

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université des Sciences et de la Technologie d'Oran



Département de l'Electrotechnique
Ecole doctorale génie électrique



Mémoire de Magister

En vue d'obtention du diplôme de magister en

Électrotechnique

Option : Commande électrique

Présenté par

Mr : BENAOUA OMAR FETHI

Thème

**APPLICATION DES TECHNIQUES DE L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE
(LF-RN) POUR LE CONTROLE DIRECT DU COUPLE D'UNE MAS
ALIMENTEE PAR DES ONDULEURS MULTINIVEAUX.**

Présenté le 05 /03 / 2013 devant le jury composé de messieurs:

Président : MAZARI .B

Professeur, USTO

Rapporteur : BENDIABDELLAH.A

M.C(A), USTO

Examineur : BOURAHLA .M

Professeur, USTO

Examineur : BENDJABBAR .M

M.C(A), USTO

USTO - 2013

REMERCIEMENTS

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers le bon Dieu, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse terminé ce travail.

Je commencerais par exprimer ma profonde gratitude envers mon encadreur : Monsieur **BENDIABDELLAH AZZEDINE**, Professeur à l'Université des sciences et de la technologie d'Oran, pour la confiance qu'il m'a toujours attribuée. J'ai tout particulièrement apprécié ses encouragements et ses conseils, surtout en fin de thèse. Notre collaboration m'a permis de progresser et de me constituer de solides bases pour le futur. En outre, il m'a permis de comprendre de ne jamais abandonner en recherche malgré les nombreux obstacles...

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur **MAZARI-B**, Professeur à l'Université des sciences et de la technologie d'Oran, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

J'exprime aussi ma profonde reconnaissance à Monsieur **BOURAHLA-M**, Maître de conférence à l'Université des sciences et de la technologie d'Oran, pour avoir accepté de juger ce travail.

Que Monsieur **BENDJABBAR-M**, Maître de Conférence à l'Université des sciences et de la technologie d'Oran, trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour m'avoir fait l'honneur d'avoir accepter de juger ce travail.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous mes collègues, mes amis et tous les membres de ma famille, pour leurs encouragements et leur appui moral qui m'ont permis de mener à bon terme ce travail.

Je profite de cette occasion pour leur dire tous que je vous aime beaucoup.

Dédicace

A ceux qui sont les plus chers au monde, ma mère et mon père à qui je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour leur amour leur soutien tout au long de mes études afin de faire de moi ce que je suis aujourd'hui, que dieu les protège.

A mes frères,

A mes sœurs,

A toute ma grande famille,

A tous mes amis,

Je dédie ce modeste travail.

SOMMAIRE

Sommaire

| | |
|--|-----------|
| Sommaire | I |
| Nomenclature | VI |
| Liste des figures..... | VII |
| Liste des tableaux | XII |
| Introduction générale..... | 1 |
| <u>CHAPITRE I: Modélisation de la machine asynchrone et son alimentation</u> | |
| I.1 Introduction..... | 3 |
| I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE | 3 |
| I.2.1 Equations électriques | 5 |
| I.2.2 Equations magnétiques | 5 |
| I.2.3 Transformation de Park..... | 6 |
| I.2.4 Equations électromagnétique | 7 |
| I.2.5 Choix du repère | 8 |
| I.2.5.1 Équations en tension dans le repère lié au stator (α, β)..... | 9 |
| I.2.5.2 Modèle d'état de la machine dans le référentiel liée au stator (α, β) | 9 |
| ❖ Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β)..... | 10 |
| I.3 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE | 10 |
| I.3.1 Résultats de simulation | 11 |
| I.3.1.1 Marche à vide | 11 |
| I.3.1.1.1 Interprétations des résultants | 12 |
| I.3.1.2 Application d'une charge ($C_r=10N.m$)..... | 13 |
| I.3.1.2.1 Interprétations des resultants | 13 |
| I.4 Onduleur de tension | 14 |
| I.5 Modélisation de l'onduleur de tension | 14 |
| I.5.1 Etude de la commande de l'onduleur | 19 |
| I.5.2 Résultat de simulation..... | 22 |
| I.6 Le schémas Bloc de la MAS alimentée par onduleur de tension à deux niveaux | 22 |
| I.6.1 Résultats de simulation | 23 |
| I.6.2 Interprétations des résultants | 24 |
| I.7 CONCLUSION | 24 |

CHAPITRE II: Contrôle direct du couple de la machine asynchrone alimentée par deux types d'onduleurs.

| | |
|--|-----------|
| II.1 Introduction..... | 25 |
| II.2 PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECTE DE COUPLE | 25 |
| II.2.1 Contrôle du vecteur flux statorique | 26 |
| II.2.1 Contrôle du couple électromagnétique de la machine | 27 |
| II.2.3 Cas particulier : Application d'une vecteur de tension nul | 29 |
| II.3 APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX | 30 |
| II.3.1 Sélection du vecteur tension V_s | 30 |
| II.3.2 Estimation du flux statorique | 30 |
| II.3.3 Estimation du couple électromagnétique | 32 |
| II.4 ELABORATION DES CONTROLEURS..... | 33 |
| II.4.1 Contrôleur de flux à deux niveaux | 33 |
| II.4.1 Contrôleur de couple à deux niveaux | 34 |
| II.5 ELABORATION DES TABLES DE COMMANDE | 34 |
| II.5.1 table de commande du flux | 35 |
| II.5.2 table de commande du couple | 35 |
| II.5 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple..... | 35 |
| II.5.3.1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs..... | 35 |
| II.5.3.2 Table de commutation avec les vecteurs tension nulls..... | 36 |
| II.6 REGLAGE DE VITESSE DE LA MAS | 38 |
| II.6.1 Résultats de simulation | 39 |
| II.7 CORRECTEUR DU COUPLE A TROIS NIVEAUX | 41 |
| II.7.1Elaboration de la Table de commutation avec les vecteurs tension actifs..... | 41 |
| II.7.1.1Résultats de simulation | 42 |
| II.7.2Elaboration de la Table de commutation avec les vecteurs tension actifs et nulls | 43 |
| II.7.2.1Résultats de simulation | 43 |
| II.8 AMELIORATION CLASSIQUE | 45 |
| II.8.1Correcteur de couple à quatre niveaux | 46 |
| II.8.1.1Elaboration de la Table de commutation avec les vecteurs tension actifs et nulls..... | 47 |
| II.8.1.2 Résultats de simulation | 47 |
| II.9 Onduleur de tension à trois niveaux | 49 |
| II.9.1 Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux | 50 |
| II.9.2 L Commande complémentaire des interrupteurs d'un bras d'onduleurs à trois niveaux | 52 |
| II.9.3 Modélisation vectorielle de l'onduleur de tension à trois niveaux | 53 |
| II.9.4 Les vecteurs de tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux de tension | 54 |
| II.10 Application de l'onduleur de tension à trois niveaux | 56 |
| II.10.1 Contrôle du couple et du flux | 56 |

| | |
|---|-----------|
| II.10.2 Construction des nouvelles tables de commutation | 57 |
| II.10.2.1 Table de commutation avec le groupe des vecteurs demie tension | 57 |
| II.10.2.2 Table de commutation avec le groupe des vecteurs pleine tension | 57 |
| II.10.2.3 Table de commutation avec le groupe des vecteurs tension intermédiaires | 58 |
| II.10.3 Correcteur de couple à cinq niveaux | 58 |
| II.10.3.1 Elaboration de la table de commutation avec les 4 groupes | 60 |
| II.10.3.1.1 Résultats de simulation | 60 |
| II.10.4 Amélioration classique | 62 |
| II.10.4.1 Elaboration de la table de commutation avec les 4 groupes | 63 |
| II.10.4.1.1 Première approche | 63 |
| II.10.4.1.2 Résultats de simulation | 64 |
| II.10.4.1.3 Deuxième approche | 66 |
| II.10.4.1.4 Résultats de simulation | 67 |
| II.11 CONCLUSION | 68 |

CHAPITRE III: Contrôle directe du couple à base de la logique floue.

| | |
|---|-----------|
| III.1 INTRODUCTION | 69 |
| III.1.1 Quelques définitions | 69 |
| III.1.2 Ensemble floue | 69 |
| III.1.3 Différence entre ensemble flou et ensemble booléen | 70 |
| III.2 FONCTION D'APPARTENANCE..... | 71 |
| III.3 VARIABLE LINGUISTIQUE | 72 |
| III.4 OPERATEURS DE LA LOGIQUE FLOUE | 72 |
| III.5 STRUCTURE D'UN REGULATEUR FLOUE | 74 |
| III.5.1 Module de fuzzification | 75 |
| III.5.2 Fuzzification | 75 |
| III.5.3 Base de connaissances | 75 |
| III.5.4 Logique de prise de décision (bloc d'inférence) | 75 |
| III.5.5 Inférences floues | 75 |
| III.5.5.1 Méthode d'inférence max-min | 77 |
| III.5.5.2 Méthode d'inférence max-produit | 78 |
| III.5.5.3 Méthode d'inférence som-produit | 79 |
| III.5.6 Défuzzification | 80 |
| III.6 ARCHITECTURE D'UNE COMMANDE FLOUE | 80 |
| III.7 CONTROLE DIRECT DU COUPLE A BASE DE LA LOGIQUE FLOUE | 81 |
| III.7.1 Choix des fonctions d'appartenances | 82 |
| III.7.1.1 Fuzzification | 82 |

| | |
|---|------------|
| III.7.1.2 Variable de commande..... | 82 |
| III.7.1.3 défuzzification..... | 83 |
| III.7.2 Le contrôle flou et choix des variables d'entrée et sortie..... | 83 |
| III.7.2.1.1 Calcul de lois de commande..... | 85 |
| III.7.2.1.2 Table de commutation..... | 86 |
| III.7.2.1.3 Résultats de simulation..... | 87 |
| III.7.2.2 Cas d'un onduleur à trois niveaux..... | 89 |
| III.7.2.2.1 Calcul de la lois de commande..... | 91 |
| III.7.2.1.2 Table de commutation..... | 91 |
| III.7.2.1.3 Résultats de simulation..... | 93 |
| III.8 CONCLUSION..... | 94 |
| <u>CHAPITRE IV:Contrôle direct du couple à base des réseaux de neurones</u> | |
| IV.1 INTRODUCTION..... | 95 |
| IV.2 RESEAUX DE NEURONE ARTIFICIELS..... | 95 |
| IV.2.1 Définition..... | 95 |
| IV.2.2 Neurones formels..... | 95 |
| IV.2.3 Interprétation mathématique d'un réseau de neurone..... | 96 |
| IV.2.4 Fonction d'activation..... | 97 |
| III.2.4.1 La fonction de transfert..... | 99 |
| IV.2.5 Perceptrons multicouches..... | 100 |
| IV.3 COMMANDE NEURONALE DIRECTE DU COUPLE (DTNC)..... | 101 |
| IV.3.1 Choix des variable d'entrées des RNA..... | 103 |
| IV.3.2 Choix des variable de sortie des RNA..... | 103 |
| IV.3.3 Construction de la base d'apprentissage..... | 103 |
| IV.3.4 Résultat de simulation..... | 105 |
| IV.3.5 Application des RNA sur la DTC pour des correcteur de couple à trois niveaux (six secteurs)..... | 107 |
| IV.3.6 Application des RNA sur la DTC pour des correcteur de couple à quatre niveaux (12 secteurs)..... | 109 |
| IV.3.7 Résultat de simulation..... | 111 |
| IV.4 CONCLUSION..... | 113 |
| Conclusion générale..... | 119 |
| Annexe A..... | 122 |
| Annexe B..... | 123 |
| Bibliographique..... | 129 |

Nomenclature

Paramètres du Modèle

| | |
|----------|---|
| R_S | Résistance statorique. |
| R_r | Résistance rotorique. |
| L_S | L'inductance propre d'une phase statorique. |
| L_r | L'inductance propre d'une phase rotorique. |
| M_{Sr} | La mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques |
| J | Moment d'inertie du rotor. |
| P | Nombre de paires de pôles. |

Variables électriques et mécaniques de la machine

| | |
|---------------|---|
| V_S | La tension statorique. |
| I_S | Le courant statorique. |
| I_r | Le courant rotorique. |
| \emptyset_S | Le flux du stator. |
| \emptyset_r | Le flux du rotor. |
| ω_S | La pulsation statorique. |
| ω | La pulsation mécanique. |
| θ | L'angle électrique entre le rotor et le stator. |
| θ_r | L'angle électrique entre l'axe d et le rotor. |
| θ_S | L'angle électrique entre l'axe d et le stator. |

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_S L_r}$ Coefficient de dispersion de Blondel

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ La constante de temps rotorique.

$T_S = \frac{L_S}{R_S}$ La constante de temps statorique.

γ l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

C_r Couple de charge.

Indices

| | |
|-----------------|---|
| a, b, c | Variables exprimées dans le repère fixe triphasé. |
| d, q | Variables exprimées dans le repère (d,q) tournant à la vitesse synchrone. |
| α, β | Variables exprimées dans le repère fixe biphasé (α, β). |
| x, y | Variables exprimées dans le repère rotorique biphasé (x, y). |

Variables de commande et de régulation

| | |
|--------------------------|---|
| T_e | La période d'échantillonnage. |
| K_p, K_i | Le gain proportionnel et intégral de l'estimateur PI. |
| $C_{eréf}$ | Le couple de référence. |
| $\Phi_{réf}$ | Le flux de référence. |
| η | Le pas d'apprentissage. |
| V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} | Tensions d'entrée à l'onduleur. |
| V_i | Vecteur tension. |
| N | Numéro de zone de position du flux statorique |
| f_p | La fréquence de porteuse. |
| ε_ϕ | Erreur du flux. |
| ε_c | Erreur du couple. |
| μ | Facteur d'appartenance des variables linguistiques. |
| (w_1, \dots, w_n) | Les poids synaptiques |

ABRÉVIATIONS

| | |
|------|---|
| MAS | Machine asynchrone. |
| FOC | Acronyme de Field oriented control. |
| DTC | Acronyme de Direct torque control. |
| DSC | Acronyme de Direct self control. |
| SVM | Acronyme de Space vector modulation. |
| PWM | Acronyme Pulse with modulation. |
| IGBT | Acronyme insulated gate bipolar transistor. |
| GTO | Acronyme Gate Turn Off. |
| ANN | Acronyme artificial neural networks. |
| MLI | Modulation par largeur d'impulsion. |
| RN | Réseaux neurone. |
| LF | Logique floue. |
| DTNC | Commande neuronale directe du couple. |
| DTFC | Commande floue directe du couple. |

-Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

LISTE DES FIGURES

Liste des figures

| Figure | Titre | Page |
|----------------|--|-------------|
| Figure (I.01) | Représentation schématique d'une machine asynchrone | 04 |
| Figure (I.02) | Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace angulaire | 08 |
| Figure (I.03) | Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée Dans le repère (α, β) | 09 |
| Figure (I.04) | Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré... | 11 |
| Figure (I.05) | Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une Source de tension équilibrée sinusoïdale | 11 |
| Figure (I.06) | Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une D'un couple résistant ($C_r=10\text{Nm}$ à $t=1.5\text{sec}$) | 13 |
| Figure (I.07) | Représentation de l'ensemble onduleur-MAS | 15 |
| Figure (I.08) | Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur Tension | 18 |
| Figure (I.09) | Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur à deux niveaux | 19 |
| Figure (I.10) | Projection du vecteur de référence (secteur 1) | 21 |
| Figure (I.11) | Représentation des tensions à la sortie de l'onduleur | 22 |
| Figure (I.12) | Schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur triphasée à deux niveaux | 22 |
| Figure (I.13) | Caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=10\text{Nm}$ à $t=1.5\text{sec}$) | 23 |
| Figure (II.01) | Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique | 26 |
| Figure (II.02) | Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter diminuer le module du flux statorique | 26 |
| Figure (II.03) | Trajectoire du flux statorique | 27 |
| Figure (II.04) | Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation $\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \uparrow$ | 29 |

| | | |
|----------------|--|----|
| Figure (II.05) | Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation $\Delta\gamma < 0 \Rightarrow C_{em} \downarrow$ | 29 |
| Figure (II.06) | Application d'un vecteur nul, le terme résistif est négligeable | 29 |
| Figure (II.07) | schéma de contrôle direct de couple pour un onduleur à deux niveaux | 30 |
| Figure (II.08) | Choix du vecteur tension | 31 |
| Figure (II.09) | Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondants | 33 |
| Figure (II.10) | Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux et sans régulateur de vitesse | 38 |
| Figure (II.11) | Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse | 39 |
| Figure (II.12) | Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux et avec régulateur de vitesse | 38 |
| Figure (II.13) | Correcteur du couple à trois niveaux | 41 |
| Figure (II.14) | Résultats de simulation avec correcteur du couple à trois niveaux et sans vecteurs tension nuls | 43 |
| Figure (II.15) | Résultats de simulation avec correcteur de couple à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls et actifs | 45 |
| Figure (II.16) | Représentation des 12 divisions du plan complexe | 45 |
| Figure (II.17) | Correcteur du couple à quatre niveaux | 46 |
| Figure (II.18) | Résultats de simulation avec correcteur de couple à quatre niveaux avec les vecteurs tension nuls et actifs | 49 |
| Figure (II.19) | Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC | 50 |
| Figure (II.20) | Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode transistor | 50 |
| Figure (II.21) | Les différentes configurations possibles pour un bras d'onduleur à trois niveaux | 51 |
| Figure (II.22) | Présentation vectorielle de la tension de sortie | 55 |
| Figure (II.23) | Schéma du contrôle direct du couple-onduleur à trois niveaux | 56 |
| Figure (II.24) | Correcteur de couple à cinq niveaux | 59 |
| Figure (II.25) | Résultats de simulation avec correcteur de couple à cinq niveaux, | |

| | | |
|-----------------|--|----|
| | onduleur de tension à trois niveaux, avec les 4 groupes des vecteurs tension | 62 |
| Figure (II.26) | Résultats de simulation avec correcteur de couple à cinq niveaux, onduleur de tension à trois niveaux, avec les 4 groupes de vecteur tension pour la première approche | 66 |
| Figure (II.27) | Résultats de simulation avec correcteur de couple à cinq niveaux, onduleur de tension à trois niveaux, avec les 4 groupes de vecteur tension pour la deuxième approche | 68 |
| Figure (III.01) | Format d'un ensemble flou normalisé | 70 |
| Figure (III.02) | Représentation de " Grand " dans le cas booléen et flou | 70 |
| Figure (III.03) | Classification des humains selon leur âge | 71 |
| Figure (III.04) | Classification de la température selon la logique floue | 72 |
| Figure (III.05) | Opérateur NON | 73 |
| Figure (III.06) | Opérateurs logiques : (A) ensembles flous a et b ; (B) ensembles flous $a \cap b$; (C) ensembles flous $a \cup b$ | 74 |
| Figure (III.07) | Le schéma général d'une commande floue | 74 |
| Figure (III.08) | Exemple d'inférence MAX-MIN (Mamdani) | 78 |
| Figure (III.09) | Exemple d'inférence MAX- PRODUIT | 79 |
| Figure (III.10) | Architecture d'une commande floue | 81 |
| Figure (III.11) | Schéma du contrôle direct du couple | 82 |
| Figure (III.12) | Fonction d'appartenance de l'erreur du flux ε_{θ} | 84 |
| Figure (III.13) | Fonction d'appartenance de l'erreur du couple ε_C | 84 |
| Figure (III.14) | Fonction d'appartenance de la position θ_S | 85 |
| Figure (III.15) | Fonction d'appartenance de l'état de commutation des interrupteurs. . | 85 |
| Figure (III.16) | Structure du contrôleur flou pour l'onduleur à deux niveaux..... | 86 |
| Figure (III.17) | Allures des vitesses, du couple, du courant et du flux statorique. | 89 |
| Figure (III.18) | Fonction d'appartenance de l'erreur du flux ε_{θ} | 89 |
| Figure (III.19) | Fonction d'appartenance de l'erreur du couple ε_C | 90 |
| Figure (III.20) | Fonction d'appartenance de la position θ_S | 90 |
| Figure (III.21) | Structure du contrôleur flou pour l'onduleur à deux niveaux..... | 90 |
| Figure (III.22) | Allures des vitesses, du couple, du courant et du flux statorique. | 94 |
| Figure (IV.01) | Mise en correspondance neurone biologique/neurone | 96 |
| Figure (IV.02) | Le neurone formel de Mac Culloch et Pitts | 96 |
| Figure (IV.03) | Fonction identité | 97 |

| | | |
|----------------|---|-----|
| Figure (IV.04) | Fonction a seuil | 98 |
| Figure (IV.05) | Fonction signe | 98 |
| Figure (IV.06) | Fonction log-sigmoïde | 98 |
| Figure (IV.07) | Fonction tan- sigmoïde | 99 |
| Figure (IV.08) | Fonction d'appartenance de l'état de commutation des avant | 99 |
| Figure (IV.09) | Commande directe du couple d'une MAS basé sur les RN..... | 102 |
| Figure (IV.10) | Structure interne d'un contrôleur à base de réseau de neurone..... | 104 |
| Figure (IV.11) | Couple électromagnétique | 104 |
| Figure (IV.12) | Loupe couple électromagnétique | 104 |
| Figure (IV.13) | Module flux statorique | 105 |
| Figure (IV.14) | Loupe Module flux statorique | 105 |
| Figure (IV.15) | Vitesse de rotation | 105 |
| Figure (IV.16) | Loupe Vitesse de rotation | 105 |
| Figure (IV.17) | Commutation de l'interrupteur Sa | 105 |
| Figure (IV.18) | Loupe commutation Sa | 105 |
| Figure (IV.19) | Evolution du vecteur flux statorique..... | 106 |
| Figure (IV.20) | Courant statorique de la phase β | 106 |
| Figure (IV.21) | Couple électromagnétique | 107 |
| Figure (IV.22) | Loupe couple électromagnétique | 107 |
| Figure (IV.23) | Module flux statorique | 107 |
| Figure (IV.24) | Loupe Module flux statorique | 107 |
| Figure (IV.25) | Vitesse de rotation | 107 |
| Figure (IV.26) | Loupe Vitesse de rotation | 107 |
| Figure (IV.27) | Commutation de l'interrupteur Sa | 108 |
| Figure (IV.28) | Loupe commutation Sa | 108 |
| Figure (IV.29) | Evolution du vecteur flux statorique..... | 108 |
| Figure (IV.30) | Courant statorique de la phase β | 108 |
| Figure (IV.31) | Commande (DTNC) d'une MAS pour des correcteurs de couple à quatre niveaux (douze secteurs) | 108 |
| Figure (IV.32) | Couple électromagnétique | 111 |
| Figure (IV.33) | Loupe couple électromagnétique | 111 |
| Figure (IV.34) | Module flux statorique | 111 |
| Figure (IV.35) | Loupe Module flux statorique | 111 |
| Figure (IV.36) | Vitesse de rotation | 111 |

| | | |
|----------------|--|-----|
| Figure (IV.37) | Loupe Vitesse de rotation | 111 |
| Figure (IV.38) | Commutation de l'interrupteur Sa | 112 |
| Figure (IV.39) | Loupe commutation Sa | 112 |
| Figure (IV.40) | Evolution du vecteur flux statorique..... | 112 |
| Figure (IV.41) | Courant statorique de la phase β | 112 |

