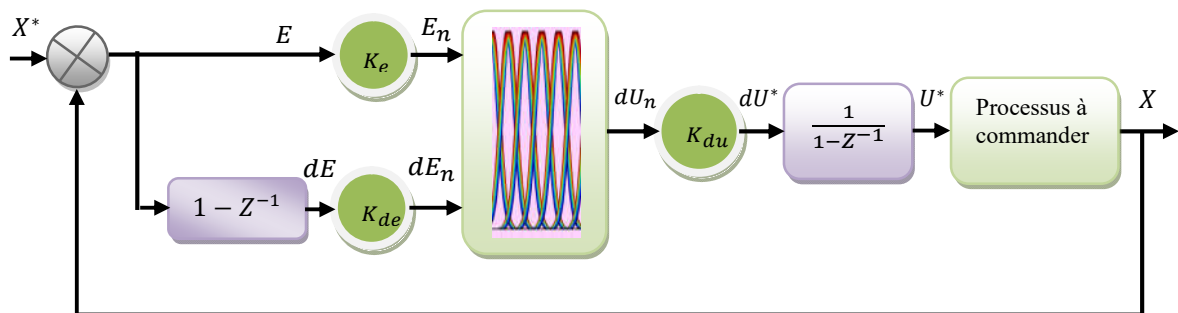


Figure III.15: Schéma bloc de la structure du contrôleur flou type 2 [ROU16].

III.4.1.1 Les fonctions d'appartenance

Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance de bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation, nous avons opté trois ensembles flous de forme gaussienne, et cinq pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance de bloc de défuzzification. Les deux blocs sont représentés comme suit :

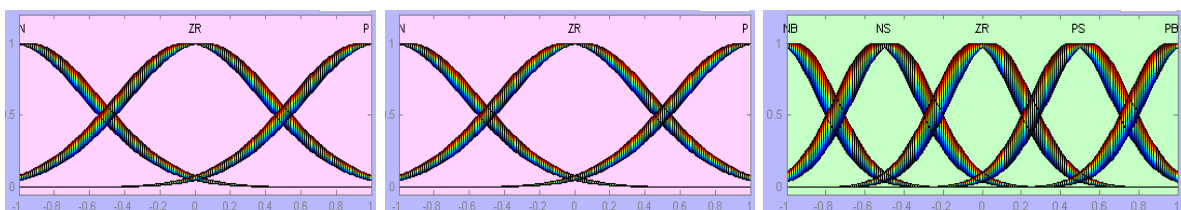


Figure III.16: Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu) [HEL 23].

III.4.1.2 La table des règles de décision

La table des règles dans le cas du type 2 sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau suivant :

Tableau III.2: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type 2

La commande		Erreur		
		E	EZ	P
Dérivé de l'erreur	N	NG	NP	PP
	EZ	NG	EZ	PG
	P	NG	PP	PG

III.4.2 Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande par orientation de tension basée sur des régulateurs flou type 2 appliquée sur la Redresseur MLI.

