

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
المركز الجامعي لعين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent
Institut de Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : TECHNOLOGIE
Filière : ELECTROTECHNIQUE
Spécialité : COMMANDES ELECTRIQUES

Thème

*Commande Directe Du Couple d'un Moteur Asynchrone
avec la Reconstitution de l'Algorithme Des Commutations
par la Logique Floue*

Présenté Par :

CHERGUI Hanane

Devant le jury composé de :

Dr ZELMAT.S

MCA

C.U.B.B (Ain Temouchent)

Président

Dr ZEGGAL.M.L

MCB

C.U.B.B (Ain Temouchent)

Encadrant

Mr AYACHE.Z

MAA

C.U.B.B (Ain Temouchent)

Examineur

Année universitaire 2019/2020

REMERCIEMENTS

Mes remerciements vont tout premièrement à ﷻ tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donnée durant toutes ces longues années ;

*Je tiens à exprimer mon profonde reconnaissance et mon chaleureux remerciement à mon promoteur Monsieur **Dr. ZEGGAI Mohammed Lamine**, qui m'a guidé et orienté tout au long de la réalisation de ce travail en prodiguant ses conseils constructifs, ses orientations bénéfiques et ses vifs encouragement et surtout sa gentillesse afin de me permettre l'accomplissement de ce travail ;*

*J'exprime également ma reconnaissance et mes sincères remerciements à **Dr. ZELMAT Samir** qui m'a fait l'immense honneur d'accepter de présider ce jury ;*

*Je tiens beaucoup à témoigner l'expression de ma gratitude et ma reconnaissance à **Mr. AYACHE Zouaoui** , pour l'honneur qu'il m'a fait de prendre part à ce jury en qualité d'examineur ;*

Je tiens également à remercier mes parents, pour tout le soutien moral, financier, psychologique et particulièrement pour l'amour qu'ils me portent. Puissent-ils être fiers de moi ;

Je tiens d'exprimer mes sentiments les plus profonds et mes vifs remerciements à ma famille et mon entourage qui n'ont cessé de m'encourager et de me soutenir ;

Je remercie vivement l'ensemble de mes professeures tout le long de ces années d'études et à tous les enseignants du département Génie électrique, qui ont encouragé à donner le meilleur d'eux même en j'assurant une formation aussi meilleur que possible ;

Mes remerciements s'adressent à tous ceux qui m'ont soutenu ou qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à l'élaboration de ce modeste travail ;

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes amis et collègues pour le soutien moral ;

Encore une fois, merci à toutes et à tous ;

Merci du fond du cœur.

CHERGUI Hanane

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à tous ceux qui sont chers à mon égard :

L'âme de notre vénéré Prophète MOHAMED que la prière et le salut soit sur lui ;

La personne qui a beaucoup sacrifié pour moi et qui m'a appris le sens de la patience et ses prières, sans elle je n'aurais eu la volonté d'atteindre ce niveau 'chère maman' ;

À celui qui m'inspire toujours son courage, sa tolérance et sa noblesse, ainsi que ses sacrifices et sa patience, 'mon papa', que j'espère sera toujours fier de moi ;

À celui qui m'a soutenu, accompagné et surtout supporté tout au long de ce travail 'cher Houari',
Puisse Dieu, te procures santé, bonheur et prospérité ;

À mes chères sœurs, 'Nacéra', 'Amaria', 'Khaira' et leurs époux qui ont me supporter et encourager tout au long de ma vie ;

À ma chère sœur 'Naima' الله يرحمها, que Dieu l'habiteras aux spacieux paradis ;

À mes adorables neveux 'Mohamed Amine' 'Abd ElKader' et 'Mohamed Amine' ;

À ma charmante nièce 'Nour ElHouda' ;

À mon petit chère neveu 'Rayane' que Dieu te protège ;

Mes grands-mères que j'affectionne tendrement et qui ne cessent de prier pour moi, que Dieu, leurs procures santé, et longue vies ;

À tous les enseignants et les éducateurs qui ont contribué à ma formation durant tout le parcours de mes études jusqu'à ce jour ;

Sans oublier mon encadreur **Dr. ZEGGAI Mohammed Lamine** j'ai appris beaucoup dans ce travail grâce à lui ;

À toute ma famille ;

À mes chères amies, en particulier Mlle Rahma, pour leurs aides dans les moments difficiles ;

À tous ce que j'aime et qui m'estiment et pensent à moi.

CHERGUI Hanane

Résumé

Le moteur asynchrone, grâce à sa robustesse, son faible coût et sa simple construction s'impose de plus en plus dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

Le travail présenté dans cette mémoire a pour objectif de l'étude par simulation d'améliorer les performances de la commande DTC et techniques intelligentes appliquées aux machines asynchrones

La première phase de l'étude, a pour objectifs de développer une structure de contrôle du MAS, capable de fournir une bonne dynamique du couple électromagnétique avec une grande robustesse. Le contrôle direct du couple permet d'atteindre ces objectifs. Cependant, cette stratégie présente aussi des inconvénients importants, tel que : la fréquence de commutation n'est pas maîtrisée, l'ondulation au niveau du flux stator et du couple.

Pour pallier à ces inconvénients, la deuxième phase a été consacrée à la conception d'un régulateur logique floue RLF pour remplacer la table de sélection des vecteurs choisis. La troisième phase a prouvé l'efficacité de la commande de ce système par la technique de la logique floue car les résultats de simulation obtenus ont montré que le RLF manifeste des performances statiques et dynamiques satisfaisantes, et une robustesse intéressante vis-à-vis des perturbations extérieures et de la variation paramétrique.

Mots clés : Moteur asynchrone (MAS), Commande directe du couple, Logique floue.

Abstract

The induction motor, thanks to its robustness, its low cost and its simple construction is becoming more and more essential in the field of variable speed drives.

The work presented in this thesis aims to study by simulation to improve the performance of the DTC command and intelligent techniques applied to asynchronous machines.

The first phase of the study, deals with development of a control strategy for MAS machines, able of provides a high dynamic response of electromagnetic torque with big robustness. A direct torque control strategy makes it possible to achieve these goals. However, some disadvantages are also present such as, switching frequency is not controlled, the ripple in the torque and stator flux.

To overcome these drawbacks, the second phase was devoted to the design of a fuzzy RLF logic regulator to replace the selection table with the chosen vectors. The third phase proved the effectiveness of the control of this system by the technique of fuzzy logic because the simulation results obtained have shown that the RLF manifests satisfactory static and dynamic performance, and an interesting robustness vis-à-vis external disturbances and parametric variation.

Keywords: Induction motor, Direct torque control (DTC), Fuzzy logic.

الملخص

أصبح المحرك اللامتزامن ، بفضل متانته وتكلفته المنخفضة وبنائه البسيطة ، أكثر أهمية في مجال محركات السرعة المتغيرة.

يهدف العمل المقدم في هذه المذكرة إلى الدراسة عن طريق المحاكاة لتحسين أداء التحكم المباشر لعزم الدوران والتقنيات الذكية المطبقة على المحركات اللامتزامنة.

تهدف المرحلة الأولى من الدراسة إلى تطوير هيكل تحكم المحرك اللامتزامن قادر على توفير ديناميكيات جيدة للعزم الكهرومغناطيسي بقوة كبيرة فالتحكم المباشر في عزم الدوران يحقق هذه الأهداف. ومع ذلك ، فإن هذه الاستراتيجية لها أيضًا عيوب كبيرة. من ناحية، لا يتم التحكم في تردد التبديل، والتموج على مستوى تدفق الجزء الثابت وعزم الدوران.

للتغلب على هذه العيوب ، تم تخصيص المرحلة الثانية لتصميم منظم منطقي غامض لاستبدال جدول التحديد بالناقلات المختارة ، أثبتت المرحلة الثالثة فعالية التحكم في هذا النظام من خلال تقنية المنطق الغامض لأن نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها قد أظهرت أن منظم منطقي غامض يظهر أداءً ثابتًا وديناميكيًا مرضيًا ، وقوة مثيرة للاهتمام تجاه الاضطرابات الخارجية والتباين المعلمي.

الكلمات المفتاحية : المحرك اللامتزامن ، التحكم المباشر لعزم الدوران، المنطق الضبابي .

ABREVIATIONS

<i>MAS</i>	<i>Machine Asynchrone ;</i>
<i>DTC</i>	<i>Direct Torque Control (Commande Directe du Couple) ;</i>
<i>FOC</i>	<i>Field Oriented Control ;</i>
<i>MLI</i>	<i>Modulation par Largeur d'Impulsion ;</i>
<i>AC</i>	<i>Alternative Current ;</i>
<i>DC</i>	<i>Direct Current ;</i>
<i>F.E.M</i>	<i>Force ElectroMagnétique ;</i>
<i>C.E.M</i>	<i>Couple ElectroMagnétique ;</i>
<i>DTFC</i>	<i>Commande Floue Directe du Couple ;</i>
<i>RLF</i>	<i>Régulateur Logique Flou ;</i>
<i>PI</i>	<i>Proportionnel-intégrale ;</i>

PRICIPALES NOTATIONS

s, r	Indices correspondants respectivement au stator et au rotor.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases.
R_s	Résistance statorique [Ω].
R_r	Résistance rotorique [Ω].
L_s	Inductance statorique [H].
L_r	Inductance rotorique [H].
L_m	Inductance mutuelle propre [H].
l_s	Inductance propre d'enroulement statorique [H].
l_r	Inductance propre d'enroulement rotorique [H].
M_s	Inductance mutuelle statorique [H].
M_r	Inductance mutuelle rotorique [H].
M_{sr}	Inductance mutuelle entre le stator et rotor [H].
M_{rs}	Inductance mutuelle entre le rotor et stator [H].
f	Coefficient de frottement [$N.s/rad$].
J	Moment d'inertie [$kg.m^2$].
P	Nombre de paire de pôles.
d et q	Axes direct et quadrature.
α et β	Axes alpha et beta.
x_d et x_q	Composantes de la grandeur x dans le repère (d, q) .
x_α et x_β	Composantes de la grandeur x dans le repère (α, β) .
$\omega_{réf}$	Vitesse de référence [rad/s].
ω_s	Pulsation électrique statorique [rad/s].
ω_r	Pulsation électrique rotorique [rad/s].
ω_{sl}	Pulsation de glissement [rad/s].
Ω	Vitesse mécanique [rad/s].
θ	La position du flux statorique [rad/s].
θ_s	Position angulaire du stator [rad/s].
θ_r	Position angulaire du rotor [rad/s].
γ	L'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique [rad].
C_e	Couple électromagnétique [$N.m$].
C_r	Couple résistant [$N.m$].
V	Tension [V].
I	Courant [A].
φ	Flux [Wb].
V_s a, b, c et V_r a, b, c	Tensions de phases (stator et rotor) [V].
I_s a, b, c et I_r a, b, c	Courants statoriques et rotoriques des trois phases [A].
V_{sd}	Tension statorique suivant l'axe direct [V].
V_{sq}	Tension statorique suivant l'axe en quadrature [V].
$I_{s\alpha}$	Courant statorique suivant l'axe α [A].
$I_{s\beta}$	Courant statorique suivant l'axe β [A].
φ_{sd}	Flux statorique suivant l'axe direct [Wb].
φ_{sq}	Flux statorique suivant l'axe en quadrature [Wb].
$\varphi_{s\alpha}$	Flux statorique suivant l'axe α [Wb].

$\varphi_{s\beta}$	<i>Flux statorique suivant l'axe β [Wb].</i>
t	<i>Temps continu [s].</i>
$[P(\theta)]$	<i>Matrice de transformation de Park.</i>
$[P(\theta)]^{-1}$	<i>la matrice inverse de Park.</i>
$[C]$	<i>Matrice de transformation de Concordia.</i>
T_e	<i>Période d'échantillonnage [s].</i>
σ	<i>Coefficient de dispersion.</i>
S_a, S_b, S_c	<i>Signaux de commande des interrupteurs de puissance.</i>
$F(s)$	<i>Fonction du transfert.</i>
$\mu(x)$	<i>Degré d'appartenance.</i>

- Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1	<i>Table de vérité de l'onduleur de tension à deux niveaux.....</i>	<i>26</i>
Tableau II.2	<i>Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux.....</i>	<i>34</i>
Tableau II.3	<i>Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple.....</i>	<i>35</i>
Tableau II.4	<i>Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux.....</i>	<i>35</i>
Tableau II.5	<i>Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC du flux.....</i>	<i>35</i>
Tableau II.6	<i>Table de commutation de la commande avec séquences nulles.....</i>	<i>36</i>
Tableau II.7	<i>Table de commutation sans séquences nulles.....</i>	<i>37</i>
Tableau III.1	<i>Matrice d'inférence floue.....</i>	<i>59</i>
Tableau III.2	<i>Méthodes usuelles de l'inférence floue.....</i>	<i>62</i>
Tableau IV.1	<i>Règles d'inférences floues appliquées sur le régulateur DTC.....</i>	<i>71</i>

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	<i>Moteur asynchrone triphasé.....</i>	<i>1</i>
Figure I.2	<i>Représentation schématique de la MAS.....</i>	<i>3</i>
Figure I.3	<i>Position des axes (d,q) par rapport aux axes de la machine.....</i>	<i>6</i>
Figure I.4	<i>Schéma global d'une MAS avec son alimentation.....</i>	<i>9</i>
Figure I.5	<i>Représentation du redresseur triphasé à double alternance à diode.....</i>	<i>9</i>
Figure I.6	<i>Représentation de la tension redressée.....</i>	<i>10</i>
Figure I.7	<i>Représentation d'un filtre passe bas.....</i>	<i>11</i>
Figure I.8	<i>Représentation d'un onduleur à deux niveaux avec sa charge.....</i>	<i>12</i>
Figure I.9	<i>principe de la MLI sinus-triangle.....</i>	<i>15</i>
Figure I.10	<i>La réponse du courant statorique.....</i>	<i>17</i>
Figure I.11	<i>La réponse du flux rotorique.....</i>	<i>17</i>
Figure I.12	<i>La réponse du couple électromagnétique.....</i>	<i>17</i>
Figure I.13	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	<i>17</i>
Figure I.14	<i>La réponse du courant statorique.....</i>	<i>18</i>
Figure I.15	<i>La réponse du flux rotorique.....</i>	<i>18</i>
Figure I.16	<i>La réponse du couple électromagnétique.....</i>	<i>18</i>
Figure I.17	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	<i>18</i>
Figure II.1	<i>Exemple de l'évolution de l'extrémité de φ_s pour $V_s = V_3$.....</i>	<i>23</i>
Figure II.2	<i>Elaboration des vecteurs $V_s (S_a, S_b, S_c)$ à partir de l'onduleur de tension.....</i>	<i>27</i>
Figure II.3	<i>Choix du vecteur tension.....</i>	<i>28</i>
Figure II.4	<i>Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondants.....</i>	<i>31</i>
Figure II.5	<i>Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.....</i>	<i>32</i>
Figure II.6	<i>Schéma synoptique de la commande directe du couple pour un onduleur à deux niveaux appliquée sur une machine asynchrone.....</i>	<i>38</i>
Figure II.7	<i>La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).....</i>	<i>40</i>
Figure II.8	<i>La réponse du couple électromagnétique.....</i>	<i>40</i>
Figure II.9	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	<i>40</i>
Figure II.10	<i>La réponse de courant statorique.....</i>	<i>41</i>
Figure II.11	<i>La réponse du module du flux statorique.....</i>	<i>41</i>
Figure II.12	<i>La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β).....</i>	<i>41</i>
Figure II.13	<i>La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).....</i>	<i>43</i>
Figure II.14	<i>La réponse du couple électromagnétique.....</i>	<i>43</i>
Figure II.15	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	<i>43</i>

Figure II.16	<i>La réponse de courant statorique.....</i>	<i>44</i>
Figure II.17	<i>La réponse du module du flux statorique.....</i>	<i>44</i>
Figure II.18	<i>La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β).....</i>	<i>44</i>
Figure II.19	<i>La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).....</i>	<i>45</i>
Figure II.20	<i>La réponse du couple électromagnétique.....</i>	<i>46</i>
Figure II.21	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	<i>46</i>
Figure II.22	<i>La réponse de courant statorique.....</i>	<i>46</i>
Figure II.23	<i>La réponse du module du flux statorique.....</i>	<i>46</i>
Figure II.24	<i>La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β).....</i>	<i>47</i>
Figure III.1	<i>Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne.....</i>	<i>51</i>
Figure III.2	<i>Exemple d'ensembles considérés en logique floue.....</i>	<i>52</i>
Figure.III.3	<i>Exemples de fonctions d'appartenance monotones croissantes.....</i>	<i>54</i>
Figure.III.4	<i>Exemples de fonctions d'appartenance monotones décroissantes.....</i>	<i>54</i>
Figure.III.5	<i>Exemples de fonctions d'appartenance triangulaire et trapézoïdale.....</i>	<i>54</i>
Figure.III.6	<i>Exemple de fonctions d'appartenance gaussienne.....</i>	<i>54</i>
Figure.III.7	<i>Structure d'un régulateur flou.....</i>	<i>57</i>
Figure.III.8	<i>Exemple d'inférence Max-Min (MAMDANI).....</i>	<i>60</i>
Figure.III.9	<i>Exemple d'inférence Max-Produit (LARSEN).....</i>	<i>61</i>
Figure III.10	<i>Défuzzification par valeur maximum.....</i>	<i>63</i>
Figure III.11	<i>Défuzzification par le centre de gravité.....</i>	<i>63</i>
Figure III.12	<i>Défuzzification par les hauteurs pondérées.....</i>	<i>64</i>
Figure IV.1	<i>Schéma synoptique de la commande floue directe du couple pour une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux.....</i>	<i>68</i>
Figure IV.2	<i>Fonctions d'appartenance de l'erreur du flux.....</i>	<i>69</i>
Figure IV.3	<i>Fonctions d'appartenance de l'erreur du couple.....</i>	<i>69</i>
Figure IV.4	<i>Fonctions d'appartenance de l'angle du Flux Statorique.....</i>	<i>70</i>
Figure IV.5	<i>Fonctions d'appartenance de la tension.....</i>	<i>70</i>
Figure IV.6	<i>La structure finale du régulateur flou utilisé dans la DTC à deux niveaux.....</i>	<i>72</i>
Figure IV.7	<i>Surface caractéristique du régulateur flou.....</i>	<i>73</i>
Figure IV.8	<i>La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).....</i>	<i>73</i>
Figure IV.9	<i>La réponse du couple électromagnétique.....</i>	<i>74</i>
Figure IV.10	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	<i>74</i>
Figure IV.11	<i>La réponse du courant statorique.....</i>	<i>74</i>
Figure IV.12	<i>La réponse du module du flux statorique.....</i>	<i>74</i>
Figure IV.13	<i>La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel(α, β).....</i>	<i>75</i>
Figure IV.14	<i>Les réponses comparatives de grandeurs mesurées pour la « DTC classique » et la « DTC floue ».....</i>	<i>76</i>

TABLE DES MATIERES

Remerciement.....	i
Dédicace	ii
Résumé.....	iii
Abréviations	v
Principales notations	vi
Liste des tableaux.....	viii
Liste des figures.....	ix

Introduction Générale

Chapitre I : Modélisation Et Simulation D'association Convertisseur-Machine à Induction

I.1. Introduction.....	1
I.2. Description de la Machine Asynchrone.....	1
I.3. Avantages et Inconvénients de la Machine Asynchrone.....	2
I.4. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone	2
I.5. Hypothèses Simplificatrices	3
I.6. Modélisation de la MAS dans le Repère Triphasé abc	3
I.6.1. Les Equations Electriques	4
I.6.2. Les Equations Magnétiques.....	4
I.6.3. Les Equations Mécaniques.....	5
I.7. Transformation Triphasé-Biphasé.....	6
I.7.1. Transformation De Park	6
I.7.2. Transformation de Concordia.....	7
I.7.3. Choix du Repère	7
I.7.3.1. Référentiel Lié au Stator (α, β).....	8
I.7.3.2. Référentiel Lié au Rotor (x, y)	8
I.7.3.3. Référentiel Lié au Champ Tournant (d, q).....	8
I.8. Modélisation de l'Alimentation de la MAS	9
I.8.1. Système d'alimentation de la MAS.....	9
I.8.2. Modélisation du Redresseur Triphasé Double Alternance à Diodes.....	9
I.8.3. Modélisation du Filtre Passe Bas.....	10
I.8.4. Modélisation de l'Onduleurs	12
I.8.4.1. Description de L'onduleur	12
I.8.4.2. Modélisation De L'onduleur De Tension.....	12

I.9. Structures De MLI.....	15
I.9.1. La MLI Sinus-Triangle.....	15
I.9.2. Propriétés	16
I.9.3. Tensions de Références	16
I.10. Simulation De La Machine Asynchrone	16
I.10.1. Résultat de Simulation	16
I.10.2. Interprétation des Résultats de Simulation	17
I.11. Conclusion	20

Chapitre II : Principe de la Commande Directes du Couple d'un Moteur Asynchrone Alimenté par un Onduleur à Deux Niveaux

II.1. Introduction	21
II.2. Principe de la commande DTC appliquée sur un onduleur à deux niveaux	21
II.2.1. L'objectif de la Commande DTC.....	21
II.2.2. Caractéristiques Générales d'Une DTC	22
II.3. Principe d'un Contrôle Direct du Couple.....	22
II.3.1. Contrôle du Flux Statorique	22
II.3.2. Le Contrôle Vectoriel du Couple	24
II.4. Présentation de la Structure de Contrôle.....	25
II.4.1. Fonctionnement et Séquences d'un Onduleur de Tension Triphasé.....	25
II.4.2. Sélection du Vecteur de Tension.....	27
II.5. Les Estimateurs	29
II.5.1. L'Estimateur du Flux Statorique	29
II.5.2. L'Estimateur du Couple Electromagnétique	30
II.6. Elaboration de la Loi de Commande	30
II.6.1. Correcteur de Flux de la DTC à Deux Niveaux	30
II.6.2. Correcteurs du Couple de la DTC	32
II.6.2.1. Correcteur à Hystérésis à Deux Niveaux.....	32
II.6.2.2. Correcteur à Hystérésis à Trois Niveaux	32
II.7. Stratégie de Commutation dans la DTC	34
II.8. Elaboration des Tables de Commande.....	34
II.8.1. Table de Commande du Flux.....	34
II.8.2. table de Commande du Couple Electromagnétique.....	34
II.8.3. Elaboration de la Table de Commutation pour le Flux et le Couple	35
II.8.3.1. Élaboration de Table de Commutation avec Séquences Nulles	36
II.8.3.2. Élaboration de Table de Commutation sans Séquences Nulles	37
II.9. Stratégie de Commande DTC par la Méthode de TAKAHASHI.....	38
II.10. Structure Générale de la DTC Appliquée au MAS.....	38
II.11. Avantages de la DTC.....	39

II.12. Inconvénients de la DTC	40
II.13. Résultats de Simulation Numérique et Interprétation.....	40
II.13.1. Vitesse de Référence de 157 [Rad/s].....	41
II.13.2. Vitesse de Référence de 50 [Rad/s].....	44
II.13.3. Vitesse de Référence Inverse -157 [Rad/s].....	46
II.14. Conclusion.....	49

Chapitre III : Généralité Sur la Logique Floue

III.1. Introduction	50
III.2. Historique De La Logique Floue	50
III.3. Définition	51
III.3.1. But de la Commande Floue	51
III.4. Principe de la logique floue.....	51
III.5. Domaines D'application	52
III.6. Notions de Base de la Logique Floue.....	52
III.6.1. Ensemble Binaire et Ensemble Flou	52
III.6.1.1. Propriétés des Ensembles Flous	53
III.6.2. Fonction d'Appartenance	54
III.6.2.1. Définition	54
III.6.2.2. Différentes Formes pour Les Fonctions d'Appartenance	54
III.6.3. Univers de Discours	56
III.6.4. Variables Linguistiques	56
III.7. Opérations sur Les Ensembles Flous.....	56
III.7.1. Union (opérateur "OU").....	56
III.7.2. Intersection (opérateur "ET")	56
III.7.3. Complémentation (opérateur "NON")	56
III.8. Implication Floue	57
III.9. Raisonnement Flou.....	57
III.10. Régulateur Flou	58
III.10.1. Structure d'un Régulateur Floue	58
III.10.2. Principe d'un Régulateur Floue	59
III.10.2.1. Interface de Fuzzification.....	59
III.10.2.2. Base des Règles	59
III.10.2.3. Logique de Prise de Décision (INFERENCE FLOUE)	60
III.10.2.3.1. Méthode d'Inférence Max-Min (Méthode de MAMDANI).....	61
III.10.2.3.2. Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de LARSEN).....	62
III.10.2.3.3. Méthode Somme-Produit.....	62

III.10.3. La Défuzzification	63
III.10.3.1. Méthode par Valeur Maximum	64
III.10.3.2. Méthode du Centre de Gravité	65
III.10.3.3. Méthode des Hauteurs Pondérées.....	65
III.10.3.4. Méthode de la Moyenne des Maximums	65
III.11. Avantages et Inconvénients la Commande par Logique Floue	65
III.11.1. Les Avantages	65
III.11.2. Les Inconvénients	66
III.12. Conclusion.....	66

Chapitre IV : Commande Directe du Couple Appliquée sur un Onduleur à Deux Niveaux par la Logique Floue

IV.1. Introduction	67
IV.2. La DTC avec le Régulateur Flou	67
IV.3. Choix des Fonctions d'Appartenances	68
IV.4. La Description de Régulateur DTC-Flou	68
IV.4.1. Fuzzification	69
IV.4.1.1. L'erreur de Flux Statorique	69
IV.4.1.2. L'erreur de Couple	69
IV.4.1.3. L'angle du Flux Statorique	70
IV.4.1.4. La Tension Produite	71
IV.4.2. L'inférence floue	71
IV.4.3. La Défuzzification.....	72
IV.5. Résultats de Simulation	73
IV.6. Interprétation des Résultats	75
IV.7. Etude Comparative des Résultats de Simulation	76
IV.8. Conclusion	78
Conclusion Générale Et Perspectives.....	79
Bibliographie.....	81
Annexes.....	85

Introduction Générale

Les machines électriques sont aujourd'hui présentes dans toutes les branches de l'industrie. Les domaines des transports, de la traction ferroviaire et la propulsion navale font aussi largement appel à ces machines [2].

Dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. La machine asynchrone, est actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse. A cause, de la simplicité de sa structure, de son faible coût et de sa robustesse.

A part ses avantages, la machine asynchrone possède un défaut important complique sa commande .ce défaut est caractérisé par un comportement non linéaire dont l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe [3].

De nombreuses recherches ont été faites pour créer des commandes performantes pour contrôler en temps réel le flux et le couple. Parmi ces commandes : la commande scalaire, commande vectorielle a flux orienté (Field Oriented Control : FOC) [13]. Mais cette dernière commande présente un certain nombre d'inconvénient :

- Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques
- Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé
- Utilisation d'un capteur mécanique (fragile et coûteux).

Pour cela un nouveau concept de commande de la machine asynchrone a été introduit en 1985 par Takahashi nommé le control direct de couple ou DTC (DIRECT TORQUE CONTROL) vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande vectorielle. Au contraire des anciens commandes, les techniques de contrôle direct étaient à leur origine basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du comportement de la machine. Souvent les actions de réglage basées sur des simples régulateurs à hystérésis et des tableaux de commutation [4].

la DTC, comme elle présente plusieurs avantages (robustesse, réduction du temps de réponse du couple, facilite l'implémentation, contrôle des ondulations du flux et du couple...), elle possède aussi un certain nombre d'inconvénients (fréquence d'échantillonnage élevée, fréquence de commutation de l'onduleur non contrôlable, l'amplitude des ondulations mal maitrisée du couple et du flux). Afin de réduire ces défauts, on souhaite d'exploiter des nouvelles solutions technologiques permettent d'améliorer les performances de la DTC, alors la DTFC est la résolution, c'est l'implémentation des commandes intelligentes à base de la commande direct du couple exécutée sur un moteur asynchrone piloté par un onduleur à deux-niveaux [3].

Dans le cadre de notre étude, l'objectif principal est de proposer des nouvelles stratégies du type contrôle direct, compatibles avec un onduleur de tension à deux niveaux, et d'exploiter les outils d'intelligence artificielles à savoir : la logique floue sur le contrôle direct du couple.

Notre travail est organisé en quatre chapitres, comme suit:

Le premier chapitre, on présente la machine asynchrone puis on expose sa modélisation mathématique avec des différents types d'équations dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Puis on passera à l'étude du système d'alimentation de MAS, en insistant sur l'onduleur à deux niveaux et sa modélisation.

Enfinement, on procèdera à la commande MLI sinus-triangle d'onduleur à deux niveaux suivi par une simulation de ce modèle.

Le deuxième chapitre, est consacré à la commande DTC classique de la machine asynchrone basée sur la table de commutation des vecteurs tensions et des régulateurs à hystérésis. Dans cette partie, différentes approches de contrôle sont proposées et validées toujours par des simulations numériques

Le troisième chapitre, est réservé à une exploitation des techniques de l'intelligence artificielle, c'est la logique floue.

Dans ***le quatrième chapitre***, on applique la logique floue sur la table de vérité dans la commande directe du couple (DTC) afin d'améliorer ses performances. Nous allons valider cette méthode par des simulations numériques.

Enfin, dans une dernière partie, nous présentons une conclusion générale de cette étude ainsi que les perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

***Chapitre I : Modélisation Et Simulation
D'association Convertisseur-Machine
à Induction***

1.1. Introduction :

La machine asynchrone, la simplicité de sa fabrication et d'entretien, a la faveur dans le domaine d'industrie depuis son invention par 'N. Tesla' à la fin du 19^{ème} siècle quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés [30].

Le moteur asynchrone a un intérêt majeur par rapport aux autres types des moteurs par ses qualités de robustesse, le faible coût de fabrication et sa maintenance.

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de système d'alimentation de la machine à induction, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour le calcul de certaines commandes [9].

La première partie de ce chapitre, sera dédiée à la modélisation de la machine à induction triphasée par la présentation de son modèle mathématique, dans la deuxième partie sera pour la modélisation de son système d'alimentation qui porte essentiellement l'onduleur de tension à deux niveaux commandé par la technique de modélisation de largeur d'impulsion.

1.2. Description de la Machine Asynchrone :

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égaux à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [26].