LISTE DES TABLEAUX

Liste des Tableaux

| Tableau | Titre | Page |
|-----------------|--|-------------|
| Tableau (I.01) | Table de vérité de l'onduleur de tension..... | 20 |
| Tableau (I.02) | Les temps d'application des vecteurs d'état pour chaque secteur..... | 21 |
| Tableau (II.01) | Table de commutation généralisée..... | 34 |
| Tableau (II.02) | Table de commande de flux..... | 35 |
| Tableau (II.03) | Table de commande du couple..... | 35 |
| Tableau (II.04) | Table de commutation avec les vecteurs tension actifs..... | 36 |
| Tableau (II.05) | Table de commutation avec les vecteurs tension nuls..... | 36 |
| Tableau (II.06) | Stratégie de contrôle avec correcteur du couple à trois niveaux Avec les vecteurs tension actifs..... | 41 |
| Tableau (II.07) | Stratégie de contrôle avec correcteur du couple à trois niveaux Avec les vecteurs tension actifs et nuls..... | 43 |
| Tableau (II.08) | Effet des six vecteurs tension utilisés dans les secteurs N1etN12..... | 46 |
| Tableau (II.09) | Stratégie de contrôle par DTC avec correcteur à quatre niveaux pour Des vecteurs tension actifs et nuls..... | 47 |
| Tableau (II.10) | Les niveaux de tension d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC..... | 52 |
| Tableau (II.11) | Les états de commutation de l'onduleur à trois-niveaux (NPC)..... | 54 |
| Tableau (II.12) | Vecteurs tension associés aux états de commutation..... | 54 |
| Tableau (II.13) | Table de commutation avec le groupe des vecteurs demie tension..... | 57 |
| Tableau (II.14) | Table de commutation avec le groupe des vecteurs pleine tension..... | 57 |
| Tableau (II.15) | Table de commutation avec le groupe des vecteurs intermédiaire..... | 58 |
| Tableau (II.16) | Table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension..... | 60 |
| Tableau (II.17) | Table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension pour Douze secteurs «première approche»..... | 64 |
| Tableau (II.17) | Table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension pour Douze secteurs «deuxième approche»..... | 66 |

| | | |
|------------------|--|----|
| Tableau (III.01) | Les tables de commutation avec onduleur à deux niveaux | 87 |
| Tableau (III.02) | Les tables de commutation avec onduleur à deux niveaux | 92 |
| Tableau (IV.01) | Table de fonction de transfert | 99 |

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Grâce aux développements de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande, il est aujourd'hui possible de mettre en oeuvre des algorithmes de commande inenvisageables il y a une dizaine d'années. Ainsi, sont apparus des entraînements à base de machines asynchrones aussi performants que ceux avec des machines à courant continu, tout en bénéficiant de leurs avantages (robustesse ; faible coût ; large gamme de vitesse).

Depuis le début des années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position de précision [45]. Néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients majeurs de par son coût élevé, ses limitations en puissance et en vitesse de rotation...etc.

Pour pouvoir remplacer le variateur de vitesse à courant continu et profiter des avantages du moteur asynchrone, la commande doit être de plus en plus performante par conséquent, plus complexe. La stratégie de commande vectorielle inventée au début des années 70 par Blaschke a permis d'égaliser les performances intéressantes du variateur à courant continu.

Toutefois, la commande de la machine asynchrone reste complexe par les développements théoriques mis en oeuvre et la difficulté à identifier certains paramètres en temps réel (observateurs en boucle fermée).

Parmi les méthodes de commande des machines asynchrones, la commande vectorielle FOC (Field Oriented Control) et la commande directe de couple DTC (Direct Torque Control) sont les deux performantes. La commande DTC fut inventée au milieu des années 80. [5]

En effet, la commande DTC à partir de références externes, tel le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes classiques (vectorielles ou scalaires) les tensions à appliquer à la machine, mais recherche « le meilleur » état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [3].

Dans ce travail, notre principal objectif est de proposer des nouvelles stratégies du type contrôle direct, compatibles avec un onduleur de tension à trois niveaux, et d'exploiter les outils d'intelligence artificielles à savoir : **la logique floue** et **les réseaux de neurones artificiels** sur le contrôle direct du couple. Notre travail est organisé en quatre chapitres, comme suit:

Dans le premier chapitre, nous présentons une modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant la transformation de PARK pour le passage du système triphasé au biphasé. Ensuite, nous abordons l'étude de l'association convertisseur machine, dans la quelle nous modélisons la MAS associée a un onduleur de tension à deux niveaux suivi par une simulation de ce modèle dans le repère lié au stator.

Le deuxième chapitre, est consacré au principe du contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux. Une synthèse des différentes stratégies de contrôle sont présentées et analysées. Ensuite, nous présentons une nouvelle approche de la commande directe du couple qui permet d'améliorer la stratégie de commutation des contrôleurs du flux et du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux à structure NPC. Dans cette partie, différentes approches de contrôle sont proposées et validées toujours par des simulations numériques.

Dans le troisième chapitre, un nouveau formalisme de contrôle direct du couple basé sur la logique floue est présenté pour la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux et un onduleur à trois-niveaux à structure NPC. Nous donnons le principe de cette approche et nous concluons sur les performances.

Dans le dernier chapitre, nous exposons une autre exploitation des techniques de l'intelligence artificielle, c'est le réseau de neurones artificiels sur le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux avec différents comparateurs du couple. Ainsi, nous allons valider cette méthode par des simulations numériques.

Nous terminons notre étude par un assemblage de tous les résultats de simulations obtenues des différentes stratégies mentionnées dans les précédents chapitres et nous concluons par un tableau qui reflète les avantages et les inconvénients de chaque stratégie

Finalement, notre travail sera couronné par une conclusion générale

Modélisation De La Machine
Asynchrone Et Son Alimentation

CHAPITRE I

I.1 INTRODUCTION

Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone. Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante, [1]. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation des entraînements à vitesse variable, et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques et particulièrement le moteur asynchrone, [1].

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, [2]. La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande d'une façon, 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, [3].

Dans ce chapitre, nous présentons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système bipolaire. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement on alimentant notre machine en tension.

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlé en courant par hystérésis. Ensuite, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur-machine où on présentera un modèle générale associe la machine asynchrone à son alimentation.

I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

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

- L'entrefer constant ;
- L'effet d'encoche négligé ;

- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables ;
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes des ces hypothèses on peut citer :

- L'association du flux ;
- La constance des inductances propres ;
- L'invariance des résistances statoriques et rotoriques ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques, [3].

La représentation schématique de la MAS dans l'espace électrique est donnée sur la Fig. (1.1).

Elle est munie de six enroulements, [4].

- ⊕ 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.

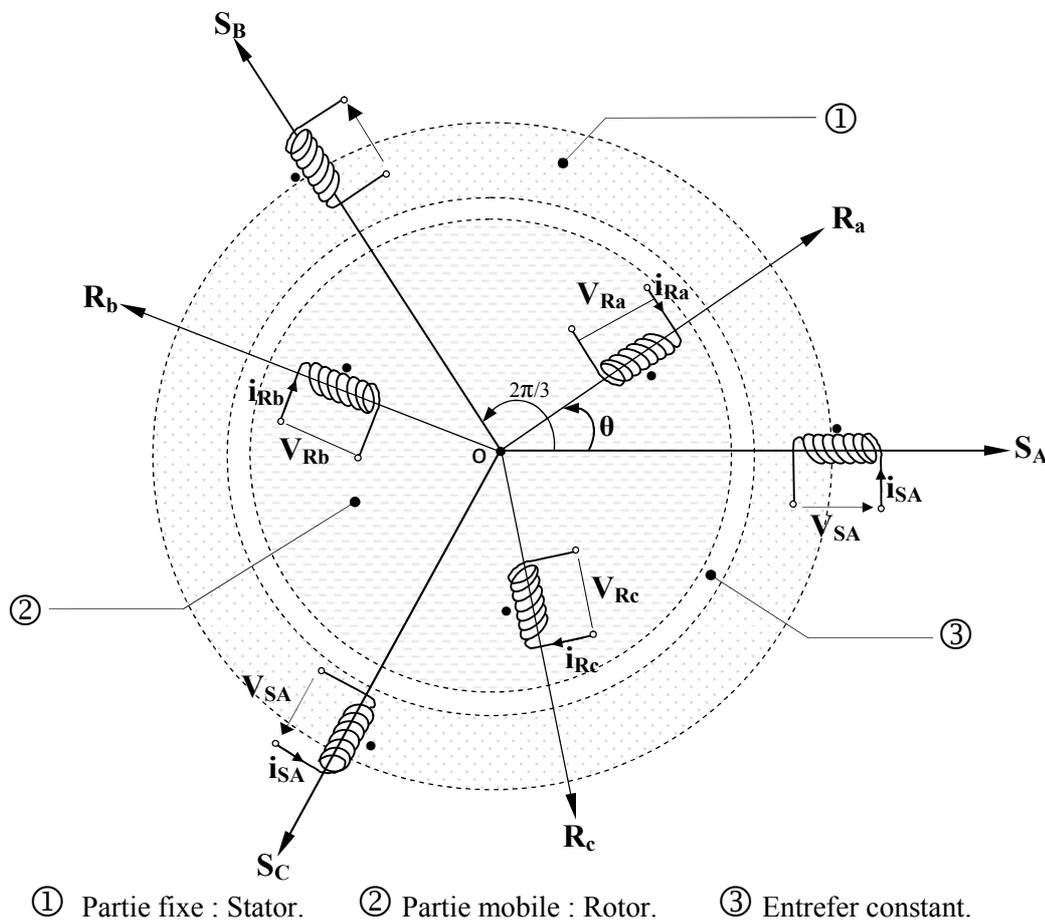


Figure (I. 1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone

I.2.1 Equations électriques:

Les six enroulements (S_a, S_b, S_c et R_a, R_b, R_c), représentés sur la Fig.(I.1), obéissent aux équations matricielles suivantes, [4] :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I - 1)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] = [0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (I - 2)$$

Avec:

[V] : Vecteur tension ;

[I] : Vecteur courant ;

[ϕ] : Vecteur flux statorique;

[R] : Matrice résistance;

s, r : Indices stator et rotor, respectivement.

I.2.2 Equations magnétiques :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit, [4]:

Pour le stator :

$$[\phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (I - 3)$$

Pour le rotor :

$$[\phi_r] = [M_{rs}] \cdot [I_s] + [L_r] \cdot [I_r] \quad (I - 4)$$

[L_s], [L_r] : représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique ;

[M_{sr}] : correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

On désigne par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I - 5)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I - 6)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I - 7)$$

Avec:

θ : La position absolue entre stator et rotor ;

L_s, L_r : Inductance propre du stator et du rotor, respectivement ;

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator-rotor.

Finalement les équations de tensions deviennent :

Pour le stator :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_s]\} + [M_{sr}] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_r]\} \quad (I - 8)$$

Pour le rotor :

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_r] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_r]\} + [M_{rs}] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_s]\} \quad (I - 9)$$

I.2.3 Transformation de Park :

Le modèle de Park apporte une solution satisfaisante [4]. La transformation de Park est souvent définie par la matrice normalisée $[P(\theta_a)]$ comme suit [5]:

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_a & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (I - 10)$$

D'où

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad [P(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I - 11)$$

Où $[X_{a,b,c}]$ est une grandeur (tension, courant ou flux).

L'équation (1.8) et (1.9) de la machine peuvent être reformulées par :

$$[V_{a,b,c}] = [R_s] \cdot [I_{a,b,c}] + \frac{d}{dt} [\phi_{a,b,c}] \quad (I - 12)$$

En utilisant l'équation (1.11) on aboutit à:

$$[P(\theta_a)]^{-1}[V_{d,q,o}] = [R] \cdot [P(\theta_a)]^{-1}[I_{d,q,o}] + \frac{d}{dt} [P(\theta_a)]^{-1}[\phi_{d,q,o}] \quad (I - 13)$$

Soit en multipliant par la matrice $[P(\theta_a)]^{-1}$:

$$[V_{d,q,o}] = [R] \cdot [I_{d,q,o}] + \frac{d}{dt} [\phi_{d,q,o}] + [P(\theta_a)] \left[\frac{d}{dt} [P(\theta_a)]^{-1} \right] \cdot [\phi_{d,q,o}] \quad (I - 14)$$

On obtient finalement un système de **PARK** qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_s \omega_s & M \left(\frac{d}{dt} \right) & -M \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & M \omega_s & M \left(\frac{d}{dt} \right) \\ M \left(\frac{d}{dt} \right) & -M \omega_s & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_r \omega_r \\ M \omega_r & M \left(\frac{d}{dt} \right) & L_r \omega_r & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I - 15)$$

Dont les flux correspondent à :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (I - 16)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I - 17)$$

Avec:

$$L_s = l_s + M_s$$

$$L_r = l_r + M_r$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr}$$

L_s : Inductance cyclique propre du stator ;

L_r : Inductance cyclique propre du rotor ;

M_s : Inductance cyclique mutuelle du stator ;

M_r : Inductance cyclique mutuelle du rotor ;

M : Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor ;

l_s : Inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique ;

d/dt : Opérateur dérivée.

I.2.4 Equation électromagnétique:

Equation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \cdot \Omega - C_r \quad (I - 19)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} \cdot I_{sq} - \phi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (I - 20)$$

Avec:

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par la machine ;

C_r : Couple résistant de la charge ;

f_v : Coefficient des frottements visqueux ;

$\Omega = \frac{\omega}{p}$: Vitesse de rotation mécanique ;

P : Nombre de paires de pôles.

I.2.5 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.

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

- ☛ Stator, repère (α, β) : $\omega_a = \frac{d}{dt} \theta_a = 0$
- ☛ Champ tournant, repère (d, q) : $\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_a = \omega_a$
- ☛ Rotor, (x, y) : $\omega_a = \frac{d}{dt} \theta_a = \omega_r$.

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones

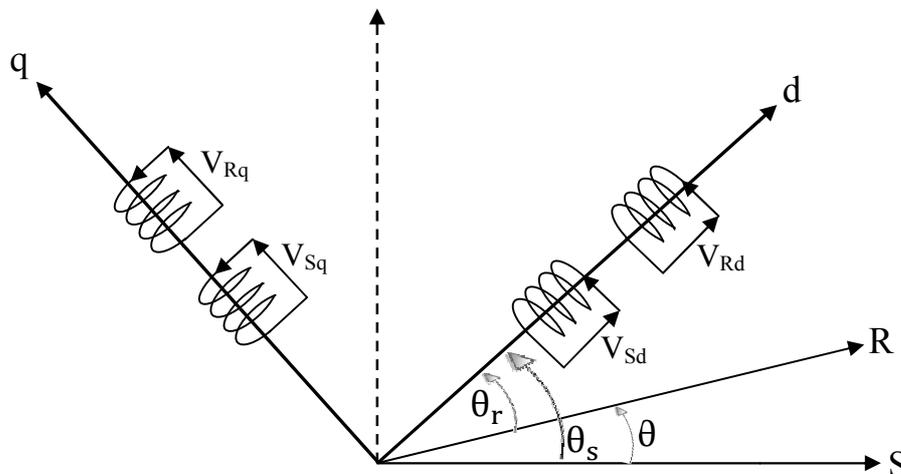


Figure (I. 2) : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace angulaire.

I.2.5.1 Équations en tension dans le repère lié au stator (α, β)

La figure (I-3) représente la schématisation d'une machine asynchrone biphasée équivalente dans le repère (α, β).

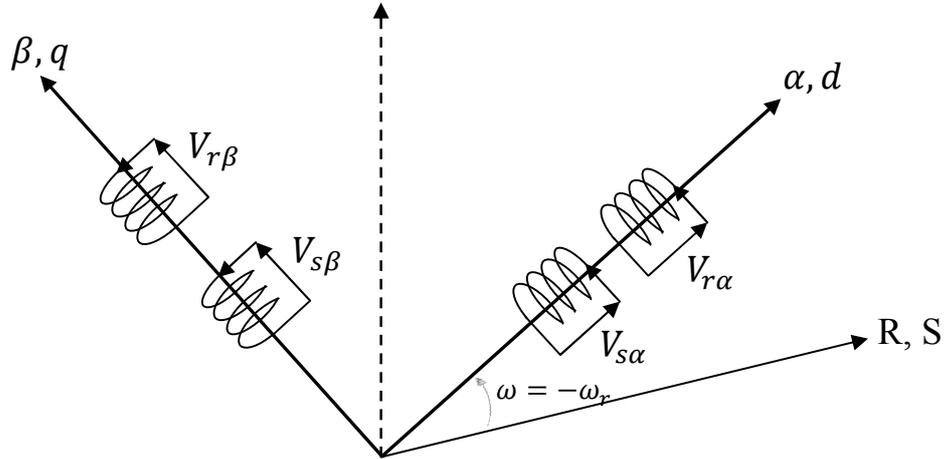


Figure (I. 3) : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (α, β)

I.2.5.2 Modèle d'état de la machine dans le référentiel liée au stator (α, β)

Dans ce cas le système d'équations (1.15) s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I - 21)$$

Ainsi que les flux:

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (I - 22)$$

✿ Stator, repère (α, β):

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [6].

☛ Champ tournant, repère (d, q) :

Ce référentiel est le seul qui n'introduite pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande [7].

☛ Rotor, (x, y) :

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

❖ Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β)

La représentation d'état des équations (1.21) est donnée sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{\omega_r \cdot M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{\omega_r \cdot M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I-22)$$

Avec:

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$: Coefficient de dispersion de Blondel ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique ;

$\omega_r = P\Omega_r$: Pulsation mécanique du rotor, et p étant le nombre de paires de pôles.

I.3 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La simulation de notre modèle se fait sous le logiciel MATLAB dans l'environnement de temps réel SIMULINK.

La figure (I. 4) illustre le schéma bloc de la machine asynchrone liée au repère (α, β) basé sur le modèle mathématique décrit par l'expression (I-22), la machine est alimentée par un réseau triphasé équilibré (220V, 50Hz), dont les paramètres de la machine sont donnés dans l'Annexe A.

I.3.1.1.1 Interprétations des resultants

D'après la Figure (I.5) on constate que :

 Pour la vitesse

Au démarrage et dans un temps étroit, la vitesse présente une oscillation inclinée suivie par un accroissement presque linéaire jusqu'à la valeur de synchronisme, cette variation instantanée dépend de la caractéristique du moteur choisi.

 Pour le courant statorique

Au démarrage, le courant prend une valeur grande 6 fois plus que la valeur nominale. Le courant oscille autour de zéro jusqu'à l'instant où il prend sa valeur permanente.

 Pour le couple électromagnétique

La croissance de la vitesse au démarrage indique la présence du fort couple électromagnétique, ce dernier oscille de manière décroissante jusqu'à une valeur qui compense les frottements.

I.3.1.2 Application d'une charge ($C_r=10\text{N.m}$)

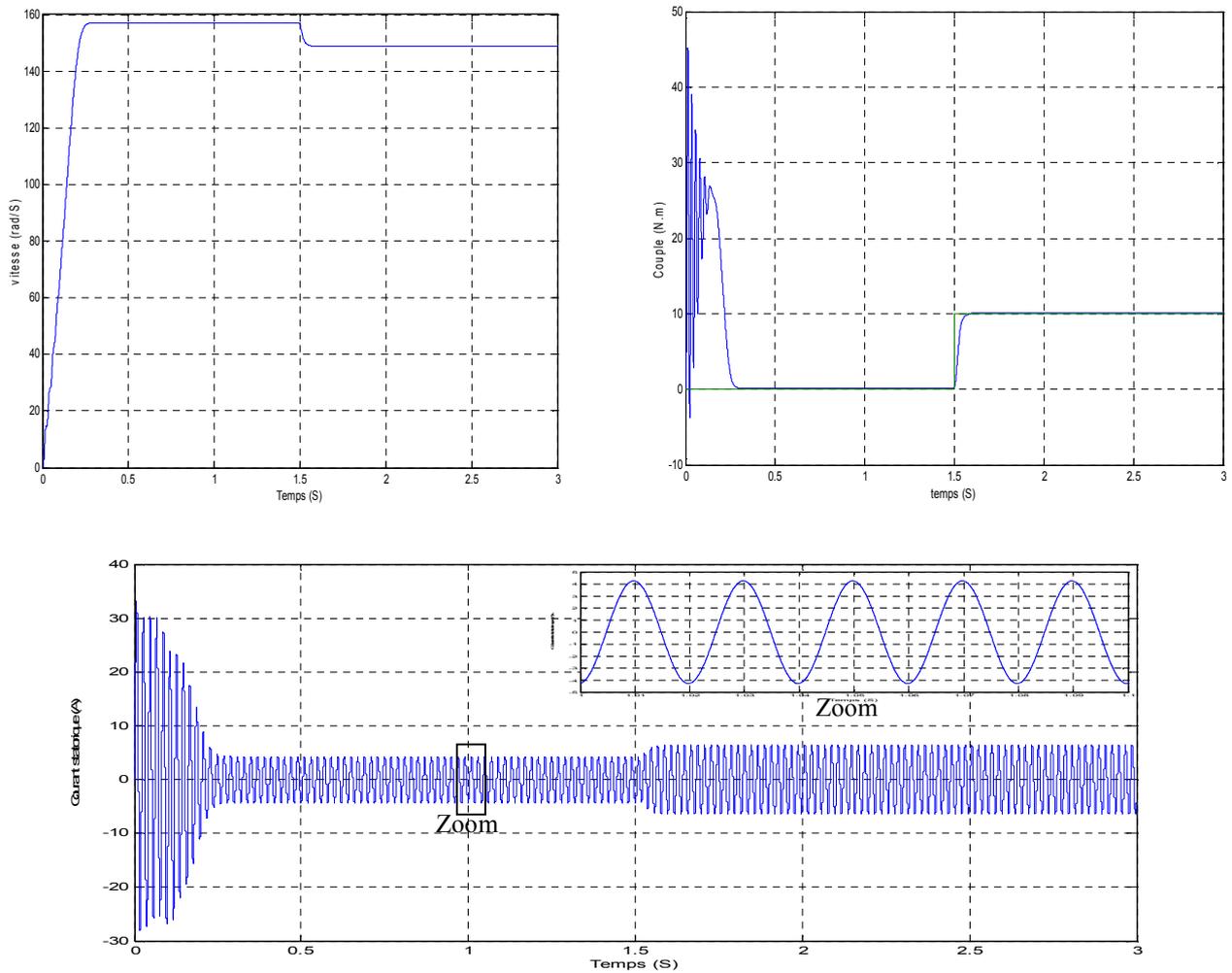


Figure (I.6) : Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=10\text{Nm}$ à $t=1.5\text{sec}$)

I.3.1.2.1 Interprétations des resultants

■ Pour la vitesse

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

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

■ Pour le couple électromagnétique

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

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

■ Pour le courant statorique

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

A l'instant $t = 1.5$ sec, nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I.4 ONDULEUR DE TENSION

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres de la machine, [8].