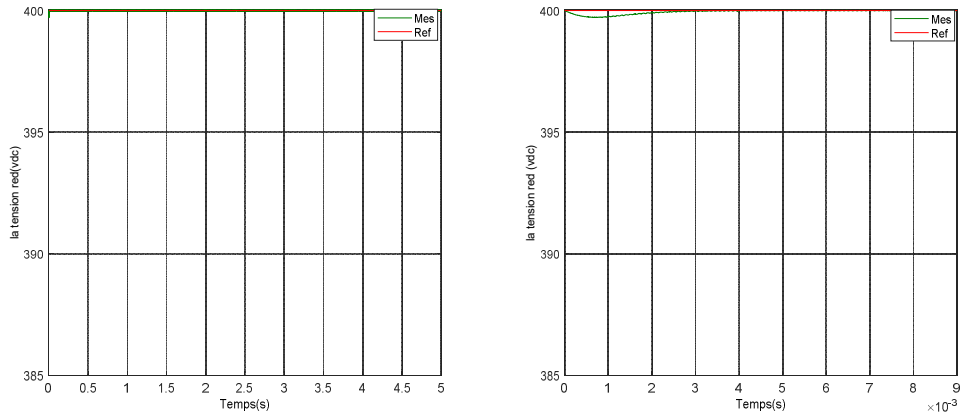


Figure III.17 : La tension V_{dc} avec un zoom

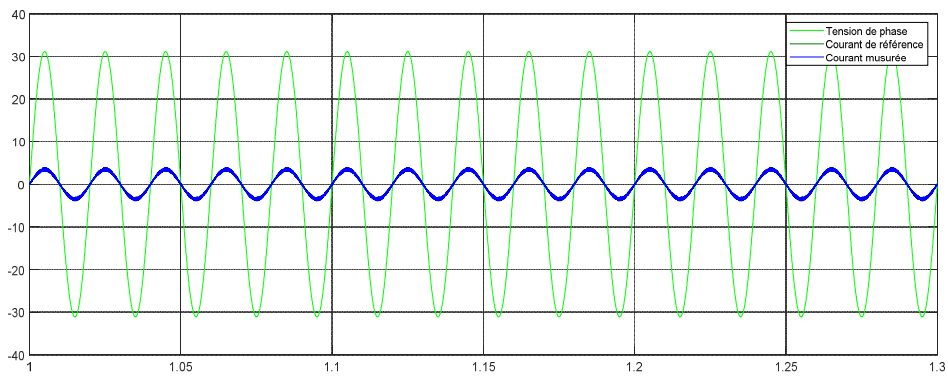


Figure III.18 : Courant et tension de ligne.

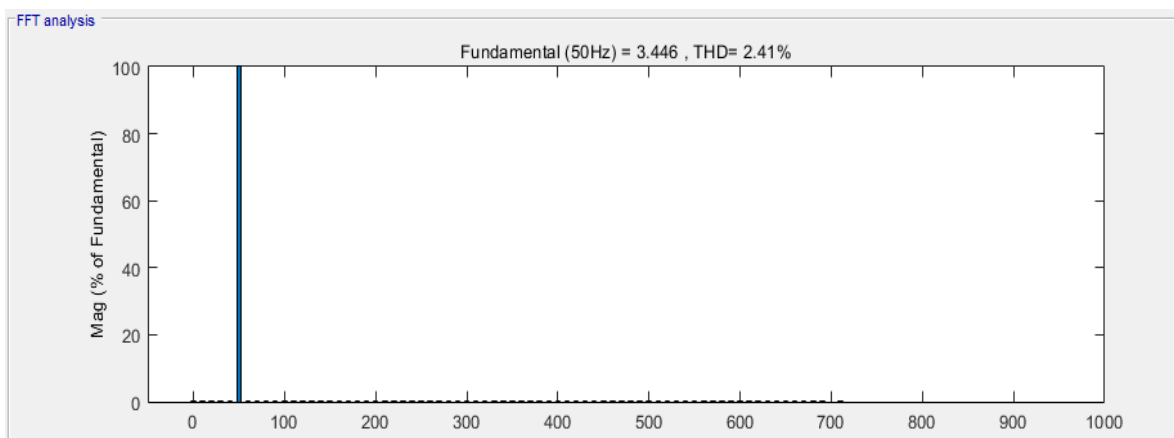


Figure III.19: Spectre harmonique du Courant de ligne

III.4.3 Interprétation des résultats

Toujours la tension continue suit l'allure de la tension de référence imposée (figure III-17). Et toujours les courants de lignes suivent parfaitement les allures des courants de références qui ont des formes sinusoïdales, et qui sont en position de phase par rapport à la tension de ligne (figure III.18) mais avec une amélioration remarquable des résultats obtenus par la commande VOC basée sur des régulateurs flou type 2 par rapport la commande VOC basée sur des régulateurs PI et la commande VOC basée sur des régulateurs flou type 1 à savoir :

- Un dépassement nul pour le régime transitoire.
- La valeur de la THD a diminué par rapport la valeur de la commande VOC basée sur des régulateurs PI et la commande VOC basée sur des régulateurs flous type 1.