Généralement, les moteurs asynchrones, leur principe est basé sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant.

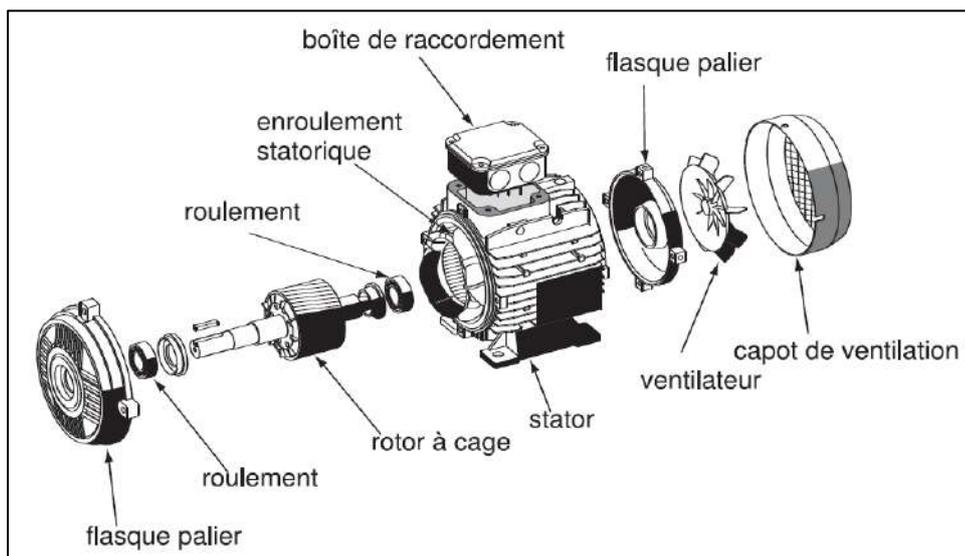


Figure I.1 : Moteur asynchrone triphasé.

1.3. Avantages et Inconvénients de la Machine Asynchrone :

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie car [13] [40] :

- il est peu coûteux, on le fabrique en grande série,
- il est robuste, fiable et économique,
- Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente,
- c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor),
- Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique,
- Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent,
- Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous-tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone [13] [40] :

- ❖ les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas,
- ❖ On ne peut pas connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator,
- ❖ L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.
- ❖ La simplicité structurelle cache dans une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier)

1.4. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :

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

- Le glissement g soit non nul, pour que les grandeurs induites au rotor soient non nulles.
- Les conducteurs du rotor soient fermés.

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

$$\vec{C}_e = k \vec{\varepsilon}_s \wedge \vec{\varepsilon}_r \quad (I.1)$$

ε_s et ε_r : Les flux statoriques et rotoriques ;

La constante k ne dépend que de la géométrie et des bobinages de la machine [25].

1.5. Hypothèses Simplificatrices :

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [3]:

- La parfaite symétrie de la machine ;
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables) ;
- La répartition spatiale sinusoïdale des champs magnétique le long de l'entrefer ;
- L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile ;
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques ;
- On néglige l'effet de peau ;
- L'additivité de flux ;
- La constance des inductances propres ;
- La constance des résistances statoriques et rotoriques ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer [25] :

- ✓ Les flux sont additifs ;
- ✓ Les inductances propres sont constantes ;
- ✓ Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

1.6. Modélisation de la MAS dans le Repère Triphasé abc :

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle [9].

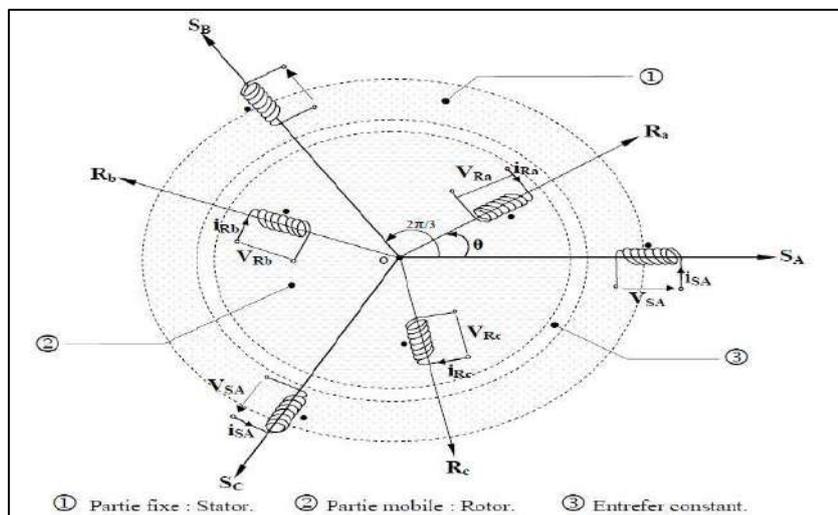


Figure I.2 : Représentation schématique de la MAS.

Dans le cadre de l'hypothèse simplificatrice citée précédemment, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

1.6.1. Les Equations Electriques :

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques d'une machine asynchrone à cage d'écureuil sont :

$$\begin{cases} V_{sa}(t) = R_s I_{sa}(t) + \frac{d\varphi_{sa}(t)}{dt} \\ V_{sb}(t) = R_s I_{sb}(t) + \frac{d\varphi_{sb}(t)}{dt} \\ V_{sc}(t) = R_s I_{sc}(t) + \frac{d\varphi_{sc}(t)}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

$$\begin{cases} V_{ra}(t) = R_r I_{ra}(t) + \frac{d\varphi_{ra}(t)}{dt} \\ V_{rb}(t) = R_r I_{rb}(t) + \frac{d\varphi_{rb}(t)}{dt} \\ V_{rc}(t) = R_r I_{rc}(t) + \frac{d\varphi_{rc}(t)}{dt} \end{cases} \quad (I.3)$$

Avec :

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

Les équations (I.2) et (I.3) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

Pour le stator :

$$[V_{sabc}] = R_s [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (I.4)$$

Pour le rotor :

$$[V_{rabc}] = 0 = R_r [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (I.5)$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

1.6.2. Les Equations Magnétiques :

Les relations entre les flux et les courants du stator et de rotor peuvent être exprimé sous forme matricielle comme suit :

Pour le stator :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][\varphi_{sabc}] \quad (I.7)$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_{rabc}] = [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][\Phi_{rabc}] \quad (I.8)$$

Tel que :

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques ;

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques ;

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques ;

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où :

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

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

Ainsi :

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

θ : La position absolue entre le stator et le rotor ;

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator-rotor.

Finalement les équations de tensions deviennent :

$$[V_{sabc}] = R_s [I_{sabc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_{sabc}] + [M_{sr}] \frac{d}{dt} [I_{rabc}] \quad (I.12)$$

$$[V_{rabc}] = R_r [I_{rabc}] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_{rabc}] + [M_{rs}] \frac{d}{dt} [I_{sabc}] \quad (I.13)$$

I.6.3. Les Equations Mécaniques :

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation mécanique suivante:

$$C_e = p[\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (I.14)$$

Par la suite le modèle complet de la machine est exprimé comme suivant :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = p[\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}] - C_r - f \Omega \quad (I.15)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes ;

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine ;

Ω : Vitesse rotorique ;

C_e : Couple électromagnétique ;

f: Coefficient de frottement visqueux ;

P : Nombre de paire de pole.

Les équations (I.4), (I.5), (I.7), (I.8) ainsi obtenues sont à coefficients variables, par conséquent leur manipulation est souvent difficile, d'où la nécessité de trouver un modèle mathématique équivalent plus simple. Entre autre celui obtenu par la transformation dite de Park [15].

I.7. Transformation Triphasé-Biphasé :

I.7.1. Transformation De Park :

Le modèle biphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère biphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques, il conduit des relations indépendantes de l'angle θ et, à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

Cette transformation ainsi, a pour objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [15].

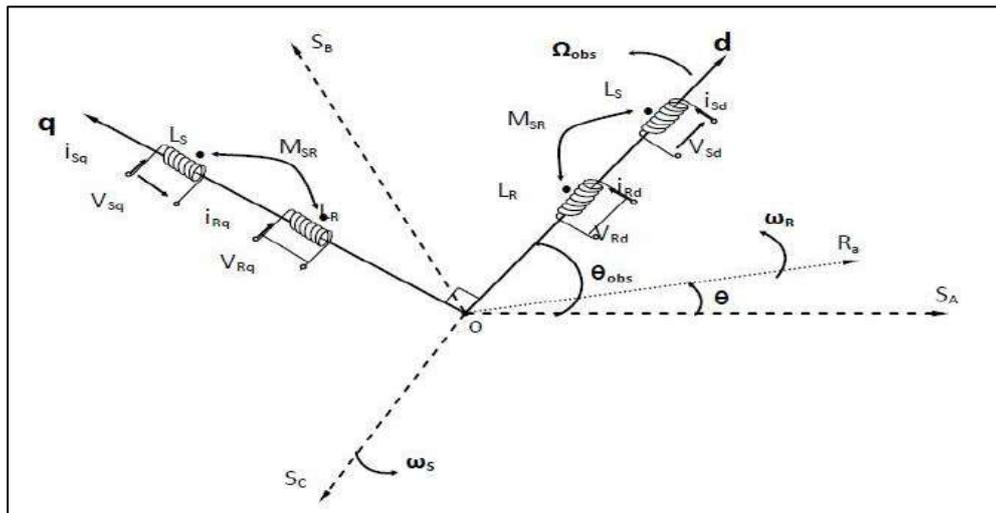


Figure I.3 : Position des axes (d,q) par rapport aux axes de la machine.

La transformation de Park est souvent définie par la matrice normalisée $[P(\theta)]$ comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_h \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \text{ Et } \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_h \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Où :

X_a, X_b, X_c : Sont les valeurs instantanées des grandeurs triphasées ;

X_d, X_q : Sont les valeurs instantanées des grandeurs biphasé ;

X_h : Est la composante homopolaire ;

$[P(\theta)]$: Est la matrice de Park ;

$[P(\theta)]^{-1}$: Est la matrice inverse de Park.

1.7.2. Transformation de Concordia :

Pour certains types de commande, on recourt à la transformation de Concordia par élimination de θ dans les équations précédentes ($\theta = 0$), les matrices de Park deviennent les matrices de Concordia :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Le passage entre le système triphasé (a,b,c) en un système biphasé (α, β) se fait de la manière suivante:

1.7.3. Choix du Repère :

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de PARK nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques [32].

Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (u,v) qui se fait en fonction de l'application [9]:

- Référentiel immobile par rapport au stator (α, β) :

Ce choix est défini par : $\omega_s=0$

- Référentiel immobile par rapport au rotor (x,y):

Il se traduit par : $\omega_s= \omega_r$

- Référentiel immobile par rapport au champ tournant (d,q) :

C'est à dire : $\omega_s-\omega_r=\omega_{sl} = g\omega_{sl}$

Où

ω_s est la pulsation statorique ;

ω_r est la pulsation rotorique ;

ω_{sl} est la pulsation de glissement.

1.7.3.1. Référentiel Lié au Stator (α, β) :

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \varphi_r \\ 0 = V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \varphi_r \end{cases} \quad (I.19)$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.

1.7.3.2. Référentiel Lié au Rotor (x, y) :

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (x, y) lié au stator prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d\varphi_{sx}}{dt} - \omega_r \varphi_{sy} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \frac{d\varphi_{sy}}{dt} + \omega_r \varphi_{sx} \\ 0 = V_{rx} = R_r I_{rx} + \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ 0 = V_{ry} = R_r I_{ry} + \frac{d\varphi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (I.20)$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée constante

1.7.3.3. Référentiel Lié au Champ Tournant (d, q) :

Il se traduit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = V_{rd} = R_r I_{rd} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rq} \\ 0 = V_{rq} = R_r I_{rq} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.21)$$

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobile par rapport au champ électromagnétique créer par le stator. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, et de couple. Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électrique. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs [1].

I.8. Modélisation de l'Alimentation de la MAS :

Le MAS est généralement commandé en agissant sur la fréquence de son alimentation à travers un onduleur de tension. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système, que ce soit la partie à commander ou celle de la commande. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation du MAS qui est constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre passe bas et d'un onduleur de tension à deux niveaux [1].

I.8.1. Système d'Alimentation de la MAS :

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la figure (I.4) sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220V/380V) via un redresseur à diodes et un filtre LC [13].

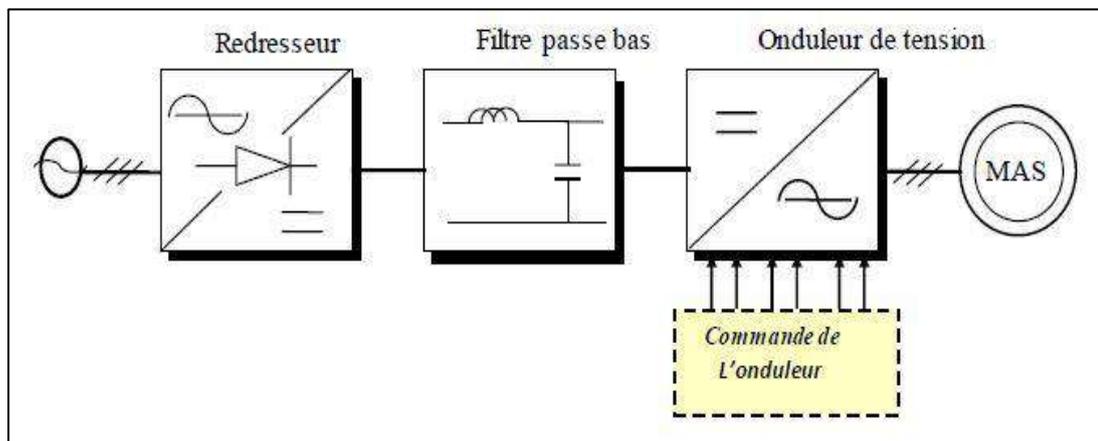


Figure I.4: Schéma global d'une MAS avec son alimentation.

I.8.2. Modélisation du Redresseur Triphasé Double Alternance à Diodes :

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue », Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative [13], il est représenté par la figure(I.5).

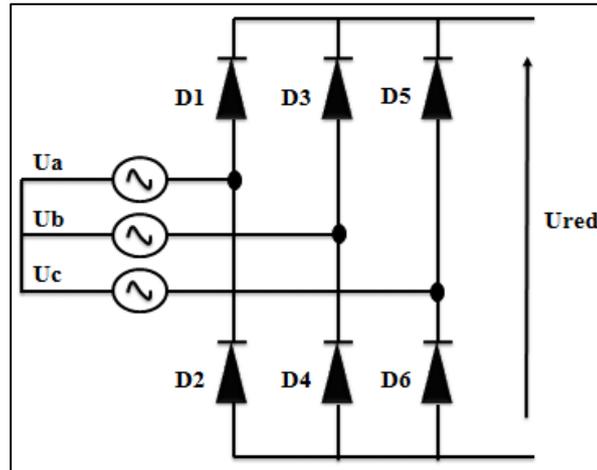


Figure I.5: Représentation du redresseur triphasé à double alternance à diode.

Ce redresseur comporte trois diodes (**D1, D3, D5**) à cathode commune assurant l'aller du courant ***I_d*** et trois diodes (**D2, D4, D6**) à anode commune assurant le retour du courant ***I_d*** [13]. Si on suppose que le pont de Graëtz à diodes triphasé alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées équilibré :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.22)$$

Et si on néglige l'effet d'empiétement, la tension U_{red} à la sortie de redresseur est :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (I.23)$$

Cette tension redressée est assez ondulée figure(I.6), ce qui nécessite une opération de filtrage.

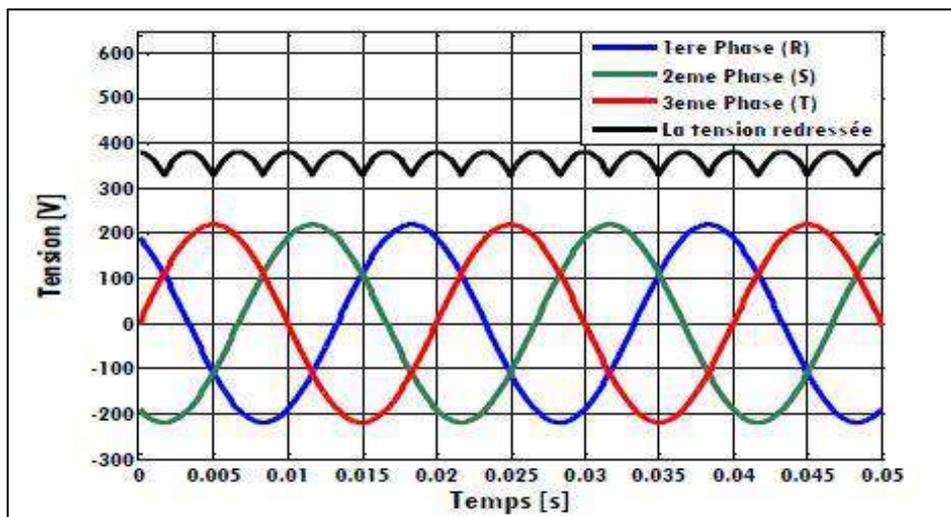


Figure I.6: Représentation de la tension redressée.

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{red} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (I.24)$$

I.8.3. Modélisation du Filtre Passe Bas :

Afin d'améliorer la qualité de la source de tension continue et réduire le taux d'ondulation de la tension redressée, on insère à l'entrée de l'onduleur l'ensemble « inductance-capacité » qui constitue un filtre passe bas. Le schéma représentatif est donné par la figure(I.7).

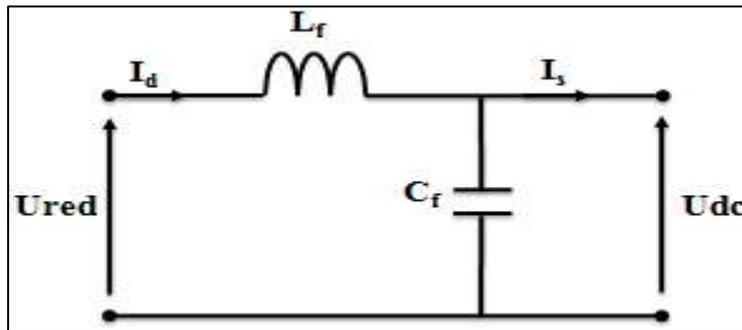


Figure I.7: Représentation d'un filtre passe bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} U_{red} = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{U_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(d)) \end{cases} \quad (I.25)$$

Pour dimensionner le filtre, les paramètres sont choisis tel que : $\omega_f > \omega$

Avec :

ω_f : Pulsation de résonance ;

ω : Pulsation d'utilisation.

Afin de minimiser l'influence des harmoniques d'ordre supérieur provoqués par l'onduleur. D'où la condition au choix de L_f et C_f :

$$\omega \sqrt{L_f C_f} < 1 \quad (I.26)$$

Les deux équations précédentes, nous donnons la fonction de transfert $F(s)$ du filtre sous la forme :

$$F(S) = \frac{U_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1+(\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (I.27)$$

- Le rôle de la capacité C_f est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge [13].

- Le rôle de l'inductance L_f est de lisser le courant I_d à travers la source de tension.
- Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure égal à [1]:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(\sqrt{L_f C_f})} \quad (I.28)$$

1.8.4. Modélisation de l'Onduleurs :

1.8.4.1. Description de L'onduleur :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué des cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquence variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz. Après redressement, la tension filtrée U_{dc} est appliquée à l'onduleur.

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la figure(I.8). Chaque groupe transistor-diode assemblé en parallèles forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation.

Les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source [28].

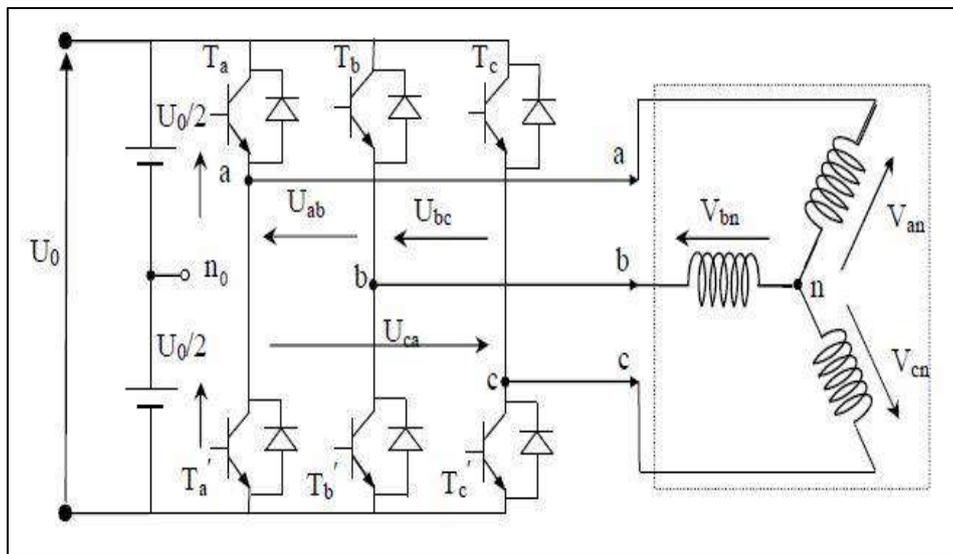


Figure I.8 : Représentation d'un onduleur à deux niveaux avec sa charge.

L'entrée est une source de tension continue. Le récepteur est une machine asynchrone qui peut être connectée en triangle ou en étoile sans le neutre.

1.8.4.2. Modélisation De L'onduleur De Tension :

Pour modéliser l'onduleur de tension, la figure(I.8). On considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés à un point noté n_0 .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples notées V_{an} , V_{bn} , V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir d'une fonction logiques de connexion S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors supposés être des interrupteurs idéaux, on a :

$$S_i = \begin{cases} 1, & \text{si } T_i \text{ passant et } T'_i \text{ est ouvert} \\ 0, & \text{si } T_i \text{ est ouvert et } T'_i \text{ est passant} \end{cases} \quad \text{Avec } i = a, b, c. \quad (I.29)$$

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions composées en fonction des signaux de commande ' S_i ' et en tenant compte du point fictif "o" représenter sur la figure(I.8).

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ U_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ U_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (I.30)$$

Avec :

V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} : sont les tensions d'entrée à l'onduleur (valeurs continues) ;

Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur, on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (I.31)$$

Avec :

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : sont des tensions de phase à la sortie de l'onduleur (valeurs alternatives) ;

V_{n0} : La tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, on aura donc :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (I.32)$$

En remplaçant (I.32) dans le système (I.31), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{1}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (I.33)$$

Avec Si l'état des interrupteurs supposés parfaits :

$$V_{i0} = S_i E - \frac{E}{2} \quad \text{Avec : } i = a, b, c$$

$$\begin{cases} S_i = 1 & \text{si} & V_{i0} = \frac{E}{2} \\ S_i = 1 & \text{si} & V_{i0} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

Il vient alors :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_i - 0.5)E \\ V_{bn0} = (S_i - 0.5)E \\ V_{cn0} = (S_i - 0.5)E \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

Après simplification, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{an0} - \frac{1}{3} V_{bn0} - \frac{1}{3} V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{an0} + \frac{2}{3} V_{bn0} - \frac{1}{3} V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{an0} - \frac{1}{3} V_{bn0} + \frac{2}{3} V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

En remplaçant(I.35) dans (I.36), on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif :

$$[V_{AC}] = [T][V_{DC}] \quad (\text{I.38})$$

Donc pour chaque bras, il y'a deux états indépendantes peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes varie entre 0 et 1 : $S_i = (1 \text{ ou } 0)$, $\{i=1, 2, 3\}$.

La matrice de transfert est la suivante :

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

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia ou de Clarke pour passer d'un système triphasé au système biphasé :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

I.9. Structures De MLI :

La modulation de largeur d'impulsion (en anglo-saxon : pulse width modulation) consiste à adapter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. Cette technique peut être considérée comme une extension du principe de la commande par découpage ou la durée des impulsions n'est plus régulière mais choisie de façon à supprimer le maximum d'harmoniques de rangs faibles difficiles à filtrer [29].

I.9.1. La MLI Sinus-Triangle :

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s .

Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires.

Cette MLI sert à remédier ces problèmes et elle a comme avantages [29]:

- Variation de la fréquence de la tension de sortie,
- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

D'autre part les conséquences de ces deux avantages sont :

- Minimisation de la distorsion du courant,
- Faible coût du filtre de sortie.

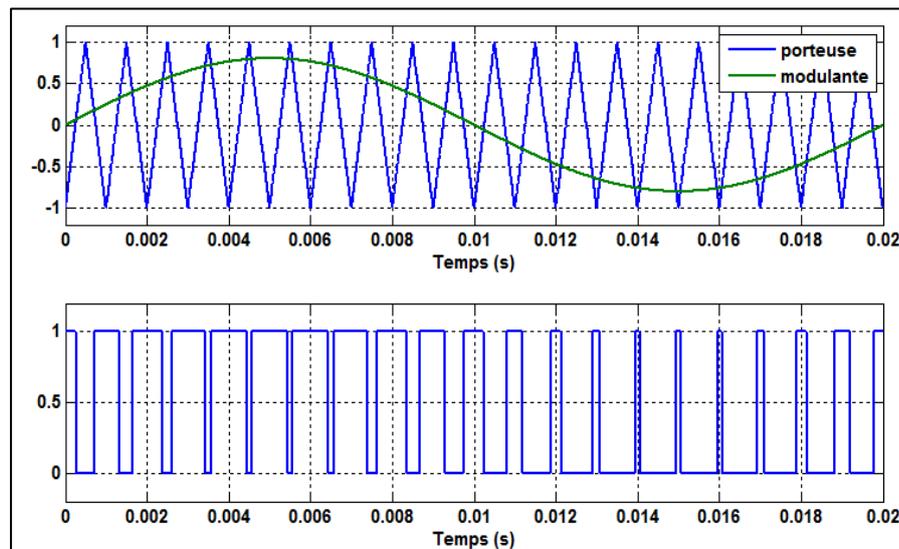


Figure I.9 : principe de la MLI sinus-triangle.

I.9.2. Propriétés :

Cette technique est caractérisée par deux paramètres [29]:

- L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse f_p sur la référence f_{ref} .

$$\left(m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} \right) \quad (I.41)$$

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) "r" qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence V_{mref} sur la porteuse V_{mp} .

$$\left(\tau = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} \right) \quad (I.42)$$

I.9.3. Tensions de Références :

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettent de générer un système de tension triphasé équilibré directe sont :

$$\begin{cases} V_{ref1} = \frac{E}{2} \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = \frac{E}{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = \frac{E}{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.43)$$

I.10. Simulation De La Machine Asynchrone :

Les équations obtenues après la modélisation de la machine asynchrone, peuvent être employées pour établir un modèle de simulation sous Matlab selon les paramètres qu'on a choisi. Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe A. La simulation de ce modèle nous a permis d'obtenir les caractéristiques, du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation, du courant statorique, et de flux rotorique.

I.10.1. Résultat de Simulation :

Les résultats de simulation présentés pour une MAS alimenté par un onduleur de tension piloté par une MLI Sinus Triangle. Les figures ci-dessous présentent les principales caractéristiques de la MAS pour un fonctionnement à vide, puis en charge.