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tension, possédant six cellules de commutation (IGBT) et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutation constituées chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondant au point milieu du bras, [9].

Les signaux de commande des interrupteurs de chaque bras doivent être complémentaires pour éviter le court-circuit de l'alimentation continue de l'onduleur.

I.5 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

Pour modéliser l'onduleur de tension, Fig. (I.7), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $E/2$ connectés à un point noté n_0 .

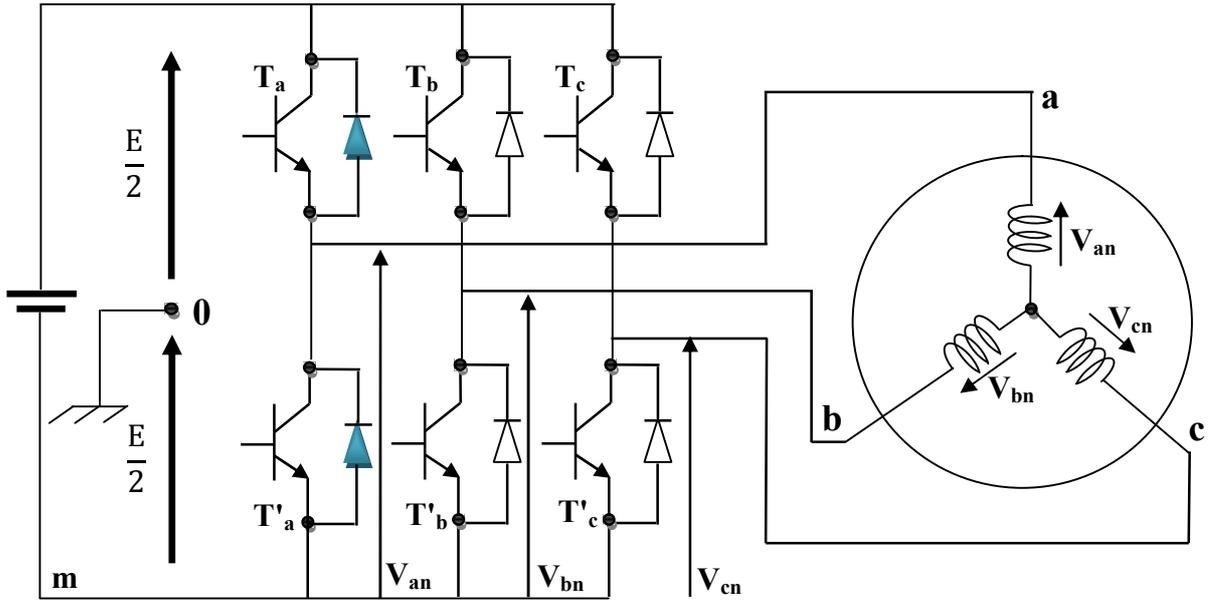


Figure (I.7) : Représentation de l'ensemble onduleur-MAS

La machine a été modélisée à partir des tensions simples notées V_{an} , V_{bn} , V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a [10,11]:

Si $S_i = 1$, T_i est passant et T'_i est ouvert ;

Si $S_i = 0$, T_i est ouvert et T'_i est passant.

Avec $i = a, b, c$.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} + V_{0b} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} + V_{0c} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} + V_{0a} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{I} - 23)$$

Où « 0 » point milieu fictif à l'entrée continu (voir Fig I.7).

V_{a0} , V_{b0} , V_{c0} sont les tensions d'entrée à l'onduleur.

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

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{I} - 24)$$

Avec :

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de phase.

V_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « o ».

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (I - 25)$$

En remplaçant (I.25) dans le système (I.24), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (I - 26)$$

Avec S_i l'état des interrupteurs supposés parfaits :

$$V_{io} = S_i E - \frac{E}{2} \quad \text{Avec } i = a, b, c \quad \begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (I - 27)$$

Il vient alors :

$$\begin{cases} V_{ano} = (S_a - 0.5) E \\ V_{bno} = (S_b - 0.5) E \\ V_{cno} = (S_c - 0.5) E \end{cases} \quad (I - 28)$$

En remplaçant (I.26) dans (I.28), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I - 29)$$

Si V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu- alternatif, [12].

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (I - 30)$$

Les composantes de la tension U_s alimentant la machine ($V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$) peuvent être exprimées en utilisant le passage triphasé- biphase par le biais de la matrice « Concordia » respectant le transfert de la puissance, [13].

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 31)$$

En appliquant la transformation de PARK, aux tensions phase-neutre données par l'équation (I-31), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase (I-32).

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_1 + aS_2 + a^2S_3) \quad (\text{I} - 32)$$

Avec:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = e^{-j\frac{4\pi}{3}} \quad (\text{I} - 33)$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{I} - 34)$$

On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des Variables S_1, S_2, S_3 . donnant un élément de l'ensemble (S_1, S_2, S_3) . Vu que, pour l'onduleur à deux niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y a au total 8 séquences de niveaux de phase différente. La figure (I.8) illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension, obtenu analytiquement par (I-32) on peut constater l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes (0,0,0) et (1,1,1) donnant origine au même vecteur tension nul.

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentées dans les figures (I.8), (I.9).

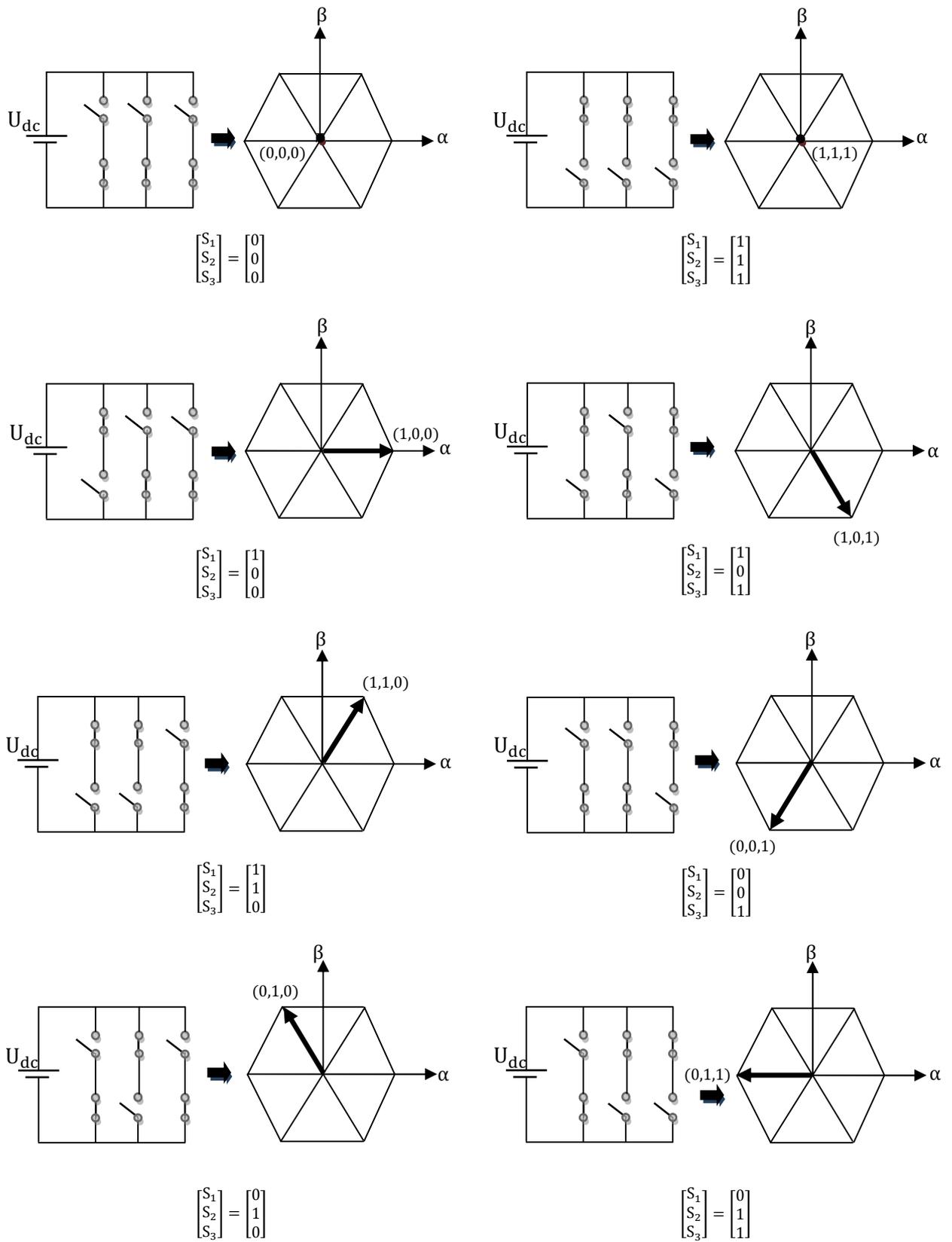


Figure (L08) : Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension

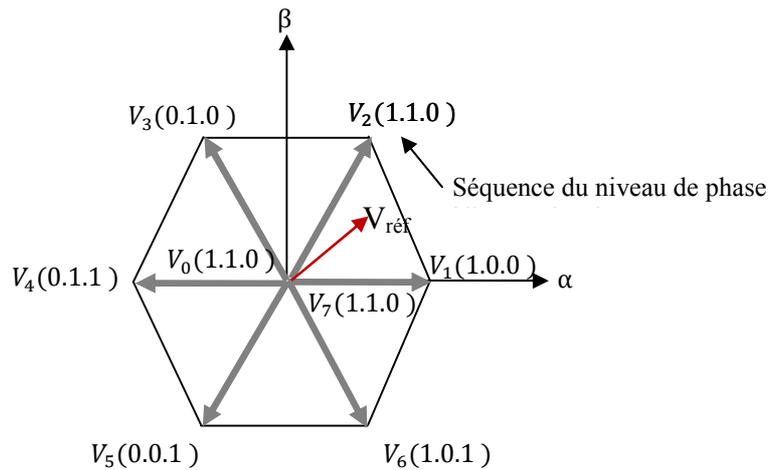


Figure (I.09) : Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur à 2- niveaux

I.5.1 Etude de la commande de l'onduleur

Toute application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier de charge précis nécessitent un choix de mode d'alimentation de la machine. Il existe deux modes d'alimentation en courant ou en tension.

Ceci signifie que le convertisseur statique associé à la machine lui impose au niveau de ses enroulements statoriques un courant ou une tension de forme et des amplitudes données. Selon l'application et les performances demandées, on choisira le type d'alimentation et par conséquent le type de contrôle à implanter. Trois structures principales peut être envisagées.

- ✚ Onduleur de courant réalisant une alimentation en courant.
- ✚ Onduleur de tension réalisant une alimentation en tension.
- ✚ Onduleur de tension réalisant une alimentation en courant.

Donc, il y a plusieurs méthodes pour commander les interrupteurs d'un onduleur [14]. Un vecteur tension de référence $V_{\text{réf}}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T par un vecteur tension moyen V_{moy} . Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension $\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix}$. Nous pouvons donc dresser un tableau (I.1), des différents états de l'onduleur, [8,13].

| Vecteur | S_a | S_b | S_c | V_{sa} | V_{sb} | V_{sc} | $V_{s\alpha}$ | $V_{s\beta}$ | \bar{V}_1 |
|---------|-------|-------|-------|-----------------|-----------------|-----------------|-------------------------|-------------------------|--|
| V_0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| V_5 | 0 | 0 | 1 | $-\frac{E}{3}$ | $-\frac{E}{3}$ | $\frac{2E}{3}$ | $-\sqrt{\frac{1}{6}} E$ | $-\sqrt{\frac{1}{2}} E$ | $\sqrt{\frac{2}{3}} E e^{j\frac{4\pi}{3}}$ |
| V_3 | 0 | 1 | 0 | $-\frac{E}{3}$ | $\frac{2E}{3}$ | $-\frac{E}{3}$ | $-\sqrt{\frac{1}{6}} E$ | $\sqrt{\frac{1}{2}} E$ | $\sqrt{\frac{2}{3}} E e^{j\frac{2\pi}{3}}$ |
| V_4 | 0 | 1 | 1 | $-\frac{2E}{3}$ | $\frac{E}{3}$ | $\frac{E}{3}$ | $-\sqrt{\frac{2}{3}} E$ | 0 | $-\sqrt{\frac{2}{3}} E$ |
| V_1 | 1 | 0 | 0 | $\frac{2E}{3}$ | $-\frac{E}{3}$ | $-\frac{E}{3}$ | $\sqrt{\frac{2}{3}} E$ | 0 | $\sqrt{\frac{2}{3}} E$ |
| V_6 | 1 | 0 | 1 | $\frac{E}{3}$ | $-\frac{2E}{3}$ | $\frac{E}{3}$ | $\sqrt{\frac{1}{6}} E$ | $-\sqrt{\frac{1}{2}} E$ | $\sqrt{\frac{2}{3}} E e^{j\frac{5\pi}{3}}$ |
| V_2 | 1 | 1 | 0 | $\frac{E}{3}$ | $\frac{E}{3}$ | $-\frac{2E}{3}$ | $\sqrt{\frac{1}{6}} E$ | $\sqrt{\frac{1}{2}} E$ | $\sqrt{\frac{2}{3}} E e^{j\frac{\pi}{3}}$ |
| V_7 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Tableau (I.1): Table de vérité de l'onduleur de tension.

Avec:

$$\bar{V}_{\text{réf}} = \sqrt{V_{\text{réf}}^2 + V_{\text{réf}\beta}^2} \cdot e^{j(\alpha - \frac{\pi}{2})} \quad (\text{I} - 35)$$

Dans la suite, le vecteur de référence V_{ref} est approximé sur la période modulation T , par la génération d'un vecteur moyen élaboré par l'application des vecteurs disponibles, voir Tableau (I.1).

La Fig. (I.10), représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1. Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit, [15, 16,17]:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \bar{V}_{\text{réf}} dt = \left(\int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \bar{V}_0 dt \right) \frac{1}{T_s} \quad (\text{I} - 36)$$

$$T_s \cdot \bar{V}_{\text{réf}} = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2) \quad (\text{I} - 37)$$

$$\bar{V}_{\text{réf}} = \frac{T_1}{T_s} \bar{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \bar{V}_2 \quad (\text{I} - 38)$$

$$\text{Où } T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (\text{I} - 39)$$

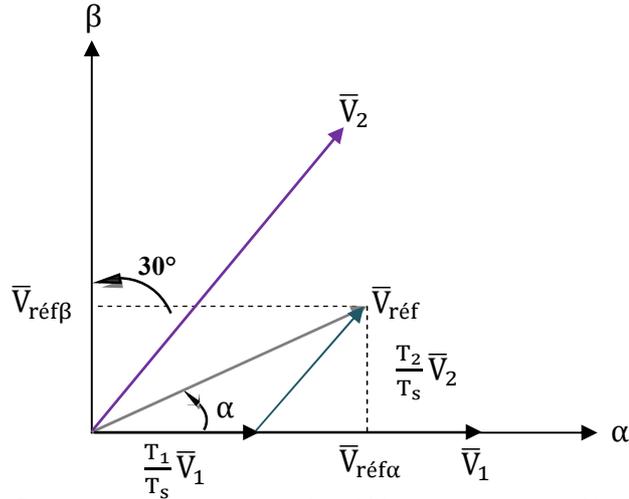


Figure (I.10) :Projection du vecteur de référence (secteur 1).

La détermination des périodes T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur la Fig. (I.10) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_{réf\beta} = \frac{T_2}{T_s} |\bar{V}_2| \cos(30) \\ \bar{V}_{réf\alpha} = \frac{T_2}{T_s} |\bar{V}_1| + X \\ X = \frac{V_{réf\beta}}{\text{tg}(60)} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} T_1 = \frac{T_s}{2E} (\sqrt{6}V_{réf\alpha} - \sqrt{2}V_{réf\beta}) \\ T_2 = \sqrt{2} \frac{T_s}{E} V_{réf\beta} \end{array} \right. \quad (I - 40)$$

Le tableau ci-dessous montre les différents temps d’application des vecteurs d’états pour les différents secteurs (1 à 6), [18,19].

| Secteur 1 | Secteur 2 | Secteur 3 |
|--|--|--|
| $T_1 = \frac{T_s}{2E} (\sqrt{6}V_{réf\alpha} - \sqrt{2}V_{réf\beta})$ | $T_2 = \frac{T_s}{2E} (\sqrt{6}V_{réf\alpha} + \sqrt{2}V_{réf\beta})$ | $T_3 = \frac{T_s}{E} \sqrt{2} V_{réf\beta}$ |
| $T_2 = \sqrt{2} \frac{T_s}{E} V_{réf\beta}$ | $T_3 = \frac{T_s}{2E} (-\sqrt{6}V_{réf\alpha} + \sqrt{2}V_{réf\beta})$ | $T_4 = -\frac{T_s}{2E} (\sqrt{6}V_{réf\alpha} + \sqrt{2}V_{réf\beta})$ |
| $T_0 = T_s - T_1 - T_2$ | $T_0 = T_s - T_2 - T_3$ | $T_0 = T_s - T_3 - T_4$ |
| Secteur 4 | Secteur 5 | Secteur 6 |
| $T_4 = \frac{T_s}{2E} (-\sqrt{6}V_{réf\alpha} + \sqrt{2}V_{réf\beta})$ | $T_5 = -\frac{T_s}{2E} (\sqrt{6}V_{réf\alpha} + \sqrt{2}V_{réf\beta})$ | $T_6 = -\sqrt{2} \frac{T_s}{E} V_{réf\beta}$ |
| $T_5 = -\sqrt{2} \frac{T_s}{E} V_{réf\beta}$ | $T_6 = \frac{T_s}{2E} (-\sqrt{6}V_{réf\alpha} - \sqrt{2}V_{réf\beta})$ | $T_1 = \frac{T_s}{2E} (\sqrt{6}V_{réf\alpha} + \sqrt{2}V_{réf\beta})$ |
| $T_0 = T_s - T_4 - T_5$ | $T_0 = T_s - T_5 - T_6$ | $T_0 = T_s - T_6 - T_1$ |

Tableau (I.2) : Les temps d’application des vecteurs d’état pour chaque secteur.

I.5.2 RESULTATS DE SIMULATION

La simulation de l'onduleur à MLI vectorielle (SVM) est effectuée en utilisant le logiciel Matlab/simulink. Les figures suivantes représentées les tensions de la sortie de l'onduleur.

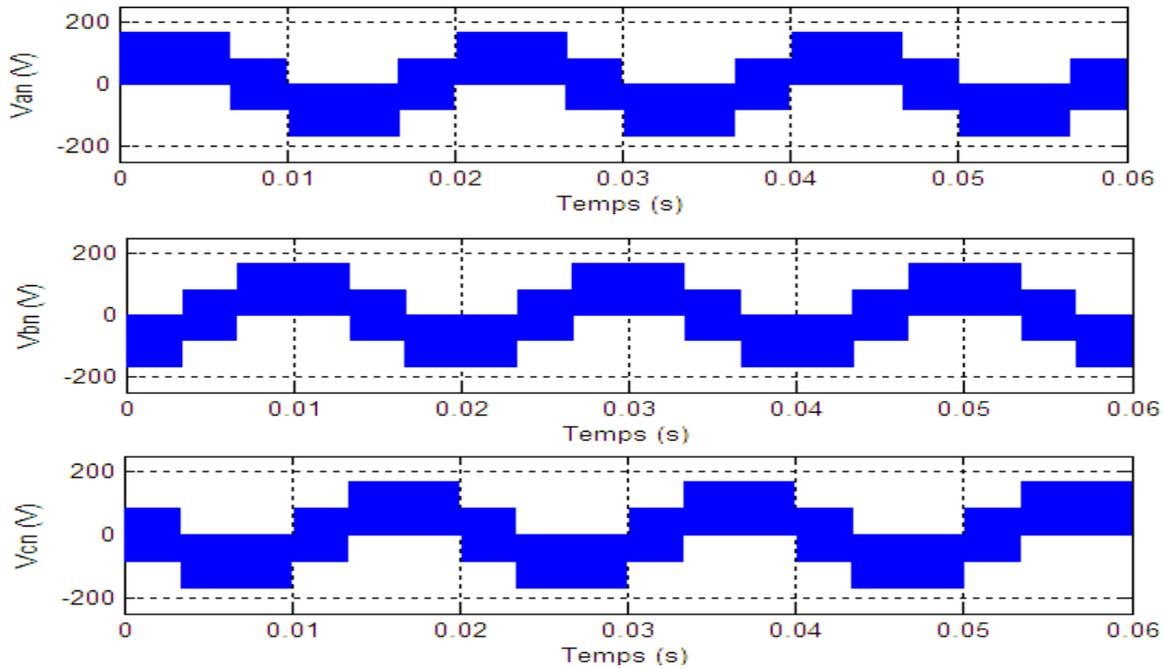


Fig. (I.11) Représentation des tensions à la sortie de l'onduleur.