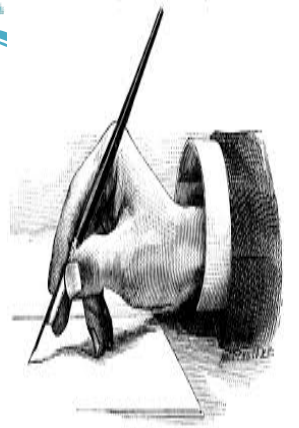
III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'application les trois structures de commandes (commande VOC basée sur des régulateurs PI, la commande VOC basée sur des régulateurs flou type 1, et la commande VOC basée sur des régulateurs flou type 2) que sont développées théoriquement précédent pour contrôler la tension générée par notre redresseur MLI, réduire le taux de distorsion harmonique, et d'assurer le facteur de puissance unitaire. Les résultats de simulation nous a permis de vérifier la fiabilité des trois structure de commandes

Pour comparer enter ces résultats on va faire une étude comparative entre ces trois commandes (qualitative, quantitative) dans le chapitre suivant pour le but de conclure la commande la plus performante et la plus efficace pour commander notre redresseur MLI.

CHAPITRE IV

**Etude comparative entre les
Techniques des commandes
développées**



IV.1 Introduction

Afin d'évaluer les différentes lois de commande appliquées sur notre redresseur MLI dans ce mémoire, nous présenterons une étude comparative entre ces commandes. Cette étude a été répétée dans les mêmes conditions. Cette comparaison est réalisée à partir d'une série de tests qui nous avons appliqué durant les fonctionnements en régime transitoire et permanent de notre redresseur MLI.

IV.2 Comparaison qualitative

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats obtenus par la simulation de notre moteur sous l'environnement MATLAB SIMULINK, grâce à l'application des différentes structures de commandes.

IV.2.1 Résultats de simulation

Le redresseur MLI commandé pour produire une tension DC mesurée égale 400V.

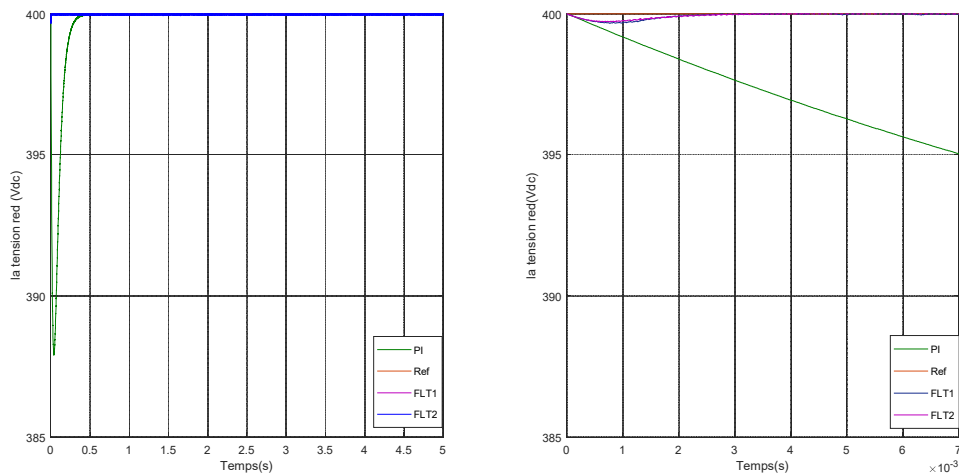


Figure IV.1 : la tension produite pour les trois structures de commandes avec un zoom