A vide : $Cr = 0$ [N.m]

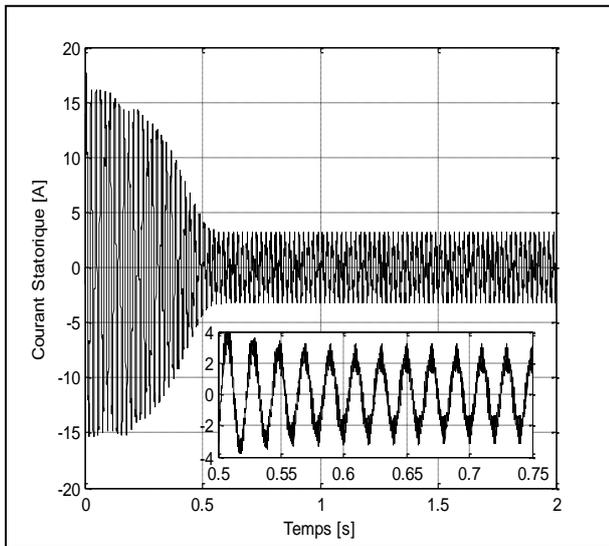


Figure I.10 : La réponse du courant statorique

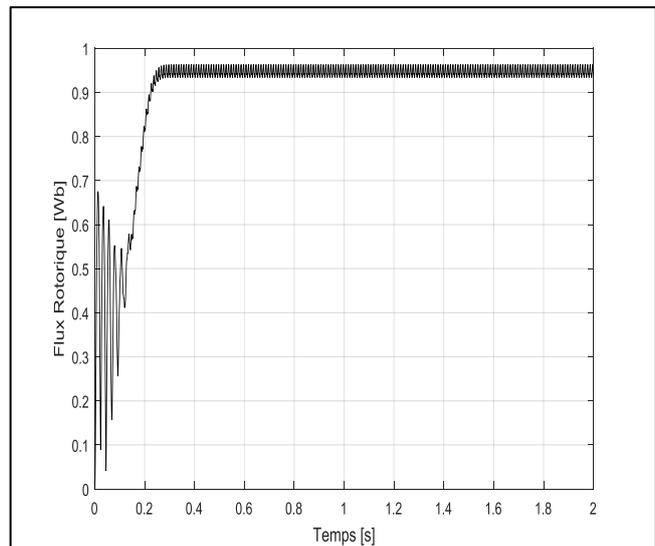


Figure I.11 : La réponse du flux rotorique

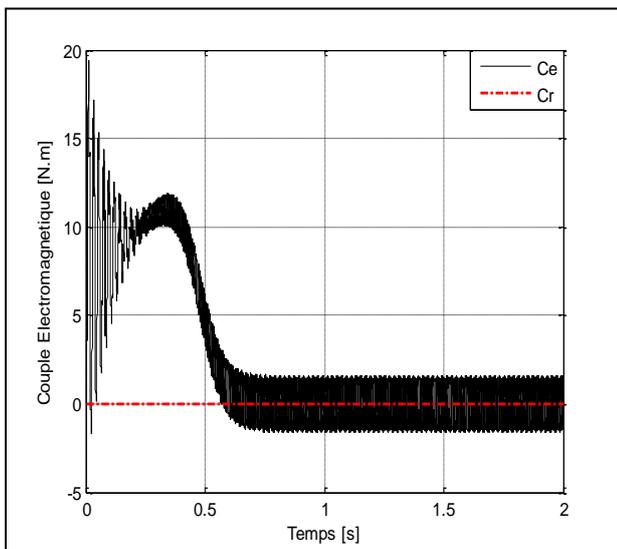


Figure I.12 : La réponse du couple électromagnétique

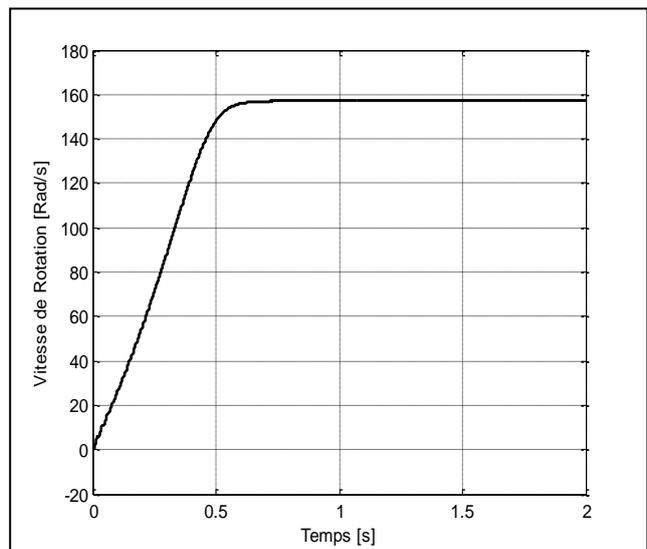


Figure I.13 : La réponse de la vitesse de rotation

En Charge : $C_r = 5$ [N.m] à $t = 1$ [s] :

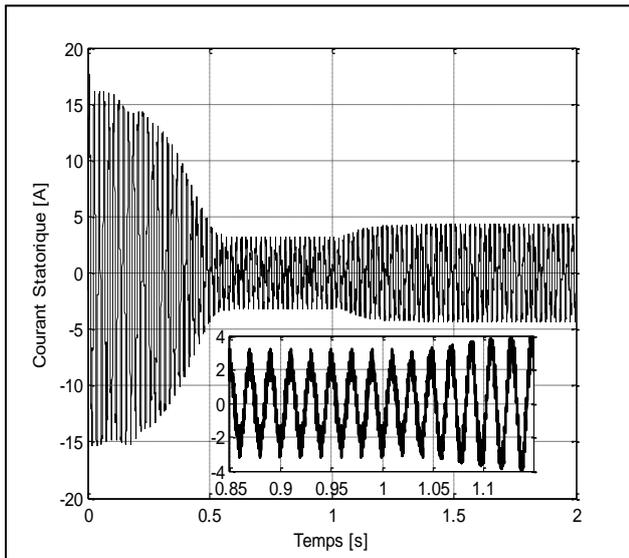


Figure I.14 : La réponse du courant statorique

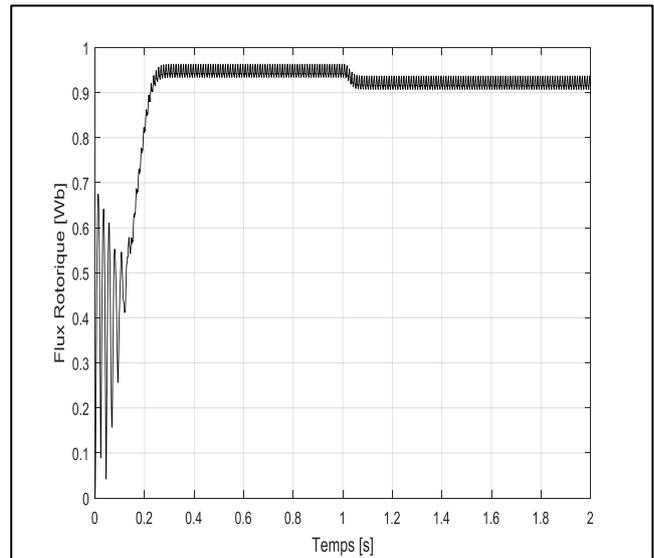


Figure I.15 : La réponse du flux rotorique

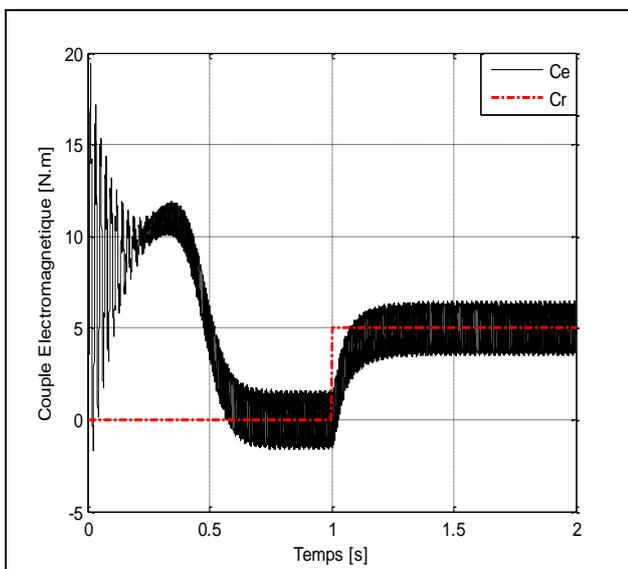


Figure I.16: La réponse du couple électromagnétique

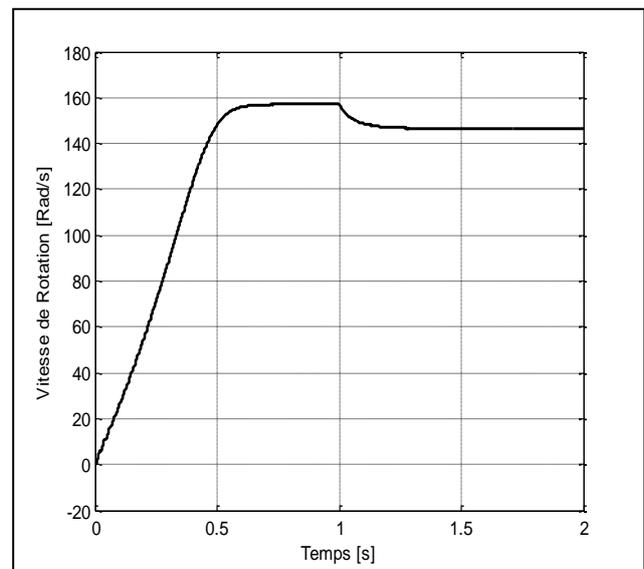


Figure I.17 : La réponse de la vitesse de rotation

I.10.2. Interprétation des Résultats de Simulation :

L'examen des courbes permet de constater que :

A vide :

- ***Figure I.10 :*** en fonctionnement à vide de la machine asynchrone, le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec un appel excessif d'amplitude maximale de 18 [A] jusqu'à 52 [ms], qu'il se stabilise pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.
- ***Figure I.11 :*** On note aussi que, le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude dans le premier instant, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et il atteint sa valeur nominale ≈ 0.95 [Wb]
- ***Figure I.12 :*** La courbe de couple se présente des oscillations instantanées importantes lors de la mise sous tension, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique, après 52 [ms] le couple s'annule en régime permanent, puisque le moteur n'est pas chargé.
- ***Figure I.13 :*** La courbe de la vitesse représente au démarrage, un accroissement quasi linéaire, le moteur n'étant pas chargé, après un temps d'environ 0.52 [s] la vitesse de rotation stabilise à une valeur proche de 157 [rad/s] (vitesse de synchronisme).

En charge :

Nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant $C_r = 5$ [N.m] à l'instant $t = 1$ [s]. Nous constatons que :

- ***Figure I.14 :*** L'amplitude de courant statorique augmente selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.
- ***Figure I.15 :*** La diminution du flux rotorique quand on ajoute la charge. Ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.
- ***Figure I.16 :*** le couple électromagnétique atteint sa valeur finale égale à la valeur de charge appliquée, autour de 05 [N.m].
- ***Figure I.17 :*** il aura une diminution dans la vitesse de rotation quand on ajoute la charge puisqu'il n'y avait pas une chaîne de régulation pour atteindre sa valeur de référence.

1.11. Conclusion :

Dans ce chapitre la modélisation du système convertisseur–moteur asynchrone (MAS) a été présentée. Pour ce faire et au début, la transformation de Park a été introduite afin de réduire l'ordre du système et éviter la complexité des équations différentielles. Ensuite la modélisation de l'onduleur commandé par la technique MLI a été développée.

Les résultats obtenus suite à cette première simulation apparaissent satisfaisantes, ils répandent bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage à vide, puis une application d'une charge.

Les résultats de cette première simulation du modèle de la MAS montrent bien le fort couplage existant entre les différents variables, indiquant le caractère bien connu de la non linéarité spécialement lorsque une charge (perturbation) est appliquée à la machine.

Nous avons essayé dans le chapitre suivant de proposer une alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes appliquées à la machine asynchrone, on parle ici d'une commande directe du couple appelée (DTC).

***Chapitre II : Principe de la Commande
Directes du Couple d'un Moteur
Asynchrone Alimenté par un Onduleur à
Deux Niveaux***

II.1. Introduction :

La technique de commande directe du couple (Direct torque control ou DTC) a été introduite en 1985 par TAKAHASHI comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique.

La commande DTC a été appliquée à la commande de MAS, via la mise au point de nouvelles méthodes de commandes. Dans la commande DTC, nous devons considérer la maîtrise de deux variables d'état de MAS : le flux statorique et le couple électromagnétique [6].

Les méthodes de commande directe du couple « DTC » consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion [9].

Dans ce chapitre, on exposera les principes du contrôle direct de couple, puis on développera l'estimation des deux grandeurs utilisées tel que : le flux statorique et le couple électromagnétique ainsi que les correcteurs à hystérésis .Puis on passera à la structure générale et la simulation numérique de cette commande.

II.2. Principe de la Commande DTC Appliquée sur un Onduleur à Deux Niveaux :

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique [31] [12].

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelquefois en douze [31].

II.2.1. L'objectif de la Commande DTC :

L'objectif d'une commande DTC est de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, par la sélection de la tension de sortie de l'onduleur à la sortie de ces régulateurs utilisés. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande

d'hystérésis. Ce type de régulateur suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

Dans une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [6][9].

II.2.2. Caractéristiques Générales d'une DTC :

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [1]:

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine ;
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales ;
- Une réponse dynamique de la machine très rapide ;
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis ;
- Une trajectoire circulaire du flux statorique dans le plan biphasé.

II.3. Principe d'un Contrôle Direct du Couple :

II.3.1. Contrôle du Flux Statorique :

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, l'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est donnée par [31] :

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = V_s - R_s I_s \quad (II.1)$$

Par l'intégration de l'équation statorique (II.1), on obtient l'équation qui régit le comportement du vecteur flux statorique en fonction de temps :

$$\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \varphi_s(0) \quad (II.2)$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\varphi_s = \varphi_s(0) + \int_0^t V_s dt \quad (II.3)$$

- Avec la résistance R_s considérée constante au cours du temps.

- Si pour simplifier, on considère la chute de tension $R_s I_s$ comme négligeable devant la tension V_s . On constate alors que sur l'intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur φ_s se déplace sur la droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_e , donc [10] [36]:

$$\varphi_s = \varphi_s(0) + V_s T_e \tag{II.4}$$

T_e : C'est la période d'échantillonnage.

En choisissant une séquence correcte du vecteur V_s , sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur φ_s la trajectoire désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un module du flux φ_s pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de φ_s une trajectoire presque circulaire.

La figure ci-dessous illustre ce principe, lorsqu'on sélectionne le vecteur $V_s = V_3$ par exemple [5].

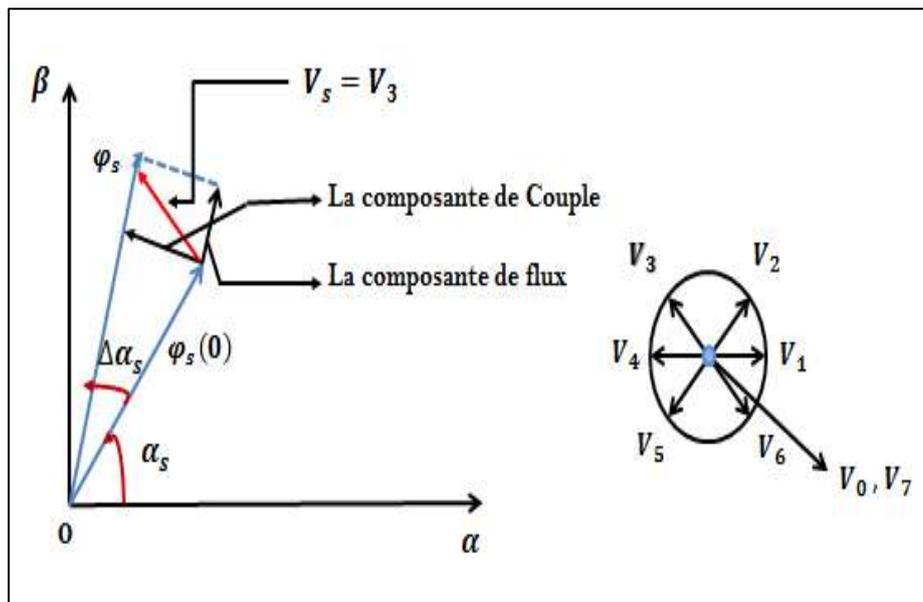


Figure II.1 : Exemple de l'évolution de l'extrémité de φ_s pour $V_s = V_3$.

La composante radiale du vecteur tension « composante du flux » agit sur l'amplitude du flux φ_s et la composante tangentielle du vecteur tension « composante du couple » fait varier la position du flux φ_s . La vitesse de rotation de φ_s dépend fortement du choix de V_s , elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de φ_s et nulle si on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative [31].

II.3.2. Le Contrôle Vectoriel du Couple :

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} - j\sigma \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (II.5)$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{I}_r + L_m \bar{I}_s \end{cases} \quad (II.6)$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\varphi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \bar{\varphi}_s \right) \quad (II.7)$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ Étant le coefficient de dispersion, d'où (II.6) devient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \delta_r} - j\omega \right) \bar{\varphi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \delta_r} \bar{\varphi}_s \end{cases} \quad (II.8)$$

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

Ces relations montrent que :

- le vecteur $\bar{\varphi}_s$ peut être contrôlé à partir du vecteur \bar{V}_s aux chutes de tension $R_s \bar{I}_s$ près.
- Le flux $\bar{\varphi}_r$ suit les variations de $\bar{\varphi}_s$ avec une constante de temps $\sigma \delta_r$. le rotor agit comme un filtre de constante de temps $\sigma \delta_r$ entre les flux $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_r$. Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle γ entre les deux flux statorique $\bar{\varphi}_s$ et rotorique $\bar{\varphi}_r$ s'exprime par [1] :

$$\bar{\varphi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\bar{\varphi}_s}{1 + j\omega \sigma \delta_r} \quad (II.9)$$

En posant l'angle $\gamma = (\bar{\varphi}_s \bar{\varphi}_r)$, le couple s'exprime par :

$$C_{em} = k(\bar{\varphi}_s \cdot \bar{\varphi}_r) = k \|\bar{\varphi}_s\| \|\bar{\varphi}_r\| \sin \gamma = k \|\bar{\varphi}_s\| \|\bar{\varphi}_r\| \sin \gamma \quad (II.10)$$

Avec :

$$k = p \frac{L_m}{L_s L_r} = p \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \right) \quad (II.11)$$

$\|\bar{\varphi}_s\|$: Module du vecteur flux statorique ;

$\|\bar{\varphi}_r\|$: Module du vecteur flux rotorique ;

γ : Angle entre les vecteurs flux statorique et flux rotorique.

On constate donc que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_r$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\varphi}_s$ à partir de \bar{V}_s en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\varphi}_r$. Ceci n'est possible que si la période de commutation T_e est très inférieure à $\sigma\delta_r$ [10] [1].

L'équation (II.10) permet donc de conclure que la seule manière de faire varier la composante du couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle γ entre les vecteurs flux statorique et rotorique [1].

II.4. Présentation de la Structure de Contrôle :

II.4.1. Fonctionnement et Séquences d'un Onduleur de Tension Triphasé :

Le vecteur de tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes, du fait que chaque bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante:

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_a + V_b \exp\left(j\frac{2\pi}{3}\right) + V_c \exp\left(j\frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{II.12})$$

V_a, V_b, V_c : sont les vecteurs de tensions simples à la sortie de l'onduleur.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté par trois grandeurs booléennes de commande.

$S_j (j = a, b, c)$ telle que :

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

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

Les tensions d'alimentation V_a, V_b, V_c sont estimées en fonction de la tension continu E et des états de commutation des bras de l'onduleur (S_a, S_b, S_c). Donc les tensions d'alimentations de la MAS sont déterminées comme suit :

$$\begin{cases} V_a = \frac{E}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{E}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{E}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Chapitre II : Principe de la Commande Directes du Couple d'un Moteur Asynchrone
Alimenté par un Onduleur à Deux Niveaux

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, la vectrice tension peut s'écrire sous la forme:

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[S_a + S_b \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right) + S_c \exp\left(j \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (II.14)$$

Avec :

E : Tension du bus continu ;

(S_a, S_b, S_c) : Etats de commutation de bras de l'onduleur.

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant:

Vecteur	S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	V_s
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V_2	1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V_5	0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$-2E/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_6	1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau II.1 : Table de vérité de l'onduleur de tension à deux niveaux.

La figure (II.2) montre la représentation dans le plan complexe (α, β) des huit positions du vecteur généré par un onduleur de tension à deux niveaux.

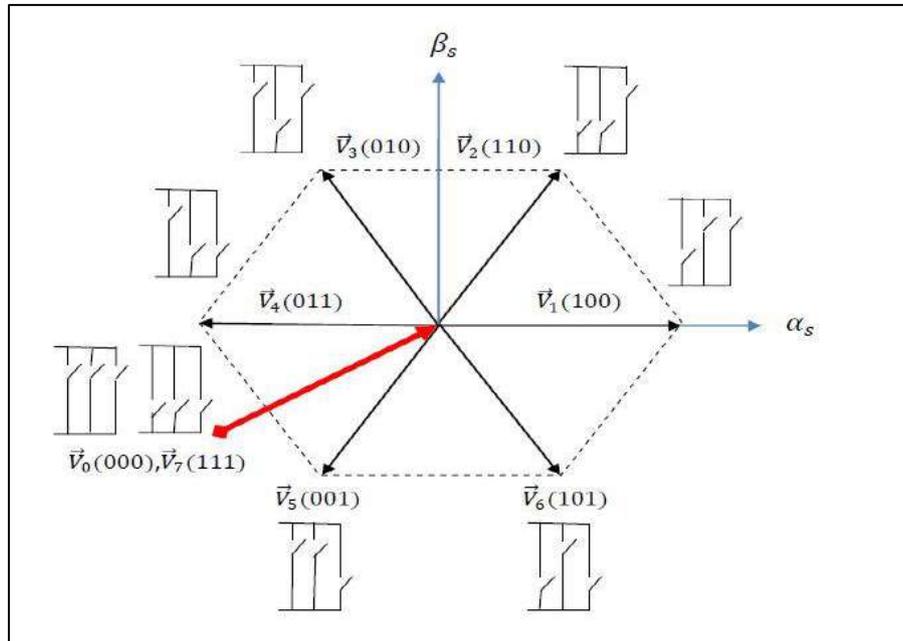


Figure II.2 : Elaboration des vecteurs $V_s (S_a, S_b, S_c)$ à partir de l'onduleur de tension.

II.4.2. Sélection du Vecteur de Tension :

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire [37]. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [38].

Le choix de \vec{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux $\bar{\varphi}_s$, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [31] [37].

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i , avec $i = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$, les deux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position de vecteur flux dans la zone.

Le contrôle de flux et de couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle de vecteur tension sélectionné est décrit par la figure (II.3) [14].

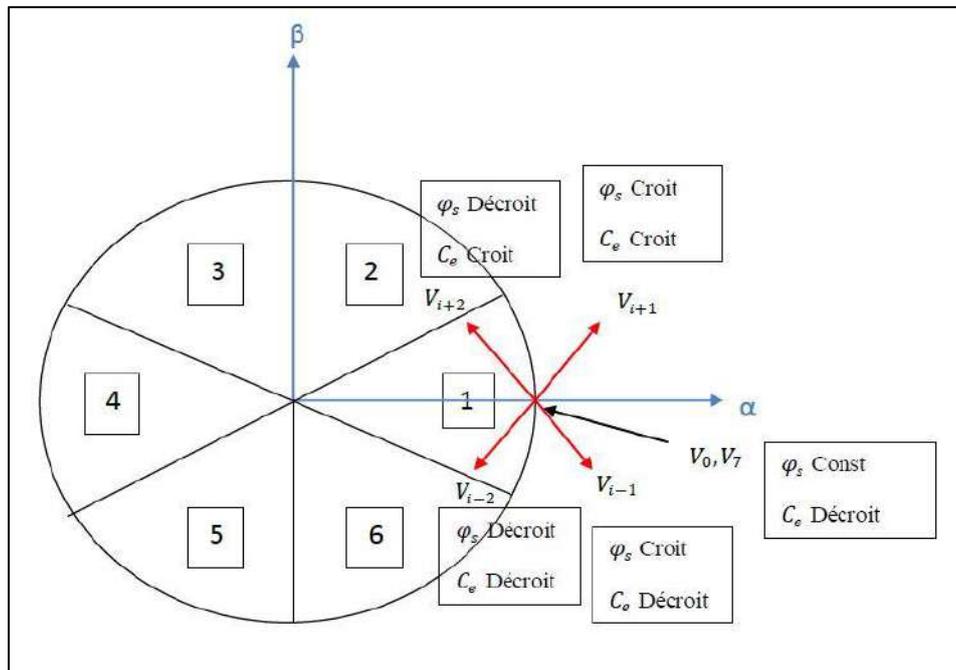


Figure II.3 : Choix du vecteur tension.

Le Choix du vecteur \bar{V}_s dépend [14]:

- De la position de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel (stator),
- De la variation souhaitée pour $\|\bar{\varphi}_s\|$ et de sens de rotation de $\|\bar{\varphi}_s\|$,
- De la variation souhaitée pour le couple C_e .

Lorsque le flux se trouve dans une zone i ($i=1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants [5] :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s croit et C_e croit,
- Si V_{i-1} est sélectionné alors φ_s croit et C_e décroît,
- Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_e croit,
- Si V_{i-2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_e décroît,
- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du C_e alors que le module du flux φ_s reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone i .

Au début de la zone i , les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre V_{i-1} et V_{i+2} et le vecteur flux sont de 150° et de 30° respectivement. Donc leur composante de couple est très petite [11].

Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles.

Les vecteurs V_i et V_{i+3} sont inutiles quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux puisque la composante du flux est très importante avec un couple nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par apport à leur référence, ainsi que la position du vecteur φ_s [11] [15].

Un estimateur de flux en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires pour une commande DTC.

II.5. Les Estimateurs :

II.5.1. L'Estimateur du Flux Statorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. L'expression du flux statorique s'écrit [14] par l'équation (II.2).

La projection de l'expression du flux statorique sur l'axe (α , β) est donnée par l'équation suivante [5]:

$$\varphi_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha}(t) = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta}(t) = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Et le module de φ_s s'écrit :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.17})$$

Après l'application de la transformation de Concordia, les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ composées de V_s sont obtenue à partir de la tension mesurée U_0 à l'entrée de l'onduleur et des états de commande (S_a, S_b, S_c), soient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a - \frac{1}{2}(S_b - S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) mesurés, et par application de la transformation de Concordia :

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (II.20)$$

Le secteur S_i dans lequel se situe le vecteur $\overline{\varphi_s}$ est déterminé à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$. L'angle θ_s détermine la position du vecteur φ_s est égale à [10] :

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (II.21)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable [9].

II.5.2. L'Estimateur du Couple Electromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé pour tous les types de machines asynchrones à partir des grandeurs estimées du flux et courant [11].

A partir de leurs composantes (α , β), le couple peut se mettre sous la forme:

$$C_e = p[\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (II.22)$$

A partir de cette équation, l'estimateur de couple utilise seulement des grandeurs statoriques, flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ et les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$.

II.6. Elaboration de la Loi de Commande :

II.6.1. Correcteur de Flux de la DTC à Deux Niveaux :

Le correcteur de flux a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux $\overline{\varphi_s}$ dans une corone circulaire, comme le montre la figure (II.4) :

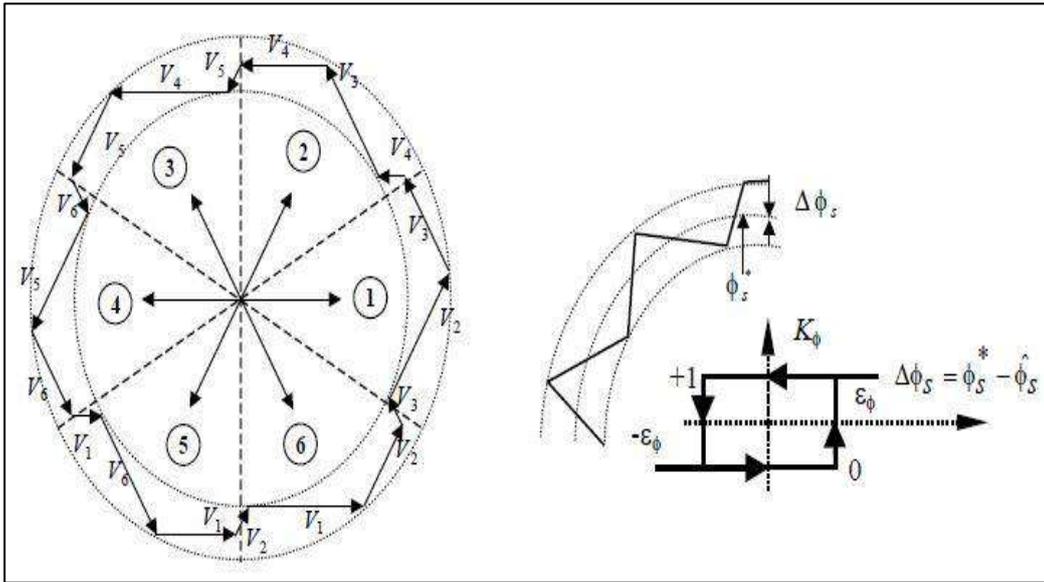


Figure II.4 : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondants.

la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\varphi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple contrôleur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($K_\varphi = 1$) ou diminuée ($K_\varphi = 0$) [9].

Ce comparateur permet de respecter :

$$-\varepsilon_\varphi \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \tag{II.23}$$

Avec :

$$\Delta\varphi_s = |\varphi_{sréf} - \varphi_s| \tag{II.24}$$

$\varphi_{sréf}$: La consigne de flux φ_s ;

ε_φ : La bande d'hystérésis du correcteur.

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & \text{alors } K_\varphi = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 & \text{alors } K_\varphi = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 & \text{alors } K_\varphi = 1 \\ \text{Si } \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\varphi & \text{alors } K_\varphi = 0 \end{array} \right. \tag{II.25}$$

$K_\varphi = 0$ → Signifier qu'il faut réduire le flux.

$K_\varphi = 1$ → Signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux φ_s . Ainsi, pour aller en «marche arrière», on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur [12].

II.6.2. Correcteurs du Couple de la DTC :

L'objectif de correcteur de couple est de maintenir le couple dans une bande limitée définies comme suit :

$$-\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Ce} \quad (II.26)$$

Avec :

$$\Delta C_{em} = \left| C_{em_{réf}} - C_{em} \right| \quad (II.27)$$

$C_{em_{réf}}$: La consigne de couple électromagnétique ;

ε_{Ce} : La bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant le contrôle de couple diffère que le contrôle de flux car, il peut être positif ou négatif selon le sens de rotation du moteur, deux type sont à envisager:

- ✓ un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- ✓ un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.6.2.1. Correcteur à Hystérésis à Deux Niveaux:

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de φ_s , il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation, ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le couple, par contre leur diminution est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [15].

II.6.2.2. Correcteur à Hystérésis à Trois Niveaux:

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux $(-1, 0, 1)$, permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif.

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (II.28) tels que K_c représente l'état de sortie du comparateur et ε_{Ce} la limite de la bande d'hystérésis voir figure (II.5) [12] :

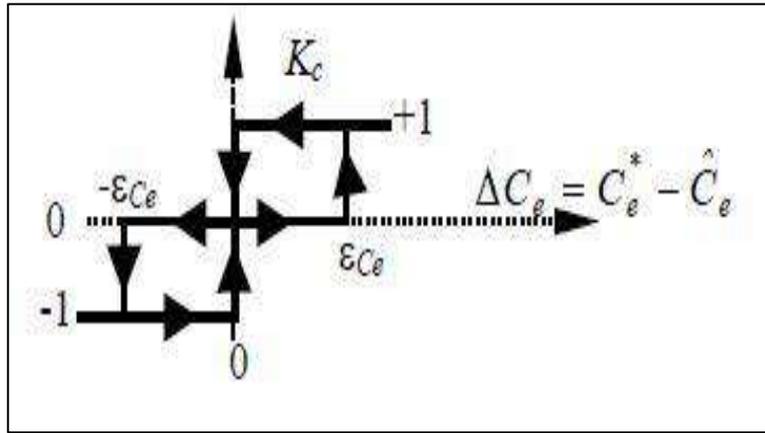


Figure II.5 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{Si } \Delta C_{em} > \varepsilon_{Ce} & \text{alors } K_c = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 & \text{alors } K_c = 1 \\
 \text{Si } \Delta C_{em} < -\varepsilon_{Ce} & \text{alors } K_c = -1 \\
 \text{Si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_{em} \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\
 \text{Si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_{em} \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 & \text{alors } K_c = -1
 \end{array} \right. \quad (II.28)$$

Connaissant la valeur du couple électromagnétique C_{em} , obtenue par estimation, on va calculer l'écart qui existe entre le couple de la machine et sa référence, celui-ci génère la valeur $K_c = 1$ pour diminuer le couple, $K_c = -1$ pour le augmenter et $K_c = 0$ pour le maintenir constant [4].