I.6 Le Schéma Bloc de la MAS alimentée par onduleur de tension à deux niveaux

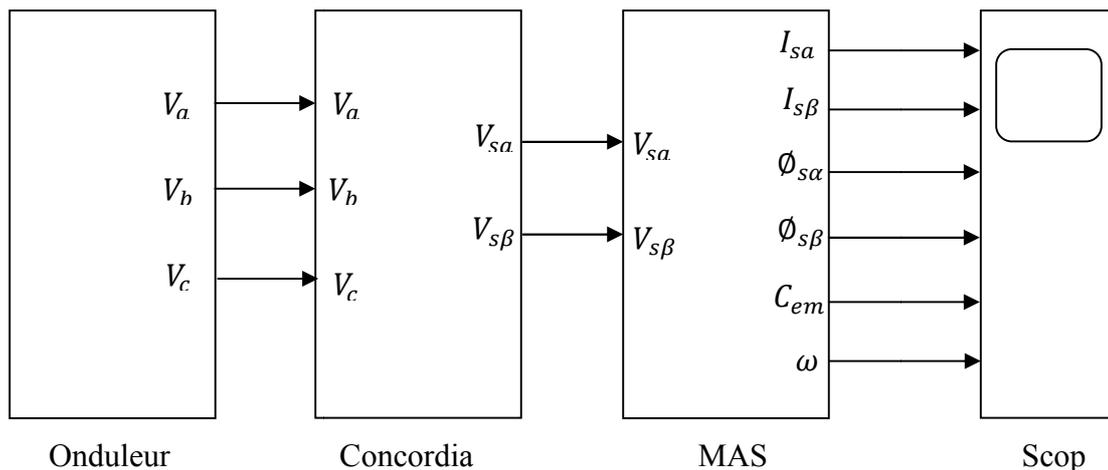


Figure (I.12) : Schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur triphasée à deux niveaux

Le moteur est alimenté directement par un onduleur avec :

$$m = \frac{f_p}{f_{réf}} = \frac{1200}{50} ; r = \frac{V_{mréf}}{V_{mp}} = 0.97$$

$V_{mréf}$: Amplitudes de tension de la référence.

V_{mp} : Amplitudes de tension de la porteuse.

f_p : La fréquence de porteuse.

$f_{réf}$: La fréquence de référence.

I.6.1 Résultats de simulation

La figure(I.13) présente les résultats de simulation d'une MAS alimenté par onduleur de tension à deux niveaux

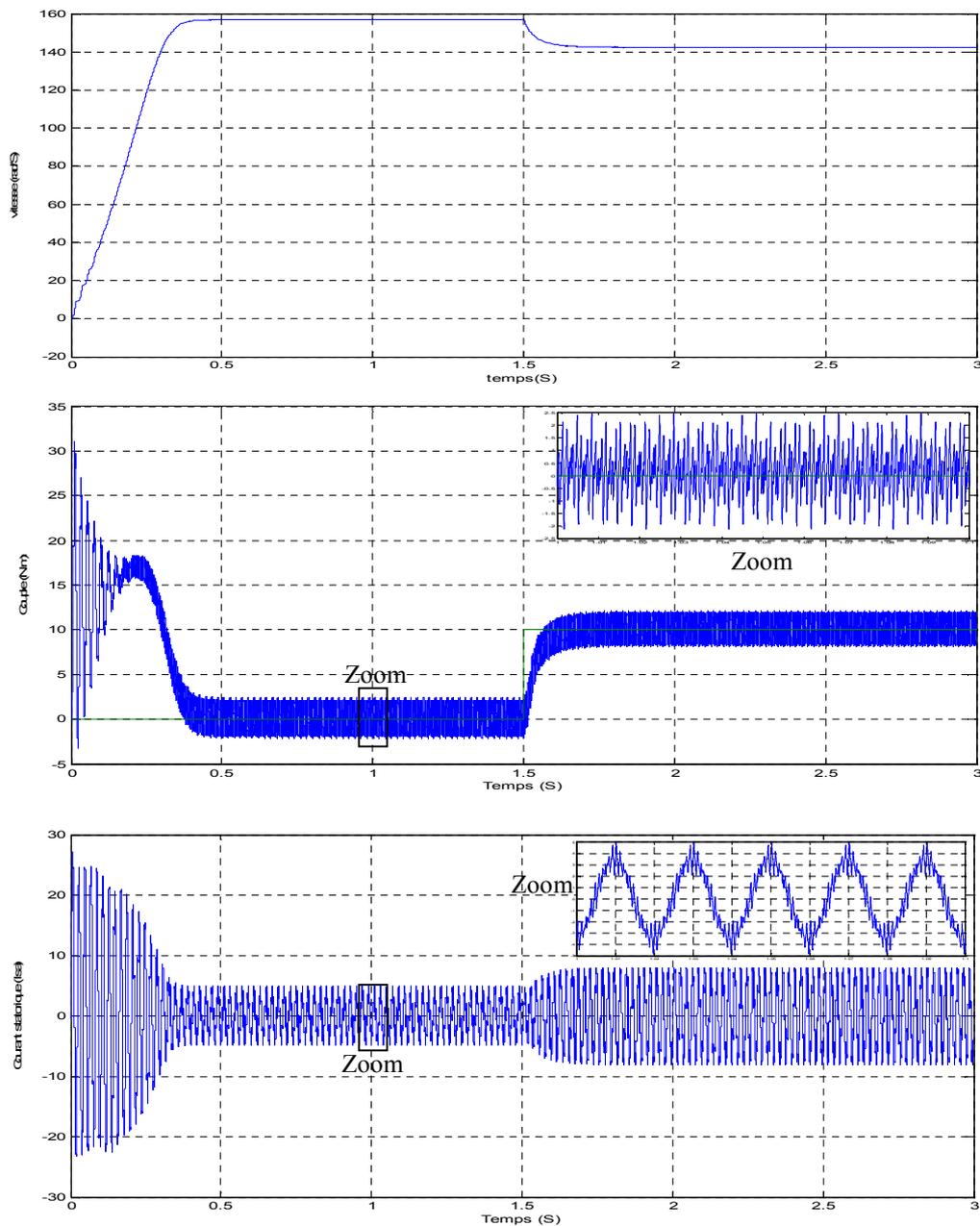


Figure (I.13) : Caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=10\text{Nm}$ à $t=1.5\text{sec}$).

I.6.2 Interprétations des résultats

Les courbes de la figure (I.13) représentent les résultats de simulation pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide ($C_r=10$ N.m) de la machine associée à un onduleur de tension.

La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre une différence dans la forme du couple. Dans le cas d'une alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations.

L'allure de composante du courant statorique est semblable à celle obtenue avec alimentation directe sous pleine tension.

I.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de PARK, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone.

L'application d'une commande MLI de l'onduleur en boucle ouverte provoque des inconvénients au fonctionnement de la machine comme les harmoniques de courant, les oscillations du couple et du flux, ce qui implique d'appliquer une commande qui sert à réaliser les exigences industrielles comme la commande DTC qui sera l'objet du second chapitre.

Contrôle Direct Du Couple Alimentée
Par Deux Types D'onduleurs
De La Machine Asynchrone

CHAPITRE II

II.1 INTRODUCTION

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI [20,21]. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des Courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [21, 22,23].

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.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne [22]. Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MAS, et les résultats de simulation obtenus.

II.2 PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE

L'objectif d'une commande « DTC » est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. 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. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique [14].

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. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [24]:

- 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.

II.2.1 contrôle du vecteur flux statorique

La règle d'évolution du module du flux statorique est déterminée à partir de l'équation différentielle du flux statorique exprimée dans un repère fixe (α, β) [25].

$$\frac{d}{dt} \phi_s = V_s - R_s i_s \tag{II - 01}$$

Sur l'intervalle $[0, T_e]$, si pour simplifier on considère le terme $R_s \cdot I_s$ comme négligeable (ce qui se vérifie à vitesse de rotation suffisamment élevée), on aura l'équation (II.2) [26]:

$$\phi_s(T_e) \approx \phi_s(0) + V_s \cdot T_e \rightarrow V_s \cdot T_e \approx \Delta \phi_s \tag{II - 02}$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine figure (II-1) [27].

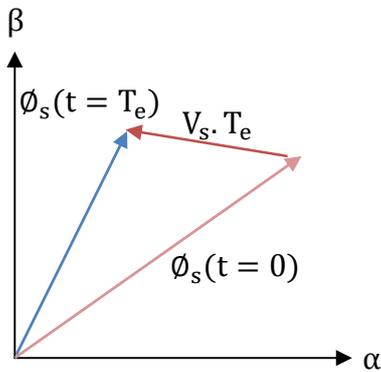


Figure (II.1) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.

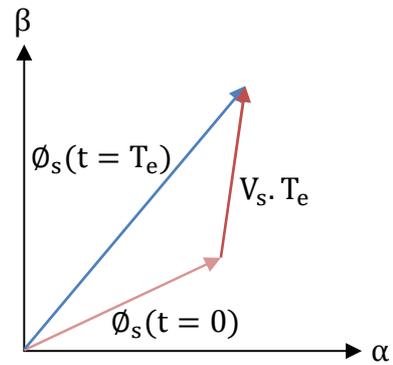


Figure (II.2) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (figure (II-1) et (II-2)). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période

d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence

constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (II-3) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence.

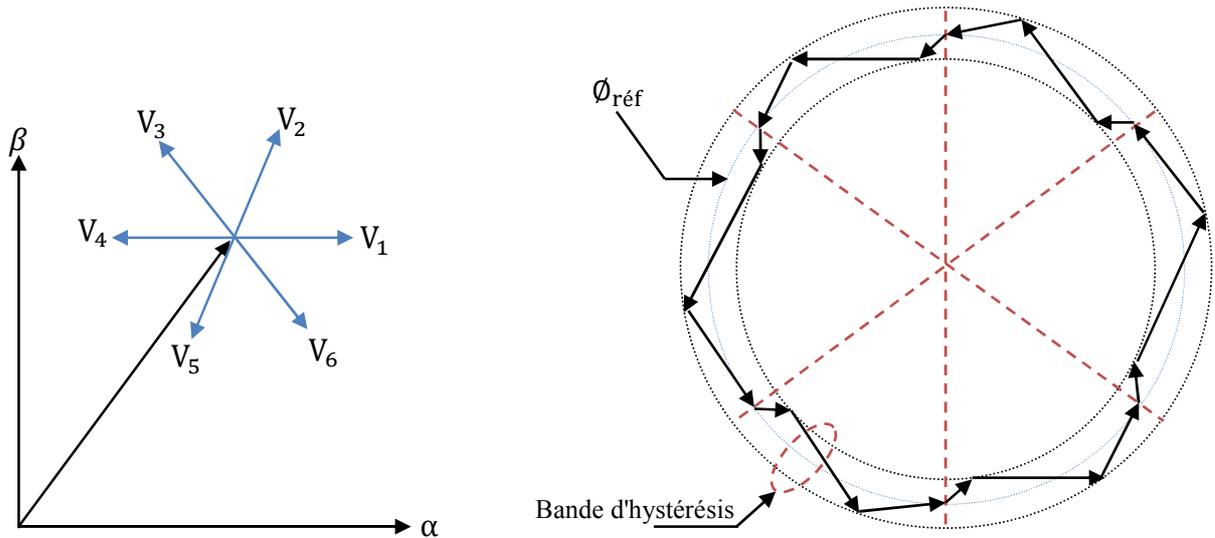


Figure (II.3) : Trajectoire du flux statorique

II.2.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [27] :

$$C_{em} = K \cdot I_m [\phi_s \cdot \phi_r^*] \tag{II - 03}$$

K est une constante dépendant des paramètres de la machine,

$$K = P \cdot \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \tag{II - 04}$$

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \phi_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \phi_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \tag{II - 05}$$

Où ϕ_{s0} et ϕ_{r0} sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant $t = 0$.

On remplace le flux statorique et le flux rotorique par leurs expressions dans celle du couple électromagnétique. Compte tenu que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence $\phi_{sréf}$, on obtient :

$$C_{em} = K\phi_{réf} \cdot \phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (II - 06)$$

Avec:

$$\gamma_0 = \phi_{s0} - \phi_{r0} \quad (II - 07)$$

Lors de l'application d'un vecteur tension "actif" on modifie les positions et les vitesses des flux statorique et rotorique selon :

$$\phi_s = \phi_{séf} \cdot e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \quad (II - 08)$$

Ou:

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0) \quad (II - 09)$$

Et t désigne l'instant qui suit l'instant d'application du vecteur tension non nul. De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\phi_r = (\phi_{r0} + \Delta\phi_{r0}) e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \quad (II - 10)$$

Avec :

$$\Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma \quad (II - 11)$$

Or si on considère que l'évolution du flux rotorique est très lente par rapport à celle du flux statorique, on peut dire qu'immédiatement après l'application du vecteur de tension active, $\Delta\phi_r$ et $\Delta\theta_r$ sont encore nuls, et donc :

$$\Delta\gamma = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0) \quad (II - 12)$$

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique.

Sur la figure (II-4) et (II-5), on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application des deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des

Sens de rotation contraires. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.

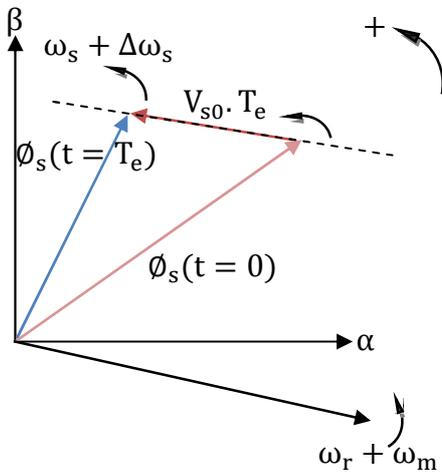


Figure (II.4) : Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation.
 $\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \uparrow$

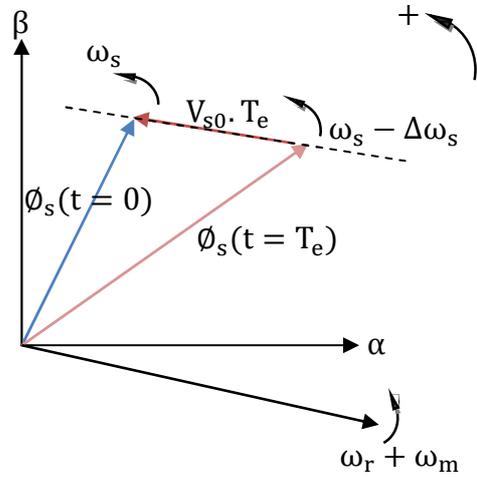


Figure (II.5) : Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation.
 $\Delta\gamma < 0 \Rightarrow C_{em} \downarrow$

II.2.3 Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nul

Quand le terme résistif peut être négligé, c'est-à-dire pour les fonctionnements à vitesse élevée, l'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux statorique. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi, l'angle γ qui existe entre le flux statorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement figure (II-6) [27].

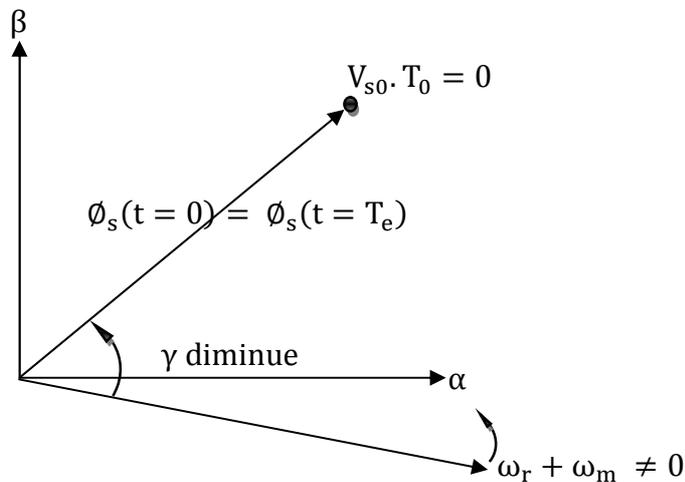


Figure (II.6) : Application d'un vecteur nul, le terme résistif est Négligeable.

II.3 APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX

Le schéma de contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux est représenté sur la figure (II.7).

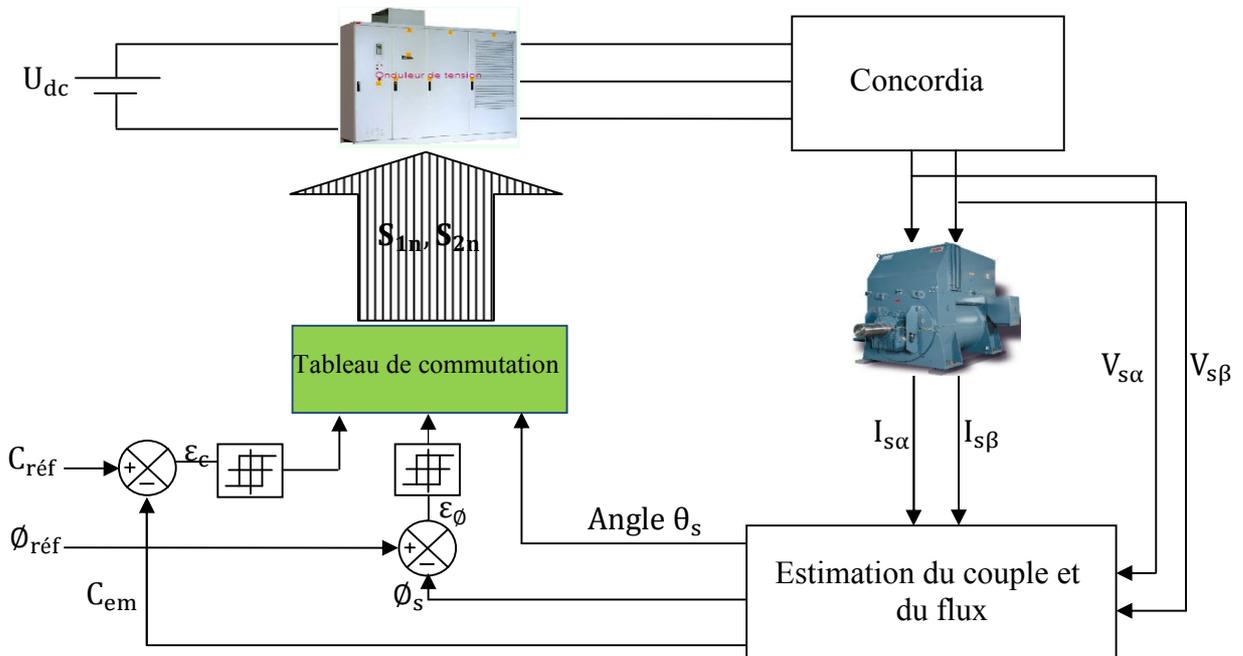


Figure (II.7) : schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux.

II.3.1 Sélection du vecteur tension V_s .

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire [28,29,30]. 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 [20,31].

Le choix du vecteur tension V_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux Statorique $\bar{\Phi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution $\bar{\Phi}_s$ de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [24].

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ($i = 1, 2, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants:

Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.
 Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.
 Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.
 Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné ; alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.
 Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative [32].
 Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (II-8).

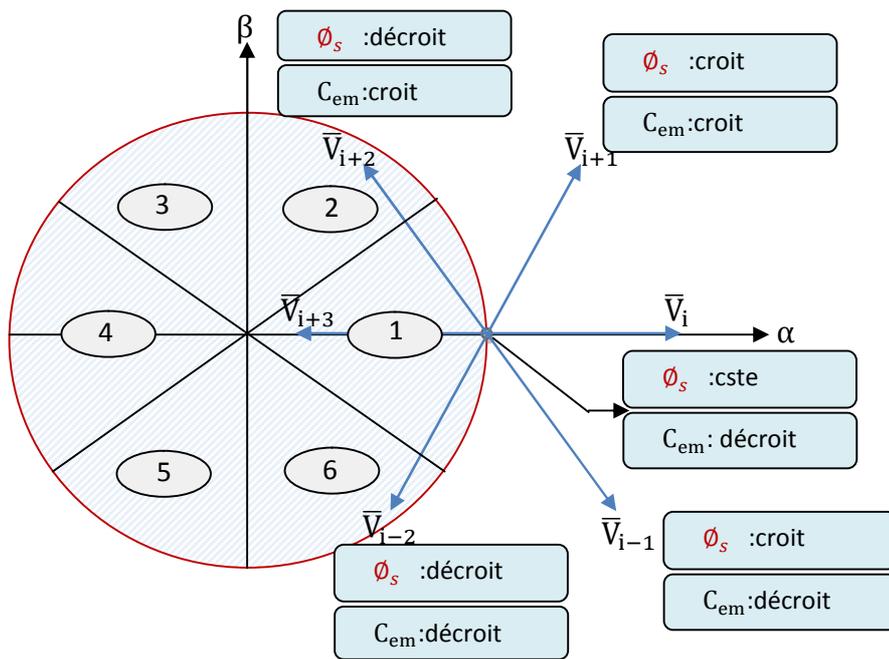


Figure (II.8) : Choix du vecteur tension

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i .

Au début de la zone i , les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Tandis qu'aux vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ au début de la zone i alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [33]. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\phi}_s$, dans la zone.

II.3.2 Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [26,33]:

$$\overline{\phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - \overline{R}_s \cdot \overline{I}_s) dt \quad (\text{II} - 13)$$

$$\begin{cases} \overline{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\overline{V}_{s\alpha} - \overline{R}_s \cdot \overline{I}_{s\alpha}) dt \\ \overline{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (\overline{V}_{s\beta} - \overline{R}_s \cdot \overline{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II} - 14)$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques I_α et I_β sont obtenues par l'application de la transformation de **Concordia** aux courants mesurés [20].