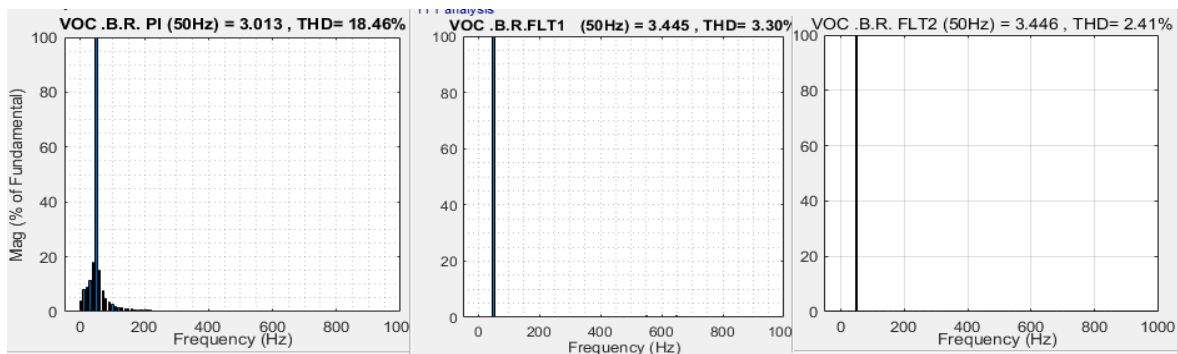


Figure IV.2 : Spectre harmonique du courant de ligne pour les trois structures de commandes

IV.2.2 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que la tension V_{dc} suit leur référence dans les trois types de commandes, cependant le temps de réponse, le dépassement, ainsi que la convergence exponentielle des erreurs pour le régime transitoire. On remarque que la meilleure valeur de ces derniers sont les valeurs obtenues lors de l'application de la commande par orientation de tension basée sur des régulateurs floue type 2 qu'on peut considérer comme la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes, ensuite viennent respectivement la commande par orientation de tension basée sur des régulateurs floue type 1, et enfin la commande par orientation de tension basée sur des régulateurs PI. Et pour la spectre harmonique du courant de ligne pour les trois structures de commandes présentés dans la Figure (IV.2) ci-dessus montrent que la commande par orientation de tension basée sur des régulateurs floue type 2 qu'on peut considérer comme la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes du point de vue minimisation cette valeur de spectre.

IV.3 Comparaison quantitative

Cette comparaison est basée sur la différence entre les résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes développées sur notre système quantitativement (en chiffres), Ce test basé sur quatre critères : l'intégral de l'erreur au carré (ISE), l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE), l'intégral du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur (ITAE), et l'intégral du temps multiplié par l'erreur au carré (ITSE). Les résultats ont été obtenus dans les mêmes conditions. Les critères de performance sont définis mathématiquement par :

– L'intégrale de l'erreur quadratique, définie par :

$$ISE = \int_0^T e^2(t)dt \quad (IV.1)$$

– L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur :

$$IAE = \int_0^T |e(t)|dt \quad (IV.2)$$

– L'intégrale du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur :

$$ITAE = \int_0^T t \cdot |e(t)|dt \quad (IV.3)$$

– L'intégrale du temps multiplié par l'erreur au carré :

$$ITSE = \int_0^T t \cdot e^2(t) dt \quad (IV.4)$$

IV.3.1 Résultats de simulation

Toujours les critères sont calculés pour un temps de simulation de $T_s=5s$ et des consignes de tension égale 400 V .

Table IV.1 : Étude comparative des commandes développées sur le Red MLI .

G-C	Critère	Structures de commandes développées		
		VOC .B.R. PI	VOC .B.R. floue type1	VOC .B.R. floue type2
V _{dc}	$ISE = \int_0^{+\infty} e^2 dt$	6.8865e+06	850.9304	230.0566
	$IAE = \int_0^{+\infty} e dt$	1.1154e+03	50.7816	25.0166
	$ITAE = \int_0^{+\infty} t \cdot e dt$	157.0404	126.1781	61.7429
	$ITSE = \int_0^{+\infty} t \cdot e^2 dt$	4.2650e+05	1.9531e+03	440.7109