D'une manière générale trois points fondamentaux sont à envisager [8]:

- L'action d'un vecteur ne sera pas le même sur le couple et sur le flux statorique. En effet cette action dépend de la position du flux au moment de l'application du vecteur tension.
- L'action d'un même vecteur dépend aussi du sens de rotation de la machine.
- La rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi du vecteur tension appliquée. En général, les vecteurs de tension en direction tangentielle (V_3 et V_6 pour le cas précédent) ont une très grande influence sur le couple.

Un vecteur actif sera toujours appliqué lorsque l'erreur de couple devient en d'hors de sa bande d'hystérésis ($K_c = 1$ ou $K_c = -1$). Le vecteur tension nul sera seulement utilisé pour faire évoluer le couple à l'intérieur de la bande d'hystérésis ($K_c = 0$) [4].

II.7. Stratégie de Commutation dans la DTC :

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la commutation des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate du vecteur de tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis.

En particulier la sélection est faite sur base de l'erreur instantanée du flux ϕ_s et du couple électromagnétique C_{em} . Plusieurs vecteurs de tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants [31].

II.8. Elaboration des Tables de Commande :

On élabore la table de la structure de commande en fonction des sorties du contrôleur à hystérésis de la position du vecteur flux statorique. On retrouve bien avec la table de commande, la formulation de la sélection des vecteurs tensions \vec{V}_{i+1} , \vec{V}_{i-1} , \vec{V}_{i+2} , \vec{V}_{i-2} , correspondant à une zone i , et ceci pour un comparateur à hystérésis à deux ou à trois niveaux pour le couple [16].

II.8.1. Table de Commande du Flux :

De façon générale, le tableau de commande du flux résume, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [9].

	N1	N2	N3	N4	N5	N6
ϕ_s croît	V_1, V_2, V_6	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_1, V_5, V_6
ϕ_s décroît	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_1, V_5, V_6	V_1, V_2, V_6	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau II.2 : Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux.

II.8.2. Table de Commande du Couple Electromagnétique :

De la même manière précédente on résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple en fonction du secteur dans le «tableau II.3» [5].

	N1	N2	N3	N4	N5	N6
C_{em} croit	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_1, V_6	V_1, V_2
C_{em} décroît	V_5, V_6	V_1, V_6	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tableau II.3 : Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple.

II.8.3. Elaboration de la Table de Commutation pour le Flux et le Couple :

Finally, the comparison of the flux and torque control tables allows the final synthesis of a single control table, illustrated in the «tableau II.4» [9].

	N1	N2	N3	N4	N5	N6
φ_s croit C_{em} croit	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
C_{em} croit φ_s décroît	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
C_{em} décroît φ_s croit	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
C_{em} décroît φ_s décroît	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau II.4 : Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux.

The «tableau II.5» summarizes in general form the previous table :

	φ_s	C_{em}
Augmentation	V_i, V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i+1} et V_{i+2}
Diminution	V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}	V_{i-1} et V_{i-2}

Tableau II.5 : Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.

On peut aussi décomposer le «tableau II.4» en deux autres tables, la première avec séquences nulles et la deuxième sans séquences nulles.

II.8.3.1. Élaboration de Table de Commutation avec Séquences Nulles :

Selon la position du vecteur flux ($S_i = 1, \dots, 6$). Dans le plan (α, β), On élabore une table de vérité basé sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\varphi_s$ et ΔC_{em} , définissant le vecteur tension à appliquer pour chaque combinaison des variables K_c et K_φ .

Lorsqu'on souhaite maintenir le couple. On applique systématiquement des séquences nulles quelques soient les états de sortie de comparateur du flux et aux autres situations, on applique un des vecteurs actifs suivant la logique du comportement de flux et de couple.

Cette table de commutation est définie par TAKAHASHI [42] est donnée par le « tableau II.6 »

		Secteur					
$\Delta\varphi_s$	ΔC_{em}	1	2	3	4	5	6
0	1	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$
	0	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$
	-1	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$
1	1	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$
	0	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$
	-1	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$

Tableau II.6 : Table de commutation de la commande avec séquences nulles.

Les séquences nulles V_0 et V_7 , sont liées uniquement à l'écart ΔC_{em} . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande.

L'utilisation des séquences nulles des tensions permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur, en particulier, lorsque la vitesse de rotation reste faible.

II.8.3.2. Élaboration de Table de Commutation sans Séquences Nulles :

Pour définir cette table de commutation, nous avons supposé que la sortie du régulateur du couple ne prend que deux états, comme celle du flux. Ceci revient à dire que la condition de maintien du couple est rarement utilisée [1].

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse. Aussi cette technique permet de limiter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur comme on l'a vu précédemment [9][12]. Par contre, l'idée de n'appliquer que des séquences de tension actives n'est pas optimale. En effet, l'absence de séquences de tension nulle dans la table de commande contribue à augmenter le nombre de commutations et donc les pertes correspondantes [4] en particulier, lorsque la vitesse de rotation reste faible. Les séquences qui correspondent à K_c nulle sont ignorées, La table suivante illustre cette modification :

		Secteur					
$\Delta\varphi_s$	ΔC_{em}	1	2	3	4	5	6
0	1	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$
	-1	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$
1	1	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$
	-1	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$

Tableau II.7: Table de commutation sans séquences nulles.

Dans ce cas, si K_φ et K_c sont égales à 1 (erreurs positives) alors, on exige une augmentation du (flux/couple) et si elles sont égales à 0 (erreurs négatives) alors on applique un vecteur tension qui provoque une diminution du (flux/couple) [12].

II.9. Stratégie de Commande DTC par la Méthode de TAKAHASHI :

La méthode de type DTC la plus classique est basée sur l'algorithme suivant [10]:

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50\mu s$),
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase,
- On reconstitue les composantes du vecteur flux stator,
- L'estimation du couple électromagnétique de la machine est alors possible grâce à l'estimation des composantes de flux et aux mesures des courants de lignes,
- L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire K_ϕ à deux niveaux,
- L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux K_c afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux,
- Le choix de l'état de l'onduleur est effectué dans une table de commutation construite en fonction de l'état des variables K_ϕ et K_c et de la zone de la position de flux φ_s . En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée et entraîne ainsi une décroissance du couple. Nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

II.10. Structure Générale de la DTC Appliquée au MAS :

La structure d'une commande par DTC appliquée à la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension, est représentée sur la figure (II.6). On utilise le tableau classique des séquences proposées par TAKAHASHI, à chaque période d'échantillonnage T_e . Le choix du vecteur V_s est effectué. Ainsi On fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la connaissance du vecteur tension imposé et de la mesure des courants statoriques.

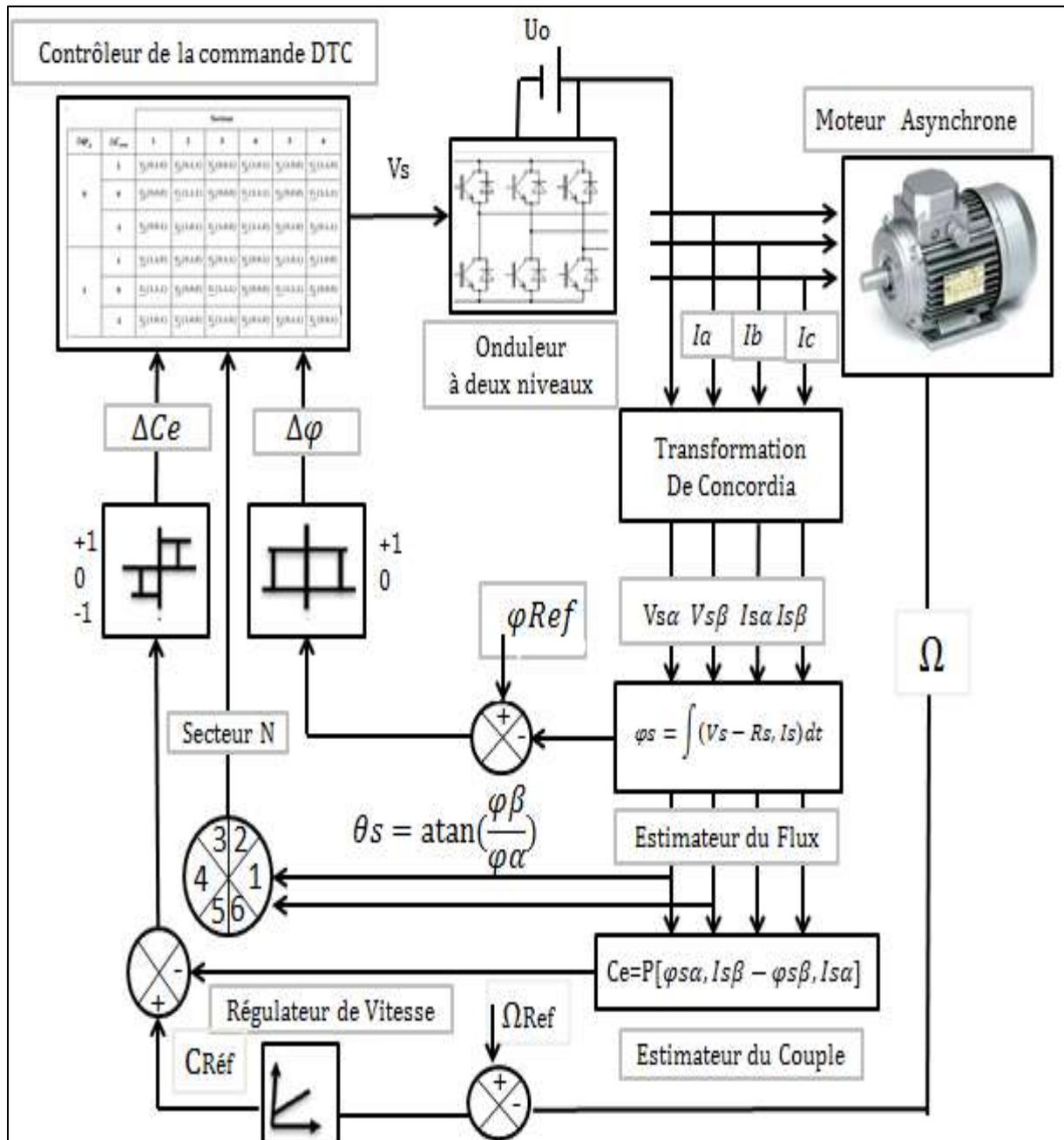


Figure II.6 : Schéma synoptique de la commande directe du couple pour un onduleur à deux niveaux appliquée sur une machine asynchrone.

II.11. Avantages de la DTC:

- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator ;
- ❖ La réponse dynamique du couple est très rapide ;
- ❖ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;

- ❖ Utilise un modèle simplifié du moteur à induction ;
- ❖ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI) ;
- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- ❖ Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis que la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM ;
- ❖ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ;
- ❖ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition [7].

II.12. Inconvénients de la DTC:

- ❖ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- ❖ L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif) ;
- ❖ L'existence des oscillations de couple ;
- ❖ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques [7].

Cependant, la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites dégrade les performances de la commande DTC.

II.13. Résultats de Simulation Numérique :

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle direct du couple de la machine asynchrone utilisée, alimentée par un onduleur de tension triphasé. Les paramètres de la machine sont indiqués dans l'Annexe A.

Dans notre travail, on a simulé trois différents régimes :

- ✓ on insère un couple résistant de 7 [N.m] à l'instant $t = 0.75[s]$, avec une vitesse de référence de 157 [rad/s] ;
- ✓ une introduction d'un couple résistant de 7 [N.m] à l'instant $t = 0.75[s]$, avec une vitesse de référence baisse de 50 [rad/s] ;
- ✓ une application d'une charge de 7 [N.m] à l'instant $t = 0.5[s]$, mais dans le sens inverse d'une vitesse de référence de 157 [rad/s].

Les grandeurs sont : Le courant statorique, le flux statorique, la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et la tension d'alimentation.

II.13.1. Vitesse de Référence de 157 [Rad/s]:

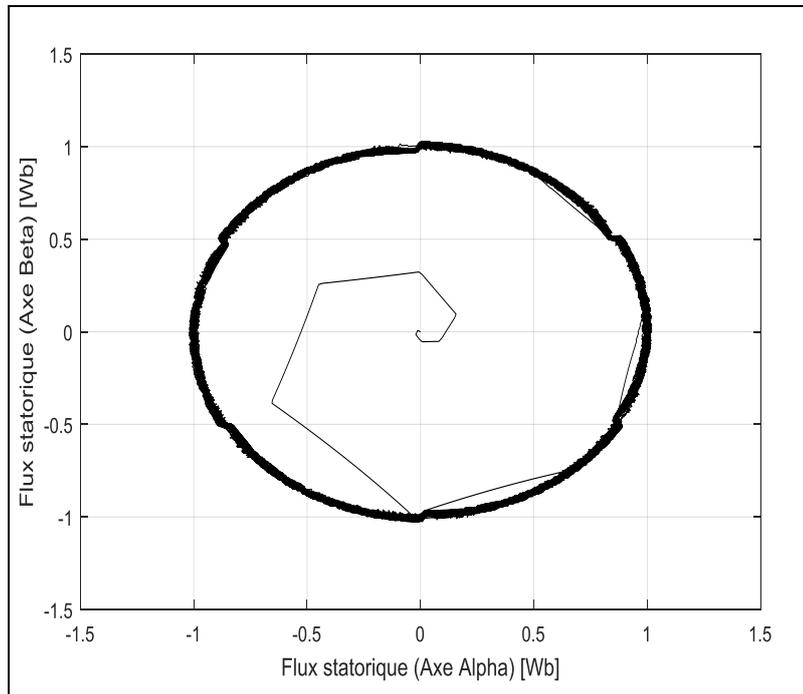


Figure II.7 : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β) .

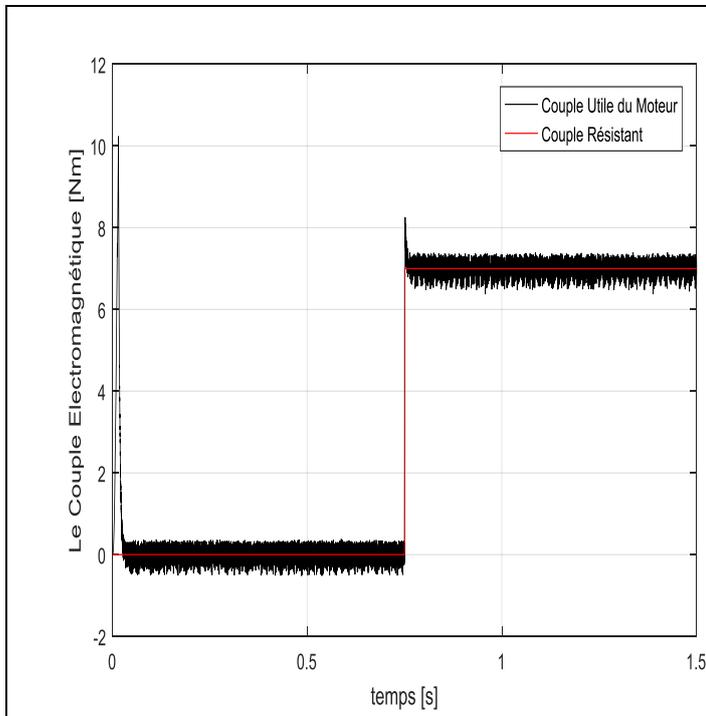


Figure II.8 : La réponse du couple électromagnétique

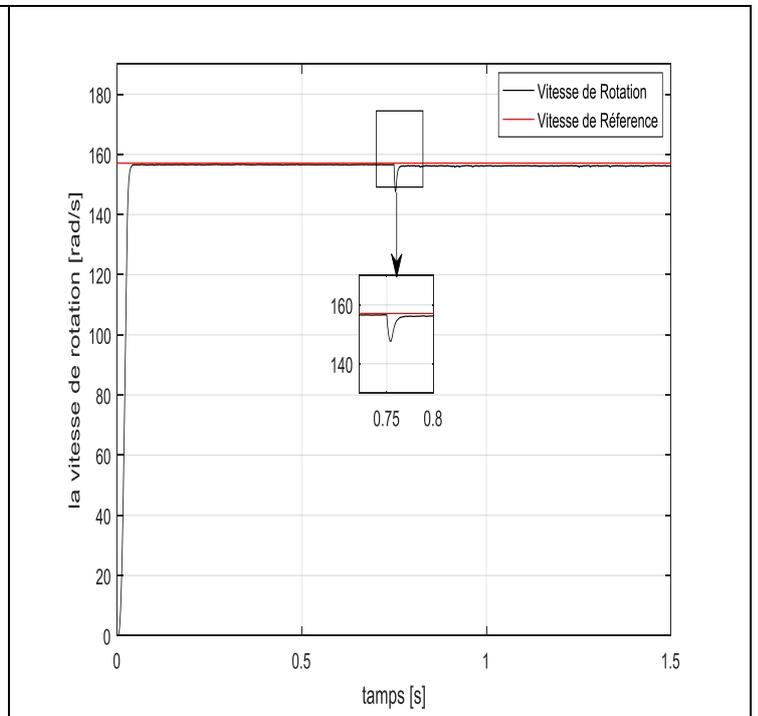


Figure II.9 : La réponse de la vitesse de rotation.

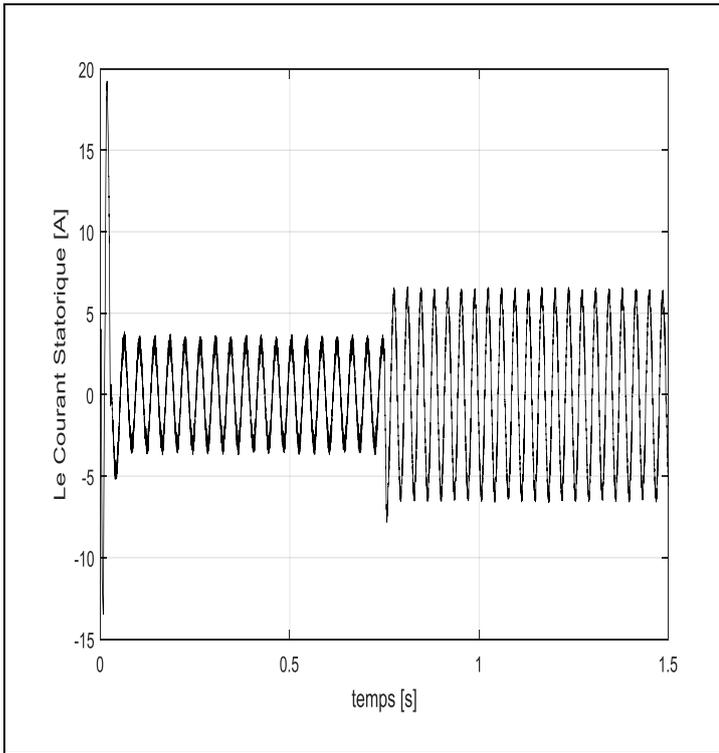


Figure II.10 : La réponse de courant statorique.

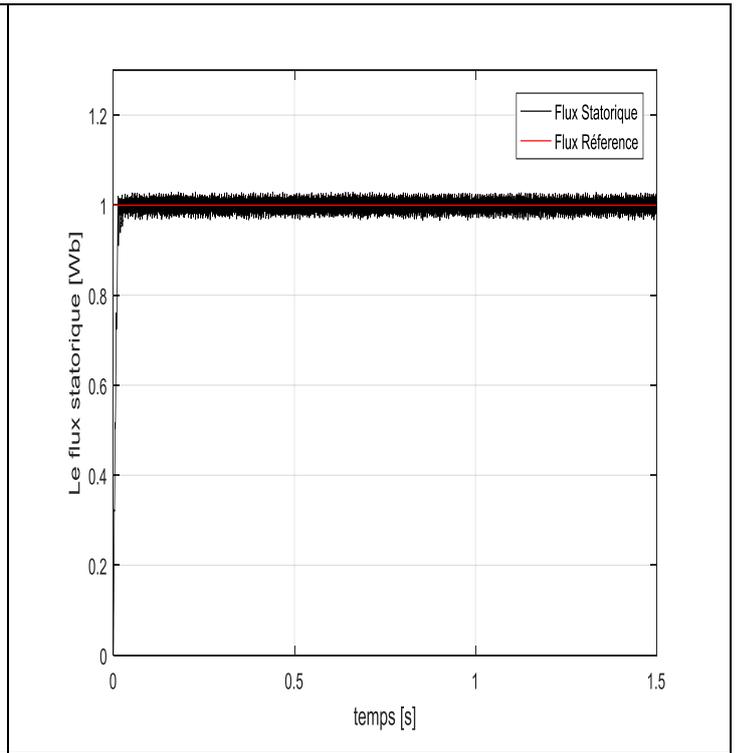


Figure II.11 : La réponse du module du flux statorique.

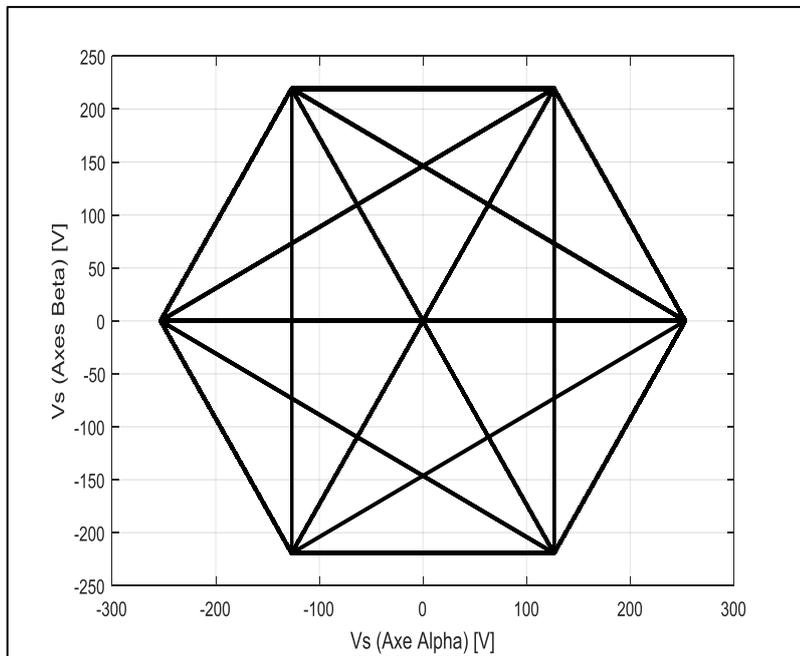


Figure II.12 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β) .

La **figure (II.7)**, représente l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) qui suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire, mais présente des ondulations autour de sa valeur de consigne, due à la bande d'hystérésis.

Nous observons aussi à partir de la **figure (II.8)** que le couple électromagnétique estimé quant à lui atteint sa valeur maximale de 10 [N.m] au démarrage puis rétablis à une valeur pratiquement nulle vu l'absence d'un couple de charge. A l'instant de l'application du couple résistant, le couple électromagnétique suit parfaitement la valeur de consigne et reste dans la bande d'hystérésis. On constate que le contrôleur à trois niveaux permet le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation.

On observe aussi, que la vitesse répond sans dépassement au démarrage, **figure (II.9)**, avec un temps de réponse court qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique lors de démarrage. En plus la DTC est moins sensible au couple de charge, ce qui évite par le rejet rapide de perturbation.

La **figure (II.10)** montre que le courant statorique répond bien aux variations imposées par la charge, et qu'il présente des allures sinusoïdales bruitées.

Dans la **figure (II.11)**, la réponse du flux statorique est très rapide par rapport à celle du couple, après il se stabilise. Sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure de l'hystérésis, ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante par le contrôleur de flux.

La **figure (II.12)**, montre la trajectoire de tensions statoriques sur le plan biphasé (α, β), cette projection nous expose d'une manière détaillée les vecteurs de tensions sélectionnées par le contrôleur DTC.

II.13.2. Vitesse de Référence de 50[rad/s] :

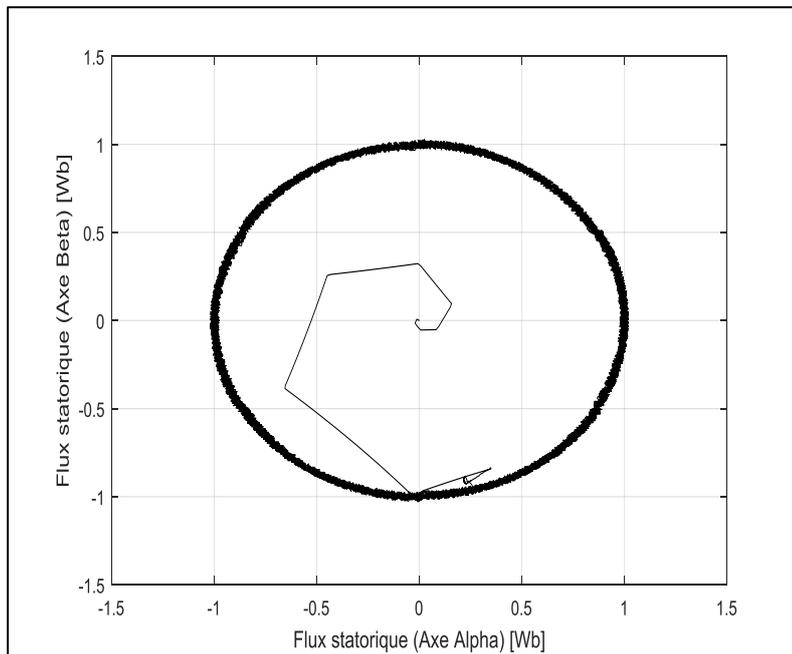


Figure II.13 : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α , β).

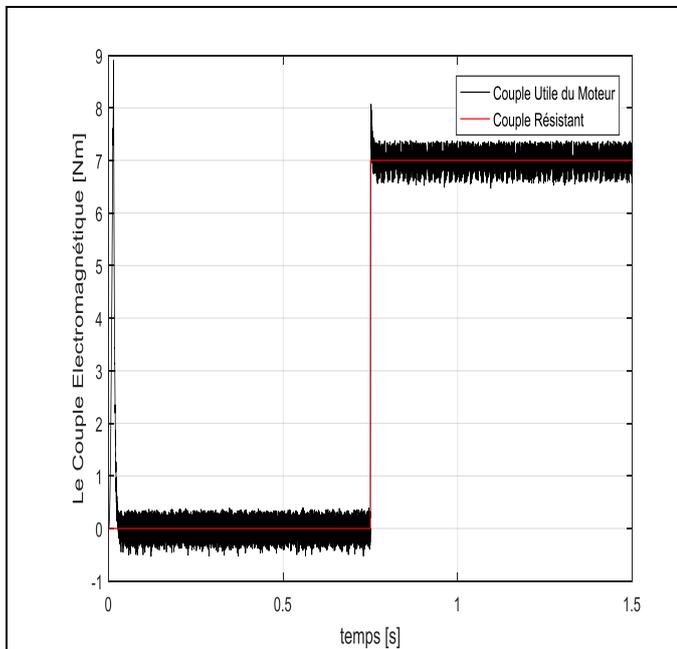


Figure II.14 : La réponse du couple électromagnétique

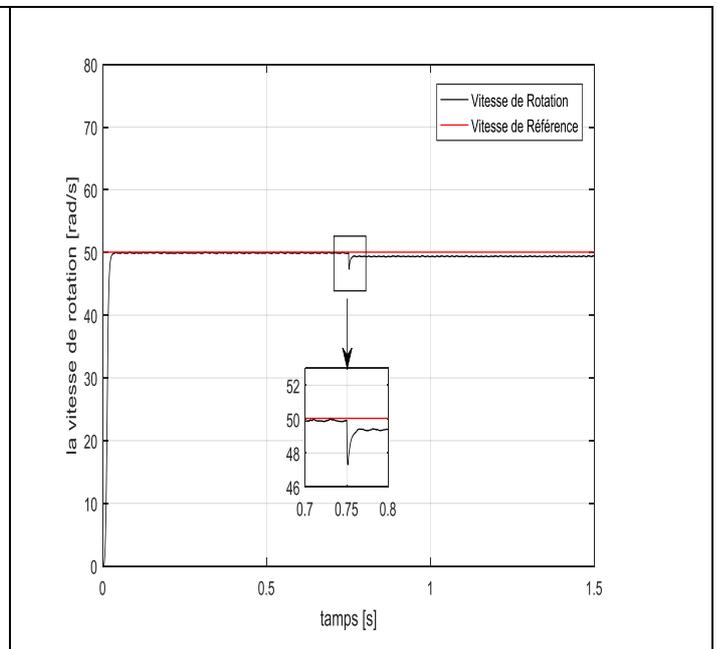


Figure II.15 : La réponse de la vitesse de rotation.

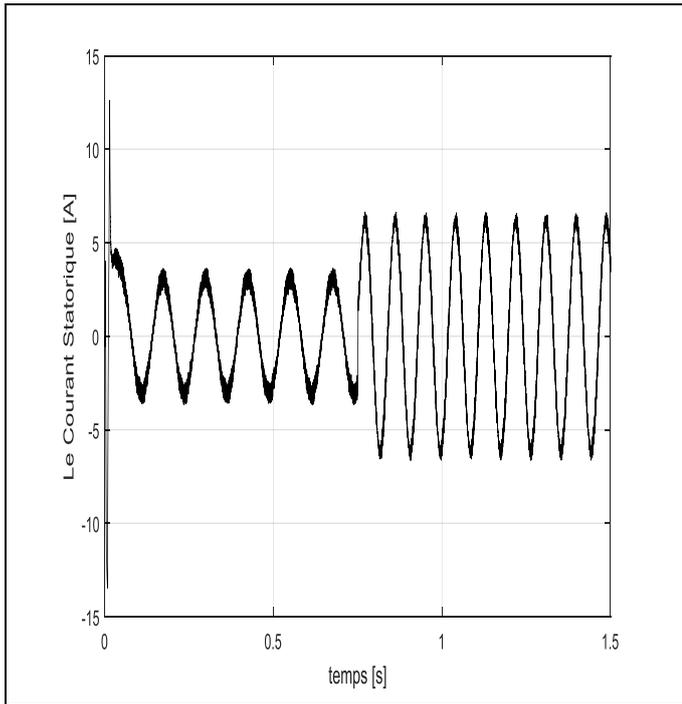


Figure II.16 : La réponse de courant statorique.