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{II} - 15)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (\text{II} - 16)$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II} - 17)$$

La zone dans la quelle se situe le vecteur flux ϕ_s est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$.

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\overline{\phi}_s$ est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (\text{II} - 18)$$

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 cette dernière est négligeable.

II.3.3 Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p(\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{II} - 19)$$

A partir de cette équation, l'estimateur de couple utilise seulement des grandeurs statoriques, flux $\bar{\phi}_{sa}$ et $\bar{\phi}_{sb}$ et les courants I_{sa} et I_{sb} .

II.4 ELABORATION DES CONTROLEURS

II.4.1 Contrôleur de flux à deux niveaux

Le but de contrôleur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur flux $\bar{\phi}_s$ dans un maillon circulaire [20], comme le montre la figure (II.9), la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\phi}_s$, 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 ($cflx=1$) ou diminuée ($cflx=0$).

Ce comparateur permet de respecter :

$$|\bar{\phi}_{sréf} - \bar{\phi}_s| \leq \Delta\bar{\phi}_s$$

Avec $\bar{\phi}_{sréf}$ la consigne de flux et $\Delta\bar{\phi}$ l'écart d'hystérésis du contrôleur.

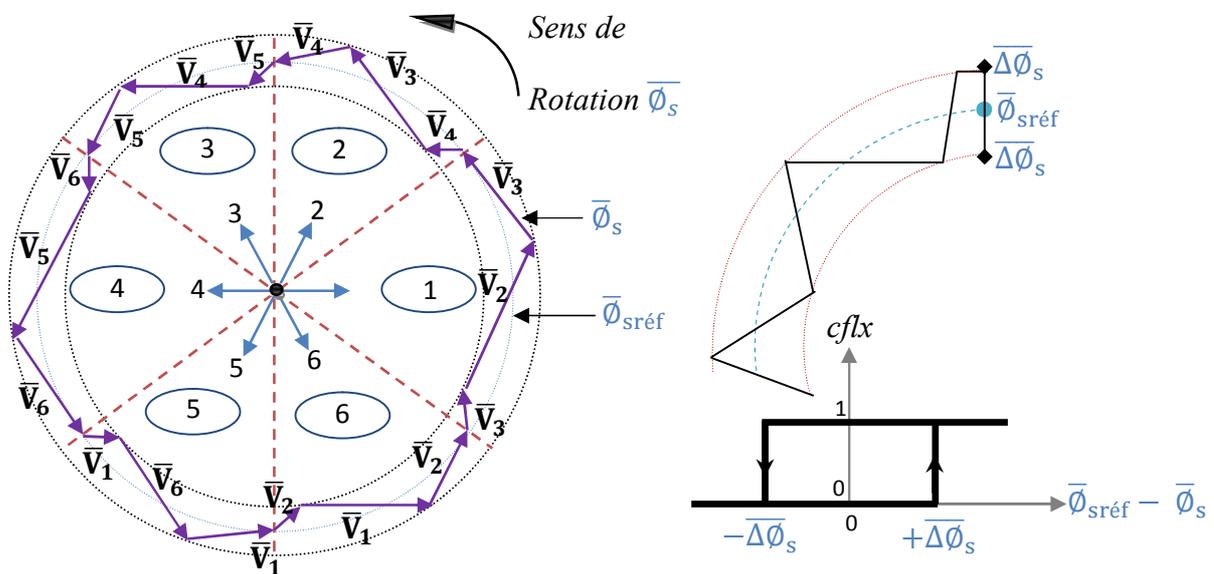


Figure (II-9) Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondants.

II.4.2 Contrôleur du couple à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de ϕ_s , 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 flux ϕ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [34].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [7].

II.5 ELABORATION DES TABLES DE COMMANDE

D'Après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur 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 effectuée sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple [35].

En considérant le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs V_i, V_{i-1} et V_{i+1} peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de $\bar{\phi}_s$ peut être obtenue par la sélection des vecteurs V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3} le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique $R_s \cdot \bar{I}_s$

Le tableau (II.01) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

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

Tableau (II.01) : Table de commutation généralisée.

II.5.1 Table de commande du flux

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [35].

| | N=1 | N=2 | N=3 | N=4 | N=5 | N=6 |
|---------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| $\phi_s \uparrow$ | V_6, V_1, V_2 | 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_5, V_6, V_1 |
| $\phi_s \downarrow$ | V_3, V_4, V_5 | V_4, V_5, V_6 | V_5, V_6, V_1 | V_6, V_1, V_2 | V_1, V_2, V_3 | V_2, V_3, V_4 |

Tableau (II.02) : Table de commande du flux

II.5.2 Table de commande du couple

Le tableau de commande du couple montre les séquences des vecteurs tension actifs à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple.

| | N=1 | N=2 | N=3 | N=4 | N=5 | N=6 |
|---------------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| $C_{em} \uparrow$ | V_2, V_3 | V_3, V_4 | V_4, V_5 | V_5, V_6 | V_6, V_1 | V_1, V_2 |
| $C_{em} \downarrow$ | V_5, V_6 | V_6, V_1 | V_1, V_2 | V_2, V_3 | V_3, V_4 | V_4, V_5 |

Tableau (II.03) : Table de commande du couple

II.5.3 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

II.5.3.1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs

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, comme on l'a vu précédemment.

| N | | N = 1 | N = 2 | N = 3 | N = 4 | N = 5 | N = 6 |
|------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| cflx | ccpl | | | | | | |
| 0 | 0 | V_5 | V_6 | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 |
| 0 | 1 | V_3 | V_4 | V_5 | V_6 | V_1 | V_2 |
| 1 | 0 | V_6 | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_5 |
| 1 | 1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_5 | V_6 | V_1 |

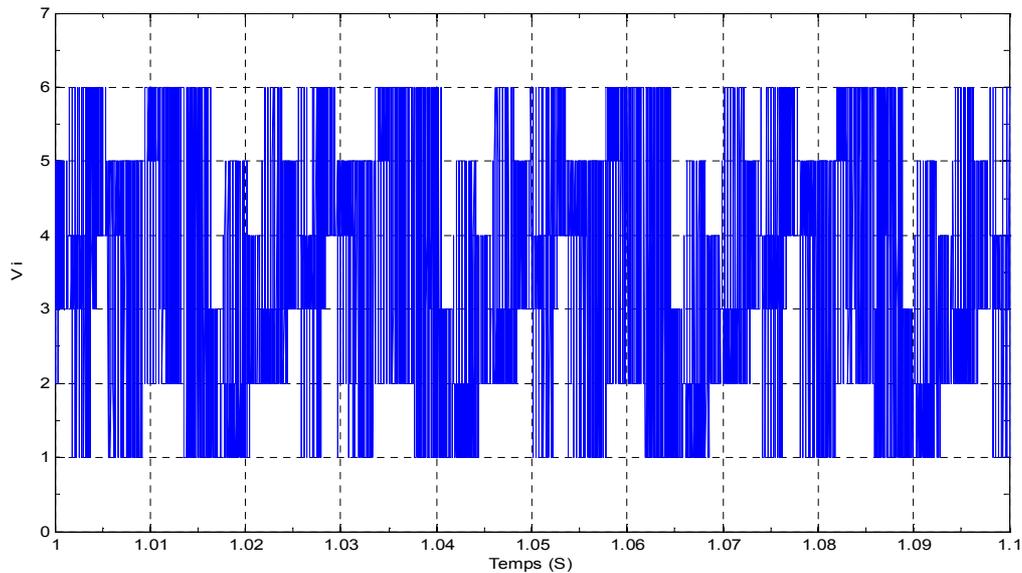
Tableau (II.04) : Table de commutation avec les vecteurs tension actifs.

II.5.3.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension Nulls

L'action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l'application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radiale l'affecte fortement. Par conséquent, pour garder le flux $\bar{\phi}_s$ dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exigé. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d'utiliser un vecteur nul. De l'autre coté, à basse vitesse le système de contrôle sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable implique une diminution indésirable du flux (l'influence de la chute de tension $R_s \cdot \bar{I}_s$)

| N | | N = 1 | N = 2 | N = 3 | N = 4 | N = 5 | N = 6 |
|------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| cflx | ccpl | | | | | | |
| 0 | 0 | V_0 | V_7 | V_0 | V_7 | V_0 | V_7 |
| 0 | 1 | V_3 | V_4 | V_5 | V_6 | V_1 | V_2 |
| 1 | 0 | V_7 | V_0 | V_7 | V_0 | V_7 | V_0 |
| 1 | 1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_5 | V_6 | V_1 |

Tableau (II.05) : Table de commutation avec les vecteurs tension nuls.



Figure(II.10) Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux
Et sans régulateur de vitesse

II.6 Réglage de vitesse de la MAS

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués. Le plus simple est le réglage classique avec un régulateur PI [14].

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence nécessaire à la commande directe du couple afin que la vitesse puisse suivre la référence voulue. La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$F_R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II} - 20)$$

Où s est l'opérateur dérivé de LAPLACE

Et le processus à régler se définit à partir de l'équation mécanique [14] :

$$\omega_s = \frac{1}{f + j_s} (C_{em}(s) - C_r) \quad (\text{II} - 21)$$

D'où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse (figure II.11).

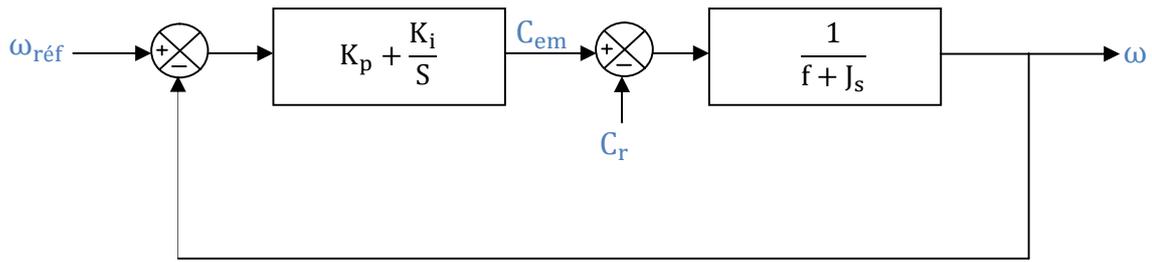


Figure (II.11) : Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée avec un couple résistant nul est donnée par :

$$H(s) = \frac{\omega}{\omega_{\text{réf}}} = \frac{1 + \frac{K_p}{K_i} S}{\frac{J}{K_i} S^2 + \frac{(f + K_p)}{K_i} S + 1} \quad (\text{II} - 22)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{S^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1} \quad (\text{II} - 23)$$

Par comparaison on obtient alors

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{(f + K_p)}{K_i} \end{cases} \quad (\text{II} - 24)$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$\begin{cases} K_p = 2j\omega_n - f \\ K_i = j\omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{II} - 25)$$

II.6.1 Résultats de simulation

Sur La figure (II.12) on va représenter les mêmes résultats de la simulation que le précédemment mais cette fois avec le régulateur PI. Ces résultats montrent qu'il a une bonne poursuite de la vitesse à sa valeur de référence, et on relève un temps de réponse (0.4 sec) pour la vitesse et le couple. Et la trajectoire du flux est représentée sous forme circulaire, le flux statorique présente des oscillations et se stabilise à sa valeur de référence (1.207 Wb).

Et on peut constater que le courant statorique répond aux variations par le couple mais il est plein d'harmoniques.

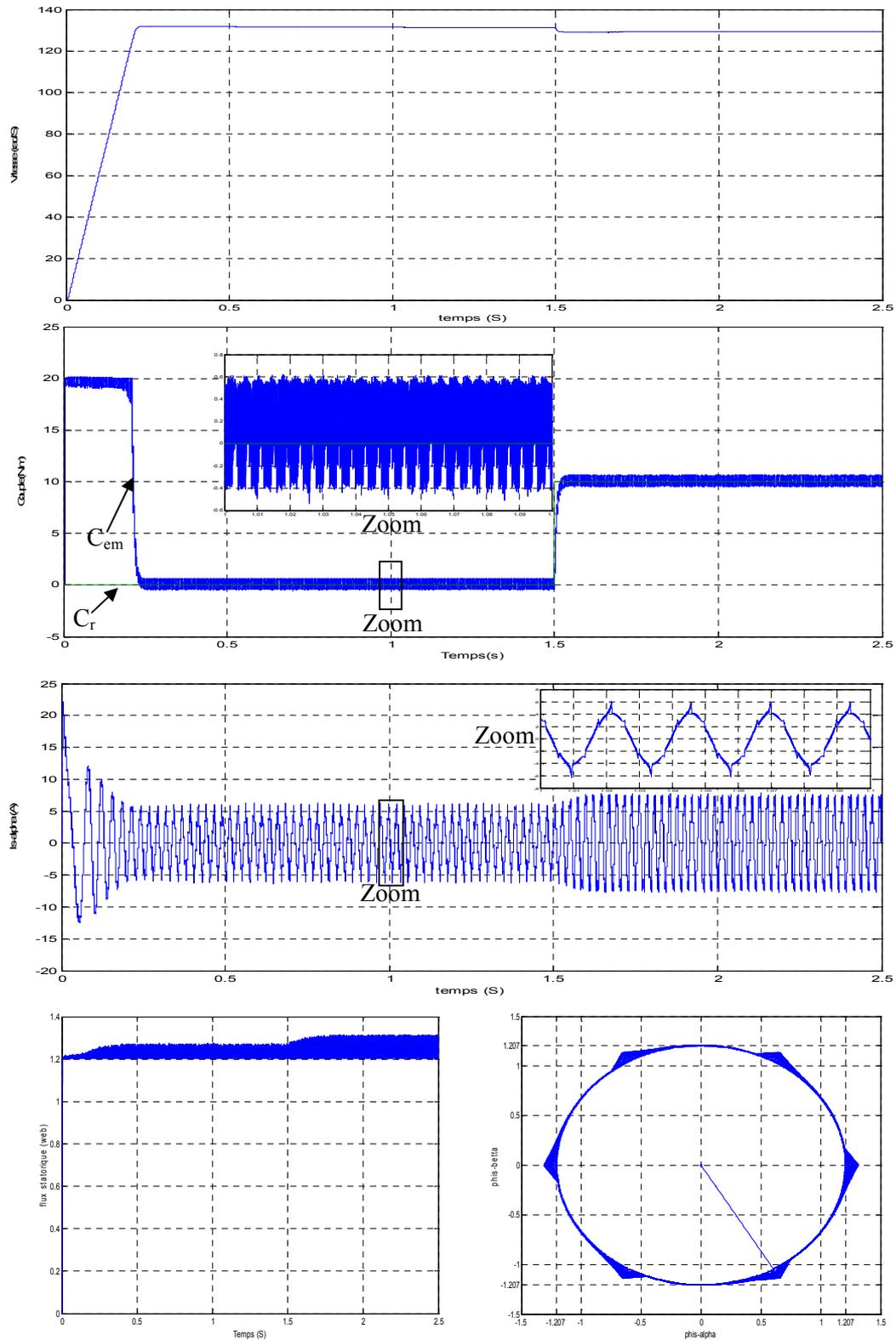


Figure (II.12) : Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux et avec régulateur de vitesse.

II.7 Correcteur du couple à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne *ccpl* indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (*ccpl* = 1 pour une consigne positive et *ccpl* = -1 pour une consigne négative) ou diminuée (*ccpl* = 0).

La figure (II.13) montre l'état de sortie booléenne *ccpl* du comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique C_{em} par rapport au signe du couple de référence $C_{réf.}$.

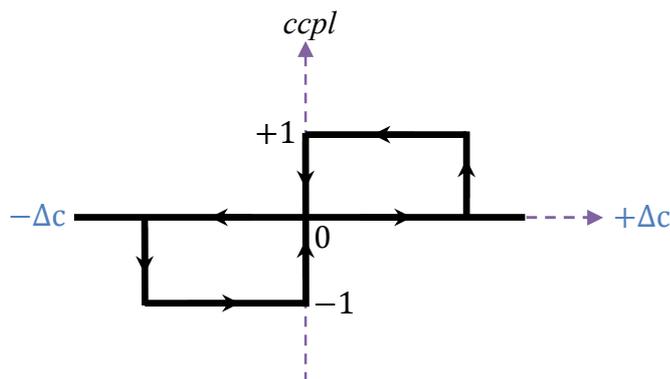


Figure (II.13) : correcteur du couple à trois niveaux.

Le correcteur du couple à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

II.7.1 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension actifs

Comme on a déjà vu précédemment le correcteur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La variation de l'erreur du couple est représentée dans la figure (II.13).

| Flux | Couple | N=1 | N=2 | N=3 | N=4 | N=5 | N=6 |
|--------|---------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| Cflx=0 | ccpl=1 | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ |
| | ccpl=0 | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ |
| | ccpl=-1 | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ |
| Cflx=1 | ccpl=1 | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ |
| | ccpl=0 | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ |
| | ccpl=-1 | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ |

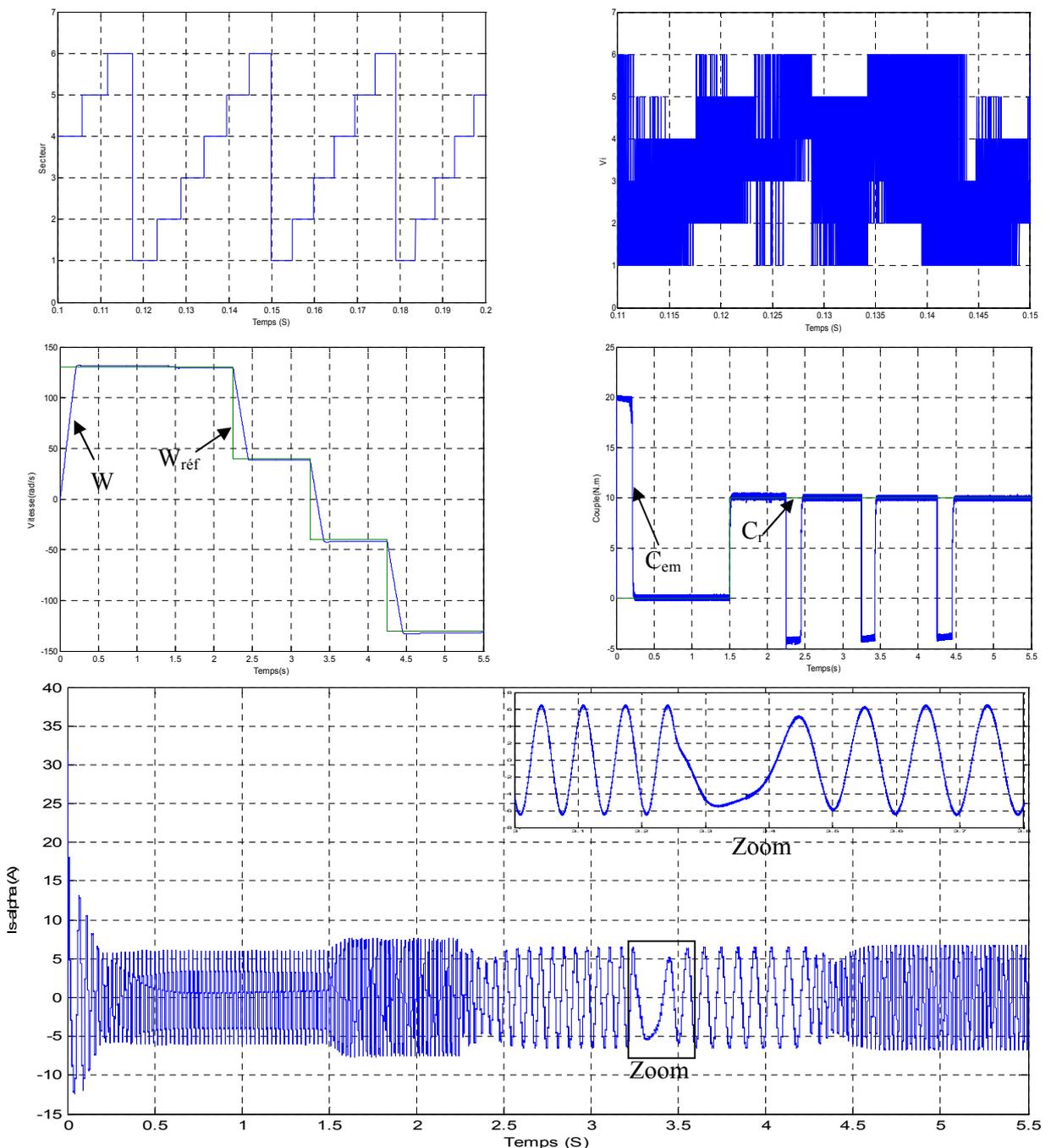
Tableau (II.06) : Stratégie de contrôle avec correcteur du couple à trois niveaux avec les vecteurs tension actifs.

II.7.1.1 Résultats de simulation

Les résultats de simulation obtenues par la table (II.06) sont représentés sur la figure (II.14) qui est toujours pour une vitesse de référence de 130 rad/s.

Ces résultats montrent une poursuite de la vitesse à sa valeur de référence, et il apparaît cette fois des ondulations sur le couple électromagnétique au moment du changement de la vitesse qu'on peut diminuer avec des références sous formes exponentielles.

La trajectoire flux est représentée sous forme circulaire, et le courant statorique aussi répond aux variations du couple ainsi qu'au changement de la vitesse, mais il en reste plein d'harmoniques.



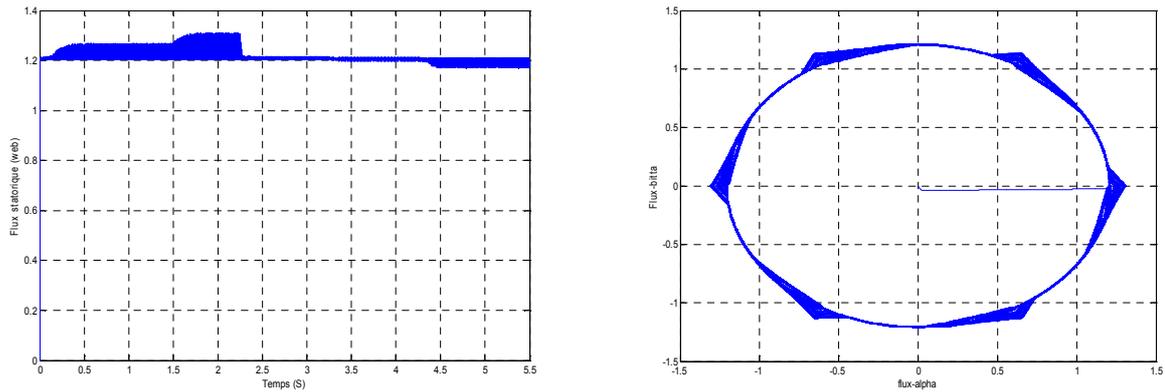


Figure (II.14) : Résultats de simulation avec correcteur du couple à trois niveaux et sans vecteurs tension nuls.