IV.3.2Interprétation des résultats

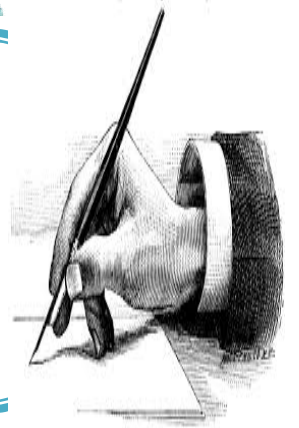
Les résultats de simulation présentés dans le tableau ci-dessus montrent que la commande par orientation de tension basée sur des régulateurs floue type 2 qu'on peut considérer comme la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes du point de vue minimisation toute les critères (ISE, IAE, ITAE, ITSE) qui nous donne les valeurs les plus faibles. , ensuite viennent respectivement la commande par orientation de tension basée sur des régulateurs floue type 1, et enfin la commande par orientation de tension basée sur des régulateurs PI.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative entre les différentes commandes appliquées sur le redresseur MLI. Pour ce faire, nous avons utilisé deux comparaisons fondamentales : qualitative et quantitative, cette comparaison permet nous choisir le meilleur technique qui donne les bons résultats et performants à partir l'application de ces séries des tests.

Les résultats obtenus ont été donnés sous forme des tableaux et des courbes montrent bien que la commande par orientation de tension basée sur régulateurs floue type 2 est plus performante et la plus robuste sur notre redresseur MLI considéré par rapport les autres commandes.

Conclusion général



Conclusion général

Le but de ce travail concerne l'étude, la modélisation et la commande du redresseur MLI . Pour cela, une modélisation de ce convertisseur a été menée. Ces modèles ont été utilisés pour l'élaboration de la commande par orientation de tension basé sur des régulateurs PI, flous type 1, et flous type 2, l'objectives de ce dernier est d'assurer un contrôle précis et continu de tension produite tout en garantissant de réduire le taux de distorsion harmonique avec un courant d'entrée proche d'une forme sinusoïdale ce qui un facteur de puissance égal à l'unité,

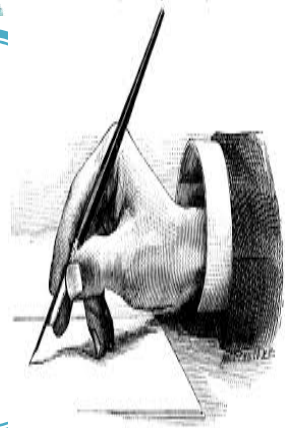
Ce travail sont résumés comme suit:

Dans le premier chapitre, nous avons entamé ce travail par un rappel théorique sur redresseur MLI (sa structure, son principe de fonctionnement, ainsi que ses applications). Ensuite, la modélisation de ce convertisseur qui permettra l'application des structures de commande destinées au contrôle de ce dernier, on a proposé la commande orientation de tension basé sur trois types de régulateurs déférentes qui ont été détaillées théoriquement dans le deuxième chapitre et appliqué sur le troisième chapitre à savoir: la commande par orientation de tension basée sur des régulateurs PI, commande orientation de tension basée sur des régulateurs floue type 1 et en fin la commande orientation de tension basée sur des régulateurs floue type 2. Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application de ces structures de commande sur notre convertisseur montrent l'efficacité de ces derniers implémentés. Finalement dans le dernier chapitre nous avons fait une étude comparative entre les déférentes structures de commande développées, cette étude de comparaison est réalisée à partir d'une série de tests que nous avons effectués durant les fonctionnements transitoire et permanent du notre convertisseur.

Suggestions et perspectives : suite a cette étude , quelque suggestions et perspectives Peuvent être faites afin de pouvoir contribuer si possible a l'Amélioration du fonctionnement du système considéré, a savoir la commande par orientation de la tension d'un redresseur MLI basée sur des régulateurs floue type 3, et l'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commandes proposes.

REFERENCES

BIBLIOGRAPHIQUES



[BEL 17] Belaoura. A et Boussaid. I, «Contrôle directe de puissance avec modulateur vectoriel (DPC – SVM) d'un redresseur PWM triphasé.» mémoire Master,2016/2017 Université d'Adrar.