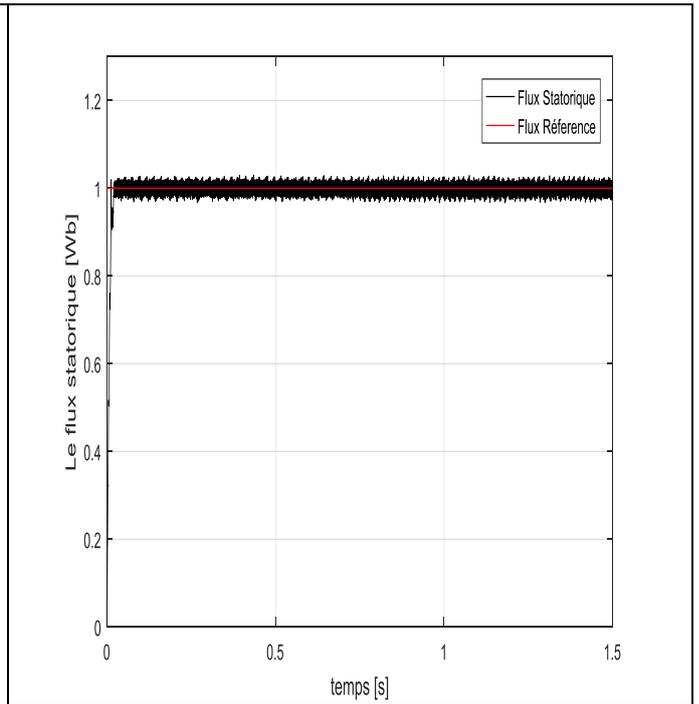


Figure II.17 : La réponse du module du flux statorique.

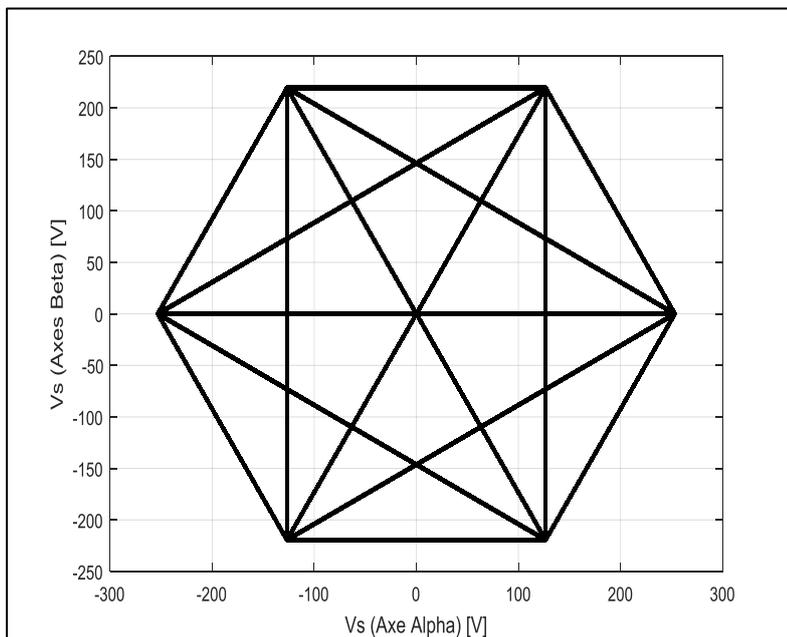


Figure II.18: La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β) .

Comme le montre la figure (II.13), la trajectoire du vecteur flux statorique est parfaitement circulaire sur le plan biphasé (α, β).

Figure (II.14), on constate que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis qui se présente avec une large moins ondulée par rapport à celle présentée quand la vitesse est 157 [Rad/s].

Comme indique la **figure (II.15)**, la vitesse suit sa référence sans déplacement lors de démarrage ce qui assure un des avantages les plus importants de la commande DTC.

La **Figure (II.16)** illustre la réponse de courant statorique qui présente des allures sous forme sinusoïde avec une fréquence baisse, dont l'amplitude des ondulations augmentent légèrement à l'instant $t=0.75[s]$ suit à l'application du couple de charge.

Le flux statorique répond très rapide par rapport au couple, **figure (II.17)**, après qu'il se stabilise au tour de sa valeur souhaitée avec des ondulations bien réduites.

Dans la **figure (II.18)** il y'a une représentation de la trajectoire de tensions statoriques sur le plan biphasé (α, β), cette projection nous montre d'une façon bien claire les six vecteurs de tension appliquée par le contrôleur de la DTC alimentée avec un onduleur à deux niveaux.

II.13.3. Vitesse de Référence Inverse (-157 Rad/s) :

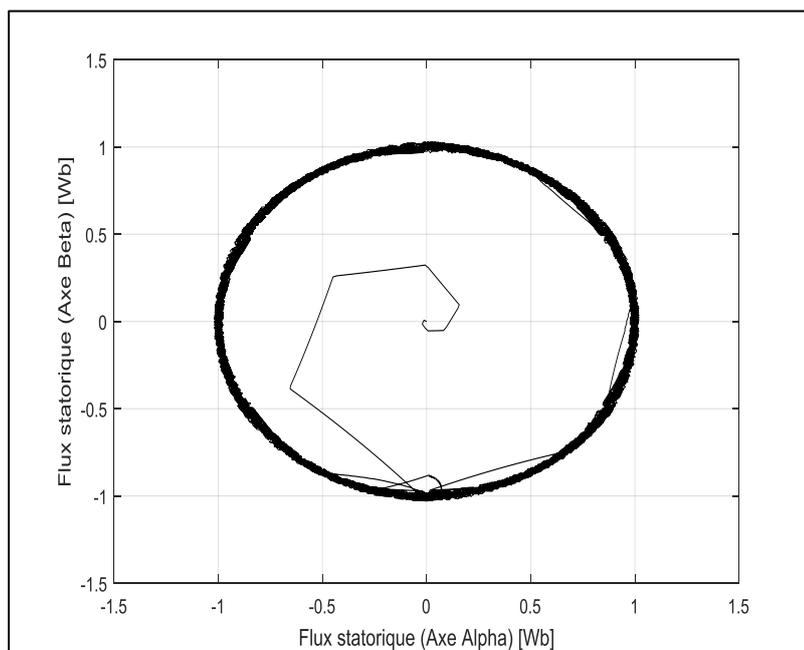


Figure II.19 : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).

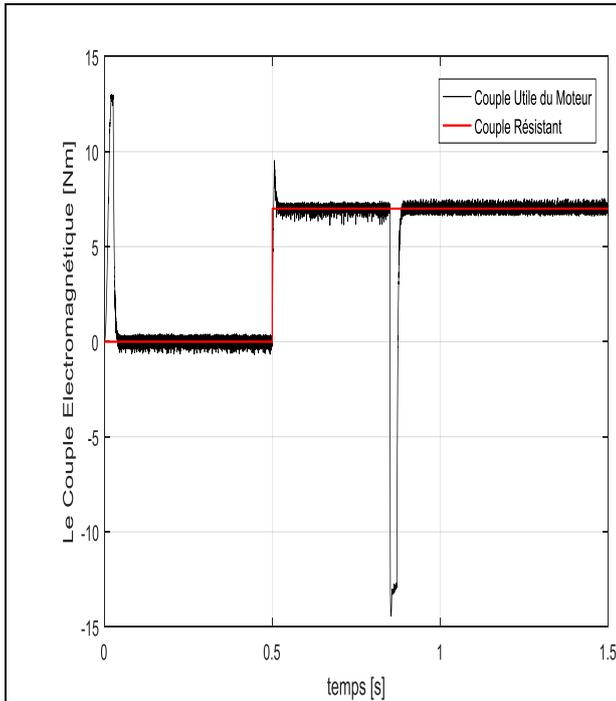


Figure II.20 : La réponse du couple électromagnétique

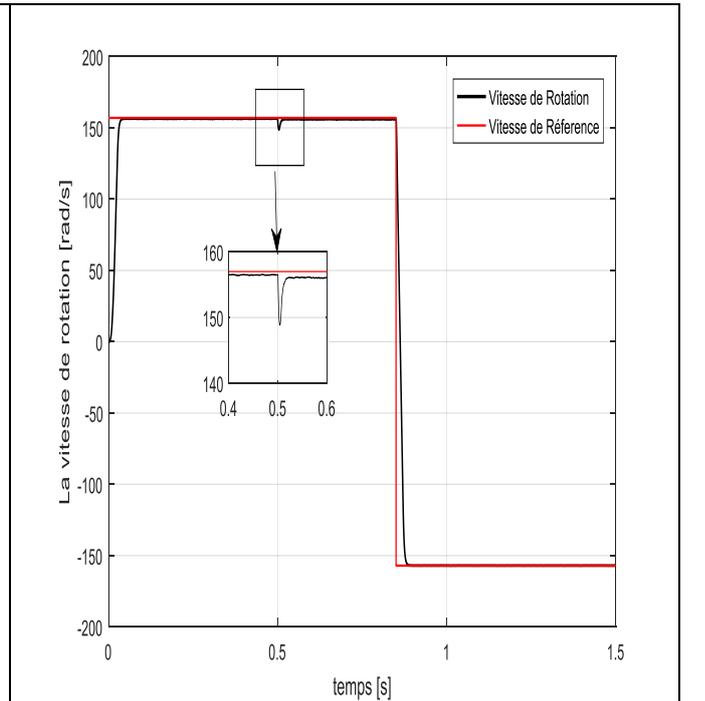


Figure II.21 : La réponse de la vitesse de rotation.

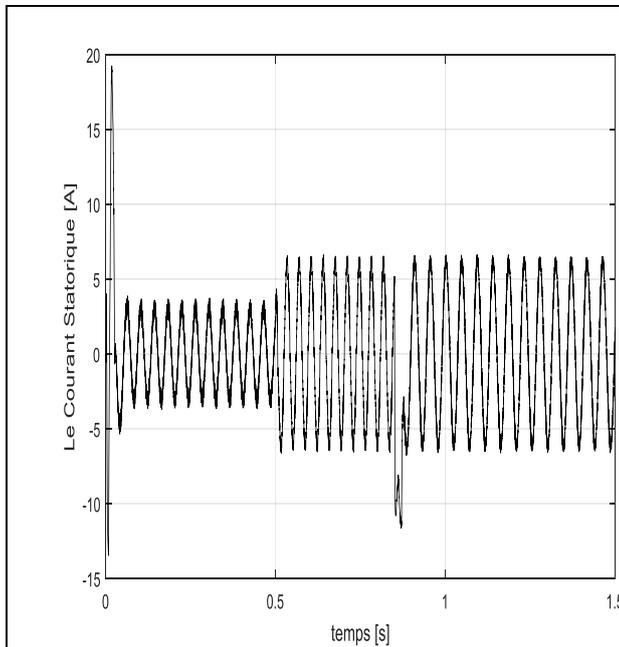


Figure II.22 : La réponse de courant statorique.

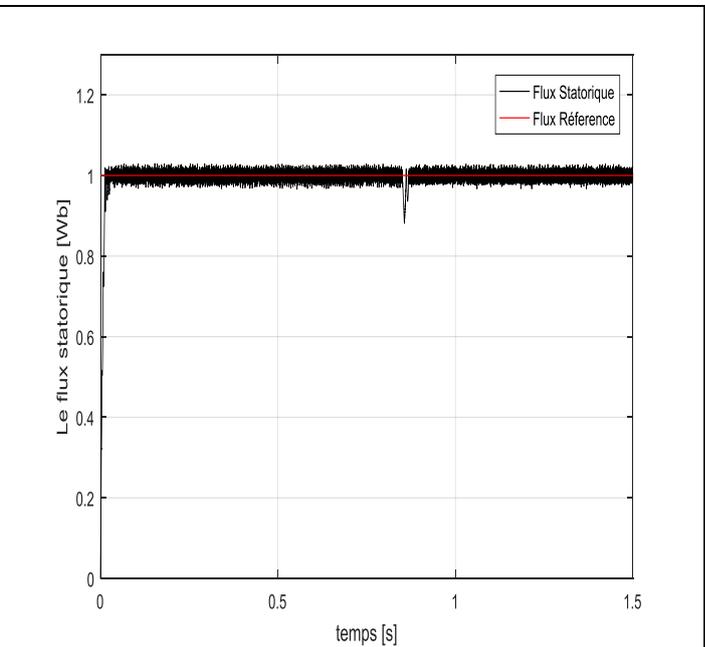


Figure II.23 : La réponse du module du flux statorique.

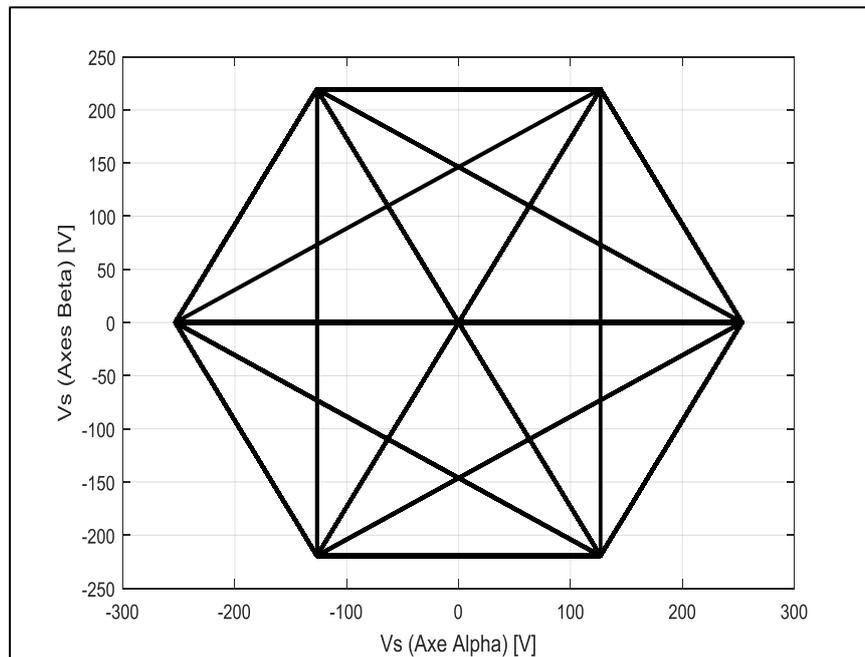


Figure II.24 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β) .

Afin de tester la robustesse du contrôle directe du couple vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 157 [rad/s] à -157 [rad/s] à l'instant $t=0.85[s]$.

Comme l'indique **figure (II.19)**, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire à l'inverse sur le plan biphasé (α, β) par rapport au celle de la **figure (II.6)** où on peut voir que la forme de sa projection est quasi circulaire avec des ondulations importantes.

Figure (II.20), le couple électromagnétique atteint sa valeur de référence 7 [N.m]. Après qu'il subit un dépassement lors de l'application du couple de charge à $t=0.5[s]$. Au moment, de l'inversement du sens de rotation à $t=0.85[s]$, le couple avoir une chute puis il reprend sa valeur.

A l'inversion de vitesse on remarque sur la **figure (II.21)** que la poursuite en vitesse s'effectue.

La **figure (II.22)**, On observe au niveau de la forme du courant statorique, elle se présente sous forme sinusoïdale avec un pic de démarrage d'une valeur égal à 18 [A]. Puis qu'il se stabilise au tour de sa valeur désirée avec des ondulations remarquables.

Comme il est montré sur **la figure (II.23)**, la réponse du flux statorique est très rapide par rapport à celle du couple, afin de se stabiliser avec des ondulations importantes autour de sa valeur de consigne.

Figure (II.24) présente la trajectoire de tensions statoriques sur le plan biphasé (α, β). on constate que les huit vecteurs de tension sont montrés d'une façon bien claire appliquée par le contrôleur de la DTC alimentée avec un onduleur à deux niveaux.

On peut conclure que l'ensemble des six vecteurs tension actifs fournis par l'onduleur à deux niveaux est suffisant pour garantir la stabilité de la régulation découplée du couple et du flux statorique.

II.14. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons tout d'abord présenté les principaux concepts de base de la commande directe du couple (DTC) appliquée sur un moteur asynchrone avec l'utilisation d'un onduleur de tension à deux niveaux.

Nous avons vu comment s'effectue le contrôle du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tensions de l'onduleur.

L'exactitude dans l'estimation du couple électromagnétique dépend essentiellement de la précision de l'estimation du flux statorique. De plus, des tables de commutation pour le choix du vecteur tension dont la sortie sont proposées. Ainsi le contrôle direct du couple ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine, sauf au démarrage. Pour cela un capteur de position est proposé.

Les correcteurs à hystérésis, grâce à leur simplicité sont les correcteurs bien adaptés pour la DTC, la résistance statorique est le seul paramètre de la machine qui est utilisé dans le système de contrôle.

Les résultats de simulation nous ont permis d'apprécier une excellente performance dynamique du couple développé et du flux statorique, et la bonne robustesse vis-à-vis de la variation du couple de charge qu'offre cette technique. Par contre, la maîtrise de la fréquence de commutation reste toujours un inconvénient majeur pour cette stratégie à cause de la présence des régulateurs à hystérésis.

Le comportement de la DTC est relié directement aux contrôleurs du couple et du flux. L'ondulation observée dans le couple et le flux est affectée par le choix des valeurs de la bande hystérésis. Elle doit diminuer le plus possible cette ondulation puisqu'elle cause des vibrations et des bruits audible dans le moteur. Ces ondulations entraînent un vieillissement précoce de certains des composants de la machine.

Pour pallier à ces problèmes, la solution qu'on a envisagée consiste à utiliser un système de commande avec la technique de la logique floue.

*Chapitre III : Généralité Sur la Logique
Floue*

III.1. Introduction :

La logique floue (fuzzy logic) est une branche de l'intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps. Cette méthode de réglage a été introduite à large échelle au Japon. Cependant, plus récemment elle est de plus en plus appliquée en Europe. Les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système et un traitement analytique à l'aide de fonction de transfert ou d'équations d'état. Par contre le réglage par logique floue donne une approche plutôt programmatique, permettant d'inclure les expériences acquises par les opérateurs. Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh de l'université de Californie de Berkeley [19].

Cette nouvelle théorie a été appliquée initialement dans des domaines non techniques, tel que le commerce ou la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts. Les premières applications de la logique floue au niveau des systèmes de réglage ne parurent que dès 1975. Ce sont les Japonais qui commencent à l'utiliser dans des produits industriels pour résoudre les problèmes de réglage et de commande, et récemment en Europe, une intense activité de recherche a été introduite afin d'exploiter ce principe de réglage [18].

Le contrôleur flou apparaît utile pour tous systèmes complexes et non linéaires dans lesquels la modélisation est difficile ou impossible. Son intérêt réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague.

A travers ce chapitre, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un réglage par logique floue. Suit auxquels nous allons introduire les bases et constituants du régulateur flou.

III.2. Historique de la Logique Floue :

Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude 'd'Heisenberg' développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30 qui ont conduit au développement de la "logique à valeurs multiples". En 1937, le philosophe 'Max Black' a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies $\{0, 1/2 \text{ et } 1\}$, pour classer les éléments ou les symboles. Mais ce n'est qu'en 1965 que les bases théoriques de cette logique sont proposées par le professeur Lotfi Zadeh de l'université de Californie de Berkeley, dans un article intitulé «Fuzzy sets» (Ensembles flous). Cet automaticien, de réputation internationale, a depuis réalisé de nombreuses avancées théoriques qui ont contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, dans le but de palier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle [19].

Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue:

- **En 1965** : Lotfi Zadeh propose d'appliquer la logique floue pour résoudre les problèmes de réglage ;
- **En 1974** : le professeur Mamdani propose à Londres, une première application très encourageante du réglage par la logique floue et développe une stratégie pour le contrôle d'une chaudière à vapeur ;

- **En 1978** : c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue;
- **En 1983** : c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec succès ;
- A partir de **1980**, la logique floue est introduite par le chercheur T.Sajino au Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (**1987**) et le lave-linge Aïsaïgo Pay Fuzzy de Matsushita (**1990**) [18].

III.3. Définition :

La logique floue est une technique de traitement des incertitudes et a pour objet : la représentation des connaissances imprécises, elle est basée sur des termes linguistiques comme petit, grande, moyen...etc.

Logique floue : « logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, autre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec une certaine probabilité » [20].

III.3.1. But de la Commande Floue :

La commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande classique de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue) [21].

III.4. Principe de la Logique Floue :

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [6].

III.5. Domaines D'application :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [20]:

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...)
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.) ;
- Systèmes autonomes mobiles ;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...)
- Systèmes de conditionnement d'ambiance ;

- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance ;
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin ;

III.6. Notions de Base de la Logique Floue :

III.6.1. Ensemble Binaire et Ensemble Flou :

En logique booléenne, L'ensemble binaire est défini par sa fonction caractéristique d'un élément x , prend uniquement les valeurs 0 et 1.

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément x à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe alors que L'ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance μ à valeurs dans l'intervalle $[0,1]$.

Considérons l'exemple suivant:

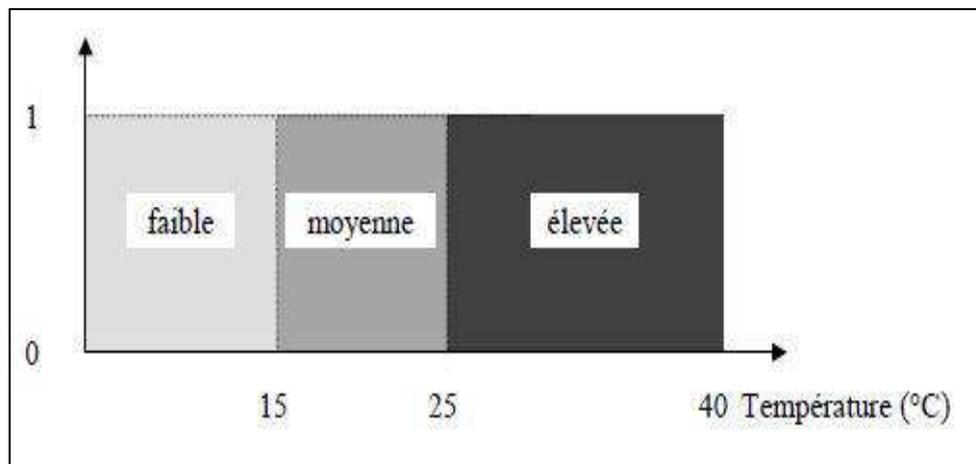


Figure III.1: Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne.

En logique binaire, le degré d'appartenance (μ) ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1). La température peut être :

- Faible : $\mu_{\text{faible}}(T) = 1, \mu_{\text{moyenne}}(T)=0, \mu_{\text{élevée}}(T)=0$;
- Moyenne : $\mu_{\text{faible}}(T) = 0, \mu_{\text{moyenne}}(T)=1, \mu_{\text{élevée}}(T)=0$;
- Elevée : $\mu_{\text{faible}}(T) = 0, \mu_{\text{moyenne}}(T)=0, \mu_{\text{élevée}}(T)=1$;

C'est-à-dire elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.

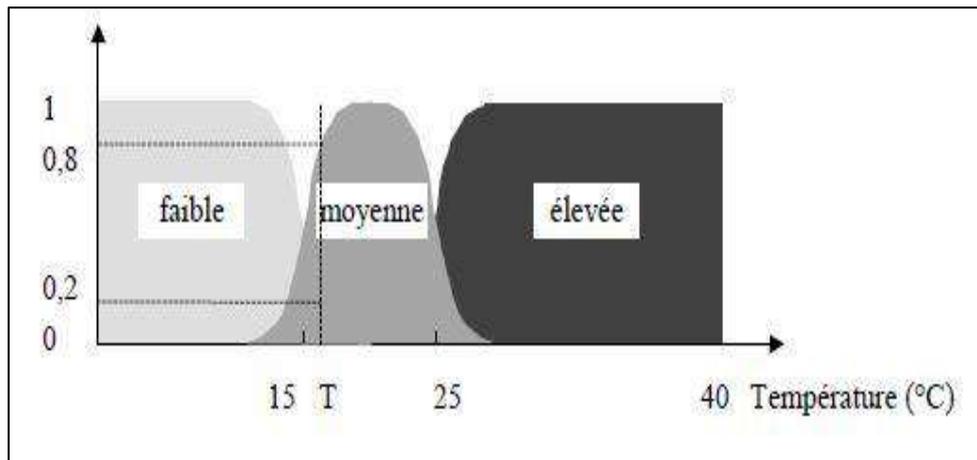


Figure III.2: Exemple d'ensembles considérés en logique floue.

Dans la logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 inclus [1].

Dans notre exemple, la variable floue est la température, l'univers de discours est l'ensemble des réels de l'intervalle [0, 40]. On attribue à ces variables trois sous-ensembles flous : faible, moyenne et élevée. Chacun est caractérisé par sa fonction d'appartenance : $\mu_{\text{faible}}(T)$, $\mu_{\text{moyenne}}(T)$ et $\mu_{\text{élevée}}(T)$ [5].

Par exemple, $\mu_{\text{moyenne}}(T)$ permet de quantifier le fait que la température puisse être considérée comme moyenne. Pour obtenir le degré d'appartenance d'une valeur donnée de la variable linguistique, relatif à un sous-ensemble flou, il suffit de projeter verticalement cette valeur sur la fonction d'appartenance correspondant à ce sous-ensemble flou [1].

Dans ce cas, la température peut être considérée, à la fois, comme faible avec un degré d'appartenance de 0,2 et comme moyenne avec un degré d'appartenance de 0,8 la figure (III.2) [5].

$$\mu_{\text{faible}}(T) = 0.2 \text{ , } \mu_{\text{moyenne}}(T)=0.8 \text{ , } \mu_{\text{élevée}}(T)=0$$

III.6.1.1. Propriétés des Ensembles Flous :

- **Support :**

On appelle "support" d'un ensemble flou A dans U l'ensemble ordinaire de point u dans U tel que $\mu_A(u) > 0$. Il est noté par $S(A)$, et défini par [23]:

$$S(A) = \{ u \in U / \mu_A(u) > 0 \} \tag{III.1}$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton est appelé « singleton flou ».

- **Hauteur :**

La "hauteur " d'un ensemble flou A est la plus grande valeur du degré d'appartenance $\mu_A(u)$. Elle est notée par $hgt(A)$ et définie par [23] :

$$hgt(A) = \max_{u \in U} \mu_A(u) \quad (III.2)$$

Un ensemble flou A est appelé normal si $hgt(A) = 1$, et sous normal si $hgt(A) < 1$.

- **Noyau :**

Le noyau d'un ensemble flou A , noté $C(A)$ est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles u dans U de A . Il est noté par $C(A)$ et défini comme suit [23]:

$$C(A) = \{ u \in U / \mu_A(u) = 0 \} \quad (III.3)$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé la valeur module de A .

III.6.2. Fonction d'Appartenance :

III.6.2.1. Définition :

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu_A(x)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné [1] [20].

Si l'ensemble de référence est discret, les fonctions d'appartenance sont des valeurs discrètes de l'intervalle $[0,1]$. Si l'univers du discours est un ensemble continu, nous pouvons représenter ces valeurs analytiquement comme fonction d'appartenance.

III.6.2.2. Différentes Formes pour Les Fonctions d'Appartenance :

En générale, on utilise pour les fonctions d'appartenance quatre formes géométriques : trapézoïdale, triangulaire, monotones (Croissantes ou décroissantes), et de cloche (gaussienne). Les deux premières formes sont les plus souvent employées en raison de leur simplicité.

Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage logique flou, ces deux formes ne sont pas suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, la forme cloche Figure (III.6), qui donne dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous, peut être utilisée [22].

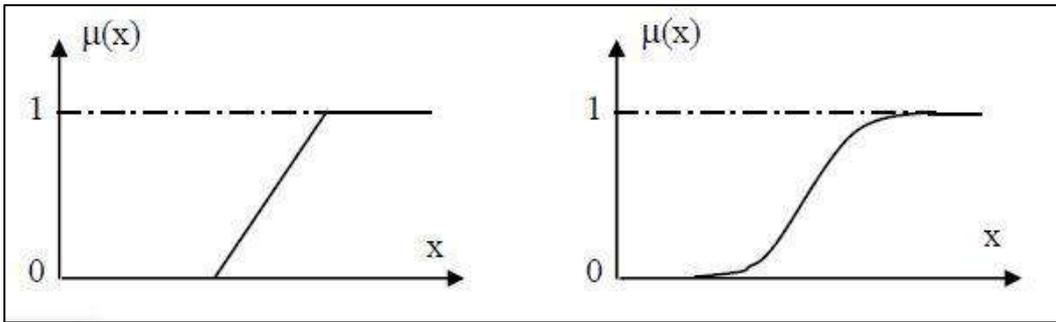


Figure III.3 : Exemples de fonctions d'appartenance monotones croissantes.

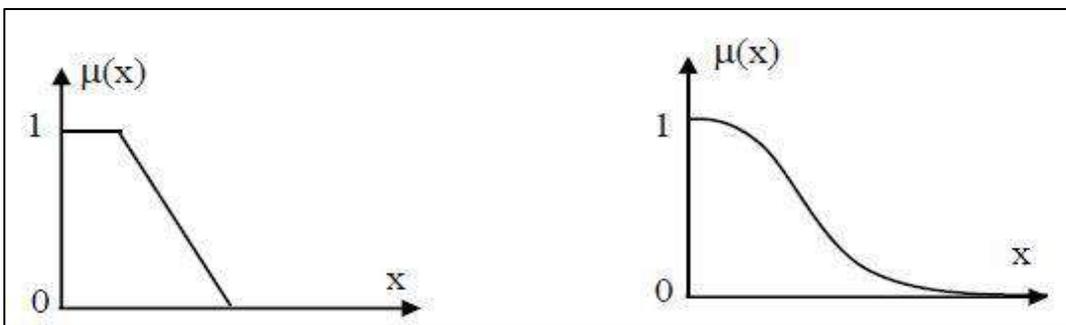


Figure III.4 : Exemples de fonctions d'appartenance monotones décroissantes.