II.7.2 Elaboration de la table de commutation avec des tensions actifs et Nulls

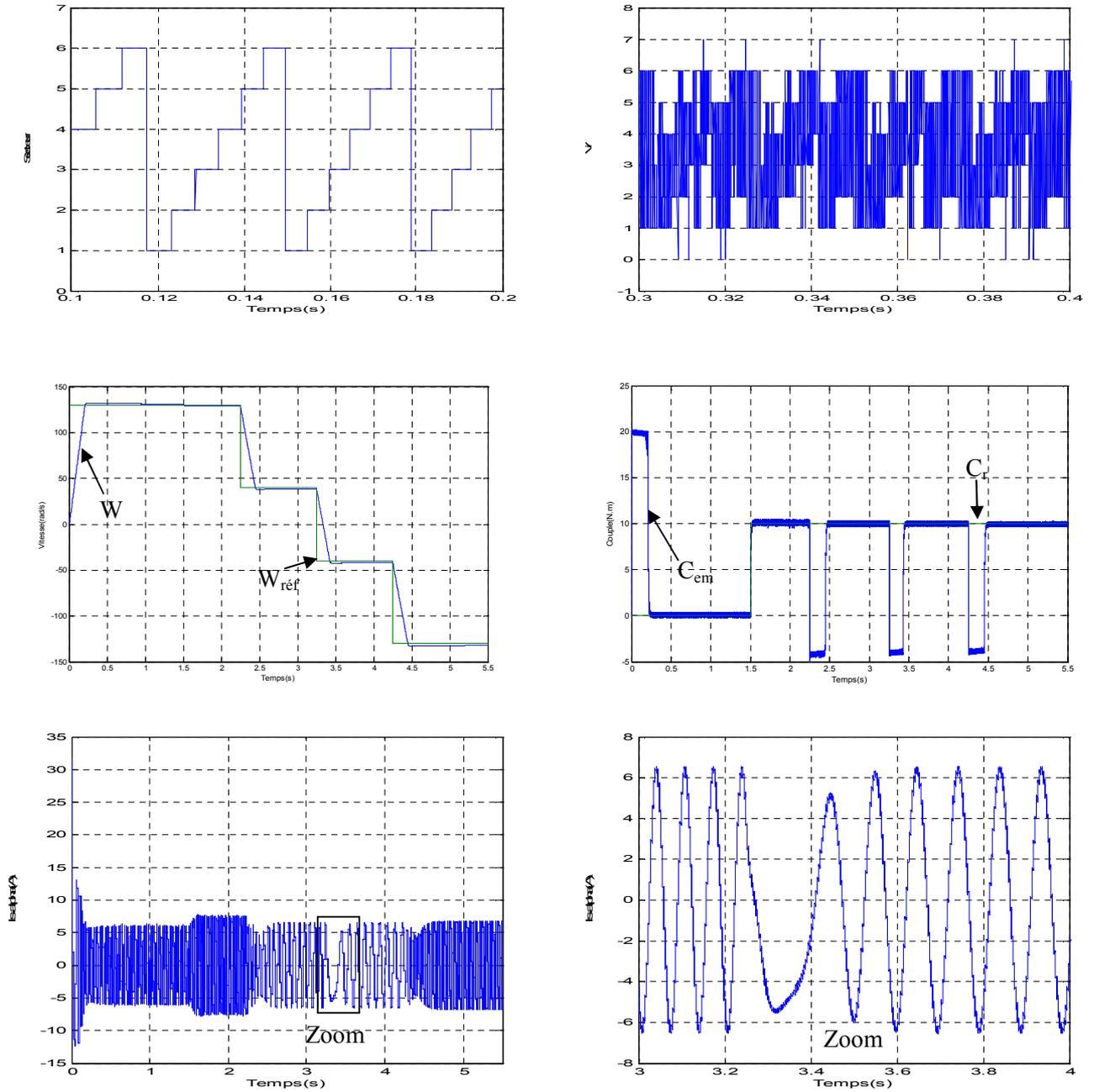
Le tableau (II.07) représente l'évolution du comportement de la commande par l'utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants. Les résultats de simulation de la DTC améliorée par l'utilisation des comparateurs d'hystérésis à trois niveaux avec des tensions nulles sont regroupés dans la figure (II.15). On remarque une amélioration de la réponse du couple (minimisation des ondulations) et une bonne poursuite vers la valeur de référence.

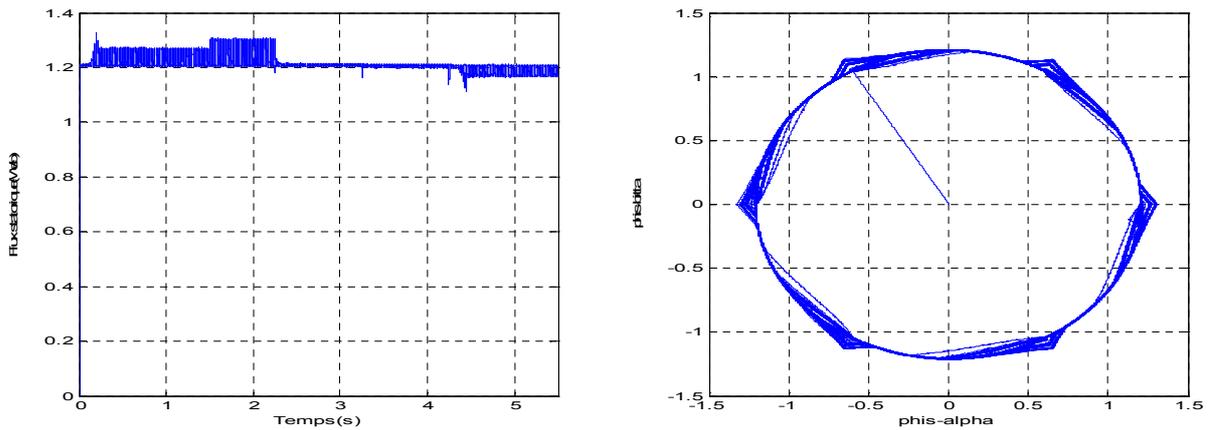
| Flux | Couple | N=1 | N=2 | N=3 | N=4 | N=5 | N=6 |
|--------|---------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| Cflx=0 | ccpl=1 | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ |
| | ccpl=0 | V ₀ | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ | V ₇ |
| | ccpl=-1 | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ |
| Cflx=1 | ccpl=1 | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ |
| | ccpl=0 | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ |
| | ccpl=-1 | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ |

Tableau (II.07) : Stratégie de contrôle avec correcteur du couple à trois niveaux avec les vecteurs tension actifs et nuls.

II.7.2.1 Résultats de simulation

Les résultats de simulations obtenues par le tableau (II.07) sont représentés sur la figure (II.15) qui est toujours pour une vitesse de référence de 130 rad/s.





Figure(II.15) : résultats de simulation avec correcteur de couple à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls et actifs.

II.8 AMELIORATION

Dans cette partie de notre travail, nous améliorons les performances dynamiques de l'entraînement avec des règles qui sont toujours déterminées qualitativement du diagramme vectoriel du flux et du courant élaboré précédemment.

Pour cela, le nombre de secteurs doit être suffisamment grand pour avoir une décision adéquate. D'autre part. Ainsi, tout en essayant d'avoir le maximum de contrôle, nous développerons un nombre minimum de règles en utilisant douze secteurs réguliers notés N_1 jusqu'à N_{12} représentés par la figure (II.16).

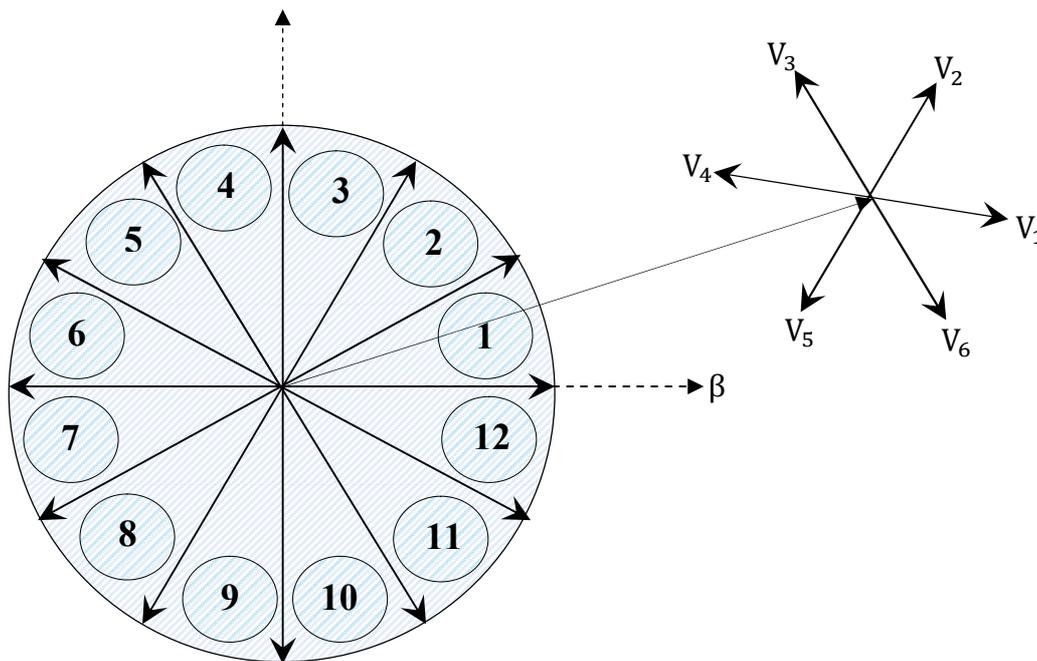


Figure (II.16) : Représentation des 12 divisions du plan complexe.

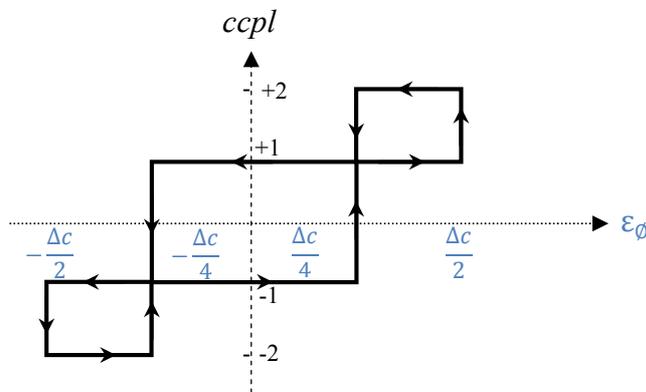
Ce tableau représente les deux cas où on peut appliquer les six vecteurs tension

| | | |
|----------|-----------------|-----------------|
| $N = 1$ | Augmentation | Diminution |
| ϕ_s | V_1, V_2, V_6 | V_3, V_4, V_5 |
| C_{em} | V_1, V_2, V_3 | V_4, V_5, V_6 |
| $N = 12$ | Augmentation | Diminution |
| ϕ_s | V_1, V_2, V_6 | V_3, V_4, V_5 |
| C_{em} | V_2, V_3, V_6 | V_5, V_6, V_1 |

Tableau (II.08): Effet des six vecteurs tension utilisés dans les secteurs N1 et N12.

II.8.1 Correcteur de couple à quatre niveaux

Pour une répartition à 12 secteurs, il faut utiliser un correcteur de couple à quatre niveaux, pour tenir compte des grandes et des faibles variations du couple, comme il est montré dans la figure(II.17).



Figure(II.17) : Correcteur du couple à quatre niveaux.

II.8.1.1 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension actifs et nuls

Le tableau correspondant est donnée par :

| N | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
|---------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| <i>cflx=1</i> | <i>ccpl=2</i> | V ₂ | V ₃ | V ₃ | V ₄ | V ₄ | V ₅ | V ₅ | V ₆ | V ₆ | V ₁ | V ₁ | V ₂ |
| | <i>ccpl=1</i> | V ₂ | V ₂ | V ₃ | V ₃ | V ₄ | V ₄ | V ₅ | V ₅ | V ₆ | V ₆ | V ₁ | V ₁ |
| | <i>ccpl=-1</i> | V ₁ | V ₁ | V ₂ | V ₂ | V ₃ | V ₃ | V ₄ | V ₄ | V ₅ | V ₅ | V ₆ | V ₆ |
| | <i>ccpl=-2</i> | V ₆ | V ₁ | V ₁ | V ₂ | V ₂ | V ₃ | V ₃ | V ₄ | V ₄ | V ₅ | V ₅ | V ₆ |
| <i>cflx=0</i> | <i>ccpl=2</i> | V ₃ | V ₄ | V ₄ | V ₅ | V ₅ | V ₆ | V ₆ | V ₁ | V ₁ | V ₂ | V ₂ | V ₃ |
| | <i>ccpl=1</i> | V ₄ | V ₄ | V ₅ | V ₅ | V ₆ | V ₆ | V ₁ | V ₁ | V ₂ | V ₂ | V ₃ | V ₃ |
| | <i>ccpl=-1</i> | V ₇ | V ₅ | V ₀ | V ₆ | V ₇ | V ₁ | V ₀ | V ₂ | V ₇ | V ₃ | V ₀ | V ₄ |
| | <i>ccpl=-2</i> | V ₅ | V ₆ | V ₆ | V ₁ | V ₁ | V ₂ | V ₂ | V ₃ | V ₃ | V ₄ | V ₄ | V ₅ |

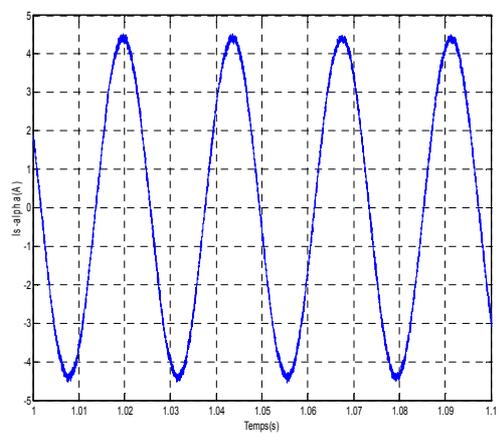
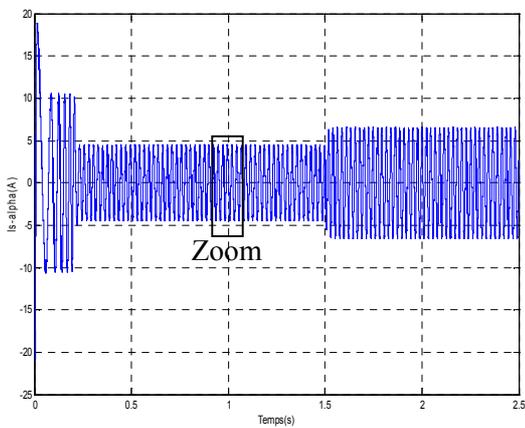
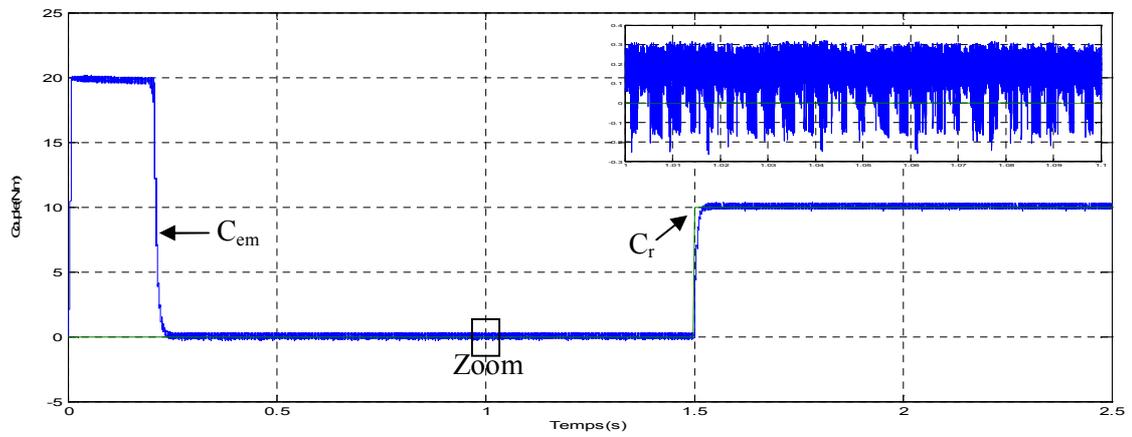
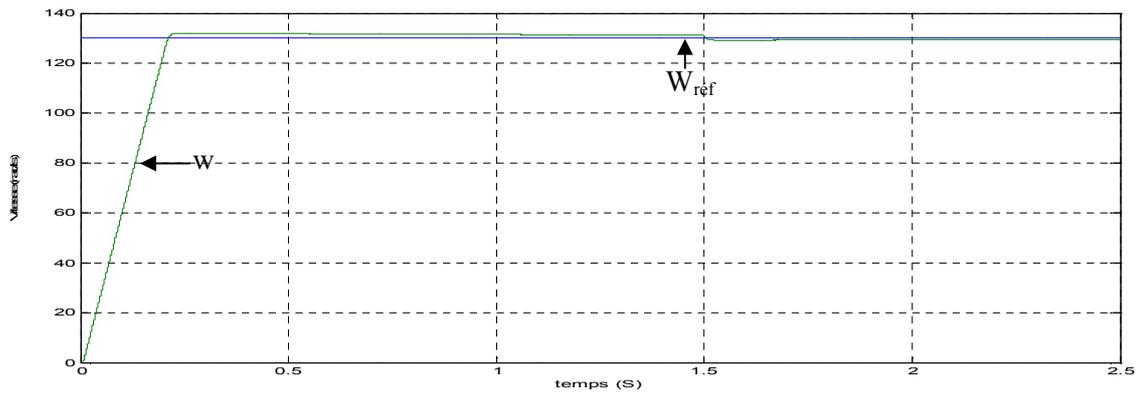
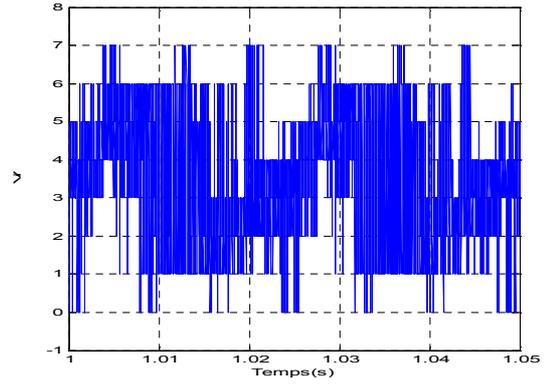
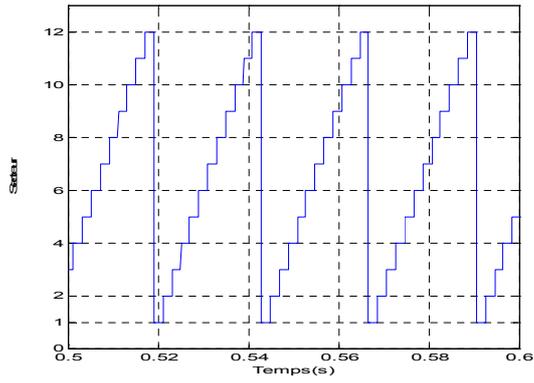
Tableau (II.09): Stratégie de contrôle par DTC avec correcteur à quatre niveaux pour des vecteurs tension actifs et nuls.

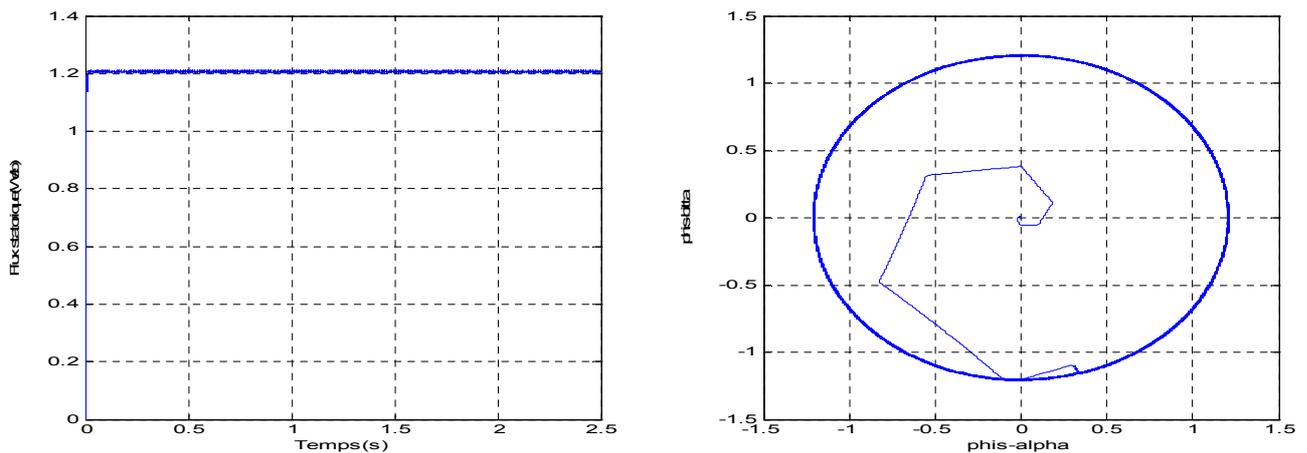
II.8.1.2 Résultats de simulation

La figure (II.18) présente 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 deux niveaux pour une table de commutation à quatre niveaux du correcteur du couple et deux niveaux pour le flux statorique avec des vecteurs tension actifs et nulles.