[MDN 15] Djebbar. N et Benmouna. A , «Commande par mode glissant d'un redresseur à MLI triphasé.» mémoire Master,2014/2015 Université A. MIRA-BEJAIA.

[KEB 12] Kessal. A, «Correction de facteur de puissance a l'entree d'un convertisseur AC/DC.» mémoire doctorat ,2011/2012 Université Ferhat Abbas sétif.

[MTC 20] Taraft. C et Taib. N , «Commande floue d'un redresseur MLI triphasé.» mémoire Master,2019/2020 Université A. MIRA-BEJAIA.

[BNC 14] Boukhari. N et Stiti . L , «Commande d'un redresseur triphasé à MLI .» mémoire Master,2013/2014 Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou.

[BOU 09] Bouzidi.M et Bensaadi .A , «Commandes non linéaires d'un redresseur PWM triphase.» mémoire ingénieur ,2008/2009 Université de M'sila.

[YSO 13] Yacia .S et Taouinet.R , «Commandes prédictive d'un redresseur a MLI triphasé.» mémoire Master ,2012/2013 Université de A. MIRA-BEJAIA.

[BME 20] Baha Mohamed .A et Hani.A et Rahouma .B , «Commande prédictive de courant du redresseur MLI .» mémoire Master ,2019/2020 Université Echahid Hamma Lakhdar d'ElOued.

[AMS 12] Ameer .S, «Commande mode glissant d'un redresseur PWM triphasé.» mémoire Master ,2010/2011 Université de M'sila.

[BOUS 23] Boussag .M, et Bakri .A, «Direct Power Control of three-phase PWM Rectifier based on Neuro-Fuzzy controller» mémoire Master ,2022/2023 Université de M'sila.

[ROUA 15] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, and A. Djerioui, "Hybrid backstepping control of a doubly fed wind energy induction generator," *Mediterr. J. Meas. Control*, vol. 11, no. 1, pp. 367–376, 2015.

[ROU 15] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, and A. Djerioui, "Power quality enhancement of grid connected doubly-fed induction generator using sliding mode control," *Int. Rev. Electr. Eng.*, vol. 10, no. 2, pp. 266–276, 2015.

[RBA20] Redouane. A et Takabait. T , «Commande par orientation du vecteur tension (VOC) d'un redresseur MLI triphasé .» mémoire Master,2019/2020 Université A. MIRA-BEJAIA.

[ROU 19] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Herizi, and B. Moustafad, “Comparative Study Between Two Control Techniques Applied on the Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM),” *J. homepage http//iieta. org/journals/ama_c*, vol. 74, no. 2–4, pp. 51–58, 2019

[HEL 20] Helleli. A., « Commande direct du couple basé sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila

[SAI 20] Saidi. Z., « Commande floue adaptative appliqué à un moteur synchrone à aimant permanent » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.

[BEN23] Benyahia.M et Saci.W , «Commande a Flux orienté basé sur des régulateurs : PI, floue type 1, floue type 1 adaptative et floue type 2.» mémoire Master ,2022/2023 Université de M'sila.

[LOUK 17] Loukal, K., 2017. « Commande robuste des machines asynchrones a double alimentation a base des systèmes flous type deux »mémoire doctorat, Université de M'sila.

[CHI 21] Choukal.I et Ladouli .A , «étude des différentes stratégies de commande d'un redresseur a MLI » mémoire Master ,2020/2021 Université Larbi Tébessi _Tébessa.

[HEL23] Lakhal.M et Helitim .A , «Commande hybrid glissant flou type 1 et type 2 de la machine asynchrone a cage d'écureuil .» mémoire Master ,2022/2023 Université de M'sila.