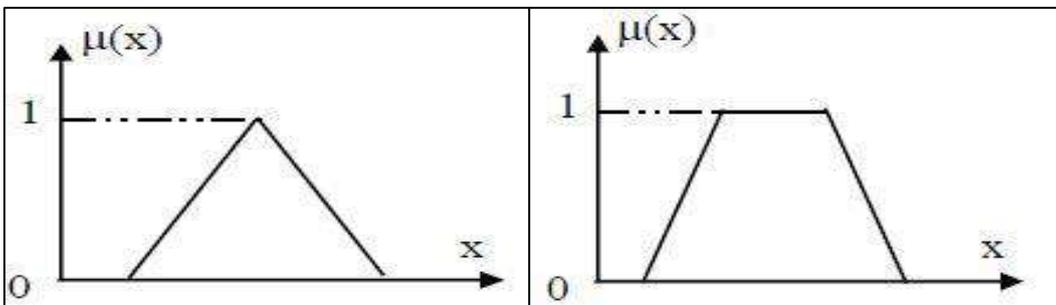


Figure III.5 : Exemples de fonctions d'appartenance triangulaire et trapézoïdale.

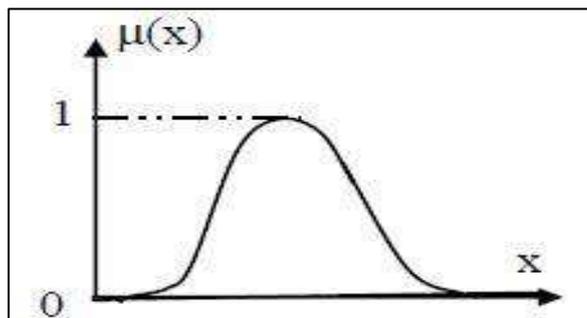


Figure III.6: Exemple de fonctions d'appartenance gaussienne.

III.6.3. Univers de Discours :

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A . Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue ' x ' [6].

III.6.4. Variables Linguistiques :

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme "quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit ...etc.". Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue [20].

III.7. Opérations sur Les Ensembles Flous :

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit les opérations de base sur les ensembles flous comme suit :

III.7.1. Union (opérateur "OU") :

L'union de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué des éléments de X affecté du plus grand de leurs deux degrés d'appartenance [5]. elle est définie comme l'ensemble flou $A \cup B$, tel que :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (III.4)$$

III.7.2. Intersection (opérateur "ET") :

L'intersection de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué des éléments de X affecté du plus petit de leurs deux degrés d'appartenance [5]. Elle est définie comme l'ensemble flou $A \cap B$, tel que :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (III.5)$$

III.7.3. Complémentation (opérateur "NON") :

La fonction d'appartenance du complément d'un ensemble. L'opérateur "non" est réalisé par:

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (III.6)$$

III.8. Implication Floue :

Considérons une règle floue de la forme «*Si x est A alors y est B* », construite à partir de deux variables linguistiques. L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité entre les propositions floues élémentaires «*x est A* » et «*y est B* » à partir des valeurs de la prémisse d'une part, et celles de la conclusion d'autre part. Elle est définie comme suit [5]:

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III.7})$$

Pour connaître le degré de vérité de la proposition floue, nous devons définir l'implication floue. Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont les implications de MAMDANI et de LARSEN [5].

➤ **Implication de MAMDANI :**

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III.8})$$

➤ **Implication de LARSEN :**

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y) \quad (\text{III.9})$$

III.9. Raisonnement Flou :

En commande, le raisonnement flou se base sur deux règles : à savoir, le modus ponens généralisé et le modus tollens généralisé.

On rappelle qu'en logique classique le modus ponens permet, à partir de la règle «*Si x est A alors y est B* » et du fait «*x est A* », de conclure le fait «*y est B* ». Zadeh a étendu ce principe au cas flou, principe que l'on appelle alors modus ponens généralisé [24].

- Le modus ponens et le modus ponens généralisé. Se résumant comme suit :

	Modus Ponens	Modus Ponens Généralisé
Fait	<i>x est A</i>	<i>x est A'</i>
Règle	<i>Si x est A alors y est B</i>	<i>Si x est A alors y est B</i>
Déduction (conséquence)	<i>y est B</i>	<i>y est B'</i>

A partir de la règle «*Si A alors B* » et du fait «*A'*», on déduit un nouveau fait «*B'* ».

- La deuxième règle est le modus tollens généralisé, son principe est :

	Modus Ponens	Modus Ponens Généralisé
Fait	<i>y est B</i>	<i>y est B'</i>
Règle	<i>Si x est A alors y est B</i>	<i>Si x est A alors y est B</i>
Déduction (conséquence)	<i>x est A</i>	<i>x est A'</i>

A partir de la règle «*Si A alors B* » et du fait «*B'*», on déduit un nouveau fait «*A'* ».

III.10. Régulateur Flou :

La commande par la logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction 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. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique [22].

III.10.1. Structure d'un Régulateur Floue :

Dans cette section, nous allons présenter la structure générale de la conception d'un régulateur par logique floue.

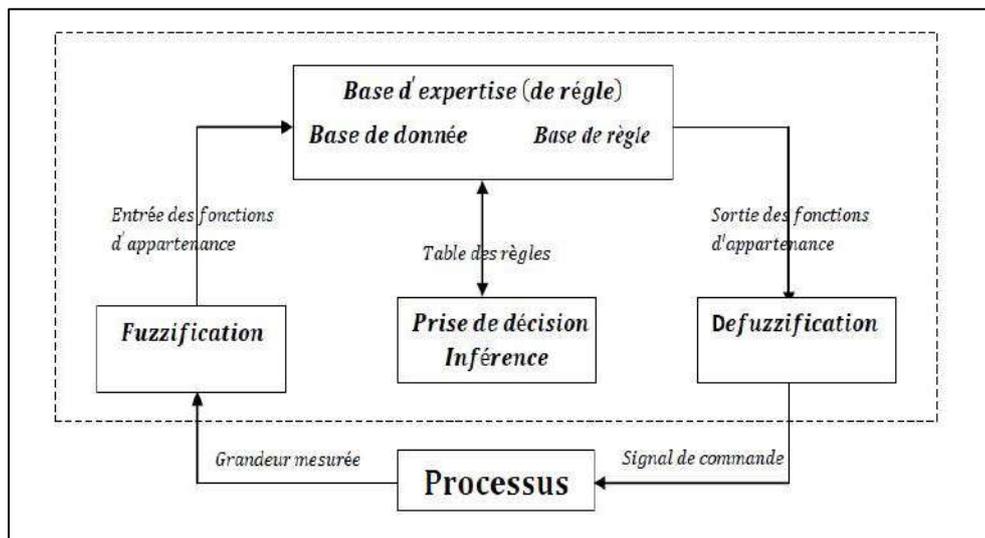


Figure III.7 : Structure d'un régulateur flou.

Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit [22]:

1) **Le bloc fuzzification** effectue les fonctions suivantes:

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées;
- effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous.

2) **Le bloc base de connaissance** comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en "**base de données**" et en "**base de règles linguistiques mues de commande**".

- la base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un **RLF**;
 - la base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.
- 3) **Le bloc inférence** est le cœur d'un RLF, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue.
- 4) **Le bloc défuzzification** effectue les fonctions suivantes :
- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie;
 - effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

III.10.2. Principe d'un Régulateur Floue :

Le contrôleur flou comporte essentiellement quatre parties : une interface de fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de défuzzification.

III.10.2.1. Interface de Fuzzification :

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. La fuzzification est l'opération d'adaptation des variables d'entrées physiques réelles et l'attribution d'un ensemble flou [28]. En utilisant pour cela des variables linguistiques représentées d'appartenance l'incertitude mathématiquement par des fonctions qui quantifient relative à l'appartenance de la variable à cet ensemble. Ces variables linguistiques sont choisies d'une façon à modéliser les observations être humain qui qualifier a un phénomène de positif, négatif, nul, petit, grand ou moyenetc. Aussi, l'adaptation des entrées permet d'assuré l'appartenance de celles-ci à l'univers de discours choisi. La dernière étape de la fuzzification est de généré les degrés d'appartenances à chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance.

III.10.2.2. Base des Règles :

Cette étape, comporte l'ensemble des définitions utilisées dans la commande par la logique floue [28], ainsi qu'elle est composée de l'ensemble des informations et des connaissances dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Elle permet de déterminer le signal de sortie du contrôleur flou et exprime la relation qui existe entre les variables d'entrées transformées en variables linguistiques et les variables de sortie converties également en variables linguistiques. Ainsi, elle est constituée par une collection de règles données sous la forme « Si Alors..... ».

- SI (l'ensemble des conditions sont satisfaisantes),
- ALORS (l'ensemble des conséquences peuvent être supposées).

III.10.2.3. Logique de Prise de Décision (INFERENCE FLOUE) :

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 commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence de la logique floue. Elle utilise les variables floues transformées par la fuzzification et les règles d'inférence pour créer et déterminer les variables floues de sortie, en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenance [27]. Pour exprimer les inférences ils existent plusieurs possibilités à savoir par description :

✓ **Linguistique:**

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant [1] :

SI (la température est élevée ET la vitesse est faible) ALORS la tension est grande positive,
Où,

SI (la température est moyenne ET la vitesse est faible) ALORS la tension est positive.

✓ **Symbolique :**

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

✓ **Par matrice d'inférence :**

On peut écrire les règles d'inférence sous forme d'une matrice appelée Matrice d'inférence, qui est généralement antisymétrique. A titre d'exemple, si on considère un contrôleur flou à deux entrées caractérisées par trois ensembles flous et une sortie, alors la matrice d'inférence peut prendre la forme suivante [20] :

$X_2 \backslash X_1$	F_1^1	F_1^2	F_1^3
F_2^1	G^1	G^4	G^7
F_2^2	G^2	G^5	G^8
F_2^3	G^3	G^6	G^9

Tableau III.1 : matrice d'inférence floue.

Avec :

X_1 et X_2 : Les variables d'entrées ;

$F_1^1, F_1^2, F_1^3, F_2^1, F_2^2$ et F_2^3 : Les ensembles flous des variables d'entrées ;

$G^1, G^2, G^3, G^4, G^5, G^6, G^7, G^8$ et G^9 : Les ensembles flous des variables de sorties.

Pour le réglage par logique floue, il est utilisé en général une des méthodes suivantes :

- ✓ Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de MAMDANI) ;
- ✓ Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de LARSEN) ;
- ✓ Méthode d'inférence Somme-Produit.

Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont ils vont être réalisés par les opérateurs «ET » et « OU » utilisés dans les règles d'inférence.

III.10.2.3.1.Méthode d'Inférence Max-Min (Méthode de MAMDANI) :

Cette méthode réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction Max. La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou "implication de MAMDANI", est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence [5].

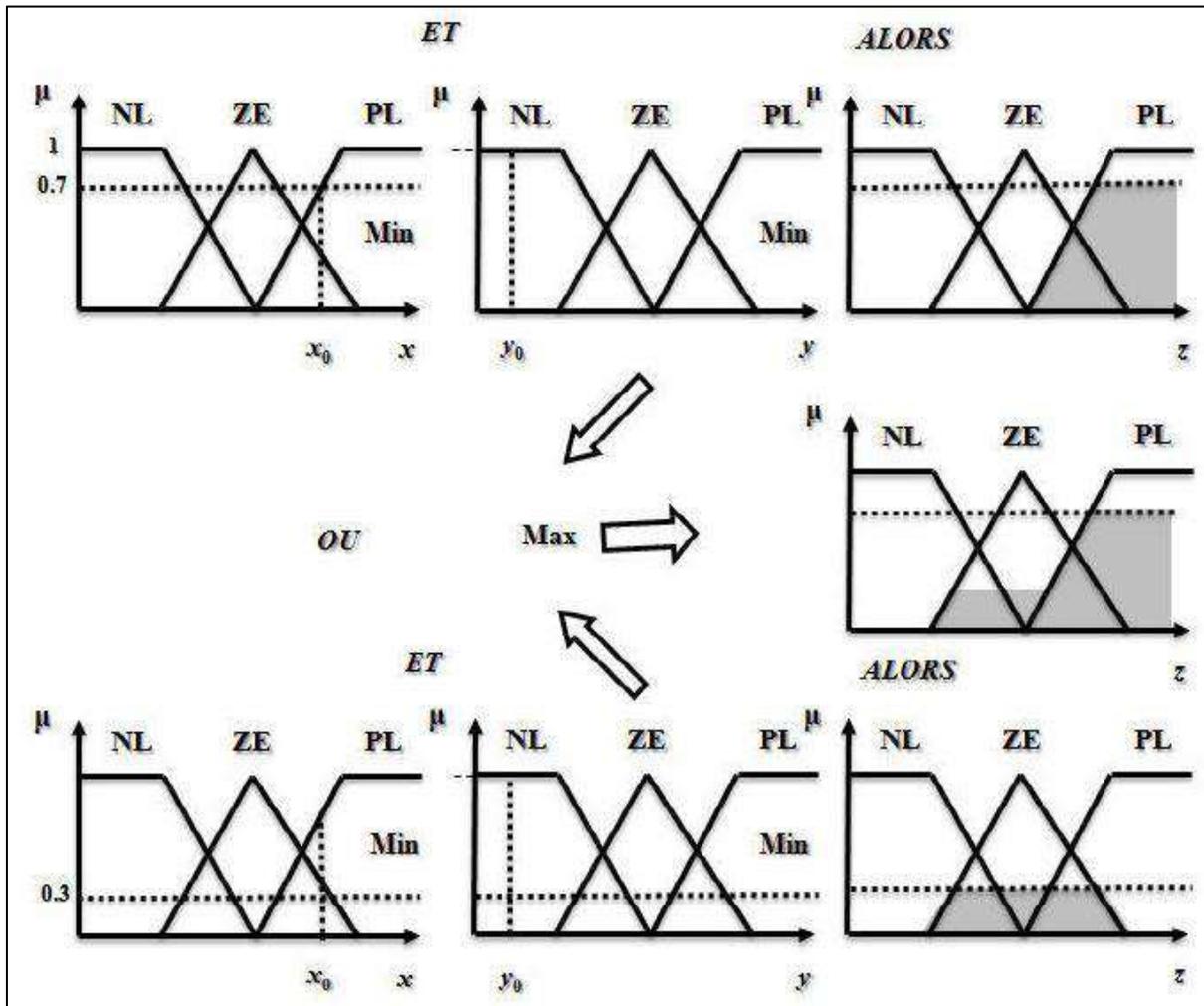


Figure III.8 : Exemple d'inférence Max-Min (MAMDANI).

III.10.2.3.2. Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de LARSEN) :

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion "ALORS". On l'appelle également "implication de LARSEN". D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité [5].

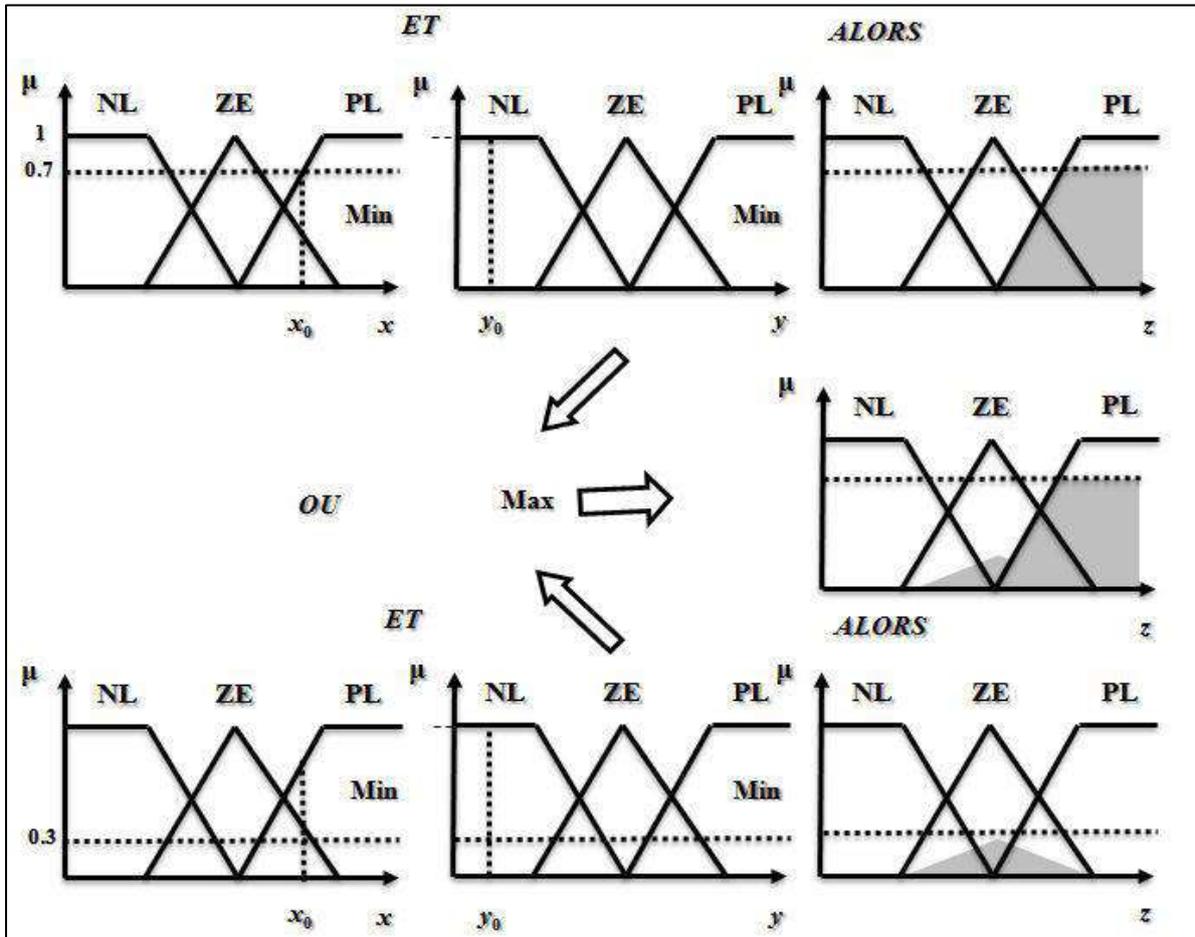


Figure III.9 : Exemple d'inférence Max-Produit (LARSEN).

III.10.2.3.3. Méthode Somme-Produit :

Dans ce cas, l'opérateur "ET" est réalisé par le produit, de même que la conclusion l'opérateur "ALORS". Cependant "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance de l'inférence.

D'autres intervenant dans méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité [1].

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 »

Opérateurs flous Méthodes d'inférences	<i>Et</i>	<i>Ou</i>	<i>Alors</i>
<i>Max-Min</i>	<i>Minimum</i>	<i>Maximum</i>	<i>Minimum</i>
<i>Max-Produit</i>	<i>Minimum</i>	<i>Maximum</i>	<i>Produit</i>
<i>Somme-Produit</i>	<i>Produit</i>	<i>Moyenne</i>	<i>Produit</i>

Tableau III.2 : *Méthodes usuelles de l'inférence floue.*

III.10.3. La Défuzzification :

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération [27].

Ces méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu_{rés}(X_R)$ pour la variable de sortie X_R . L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de cette dernière la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. On doit souvent prévoir un traitement de signal de sortie et sa conversion numérique – analogique.

Le choix d'une méthode de défuzzification est un point très délicat lors de l'élaboration d'une technique de contrôle en logique floue. Celui-ci conditionnera en effet grandement l'évolution dynamique de la commande [6]. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou. Parmi les plus couramment utilisées, on cite [4] :

- Méthode du maximum
- Méthode de centre de gravité
- Méthode des hauteurs pondérées
- Méthode de moyenne des maximums.

III.10.3.1. Méthode par Valeur Maximum :

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance [17]. Cette méthode est rapide et facile, mais présente certains inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale et ne tient pas compte de l'effet de toutes les règles.

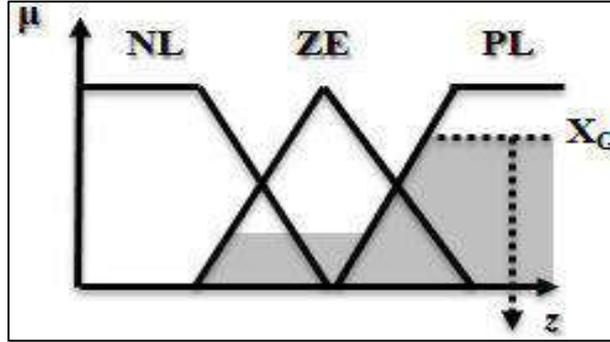


Figure III.10 : Défuzzification par valeur maximum.

III.10.3.2. Méthode du Centre de Gravité :

C'est la méthode de défuzzification la plus courante (car elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision) [20], malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur [4]. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante:

$$zG = \frac{\int z\mu_{rés}(z)dz}{\int \mu_{rés}(z)dz} \quad (III.10)$$

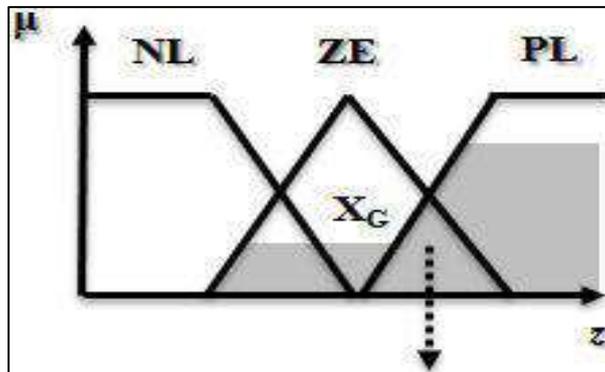


Figure III.11 : Défuzzification par le centre de gravité.

III.10.3.3. Méthode des Hauteurs Pondérées:

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$z = \frac{\sum_{i=1}^n z_i \cdot \mu_{Ri}(z)}{\sum \mu_{Ri}(z)} \quad (III.11)$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des barres (rectangles de largeurs étroites).

Où μ_{Ri} est le degré de confiance ou d'activation de la règle Ri et x est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle Ri .

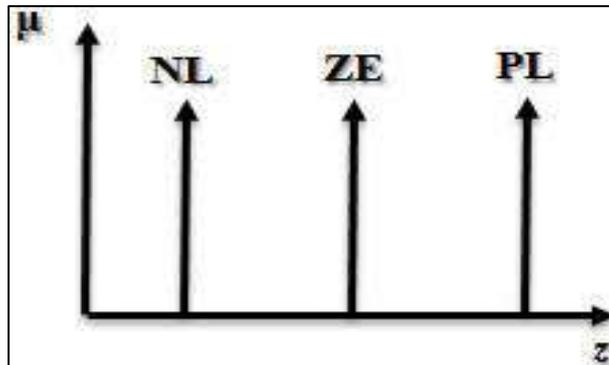


Figure III.12 : Défuzzification par les hauteurs pondérées.

III.10.3.4. Méthode de la Moyenne des Maximums :

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale [20].

III.11. Avantages et Inconvénients la Commande par Logique Floue :

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages.

III.11.1. Les Avantages [20] :

- ✓ La non-nécessité d'une modélisation mathématique (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable);
- ✓ La possibilité d'implanter des connaissances linguistiques de l'opérateur de processus;
- ✓ La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser) ;
- ✓ A l'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire);
- ✓ Deux solutions sont possibles: solution par logiciels (par microprocesseur, DSP et PC) ou solution matérielle (par fuzzy processeurs) ;
- ✓ L'emploi possible aussi pour les processus rapides (grâce à des processeurs dédiés) ;
- ✓ La réduction du temps de développement et de la maintenance ;
- ✓ La simplicité de définition et de conception.

III.11.2. Les Inconvénients [20] :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile) ;
- l'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable);
- la possibilité d'apparition de cycles limites cause de fonctionnement non linéaire;
- la cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

III.12 : Conclusion :

Le présent chapitre a été consacré à la présentation des notions de base de la logique floue et les aspects de cette technique, ainsi que la conception d'un contrôleur flou.

Dans tous ces cas, l'intérêt majeur de la logique floue en commande réside dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques facilement interprétables.

À l'utilisation de la logique floue en commande. L'accent a particulièrement été mis sur les différentes étapes dans le traitement, des règles d'un contrôleur flou.

***Chapitre IV : Commande Directe du
Couple Appliquée sur
un Onduleur à Deux Niveaux par
la Logique Floue***

IV.1. Introduction :

Dans le contrôle direct du couple conventionnel, on a vu que l'utilisation des erreurs du couple et du flux permet de choisir directement l'état de commutation sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite. Par ailleurs, l'état de commutation choisi pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple et du flux est la même qu'en fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre.

Les performances du système peuvent être améliorées si on sélectionne le vecteur tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution [32] [9].

Cette fonction d'erreur est la différence entre une grandeur calculée à partir des informations fournies par la commande et de la grandeur équivalente déterminée à partir des mesures.

Cependant les principes de la logique floue, et l'utilisation du concept d'ensemble flou, peuvent être appliqués à beaucoup des problèmes où la manipulation de l'imprécis ou vague est indispensable. Nous verrons, par la suite, l'avantage que ce mode de raisonnement peut apporter à partir des règles d'expertise définies par les entrées (erreur, dérivé de l'erreur en générale) de la fonction définie [9].

Dans la première partie de ce chapitre, on s'intéresse au remplacement du régulateur classique (à hystérésis) du flux et du couple électromagnétique, au sein de la commande directe du couple, par un régulateur flou. Les régulateurs utilisés possèdent trois ensembles flous par variable pour le cas du flux et cinq pour le couple [4].

En deuxième lieu, nous traiterons en détail l'application de la régulation par logique floue à la commande directe du couple avec la présentation et discussion des résultats de simulations [5].

IV.2. La DTC avec le Régulateur Flou :

Le schéma synoptique de la commande floue directe du couple (DTFC) d'une machine asynchrone est montrée dans la figure (IV.1). Un contrôleur flou a été inséré pour remplacer les contrôleurs à hystérésis classique et la table de commutation en même temps [33], pour avoir les meilleures performances de la DTC. La valeur estimée du flux statorique est comparé à sa valeur souhaitée. La valeur estimée du couple électromagnétique est comparée au couple de référence. les erreurs du flux , du couple et de l'angle de position du flux statorique sont fuzzifiés en plusieurs sous-ensembles flous pour sélectionner un vecteur de tension afin de conduire le couple et le flux vers leurs valeurs de référence de façon optimale avec une réponse rapide de couple [34][35].

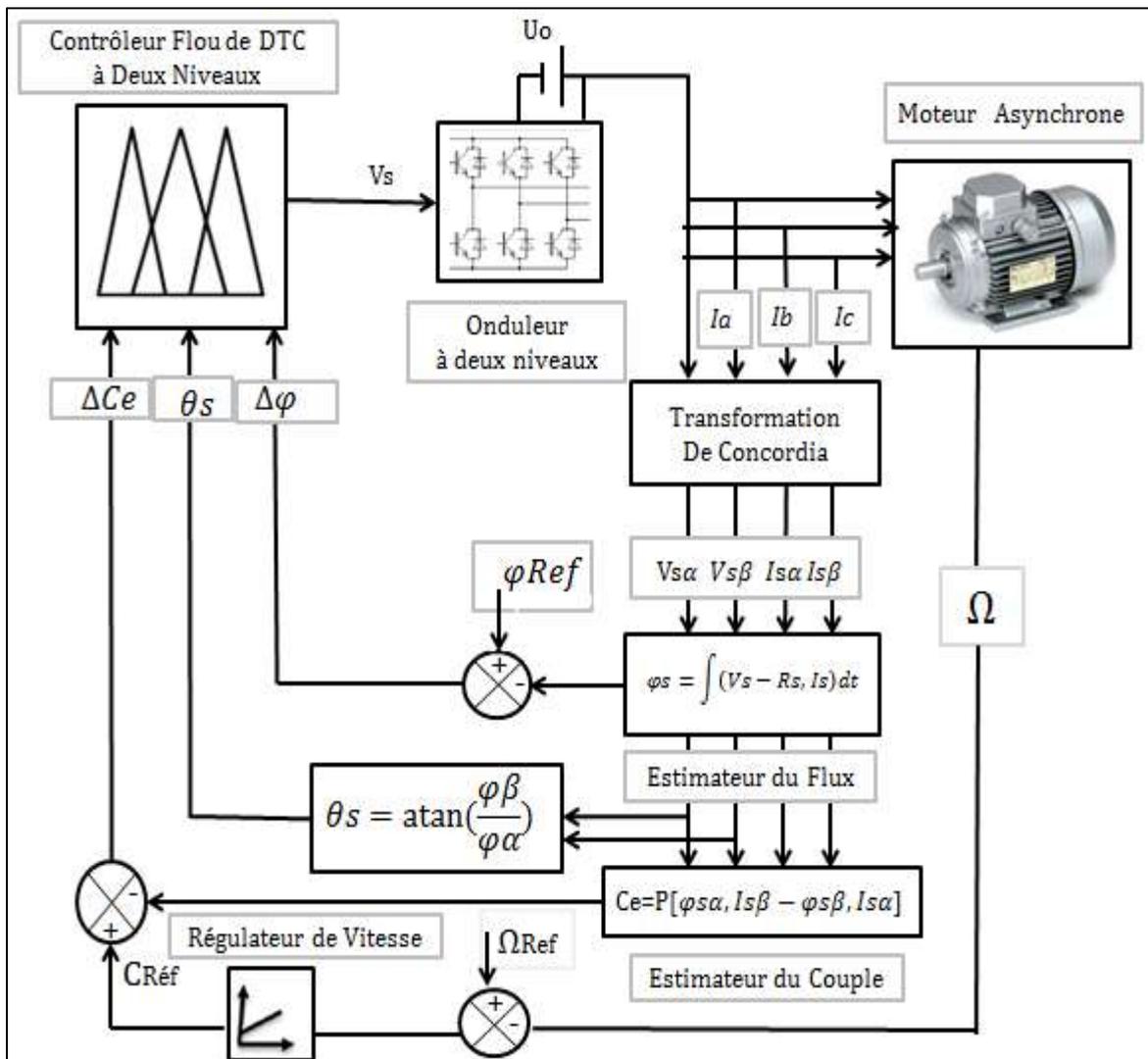


Figure IV.1 : Schéma synoptique de la commande floue directe du couple pour une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux.

IV.3. Choix des Fonctions d'Appartenances :

Les fonctions d'appartenances trapézoïdales et triangulaires sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [9].