On va noter que ces résultats obtenus présentent des oscillations du couple moindre que dans les cas précédents et une trajectoire de flux est circulaire mais elle est fine aussi que les cas précédents et pour le courant statorique, il répond bien aux variations imposées par le couple et que sa valeur proche de la sinusoïde mais on voit clairement la présence des harmoniques sur le courant.

Il est à noter que cette représentation est pour une position du flux détecté dans l'espace décomposé en douze secteurs symétriques





Figure(II.18) : résultats de simulation avec correcteur de couple à quatre niveaux avec les vecteurs tension nuls et actifs.

Par ailleurs, l'algorithme DTC présenté dans cette partie, qualifié de « DTC classique », est une synthèse de la méthode de TAKAHASHI développée pour un onduleur à deux niveaux. Une autre stratégie de commutation dérivée de la stratégie de I.Takahashi, consiste à commander le couple en deux tables selon que sa dérivée est positive ou négative.

En plus, le domaine d'application de très forte puissance exige une alimentation de plus en plus grande. Ainsi, dans la suite de ce chapitre nous présenterons une investigation dans le concept DTC afin de l'adapter à un onduleur à trois niveaux.

II.9 Onduleur de tension à trois niveaux

Le développement de la commande à vitesse variable des machines asynchrones a favorisé l'utilisation des onduleurs à trois-niveaux. Comme nous l'avons signalé, l'augmentation du nombre de niveaux de ces derniers se révèle comme une meilleure solution dans les entraînements de forte puissance.

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Par ailleurs, nous allons présenter l'étude de l'association machine asynchrone- onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC commandé par les algorithmes DTC développés. Ce dernier est à point milieu, il est le plus adapté du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur à celui obtenu avec un onduleur classique [32].

Cette partie est consacrée à l'étude de cet onduleur et l'élaboration de son modèle de connaissance, et cela en admettant les hypothèses simplificatrices suivantes [32,36] :

- ✚ La charge est équilibrée.
- ✚ Le convertisseur est supposé parfait c'est à dire :

La commande des interrupteurs est supposée instantanée.

1. La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
2. Le diviseur capacitif est supposé parfait.

Le schéma général de l'onduleur à trois niveaux, de structure dite à point neutre « clampé » NPC, est donné par la figure ci-dessous. C'est une structure d'onduleur à trois niveaux de tension mise en oeuvre par la société **CEGELEC**. Chaque bras de l'onduleur est constitué de 4 interrupteurs : $K_{n1}, K_{n2}, K_{n3}, K_{n4}$.

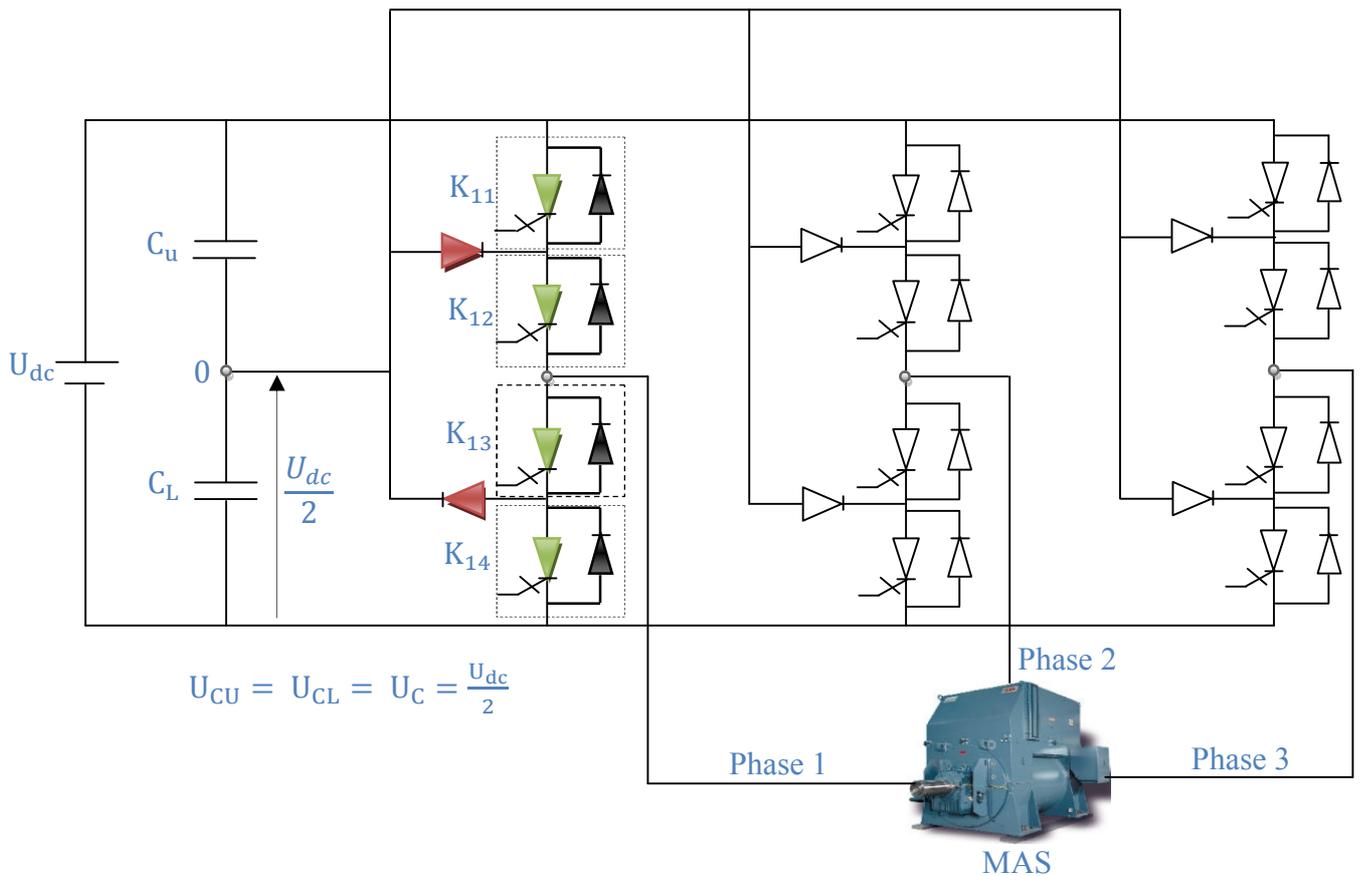


Figure (II.19) : Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC.

II.9.1 Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux permet sa modélisation par bras, et afin de faciliter l'étude on remplace chaque paire diode-transistor par un seul interrupteur bidirectionnel en courant figure (II.20).

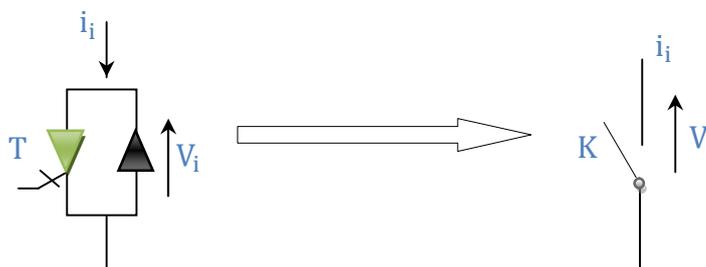


Figure (II.20) : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode transistor.

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont représentées par les figures (II.21).

Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras sont des fonctions logiques entre [13]:

- Une commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur).
- Une commande interne définie par les signes des courants du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

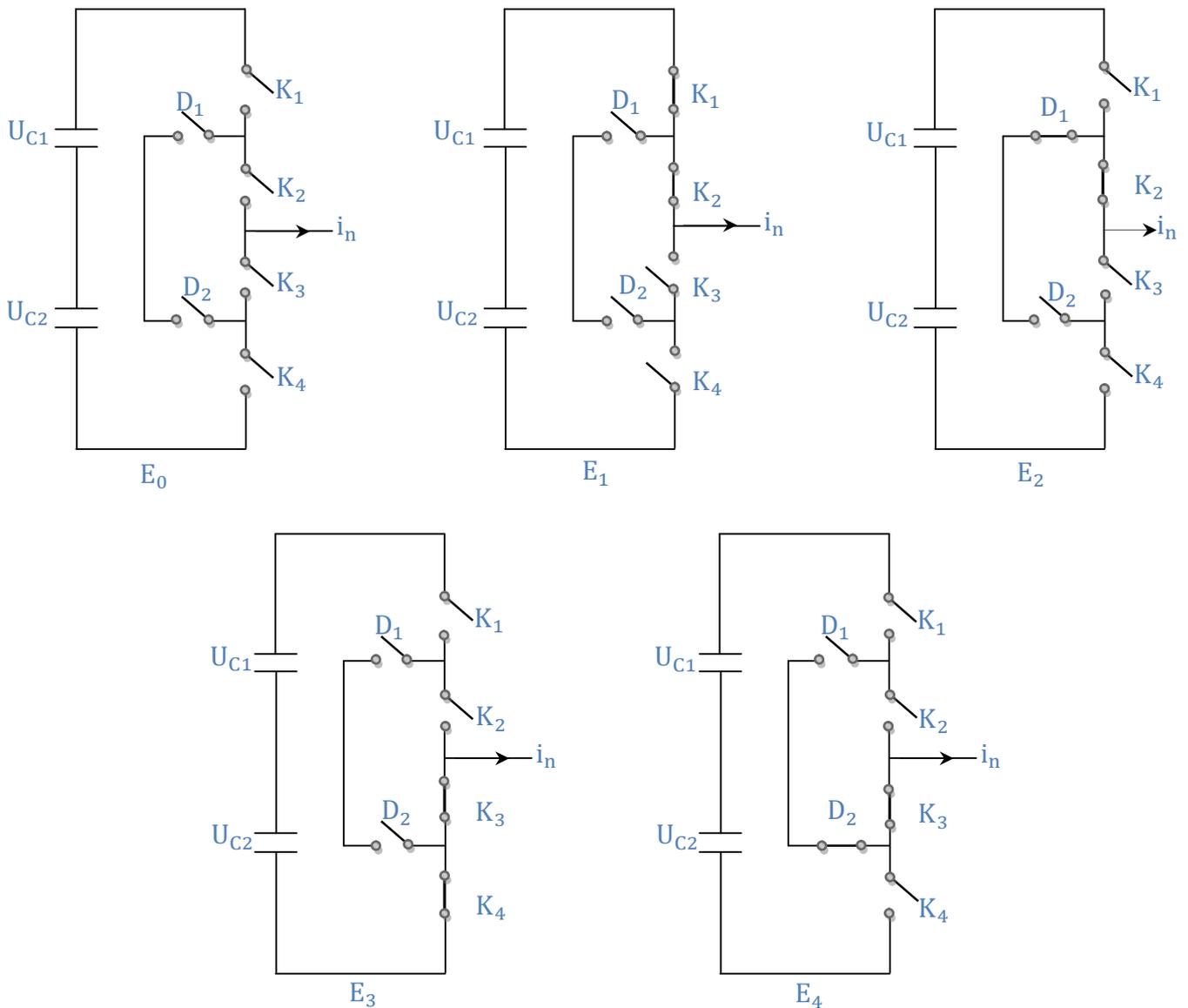


Figure (II.21) : Les différentes configurations possibles pour un bras d'onduleur à trois niveaux.

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont représentées dans le tableau ci-dessous.

| Configuration | Grandeur électrique |
|---------------|---------------------------------|
| E_0 | $i_n = 0$, départ de la charge |
| E_1 | $V_n = \frac{U_{dc}}{2}$ |
| E_2 | $V_n = 0$ |
| E_3 | $V_n = -\frac{U_{dc}}{2}$ |
| E_4 | $V_n = 0$ |

Tableau (II.10) : Les niveaux de tension d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

II.9.2 Commande complémentaire des interrupteurs d'un bras d'onduleurs à trois niveaux

Afin de permettre à l'onduleur de délivrer les trois niveaux de tension, on doit le faire fonctionner dans son mode commandable. Un mode totalement commandable est un mode où la transition entre les différentes configurations ne dépend que des commandes externes (Commande des thyristors) et non des commandes internes (grandeurs électriques). Les trois commandes complémentaires qui peuvent être appliquées sur un bras sont [11].

$$1) \begin{cases} S_{11} = \bar{S}_{13} \\ S_{13} = \bar{S}_{14} \end{cases} \quad 2) \begin{cases} S_{11} = \bar{S}_{13} \\ S_{12} = \bar{S}_{14} \end{cases} \quad 3) \begin{cases} S_{11} = \bar{S}_{14} \\ S_{11} = \bar{S}_{13} \end{cases} \quad (II - 26)$$

Parmi ces trois commandes complémentaires, celle qui permet d'exploiter tous les niveaux possibles de l'onduleur est la suivante :

$$\begin{cases} S_{11} = \bar{S}_{13} \\ S_{12} = \bar{S}_{14} \end{cases}$$

Avec: S_{ni} : commande du thyristor ($n=1, 2,3$ et $i=1, 2, 3,4$).

II.9.3 Modélisation vectorielle de l'onduleur de tension à trois niveaux

Avec la commande complémentaire ainsi définie dans l'équation (I-25), on peut définir les fonctions de connexion des interrupteurs du bras n comme suit :

$$\begin{cases} S_{n1} = 1 - S_{n3} \\ S_{n2} = 1 - S_{n4} \end{cases} \quad (\text{II} - 27)$$

A l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs, on peut écrire le système d'équation des tensions A, B, C de l'onduleur à trois niveaux, par rapport au point milieu « o » de la source de tension d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} V_{AO} = (S_{11}S_{12} - S_{13}S_{14})U_c \\ V_{BO} = (S_{21}S_{22} - S_{23}S_{24})U_c \\ V_{CO} = (S_{31}S_{32} - S_{33}S_{34})U_c \end{cases} \quad (\text{II} - 28)$$

Les tensions composées sont:

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AO} - V_{BO} = (S_{11}S_{12} - S_{13}S_{14})U_c - (S_{21}S_{22} - S_{23}S_{24})U_c \\ U_{BC} = V_{BO} - V_{CO} = (S_{21}S_{22} - S_{23}S_{24})U_c - (S_{31}S_{32} - S_{33}S_{34})U_c \\ U_{CA} = V_{CO} - V_{AO} = (S_{31}S_{32} - S_{33}S_{34})U_c - (S_{11}S_{12} - S_{13}S_{14})U_c \end{cases} \quad (\text{II} - 29)$$

D'où:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}S_{12} - S_{13}S_{14} \\ S_{21}S_{22} - S_{23}S_{24} \\ S_{31}S_{32} - S_{33}S_{34} \end{bmatrix} \cdot U_c \quad (\text{II} - 30)$$

On déduit les tensions simples (V_A, V_B, V_C) par rapport au point neutre N :

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{AO} - V_{N0} \\ V_B = V_{BN} = V_{BO} - V_{N0} \\ V_C = V_{CN} = V_{CO} - V_{N0} \end{cases} \quad (\text{II} - 31)$$

Avec V_{N0} la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$V_{N0} = \left(\frac{1}{3}\right)(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \tag{II - 32}$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, sous la forme (I-32):

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{3}\right) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}S_{12} \\ S_{21}S_{22} \\ S_{31}S_{32} \end{bmatrix} U_C - \left(\frac{1}{3}\right) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{13}S_{14} \\ S_{23}S_{24} \\ S_{33}S_{34} \end{bmatrix} U_C \tag{II - 33}$$

Nous aboutissons en fin au système sous forme matricielle, qui s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{3}\right) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}S_{12} - S_{13}S_{14} \\ S_{21}S_{22} - S_{23}S_{24} \\ S_{31}S_{32} - S_{33}S_{34} \end{bmatrix} U_C \tag{II - 34}$$

II.9.4 les vecteurs de tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux de tension

Chaque bras de l'onduleur possède trois états de commutation représentés dans le tableau suivant :

| Etat des interrupteurs | S_1 | S_2 | S_3 | S_4 | V_{KN} |
|------------------------|-------|-------|-------|-------|------------|
| $S_n = 1 = P$ | 1 | 1 | 0 | 0 | U_{dc} |
| $S_n = 0 = O$ | 0 | 1 | 1 | 0 | $U_{dc}/2$ |
| $S_n = -1 = N$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |

Tableau (II.11) : Les états de commutation de l'onduleur à trois-niveaux à structure NPC

| Vecteur tension | Symbole |
|-----------------|--|
| ZVV | (P P P) ;(O O O) ;(N N N) |
| MVV | (P O N) ;(O P N) ;(N P O) ;(N O P) ;(O N P) ;(O N P) |
| LVV | (P N N) ;(P P N) ;(N P N) ;(N P P) ;(N N P) ;(P N P) |
| USVV | (P O O) ;(P P O) ;(O P O) ;(O P P) ;(O O P) ;(P O P) |
| LSVV | (O N N) ;(O O N) ;(N O N) ;(N O O) ;(N N O) ;(O N O) |

Tableau (II.12) : Vecteurs tension associés aux états de commutation

La table montre qu'il y a 27 états de commutation pour l'onduleur. Selon ces états, on aura 19 vecteurs tension V_S différents en module [14].

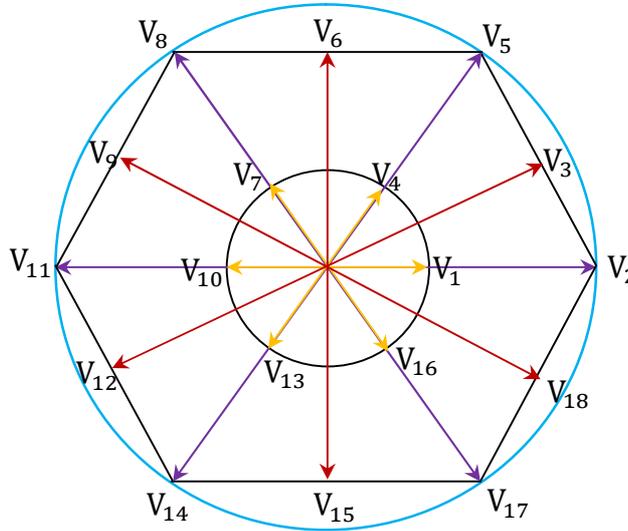


Figure (II.22) : Présentation vectorielle de la tension de sortie.

La figure (II.22), montre qu'ils sont classés en quatre groupes selon leurs modules. On distingue alors.

- ⊕ le groupe ZVV, Le vecteur tension nul V_0
- ⊕ le groupe SVV, Les vecteurs tensions petits ($V_1, V_4, V_7, V_{10}, V_{13}, V_{16}$)
- ⊕ le groupe MVV, Les vecteurs tensions moyens ($V_3, V_6, V_9, V_{12}, V_{15}, V_{18}$)
- ⊕ le groupe LVV, Les vecteurs tensions grands ($V_2, V_5, V_8, V_{11}, V_{14}, V_{17}$)

Le vecteur nul a trois états de commutation, les petits vecteurs ont deux états (USVV, LSVV), les moyens et les grands vecteurs ont seulement un seul état de commutation à titre d'exemple le vecteur tension V_2 correspond à l'état PNN. Les variables logiques associées à ce dernier sont :

$$\begin{cases} S_{11} = 1, S_{12} = 1, S_{13} = 0, S_{14} = 0 \\ S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1 \\ S_{31} = 0, S_{32} = 0, S_{33} = 1, S_{34} = 1 \end{cases}$$

Sur le plan de la commande, cette topologie du convertisseur offre les avantages principaux suivants:

- nombre élevé de degré de liberté par rapport à l'onduleur à deux-niveaux,
- ondulation du courant de sortie réduite,
- propriété remarquable d'emboîtement d'hexagones, notion de cellule triphasée à deux niveaux.

II.10 APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX

Le schéma de contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux est représenté sur la figure (II.23).

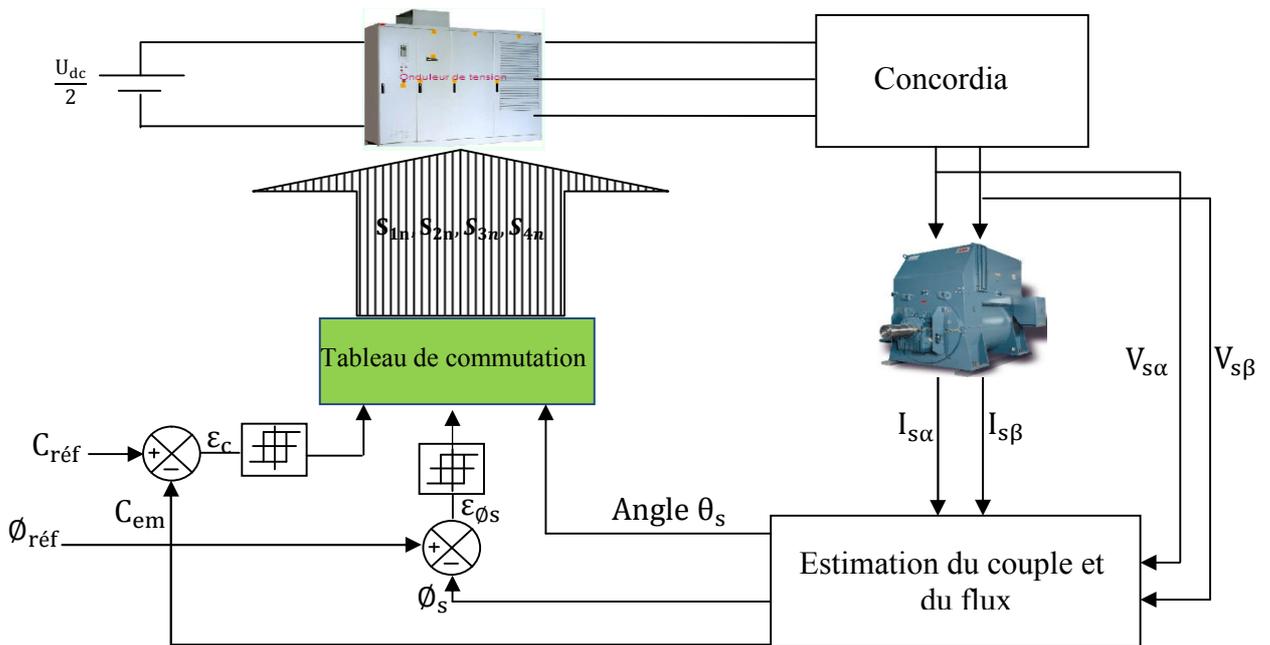


Figure (II.23) : schéma du contrôle direct du couple-onduleur à trois niveaux

II.10.1 Contrôle du couple et du flux

La construction des tables de commutation se base effectivement sur le choix des vecteurs tension que l'on applique va permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et la valeur du couple électromagnétique. Cependant, l'application des vecteurs du groupe, demi-tension, ne permettrait pas à la machine de fonctionner à vitesse nominale.