[Fek15] A. Fekik, H. Denoun,N,Benamrouche , N,Benyahia,M,Zaouia « A fuzzy logic based controller for three phase PWM rectifier with voltage oriented control strategy,” *Int. journal . Electr.*, vol. 9, , pp. 412–,413.2015

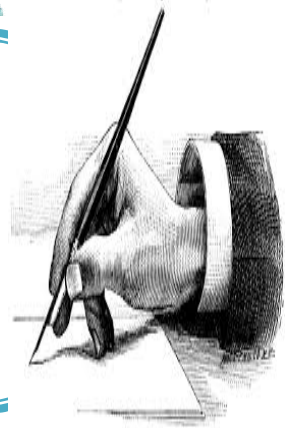
[Rag15] R. Ghosh, G. Narayanan, « control of three phase four wire PWM rectifer,” *IEEE. Transactionsof power . Electr.*, vol. 23,no 1 , pp. 97–,96.2008

Référence et biographique

[Mar04] M. Malinowski, M.janiski,P ,Marian « simple direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation ,” *IEEE. Transactionsof industrial . Electr..*, vol. 51,no 2 , pp. 447–,448.2004

[RBA20] Belhamdi. k et Bouzebra. O , «Améloiration des performaces de la commande diecte en puissance appliquée a un redresseur MLI triphasé.» mémoire Master,2019/2020 Université A. MIRA-BEJAIA.

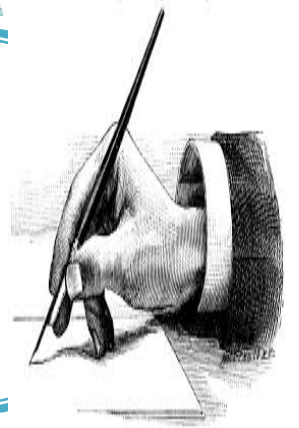
ANNEX



les paramètres de redresseur

la fréquence	$F=50$	HZ
La résistance de linge	$r = 0.3$	Ω
Inductance de linge	$L=0.012$	H
Capacité de linge	$C=0.0047$	F
La résistance de la charge R	$R= 100$	Ω
Tension nominal	$V=220$	V

RESUME



Résumé :

Le travail réalisé dans ce mémoire concerne l'étude et la commande d'un redresseur triphasé MLI. Dans la première partie on a présenté l'état de l'art et la modalisation de ce convertisseur utilisé. En suite nous avons présenté l'aspect théorique des commandes proposées. Dans la troisième partie, on développé ces commandes proposées pour contrôler notre redresseur MLI .Enfin, on s'est intéressé à l'étude comparative entre ces commandes développées. Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances à travers l'application de ces commandes sur contrôler notre convertisseur MLI.

Mots clés : Redresseur triphasé MLI –Modélisation et commande– PI– Logique floue type-1 et 2.

Abstract:

The work carried out in this thesis concerns the study and control of a three-phase PWM rectifier. In the first part we presented the state of the art and the modalisation of the converter used. We then presented the theoretical aspect of the proposed controls. In the third part, we developed these proposed controls to control our PWM rectifier and, finally, we carried out a comparative study between these developed controls. The simulation results obtained were used to evaluate performance by applying these commands to control our PWM converter.

Keywords: Three-phase PWM rectifier– Modelling and control– PI– Type-1 and 2 fuzzy logic.

الملخص:

العمل المنجز في هذه المذكرة هو الدراسة والتحكم في مقوم ثلاثي الطور MLI. في الجزء الأول قمنا بعرض عموميات و نمذجة هذا المقوم .بعدها قمنا بتقديم الجانب النظري لطرق التحكم المقترحة .في الجزء الثالث، قمنا بتطوير هذه الطرق المقترحة للتحكم في مقومنا ثلاثي الطور MLI ، وفي الأخير قمنا بتقديم دراسة مقارنة بين هذه الطرق التي تم تطويرها .نتيح لنا نتائج المحاكاة تقييم أداء هذه الطرق من خلال تطبيقها على مقوم ثلاثي الطور MLI.

الكلمات الرئيسية: مقوم ثلاثي الطور MLI – النمذجة و التحكم – النوع 1 و 2 المنطق الضبابي