IV.4. La Description de Régulateur DTC-Flou :

Ce régulateur contient, en entrée trois variables représentent, l'erreur du couple, l'erreur du flux, l'angle de flux statorique et à la sortie une variable qui détermine le vecteur de tension choisi.

Comme nous avons mentionné précédemment que chaque régulateur flou est construit de trois étapes essentielles qui sont : fuzzification, inférence floue et défuzzification.

IV.4.1. Fuzzification :

Dans ce contrôleur qui est à base de la logique floue, il y a trois entrées, qui sont l'erreur de flux, l'erreur du couple et l'angle de flux statorique. Elles sont définies comme suit :

$$\begin{cases} \Delta\varphi_s = \varphi_s^* - \varphi_s \\ \Delta C_{em} = C_{em}^* - C_{em} \\ \theta_s = \arctan\left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}\right) \end{cases} \quad (IV.1)$$

IV.4.1.1. L'erreur de Flux Statorique :

Elle est représentée par un univers de discours, qui est divisé en trois ensembles flous : Erreur du flux est nulle (ZE) définit par la fonction d'appartenance triangulaire, négative (N), et positive (P), qui sont définis par la fonction d'appartenance de la forme trapézoïdale comme la figure (IV.2) montre.

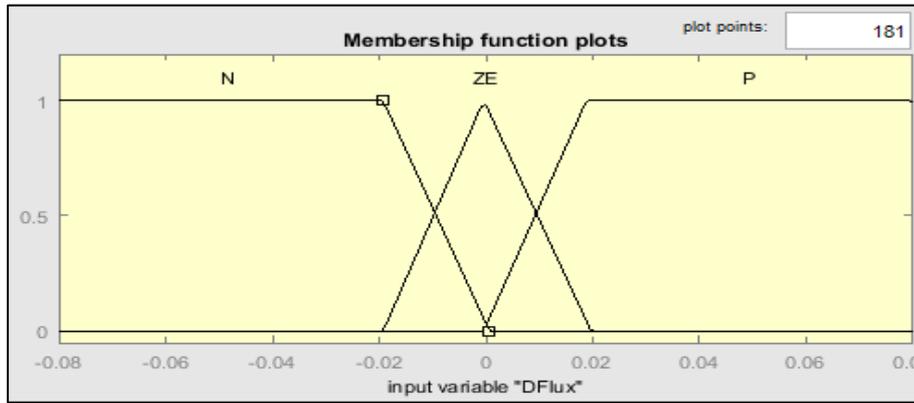


Figure IV.2 : Fonctions d'appartenance de l'erreur du flux.

IV.4.1.2. L'erreur de Couple :

Son univers de discours est divisé en cinq sous-ensembles suivants : Erreur de valeur grand positif (PL) et grand négatif (NL) par des fonctions d'appartenances trapézoïdales , petit positif (PS), nulle (ZE), petit négatif (NS) par des fonctions d'appartenances triangulaires. La distribution de leurs fonctions d'appartenance est présentée par la figure (IV.3).

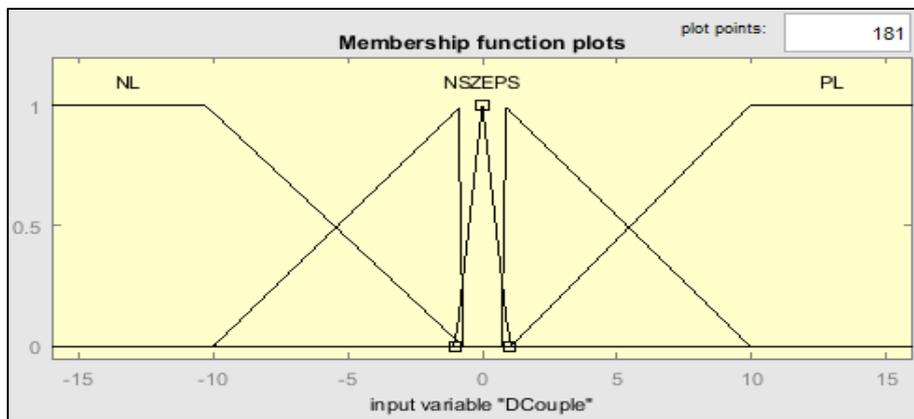


Figure IV.3 : Fonctions d'appartenance de l'erreur du couple.

IV.4.1.3. L'angle du Flux Statorique :

La position du flux dans le référentiel lié au stator est donnée par la relation suivante :

$$\theta_s = \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \tag{IV.2}$$

Elle peut être décrite par sept variables linguistiques ($\theta_1 \rightarrow \theta_7$) dont les fonctions d'appartenance sont représentées par une seule fonction d'appartenance de forme triangulaire, comme la figure (IV.4) montre :

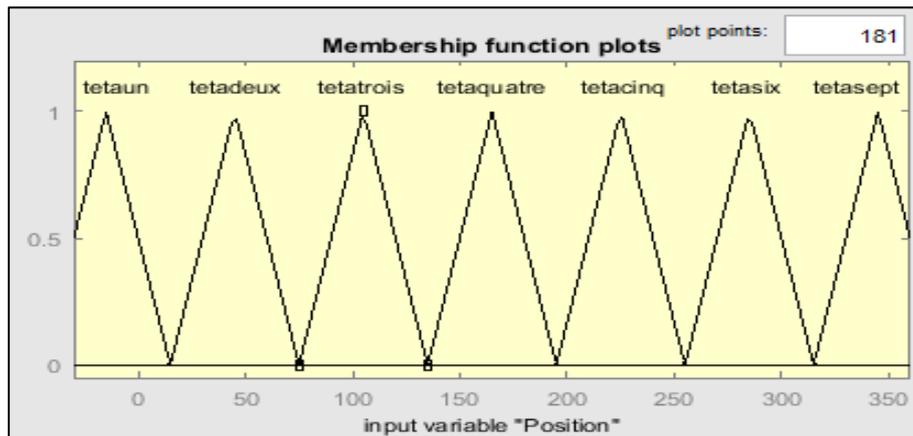


Figure IV.4 : Fonctions d'appartenance de l'angle du Flux Statorique.

IV.4.1.4. La Tension Produite :

Le contrôleur flou fournit dans sa sortie les vecteurs de tension choisis de V_0 jusqu'à V_6 représentés par des fonctions d'appartenance de forme triangulaire, la figure (IV.5).

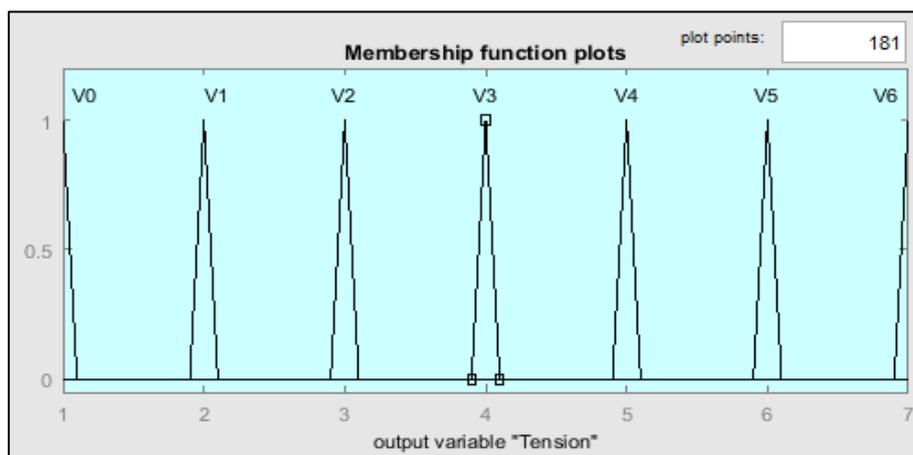


Figure IV.5 : Fonctions d'appartenance de la tension.

IV.4.2. L'Inférence Floue :

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sortie de la variable de commande 'n' des états de commutation de l'onduleur en fonction des signaux des variables d'entrée $\Delta\varphi_s$, ΔC_{em} et θ_s à partir des conditions linguistiques prenant en compte l'expérience prit par l'opérateur. Les règles de contrôle peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$R_i : Si \Delta\varphi_s \text{ est } A_i , \text{ et } \Delta C_{em} \text{ est } B_i \text{ et } \theta_s \text{ est } C_i \text{ Alors } n \text{ est } V_i$$

Ou A_i , B_i , C_i sont les ensembles flous.

L'algorithme de commande comporte alors 105 règles. Le traitement de ces règles se fera par procédé de Mamdani basé sur la méthode de Max-Min exprimée par :

$$\mu_{Ni}'(n) = \min(\alpha_i, \mu_{Ni}(n)) \tag{IV.3}$$

Avec :

$$\alpha_i = \min(\mu_{Ai}(\Delta\varphi_s), \mu_{Bi}(\Delta C_{em}), \mu_{Ci}(\theta_s)) \tag{IV.4}$$

Ou : μ_A , μ_B , μ_C et μ_N représentent les fonctions d'appartenance des ensembles A, B, C, N des variables $\Delta\varphi_s , \Delta C_{em} , \theta_s$ et n respectivement.

La fonction d'appartenance μ_N de la sortie est donnée par :

$$\mu_N(n) = \max_{i=1}^{105}(\alpha_i \cdot \mu_{Ni}'(n)) \tag{IV.5}$$

La valeur correspondante à $\mu_N(n)$ devrait ensuite être convertie par un autre algorithme à un vecteur de tension [1].

Le tableau suivant illustre les déférentes règles floues utilisées par l'algorithme de commutations de la commande directe du couple appliquée sur un onduleur à deux niveaux.

Angle θ_1 et θ_7				Angle θ_2				Angle θ_3			
$\Delta\varphi_s \backslash \Delta C_{em}$	P	ZE	N	$\Delta\varphi_s \backslash \Delta C_{em}$	P	ZE	N	$\Delta\varphi_s \backslash \Delta C_{em}$	P	ZE	N
PL	V1	V2	V2	PL	V2	V3	V3	PL	V3	V4	V4
PS	V2	V2	V3	PS	V3	V3	V4	PS	V4	V4	V5
ZE	V1	V0	V4	ZE	V2	V0	V5	ZE	V3	V0	V6
NS	V6	V5	V4	NS	V1	V6	V5	NS	V2	V1	V6
NL	V6	V5	V5	NL	V1	V6	V6	NL	V2	V1	V1

$\Delta\varphi_s \backslash \Delta C_{em}$	P	ZE	N
PL	V4	V5	V5
PS	V5	V5	V6
ZE	V4	V0	V1
NS	V3	V2	V1
NL	V3	V2	V2

$\Delta\varphi_s \backslash \Delta C_{em}$	P	ZE	N
PL	V5	V6	V6
PS	V6	V6	V1
ZE	V5	V0	V2
NS	V4	V3	V2
NL	V4	V3	V3

$\Delta\varphi_s \backslash \Delta C_{em}$	P	ZE	N
PL	V6	V1	V1
PS	V1	V1	V2
ZE	V6	V0	V3
NS	V5	V4	V3
NL	V5	V4	V4

Tableau IV.1 : Règles d'inférences floues appliquées sur le régulateur DTC.

IV.4.3. La Défuzzification :

Dans notre système, la méthode de la défuzzification utilisé est la méthode des hauteurs pondérées car le contrôle du couple et du flux par le vecteur tension est de nature discrète.

La fonction d'appartenance $\mu_{NS}(n)$ de la sortie est déterminée alors par :

$$\mu_{NS}(n) = \max_{i=0}^{12}(\mu_N(n)) \tag{IV.6}$$

La figure (IV.6), montre la surface floue du contrôleur flou proposé, elle représente les valeurs de sortie Vs en fonction des variations dans l'erreur sur le couple électromagnétique et l'erreur sur le flux statorique.

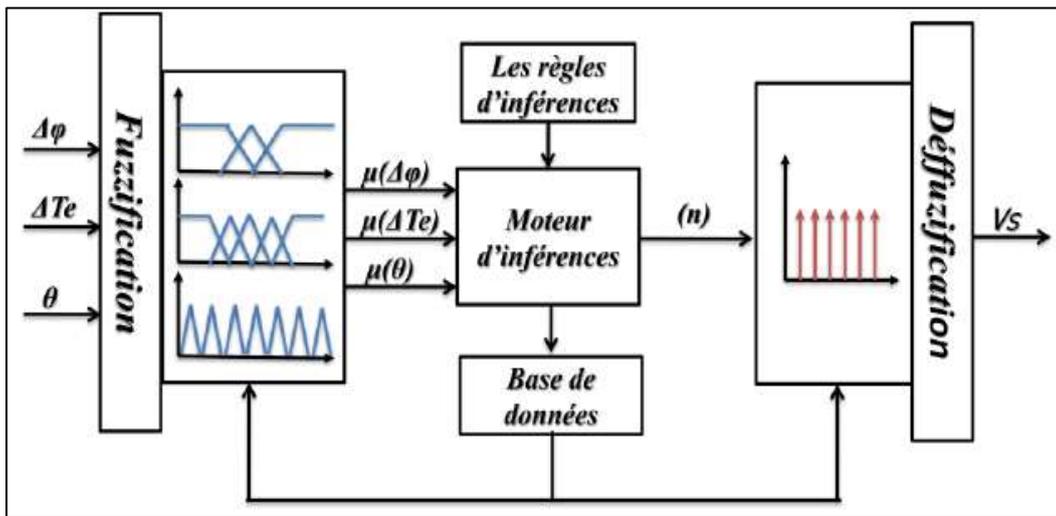


Figure IV.6: La structure finale du régulateur flou utilisé dans la DTC à deux niveaux.

La figure (IV.7) illustre la structure finale de régulateur flou de la commande directe du couple appliquée sur un onduleur à deux niveaux.

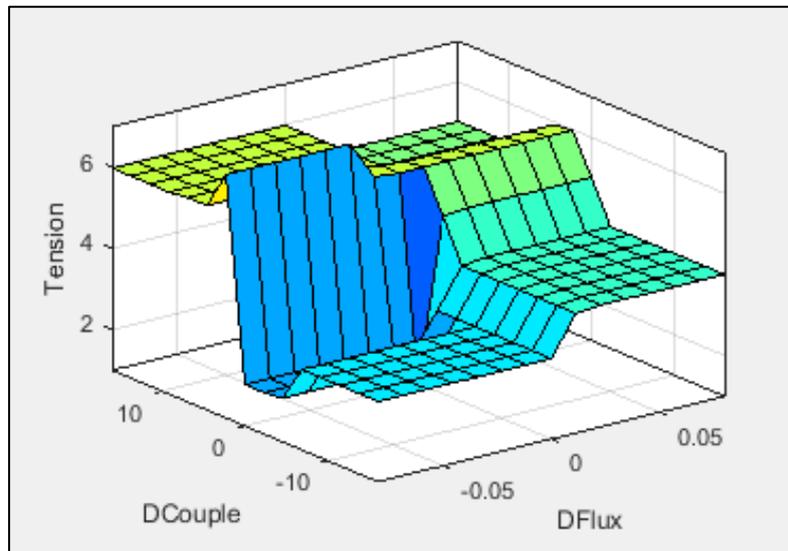


Figure IV.7 : Surface caractéristique du régulateur flou.

IV.5. Résultats de Simulation :

Les figure suivants présentent le comportement de la structure du contrôle direct du couple appliquée à la machine asynchrone de 1.5kW alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux pour une table de commutation à cinq niveaux du correcteur du couple et de trois niveaux du correcteur de flux.

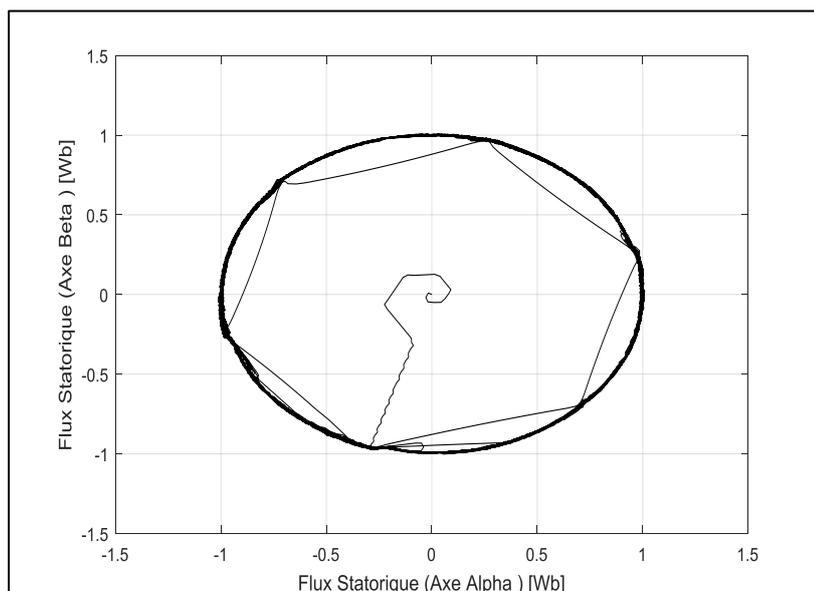


Figure IV.8 : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β) .

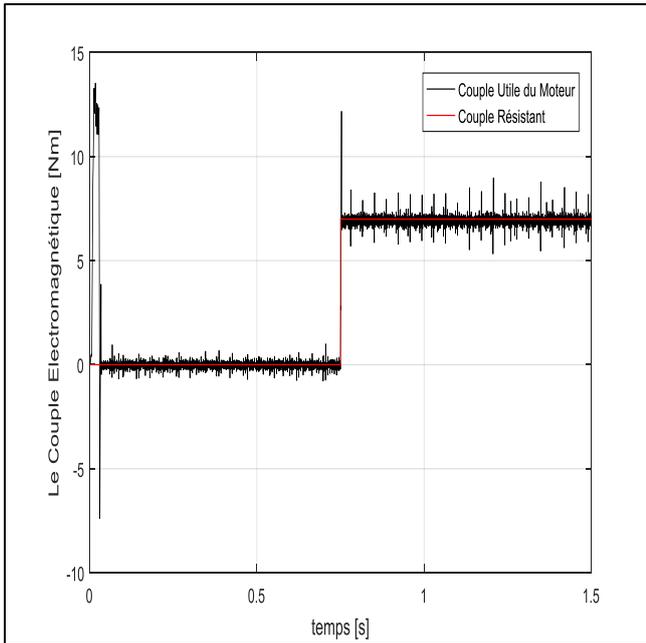


Figure IV.9 : La réponse du couple électromagnétique.

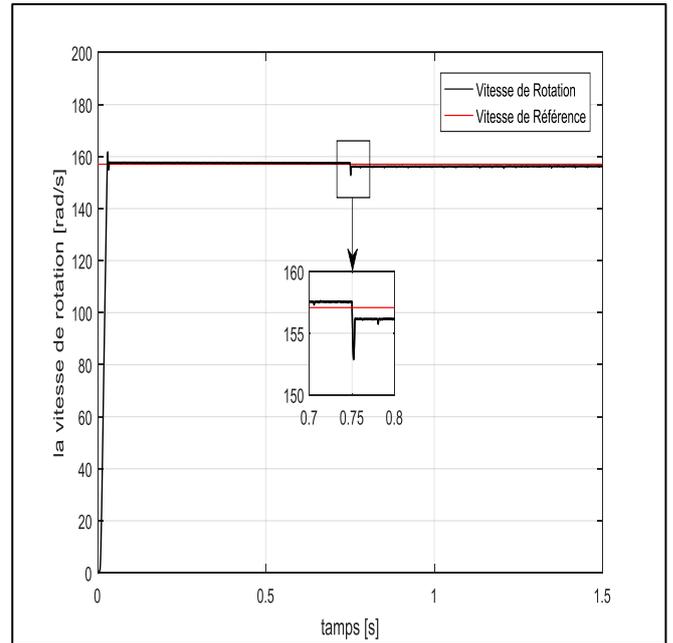


Figure IV.10 : La réponse de la vitesse de rotation.

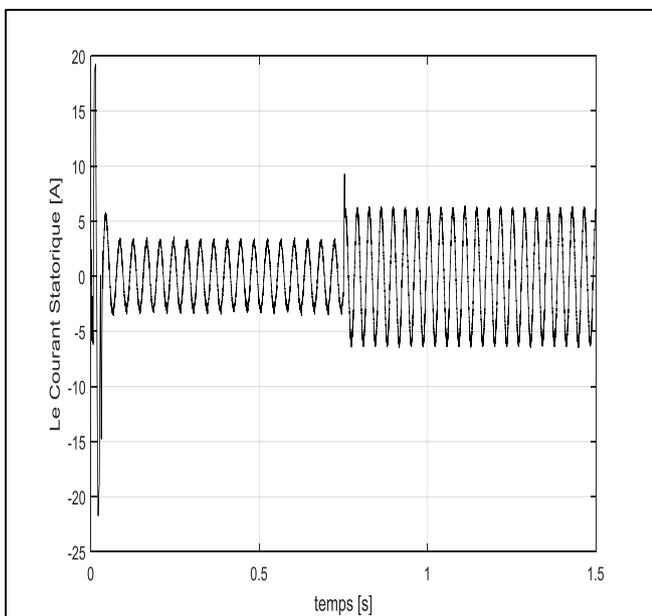


Figure IV.11 : La réponse du courant statorique.

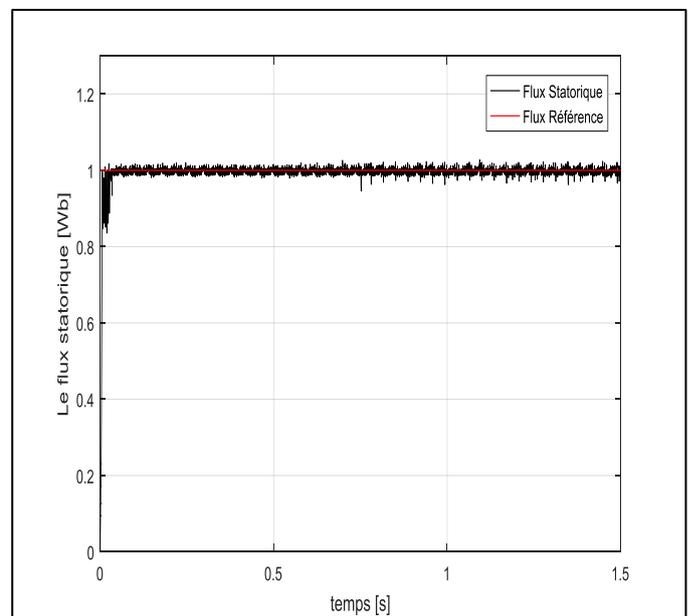


Figure IV.12: La réponse du module du flux statorique

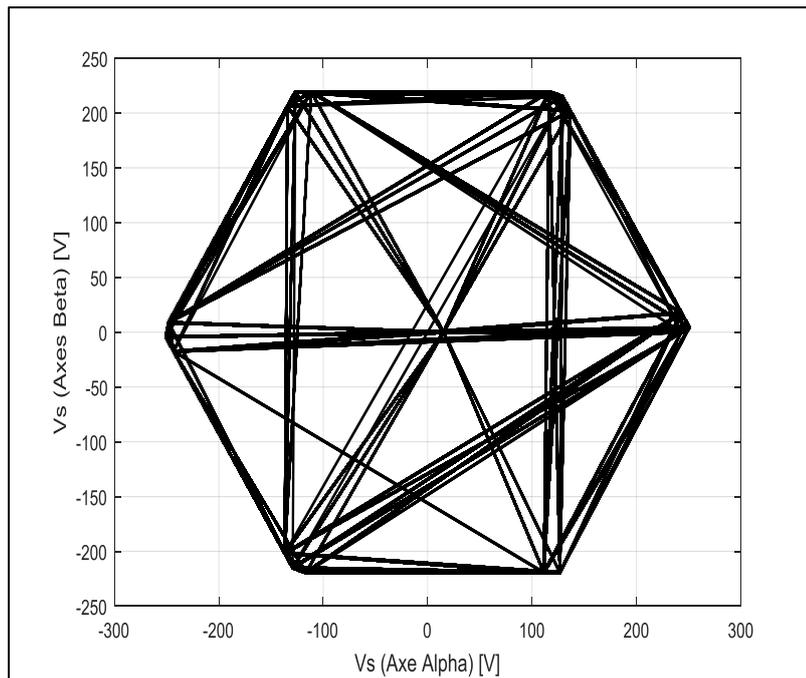


Figure IV.13 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel(α, β).

IV.6. Interprétation des Résultats :

On commence par la **figure (IV.8)**, la trajectoire de flux statorique φ_s est sous forme quasi circulaire moins bruitée et plus nette explique la bonne régulation du flux et la bonne sélection des vecteurs tensions a appliquée par rapport à celle obtenue par la « DTC ».

Dans la **figure (IV.9)**, la réponse du couple électromagnétique qui est rapide avec une réduction notable dans ses ondulations par rapport à celles de la « DTC » classique à deux niveaux.

La **figure (IV.10)** illustre la réponse de la vitesse de rotation du moteur a des mêmes performances qui sont maintenues à la réponse qui est présentée dans la commande « DTC » classique, avec une légère diminution de la vitesse au moment de l'application du couple résistant à $t = 0.75[s]$.

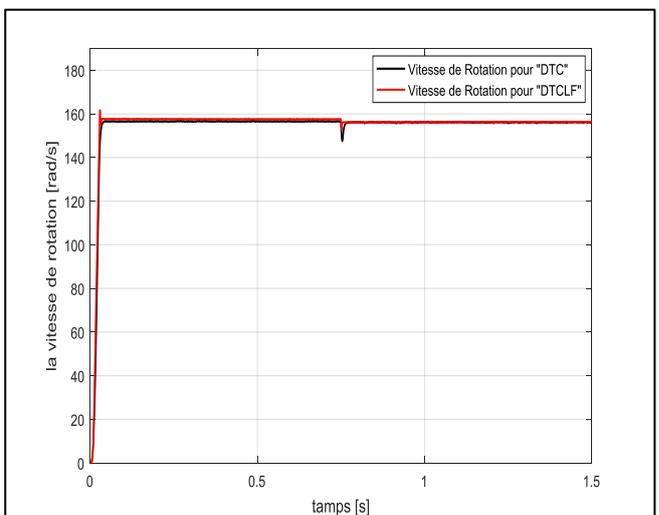
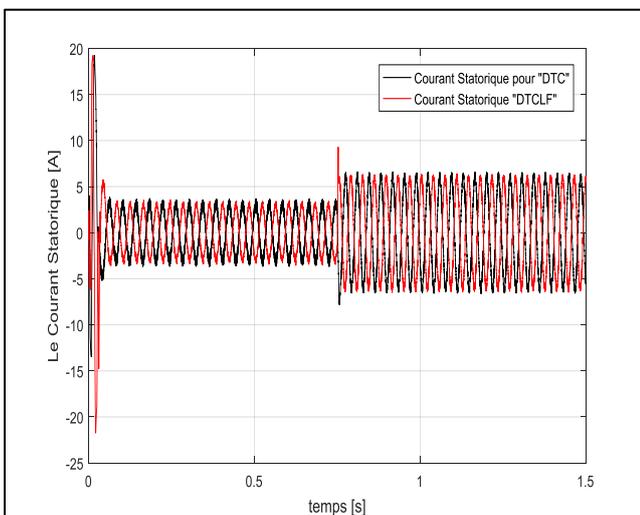
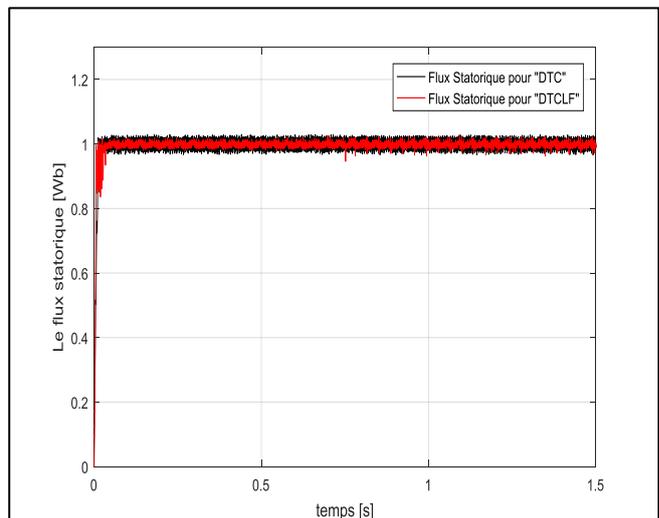
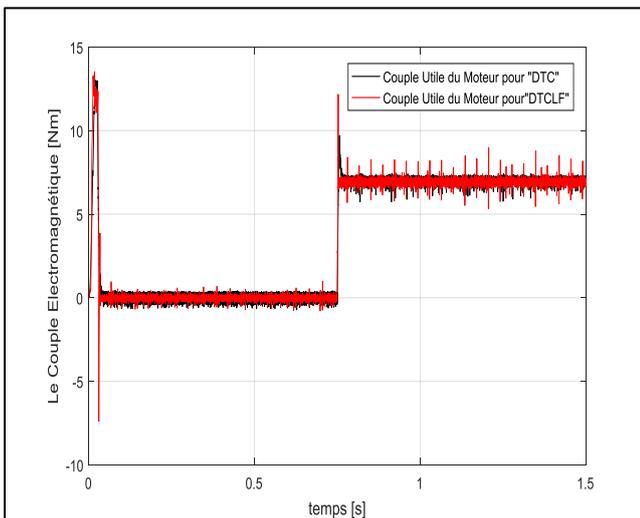
La **figure (IV.11)**, montre la réponse de courant statorique qu'il est moins bruité et plus proche a une forme régulière (sinusoïdale) avec un pic de démarrage égale 18 [A], ainsi qu'il répond aussi bien aux variations imposées par le couple de charge.

Sur la *figure (IV.12)*, le module flux statorique offre aussi une réponse transitoire très rapide par rapport au couple, et dans son régime permanent il s'établit à sa valeur de référence de 1[Wb] avec une erreur statique minimale qui est très visible dans le plan (α, β) .

La *figure (IV.13)*, représente la réponse de la trajectoire des tensions statoriques sur le plan biphasé (α, β) , cette projection nous montre d'une façon plus fine les vecteurs de tensions sélectionnées avec le contrôleur « DTC » par la méthode de la logique floue.

Ces résultats pratiques sont placés pour valider notre simulation et ainsi pour justifier la cause de cette étude.

IV.7. Etude Comparative des Résultats de Simulation :



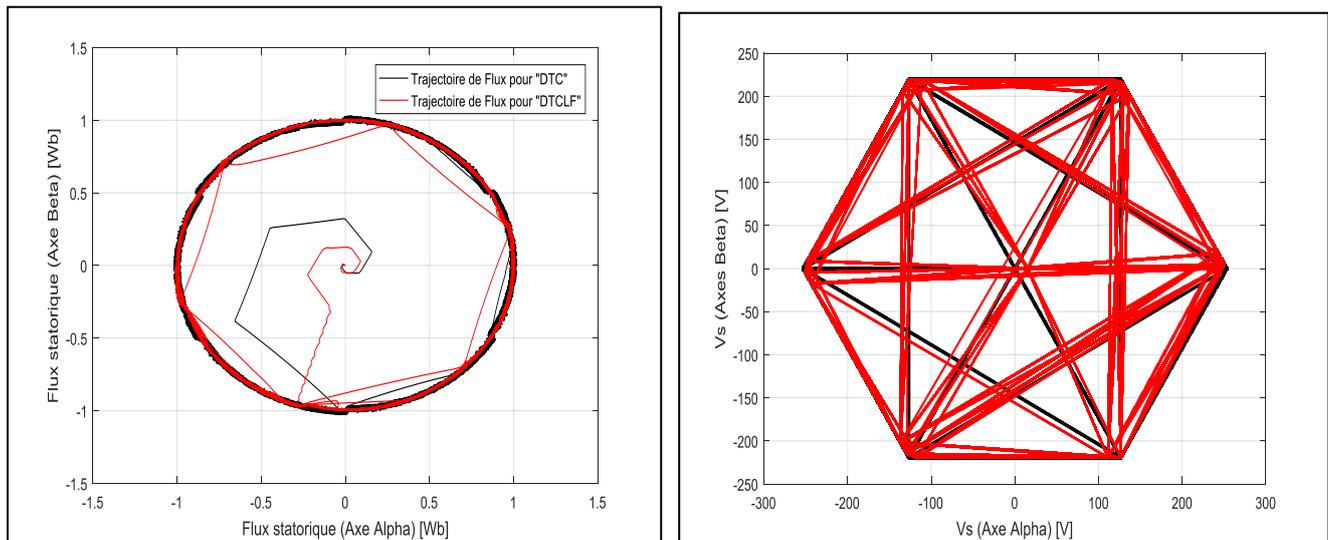


Figure IV.14 : Les réponses comparatives de grandeurs mesurées pour la « DTC classique » et la « DTC floue ».

D'après les résultats de simulations obtenus par les deux techniques de commande : le contrôle direct du couple « DTC classique » et contrôle directe floue « DTC floue », on constate que :

- Une amélioration remarquable de la réponse de couple et de flux statorique pour la « DTC floue » par rapport de celle de « la DTC classique »,
- La réponse de vitesse de rotation de la « DTC classique » ainsi que la trajectoire de tensions reste inchangées pour la « DTC floue »,
- Le courant statorique de la « DTC floue » répond par une amélioration sur sa forme régulière,
- La « DTC floue » présente une trajectoire de flux plus nette que celle de la « DTC classique »,
- La réponse du système par la « DTC floue » est plus rapide que celui de la « DTC classique ».

IV.8. Conclusion :

A travers les études et simulations effectuées dans ce chapitre nous avons apporté une contribution intéressante à la technique de commande directe du couple associée au système de régulation flou permettant d'atteindre un niveau de performance et de robustesse satisfaisante.

Dans ce chapitre, on présente l'utilisation de la technique de logique floue, pour la régulation du flux statorique et du couple électromagnétique au lieu des régulateurs à hystérésis.

Les résultats de simulation confirment que la « DTC floue » de machine à induction réalise une commande précise du flux statorique et du couple, comparé à la « DTC classique ». Les ondulations du couple et du flux sont considérablement améliorées. Cependant, les autres grandeurs, restent approximativement inchangées au niveau de ces réponses.

*Conclusion Générale
et Perspectives*

L'objectif de ce travail est basé sur l'étude par simulation de la machine à induction alimentée par un onduleur à deux niveaux en utilisant la technique « DTC » qui se caractérise par une régulation à hystérésis du couple et du flux statorique, et aussi de trouver une solution pour réduire les effets des inconvénients de cette commande par l'application d'une technique d'intelligente sur l'algorithme de commutation.

La commande des machines asynchrones affronte deux problèmes majeurs qui sont la robustesse vis-à-vis des variations des conditions de fonctionnement et la robustesse par rapport aux variations des paramètres.

La commande « DTC » a montré une plus grande simplicité et robustesse contre les variations paramétriques, les principes de cette stratégie ont été présentés d'une manière détaillée, avec exploitation de réglage de flux et du couple. Cette commande est sans aucun doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans les autres commandes telles que une fréquence de commutation inférieure à celle de la « DTC », avec une bonne réponse du couple électromagnétique.

Mais la « DTC » a un inconvénient principal tel que la présence des oscillations au niveau du couple et de flux statorique qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation, la difficulté de l'estimation du flux statorique.

Afin de développer et améliorer cette technique de commande, on intéresse à l'association de technique intelligente artificielle telle que la logique floue qui compte tenu de l'immense champ d'applications. Cette technique consiste à remplacer le régulateur à hystérésis par un contrôleur flou ce qui améliore les performances de la commande.

Pour cela, d'abord on a construit le modèle mathématique de la machine asynchrone associé de tous les éléments qui composent son alimentation (redresseur, filtre et l'onduleur de tension), puis on a appliqué MLI sinus-triangle pour ce système afin de tester la validité du modèle qui sera utilisé.

Ensuite, on a montré le principe de la commande directe du couple appliquée sur la machine asynchrone d'une façon plus détaillée qui sert sur le comportement du flux et du couple, puis on a démontré la logique de raisonnement pour établir la table de la commutation de 'Takahashi'. Par la suite, on a appliqué cette commande à la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux.

Enfin, nous avons cité les principes de base et la théorie de la logique floue. Puis on a appliqué cette méthode sur la commande directe du couple, en remplaçant la table de vérité de l'algorithme qui est constitué à des informations de différents états de commutation de la « DTC » à deux niveaux par un table de commutation basé sur la logique floue, avec la technique MLI sinus-triangle destinée à commander les onduleurs à deux-niveaux. Chaque technique proposée dans cette étude à des spécifiques influences aux niveaux des mesures des

grandeurs obtenues, surtout dans le flux statorique et dans le couple électromagnétique, qui sont généralement améliorées par rapport à la méthode classique.

Après avoir abordé les commandes « DTC » et « DTC floue » appliqué à une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux nous pouvons faire une analyse récapitulative des résultats obtenus.

Ces résultats ont été validés expérimentalement ce qui prouve que l'objectif de ce travail a été atteint.

Finalement, nous recommandons comme perspectives des recherches sur cette commande, où plusieurs peuvent être apportées à ce travail, à savoir :

- Etude de la réduction du coût du dispositif de commande afin d'intégrer la commande « DTC » dans un produit final avec un coût raisonnable,
- Faire une étude approfondie concernant la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension en quantifiant et adaptant la fréquence imposée par le régulateur à hystérésis,
- Une réalisation pratique basée sur les cartes de DSpace ou bien des cartes à la base de FPGA et d'ASIC.
- Augmentation des niveaux des onduleurs utilisés et insertion des convertisseurs matriciels.
- Faire cette commande avec des commandes prédictives en utilisant des observateurs estimateurs robustes permettant l'estimation de vitesse rotorique de la MAS comme le filtre de Kalman.
- Application de la technique ' Réseaux de neurones ' sur la commande DTC multi-niveaux.
- Amélioration de cette stratégie de commande par utilisation des systèmes neuro-flous sur la DTC.
- Intégration de cette commande dans les applications des énergies renouvelables,
- Application de cette technique dans les systèmes de traction électriques modernes (véhicules, les locomotives, les tramsetc).

Bibliographie



Bibliographie

- [1] Mr M.L.Zegai "*Synthèses Des Techniques De Commande DTC Associe A L'intelligence Artificielle Appliquée Au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Alimente Par Onduleur Multi-Niveaux*", Thèse Doctorat En Science, U.Usto, Oran, 2018.
- [2] Mr. Z.Boudries "*Cours Commande des Machines Electriques*", Maître de Conférences, Licence Académique en Génie Electrique, U.Abderrahmane Mira, BEJAIA.
- [3] R.Belal & Z.Djelaili "*Commande Direct Du Couple (DTC) Appliquée Au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Par L'utilisation Des Réseaux De Neurones Artificiels*", Mémoire de Master, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib, AIN-TEMOUCHENT, 2018-2019.
- [4] Kh.NABTI "*Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue*", Mémoire de Magister, U.Mentouri, Constantine, 2006.
- [5] Mr H.Allaoua & Mr B.Allaoua "*Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue*", Mémoire de Master, U.Abderrahmane Mira, BEJAIA, 2014.
- [6] H.Melki "*Contrôle directe du couple par logique floue d'une machine asynchrone double étoile*", Mémoire de Master, U.Mohamed Boudiaf, M'SILA, 2016.
- [7] Mr S.Bouhafna "*Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones*", Mémoire de Magister, U. BATNA, 2013.
- [8] R.Toufouti "*Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone*", Thèse de Doctorat, U.Mentouri, CONSTANTINE, 2008.
- [9] Mr O.F.Benaouda "*Des Techniques de L'intelligence Artificielle (LF-RN) pour le Contrôle Direct du Couple D'une MAS Alimentée par des Onduleurs Multi niveaux*", Mémoire de Magister, U.Usto, Oran, 2013.
- [10] A.Chikhi "*Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue*", Mémoire de Magister, U. BATNA, 2008.
- [11] H.Bensaadi " *Commande DTC-SVM d'une machine synchrone à aimants permanents* ", Mémoire de Magister, U. BATNA, 2011.

- [12] A. Ameer " *Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'une Machine Synchrones A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'ordre Complet A Mode Glissants*", Mémoire de Magister, U.BATNA, 2005.
- [13] S.Alia & S.Guedda " *Commande Vectorielle d'une Machine à Induction*", Mémoire de Master, U.Echahid Hamma Lakhdar, El-OUED, 2018.
- [14] M.Benamor " *Commande par dtc de la machine à induction sans capteur de vitesse. Utilisation de filtre de kalman pour l'estimateur de la vitesse*", Mémoire de Magister, U.BATNA, 2012.
- [15] H.Aberkane " *Commande Directe du Couple de la MAS basée sur la Technique – SVM* ", Mémoire de Magister, U. Larbi Ben M'Hidi , OUM-El-BOUAGHI, 2016.
- [16] M.HECHELEF " *Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle*", Thèse de Doctorat, U. Djilali Liabes, SIDI –BEL-ABBES, 2017.
- [17] L. BAGHLI " *Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques* ", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, FRANCE, 1999.
- [18] B. Toual " *Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable* ", Mémoire de Magister, U.BATNA, 2010.
- [19] N.Khengaoui & N.Khengaoui " *Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation*", Mémoire de Master, U.Kasdi Merbah , OUARGLA, 2015.
- [20] Y.Elbia " *Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté*", Mémoire de Magister, U. El-Hadj Lakhdar, BATNA, 2009.
- [21] I.Laghoug " *Commande par logique floue type -2-appliquée à la machine asynchrone*", Mémoire de Master, U.Mohamed Boudiaf, M'SILA, 2016.
- [22] M.T.Cao " *Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue*", Thèse Doctorat, U. Laval, QUEBEC, CANADA, 1997.
- [23] Mr T.Laamayad " *Commande Optimale d'une Machine Asynchrone Apport de La Logique Floue* Mémoire de Magister, U.BATNA, 2008.
- [24] A.A.Benouali " *Commande par la logique floue adaptative d'une machines asynchrone avec estimation de la constante de temps rotorique*", Mémoire de Magister, U.Hassiba Ben-Bouali, CHLEF, 2008.

- [25] K.Akkouchi "*Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone*", Mémoire de Magister, U. Badji Mokhtar, ANNABA, 2007.
- [26] Mr A.Djouadi & Mr S.Khettal "*Commande d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect*", Mémoire de Master, U. BEJAIA, 2015.
- [27] A.Tahraoui & Z .Talbi "*Commande d'une génératrice asynchrone à double alimentation par des techniques intelligentes*", Mémoire de Master, U. Aboubakr Belkaïd , Tlemcen , 2016.
- [28] S.Lagrioui "*Etude et réalisation de la commande DTC des machines asynchrones par la logique floue*", Mémoire de Master, U.COSTANTINE 1, 2013.
- [29] N.Adjimi & W.Belaidi "*Modélisation et commande d'un onduleur MLI*", Mémoire de Master, U.Larbi Ben M'hidi, OUM-EL-BOUAGHI, 2009.
- [30] Gabriel Buche "*Commande Vectorielle De Machine Asynchrone En Environnement Temps Réel Matlab/Simulink*", Mémoire D'ingénieur C.N.A.M. Centres Régionaux Associés De Grenoble (C.U.E.F.A) En Automatisation Industriel 7 /03/2001.
- [31] H.Abelkrim & K.Elgharbi "*Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS)* ", Mémoire de Master, U.Mohamed Boudiaf, M'SILA, 2017.
- [32] A.Chebabhi & A.Meroufel & N.Rouabah "*Commande directe du couple d'une MAS alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux à base de la logique floue*", Conférence, U.Djillali Liabes Sidi-Bel-Abbes, Laboratoire ICEPS (Intelligent Control & Electrical Power Systems), January 2010.
- [33] A.Miloudi "*Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D'un Moteur Asynchrone*", Thèse de Doctorat, U.Oran, Juin 2006.
- [34] R.Toufouti & S.Meziane & H. Benalla "*Direct Torque Control for Induction Motor Using Intelligent Techniques*", Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 3 No. 3, 35-44, September 2007.
- [35] Dan Sun Yikang He Zhu,J.G. "*Sensorless Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Fuzzy Logic* ", Power Electronics and Motion Control Conference , IPERC 2004. The 4th International .14-16Aug.2004.pp:1286-1291 Vol.3.
- [36] P. Marino & M. D'Incecco & N. Visciano "*A comparaison of direct control methodologies for induction motor*", Power tech proceedings, 2001 IEEE Porto, volume 2, 10-13 sept. 2001.
- [37] A.Albacha & M.T.Lamchich, & M.Charkaoui "*Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone, Système d'anti-emballement pour la Régulation De Vitesse*", Conférence internationale sur les systèmes de télécommunications d'électronique médicale et automatique, Tlemcen Algérie, Septembre, 2003.

- [38] M.Hadef "*Contrôle Direct Du Couple Des Machines Asynchrone Avec Et Sans Capteurs Mécaniques*", Mémoire de Magister, U. BEJAIA, Novembre, 2002.
- [39] Hui-Hui.Xiao & Shan.Li & Pei.Lin.Wan & Ming-Fu.Zhao "*Study on Fuzzy Direct Torque Control System*", Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, BEIJING, 4-5 August 2002.
- [40] A.Khoudir "*Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone*", Thèse de Doctorat, U.Mentouri, CONSTANTINE, 2010.
- [41] B. de Fornel "*Machines asynchrones-Commande par contrôle direct de couple*", Techniques De L'ingénieur, ref.d3623, 10 mai 2006.
- [42] I.Takahashi & Y.Ohmori, "*High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor*", Industry Applications, IEEE Transactions on Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2, On Page(S): 257-264

Annexes

ANNEXE - A -

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

1/ Grandeurs Nominales :

<i>Type ASYNCHRONE</i>	2 hp
<i>Puissance nominale (Pn)</i>	1.5 kW
<i>Vitesse nominale (Ωn)</i>	1500 tr/min
<i>Tension nominale (Un)</i>	220/380 V
<i>Courant nominale (In)</i>	6.4/3.7 A
<i>Fréquence nominale (fn)</i>	50 Hz

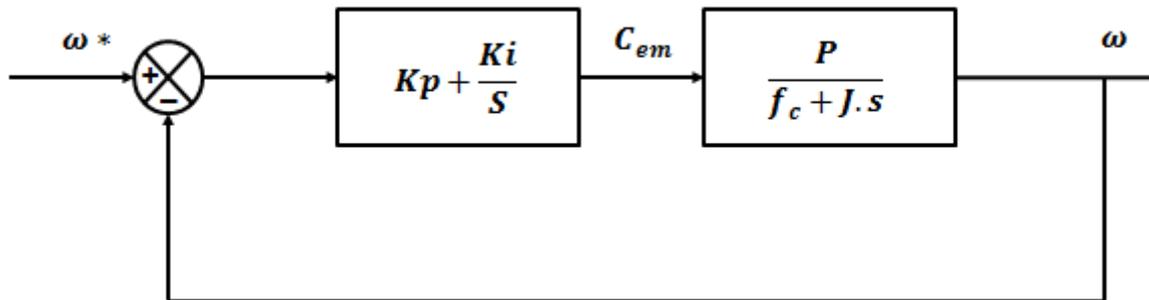
2/ Paramètres de la Machine :

<i>Nombre de paires des pôles</i>	02
<i>Résistance statorique (Rs)</i>	4.85 Ω
<i>Résistance rotorique (Rr)</i>	3.805 Ω
<i>Inductance cyclique au stator (Ls)</i>	274 mH
<i>Inductance cyclique au rotor (Lr)</i>	274 mH
<i>Inductance mutuelle (Msr=Mrs=M)</i>	258 mH
<i>Moment d'inertie</i>	0.031 Kg.m ²
<i>Coefficient de frottement visqueux</i>	0.00114 N.m.s / rad

ANNEXE – B –

Régulateur de Vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la figure ci-dessous ;



Où :

ω^* : La vitesse de référence ;

K_p : Le gain proportionnel = 2 ;

K_i : Le gain intégral = 0.6 ;

P : Nombre de paire du pole = 2 ;

C_{em} : Le couple de référence ;

f_c : Coefficient de frottement visqueux ;

J : Moment d'inertie.

ANNEXE - C -

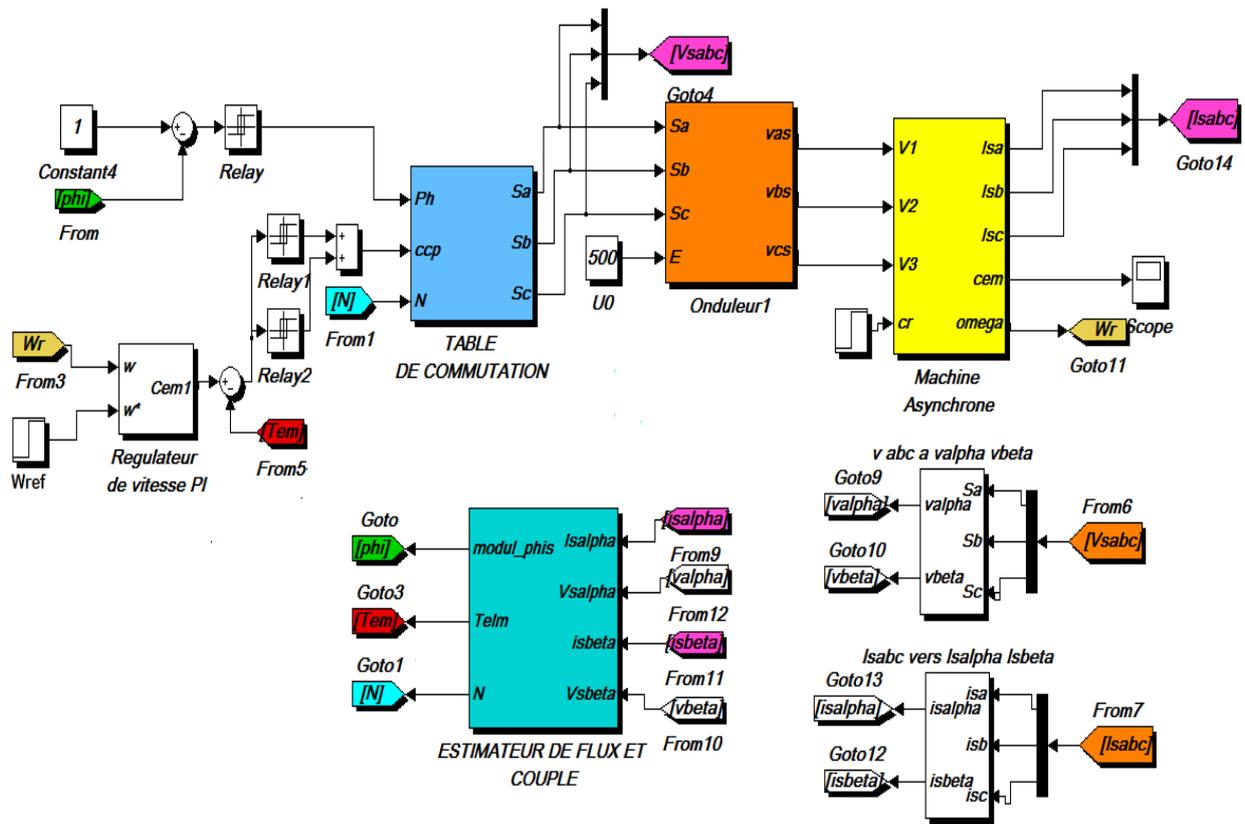
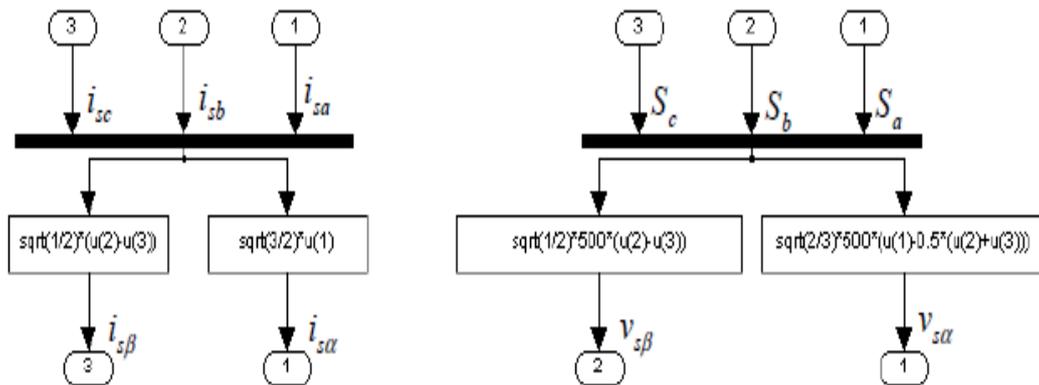
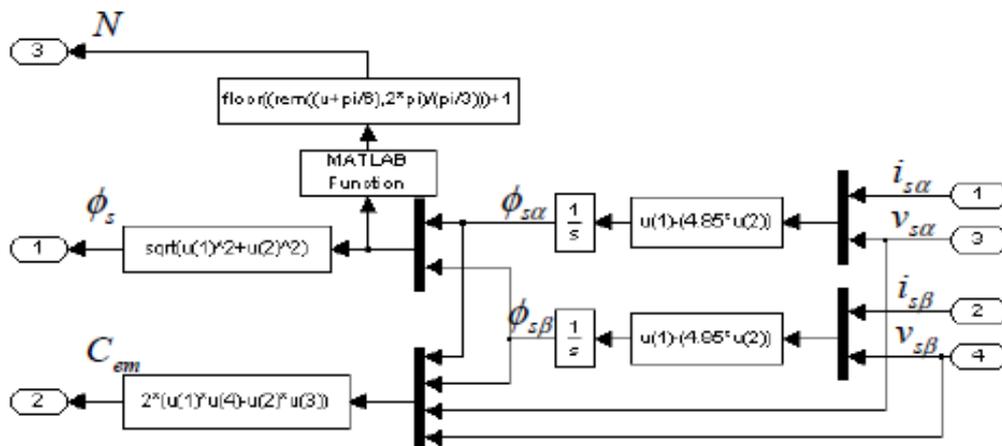


Schéma globale de la commande DTC Sous Simulink



La transformation de Concordia Is / Vs



Estimateurs du couple et du flux + Calculateur de la zone N

ANNEXE - D-

Programme de DTC Floue :

Name='DTCE'

Type='mamdani'

Version=2.0

NumInputs=3

NumOutputs=1

NumRules=105

AndMethod='min'

OrMethod='max'

ImpMethod='min'

AggMethod='max'

DefuzzMethod='bisector'

[Input1]

Name='DFlux'

Range=[-0.08 0.08]

NumMFs=3

MF1='N': 'trapmf', [-0.131 -0.0964 -0.0192592592592593 0.00064]

MF2='ZE': 'trimf', [-0.0192592592592593 -0.000424 0.0197]

MF3='P': 'trapmf', [-0.000456 0.0188359788359788 0.0796 0.115]

[Input2]

Name='DCouple'

Range=[-16 16]

NumMFs=5

MF1='NL': 'trapmf', [-27 -16.9 -10.2857142857143 -0.72]

MF2='NS': 'trimf', [-10 -0.76 -0.72]

MF3='PL': 'trapmf', [1.06 9.94708994708995 17.2 27.4]

MF4='PS': 'trimf', [0.72 0.804 9.95]

MF5='ZE':'trimf',[-1 0 1]

[Input3]

Name='Position'

Range=[-30 360]

NumMFs=7

MF1='tetadeux':'trimf',[15 45 75]

MF2='tetatros':'trimf',[75 105 135]

MF3='tetaquat':'trimf',[135 165 195]

MF4='tetacinq':'trimf',[195 225 255]

MF5='tetasix':'trimf',[255 285 315]

MF6='tetasept':'trimf',[315 345 375]

MF7='tetaun':'trimf',[-45 -15 15]

[Output1]

Name='Tension'

Range=[1 7]

NumMFs=7

MF1='V1':'trimf',[1.9 2 2.1]

MF2='V2':'trimf',[2.9 3 3.1]

MF3='V3':'trimf',[3.9 4 4.1]

MF4='V4':'trimf',[4.9 5 5.1]

MF5='V5':'trimf',[5.9 6 6.1]

MF6='V6':'trimf',[6.9 7 7.1]

MF7='V0':'trimf',[0.9 1 1.1]

[Rules]

3 3 7, 1 (1) : 1	3 2 7, 6 (1) : 1	2 5 6, 7 (1) : 1	1 3 7, 2 (1) : 1	1 1 6, 5 (1) : 1
3 3 6, 1 (1) : 1	3 1 6, 6 (1) : 1	2 5 7, 7 (1) : 1	1 4 6, 3 (1) : 1	1 1 7, 5 (1) : 1
3 4 6, 2 (1) : 1	3 1 7, 6 (1) : 1	2 2 6, 5 (1) : 1	1 4 7, 3 (1) : 1	3 3 1, 2 (1) : 1
3 4 7, 2 (1) : 1	2 3 6, 2 (1) : 1	2 2 7, 5 (1) : 1	1 5 6, 4 (1) : 1	3 4 1, 3 (1) : 1
3 5 6, 1 (1) : 1	2 3 7, 2 (1) : 1	2 1 6, 5 (1) : 1	1 5 7, 4 (1) : 1	3 5 1, 2 (1) : 1
3 5 7, 1 (1) : 1	2 4 6, 2 (1) : 1	2 1 7, 5 (1) : 1	1 2 6, 4 (1) : 1	3 2 1, 1 (1) : 1
3 2 6, 6 (1) : 1	2 4 7, 2 (1) : 1	1 3 6, 2 (1) : 1	1 2 7, 4 (1) : 1	3 1 1, 1 (1) : 1
2 3 1, 3 (1) : 1	1 5 1, 5 (1) : 1	3 1 2, 2 (1) : 1	1 4 2, 5 (1) : 1	3 2 3, 3 (1) : 1
2 4 1, 3 (1) : 1	1 2 1, 5 (1) : 1	2 3 2, 4 (1) : 1	1 5 2, 6 (1) : 1	3 1 3, 3 (1) : 1
2 5 1, 7 (1) : 1	1 1 1, 6 (1) : 1	2 4 2, 4 (1) : 1	1 2 2, 6 (1) : 1	2 3 3, 5 (1) : 1
2 2 1, 6 (1) : 1	3 3 2, 3 (1) : 1	2 5 2, 7 (1) : 1	1 1 2, 1 (1) : 1	2 4 3, 5 (1) : 1
2 1 1, 6 (1) : 1	3 4 2, 4 (1) : 1	2 2 2, 1 (1) : 1	3 3 3, 4 (1) : 1	2 5 3, 7 (1) : 1
1 3 1, 3 (1) : 1	3 5 2, 3 (1) : 1	2 1 2, 1 (1) : 1	3 4 3, 5 (1) : 1	2 2 3, 2 (1) : 1
1 4 1, 4 (1) : 1	3 2 2, 2 (1) : 1	1 3 2, 4 (1) : 1	3 5 3, 4 (1) : 1	2 1 3, 2 (1) : 1
1 3 3, 5 (1) : 1	3 5 4, 5 (1) : 1	2 1 4, 3 (1) : 1	3 4 5, 1 (1) : 1	2 2 5, 4 (1) : 1
1 4 3, 6 (1) : 1	3 2 4, 4 (1) : 1	1 3 4, 6 (1) : 1	3 5 5, 6 (1) : 1	2 1 5, 4 (1) : 1
1 5 3, 1 (1) : 1	3 1 4, 4 (1) : 1	1 4 4, 1 (1) : 1	3 2 5, 5 (1) : 1	1 3 5, 1 (1) : 1
1 2 3, 1 (1) : 1	2 3 4, 6 (1) : 1	1 5 4, 2 (1) : 1	3 1 5, 5 (1) : 1	1 4 5, 2 (1) : 1
1 1 3, 2 (1) : 1	2 4 4, 6 (1) : 1	1 2 4, 2 (1) : 1	2 3 5, 1 (1) : 1	1 5 5, 3 (1) : 1
3 3 4, 5 (1) : 1	2 5 4, 7 (1) : 1	1 1 4, 3 (1) : 1	2 4 5, 1 (1) : 1	1 2 5, 3 (1) : 1
3 4 4, 6 (1) : 1	2 2 4, 3 (1) : 1	3 3 5, 6 (1) : 1	2 5 5, 7 (1) : 1	1 1 5, 4 (1) : 1

ANNEXE - E-

Le viewer de la relation entre les entrées (dcouple , dflux et la position) et la sortie de régulateur flou (tension) :