Nous avons donc divisé la plage de vitesse en deux zones. Pour les vitesses inférieures à la moitié de la vitesse nominale, on utilisera uniquement les vecteurs du groupe, demitension (SVV).

Pour les vitesses supérieures à la moitié de la vitesse nominale, on utilisera les vecteurs du groupe, tension intermédiaire (MVV) et pleine tension (LVV). Le contrôle du couple et du flux ayant été étudié en détail précédemment, notre principal objectif est de définir des règles

de sélection optimale des vecteurs tension basés sur l'erreur du couple et du flux définie comme suit :

$$\varepsilon_{\phi} = \phi_{\text{réf}} - \phi_s \quad \text{Et} \quad \varepsilon_C = C_{\text{réf}} - C_{\text{em}} \quad (\text{II} - 35)$$

II.10.2 Construction des nouvelles tables de commutation

En appliquant la technique de TAKAHASHI, nous développons les stratégies de commutation partielles représentées par les tableaux ci-dessous.

II.10.2.1 Table de commutation avec le groupe des vecteurs demie tension

Table de commutation correspondante aux faibles variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe, demie tension, SVV.

| N | | N ₁ | N ₂ | N ₃ | N ₄ | N ₅ | N ₆ |
|------|------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| ccpl | cflx | | | | | | |
| 1 | 1 | V ₄ | V ₇ | V ₁₀ | V ₁₃ | V ₁₆ | V ₁ |
| | 0 | V ₇ | V ₁₀ | V ₁₃ | V ₁₆ | V ₁ | V ₄ |
| 0 | 1 | V ₁₆ | V ₁ | V ₄ | V ₇ | V ₁₀ | V ₁₃ |
| | 0 | V ₁₃ | V ₁₆ | V ₁ | V ₄ | V ₇ | V ₁₀ |

Tableau (II.13) : Table de commutation avec le groupe des vecteurs demie tension

II.10.2.2 Table de commutation avec le groupe des vecteurs pleine tension

Table de commutation correspondante aux grandes variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe, pleine tension, LVV.

| N | | N ₁ | N ₂ | N ₃ | N ₄ | N ₅ | N ₆ |
|------|------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| ccpl | cflx | | | | | | |
| 1 | 1 | V ₅ | V ₈ | V ₁₁ | V ₁₄ | V ₁₇ | V ₂ |
| | 0 | V ₈ | V ₁₁ | V ₁₄ | V ₁₇ | V ₂ | V ₅ |
| 0 | 1 | V ₁₇ | V ₂ | V ₅ | V ₈ | V ₁₁ | V ₁₄ |
| | 0 | V ₁₄ | V ₁₇ | V ₂ | V ₅ | V ₈ | V ₁₁ |

Tableau (II.14) : Table de commutation avec le groupe des vecteurs pleine tension

II.10.2.3 Table de commutation avec le groupe des vecteurs tension intermédiaires

Tableau de commutation ci-dessous correspondant aux moyennes variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe, tension intermédiaire, MVV (les ensembles 1)

| N | | N ₁ | N ₂ | N ₃ | N ₄ | N ₅ | N ₆ |
|------|------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| ccpl | cflx | | | | | | |
| 1 | 1 | V ₃ | V ₆ | V ₉ | V ₁₂ | V ₁₅ | V ₁₈ |
| | 0 | V ₉ | V ₁₂ | V ₁₅ | V ₁₈ | V ₃ | V ₆ |
| 0 | 1 | V ₁₈ | V ₃ | V ₆ | V ₉ | V ₁₂ | V ₁₅ |
| | 0 | V ₁₂ | V ₁₅ | V ₁₈ | V ₃ | V ₆ | V ₉ |

Tableau (II.15) : Table de commutation avec le groupe des vecteurs tension intermédiaires

II.10.3 Correcteur de couple à cinq niveaux

Dans ce cas, pour le contrôle du flux, l'erreur ε_ϕ est localisée dans l'un des trois intervalles associées qui sont fixés par les contraintes :

$$\varepsilon_\phi < \Delta\phi$$

$$-\Delta\phi \leq \varepsilon_\phi \leq \Delta\phi \tag{II – 36}$$

$$\varepsilon_\phi > \Delta\phi$$

Donc le niveau du flux convenable est borné entre $-\Delta\phi$ et $\Delta\phi$, il est contrôlé par un comparateur à hystérésis à deux niveaux. Ainsi que ses sorties soient:

$$\left\{ \begin{array}{l} cflx = 1 \\ cflx = 0 \\ cflx = -1 \end{array} \right. \tag{II – 37}$$

D'un autre coté, le couple électromagnétique est la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques d'un entraînement. Par conséquent, des hautesperformances pour le contrôle du couple sont exigées. Pour améliorer le contrôle du couple, on associe à l'erreur du couple ΔC cinq régions définies par les contraintes suivantes :

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_C &< \Delta C_{min2} \\
 \Delta C_{min2} &\leq \varepsilon_C \leq \Delta C_{min1} \\
 \Delta C_{min1} &\leq \varepsilon_C \leq \Delta C_{max1} \\
 \Delta C_{max2} &\leq \varepsilon_C \leq \Delta C_{max1} \\
 \varepsilon_C &> \Delta C_{max2}
 \end{aligned}
 \tag{II - 38}$$

Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateur à hystérésis à cinq niveaux ou à deux bandes supérieures ($\Delta C_{max1}, \Delta C_{max2}$) et deux bandes inférieures ($\Delta C_{min1}, \Delta C_{min2}$) illustrées par la figure ainsi que ses sorties, soient:

$$\begin{cases}
 ccpl = 2 \\
 ccpl = 1 \\
 ccpl = 0 \\
 ccpl = -1 \\
 ccpl = -2
 \end{cases}
 \tag{II - 39}$$

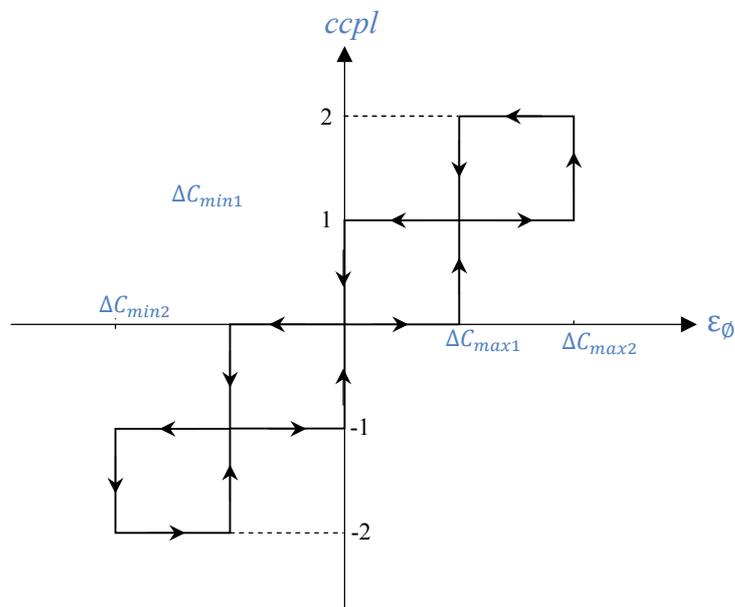


Figure (II.24) : correcteur de couple à cinq niveaux

II.10.3.1 Elaboration de la table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension

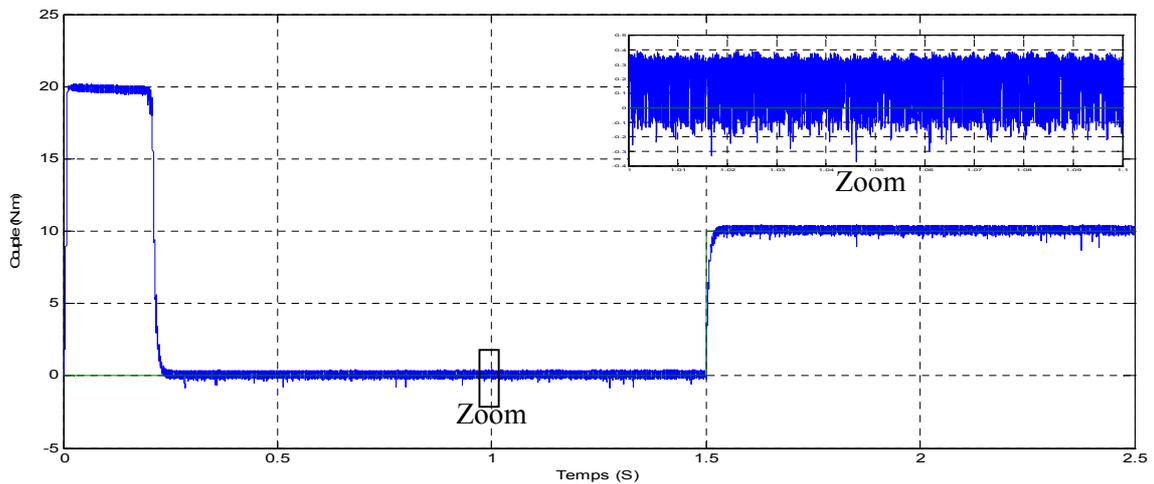
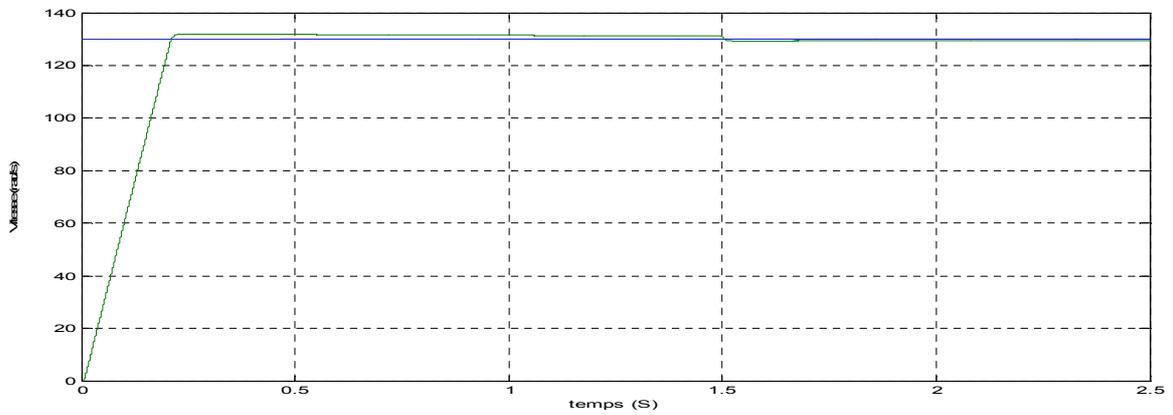
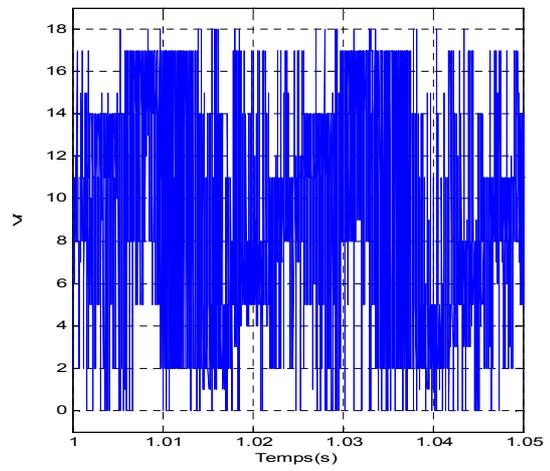
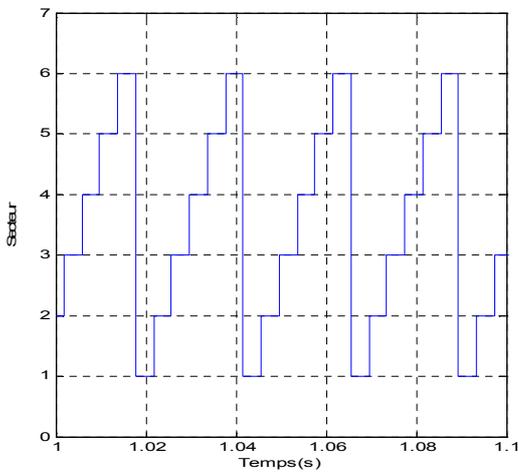
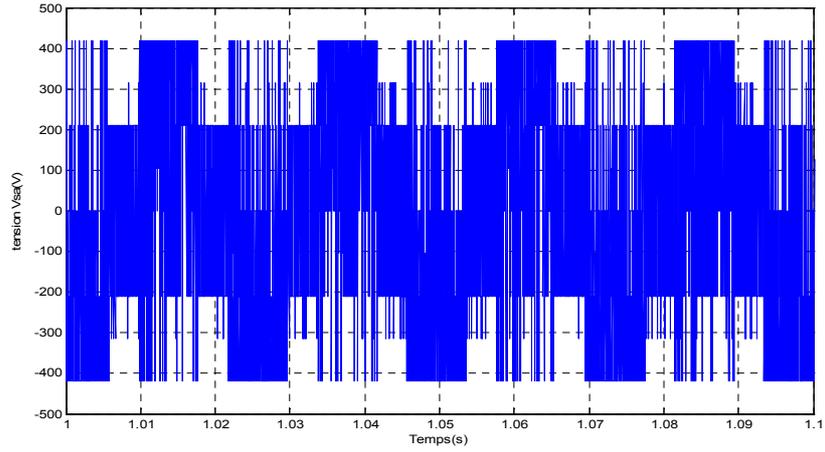
| cflx | ccpl | N ₁ | N ₂ | N ₃ | N ₄ | N ₅ | N ₆ |
|------|------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| 1 | 2 | 5 | 8 | 11 | 14 | 17 | 2 |
| | 1 | 3 | 6 | 9 | 12 | 15 | 18 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -1 | 18 | 3 | 6 | 9 | 12 | 15 |
| | -2 | 17 | 2 | 5 | 8 | 11 | 14 |
| 0 | 2 | 4 | 7 | 10 | 13 | 16 | 1 |
| | 1 | 4 | 7 | 10 | 13 | 16 | 1 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -2 | 13 | 16 | 1 | 4 | 7 | 10 |
| -1 | 2 | 8 | 11 | 14 | 17 | 2 | 5 |
| | 1 | 9 | 12 | 15 | 18 | 3 | 6 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -1 | 12 | 15 | 18 | 3 | 6 | 9 |
| | -2 | 14 | 17 | 2 | 5 | 8 | 11 |

Tableau (II.16) : table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension

II.10.3.1.1 Résultats de simulation

La figure (II.25) présente 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 pour le flux statorique.

Les résultats obtenus montrent que le couple électromagnétique développé par la machine oscille moins que dans les cas précédents, et la trajectoire de flux est toujours de forme circulaire ce qui confirme que l'amplitude de vecteur est constante et le courant statorique répond bien aux variations imposées par le couple et que sa valeur reste proche de la sinusoïde mais cette fois on observe la diminution des harmoniques.



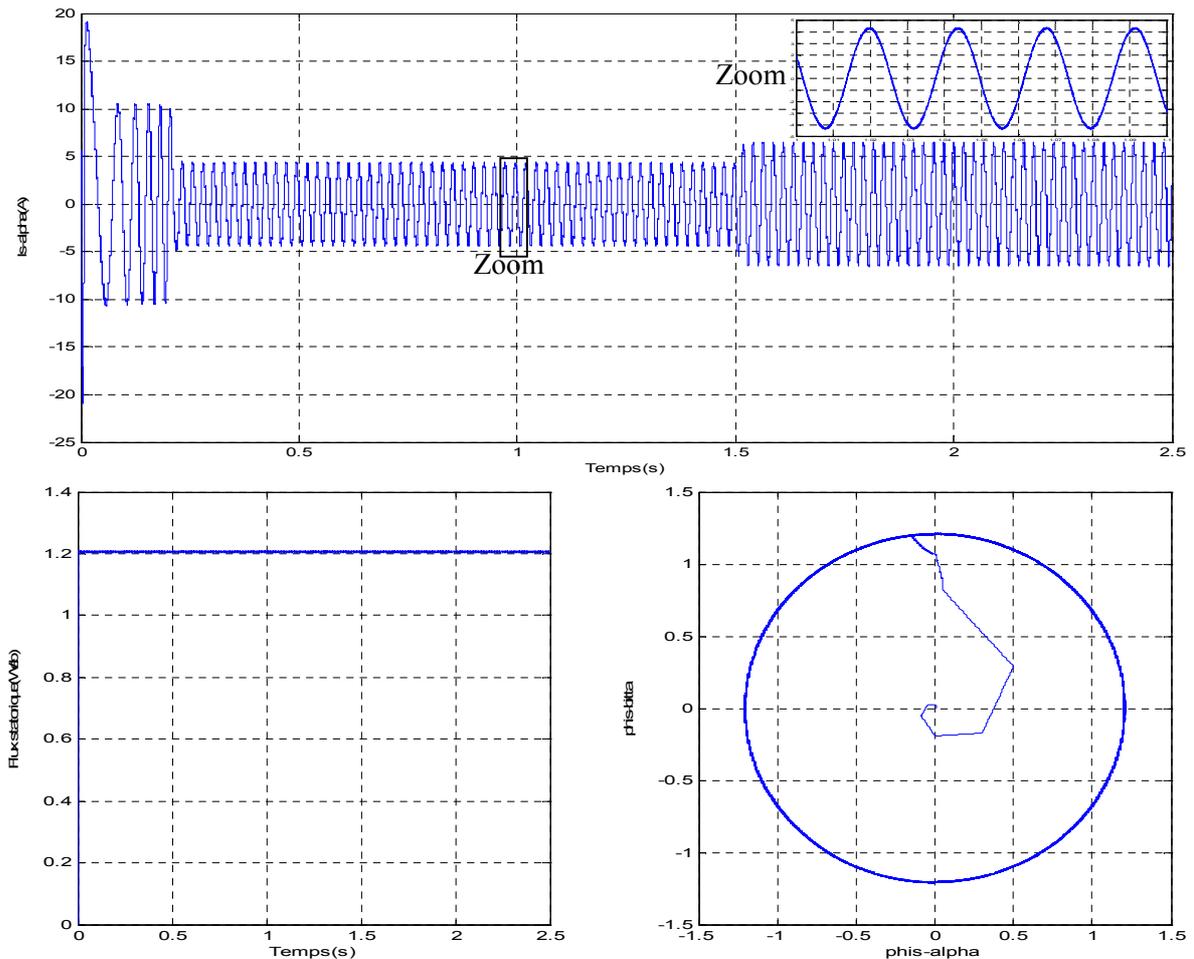


Figure (II.25) : résultats de simulation avec correcteur de couple à cinq niveaux, onduleur de tension à trois niveaux, avec les 4 groupes de vecteurs tension

II.10.4 AMELIORATION

Dans cette partie de notre travail, nous améliorons les performances dynamiques de l'entraînement avec des règles qui sont toujours déterminées qualitativement du diagramme vectoriel du flux et du courant élaboré précédemment.

Pour cela, le nombre de secteurs doit être suffisamment grand pour avoir une décision adéquate. D'autre part, ceci n'est pas convenable du point de vue de l'espace mémoire réservé et le temps de traitement. Ainsi, tout en essayant d'avoir le maximum de contrôle, nous développerons un nombre minimum de règles en utilisant douze secteurs réguliers notés N_1 jusqu'à N_{12} .

II.10.4.1 Elaboration de la table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension

II.10.4.1.1 première approche

Ces tableaux ont été élaborés en sélectionnant parmi le groupe MVV (Les vecteurs tension moyens, $V_3; V_6; V_9; V_{12}; V_{15}; V_{18}$) ceux qui répondent le mieux aux grandeurs de commande.

Les règles de commande sont formulées du diagramme vectoriel. Ainsi, les états 5, 3, 17, 18 et 4 augmentent le flux alors que 8, 9, 12, 14 et 13 le diminuent. De même, les états 5, 8, 3, 9 et 4 augmentent le couple alors que les états 17, 18, 12, 13, et 14 le diminuent. Pour une augmentation large du flux et faible pour le couple l'état 3 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et large du couple l'état 4 est sélectionné. Pour une diminution faible du flux et une augmentation faible du couple l'état 9 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et faible pour le couple l'état 12 est sélectionné. Pour une diminution faible du flux et large du couple l'état 13 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et diminution large pour le couple l'état 17 est sélectionné. Pour une augmentation large du flux et large pour le couple l'état 5 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et grande pour le couple l'état 14 est sélectionné. Pour une diminution grande du flux et augmentation large pour le couple l'état 8 est sélectionné. Pour une augmentation faible du flux et diminution faible pour le couple l'état 18 est sélectionné. Pour une diminution faible du couple et flux constant l'état 0 est sélectionné. Ces états changent avec la variation de la position du vecteur flux. Le nombre total des règles est 180, elles sont illustrées par le tableau ci-dessous. Chaque cellule représente le meilleur état de commutation pour un angle donné [14].

| N | | N ₁ | N ₂ | N ₃ | N ₄ | N ₅ | N ₆ | N ₇ | N ₈ | N ₉ | N ₁₀ | N ₁₁ | N ₁₂ |
|-------------|-------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| <i>cflx</i> | <i>ccpl</i> | | | | | | | | | | | | |
| 1 | 2 | 5 | 5 | 8 | 8 | 11 | 11 | 14 | 14 | 17 | 17 | 2 | 2 |
| | 1 | 3 | 6 | 6 | 9 | 9 | 12 | 12 | 15 | 15 | 18 | 18 | 3 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -1 | 18 | 18 | 3 | 3 | 6 | 6 | 9 | 9 | 12 | 12 | 15 | 15 |
| | -2 | 17 | 2 | 2 | 5 | 5 | 8 | 8 | 11 | 11 | 14 | 14 | 17 |
| 0 | 2 | 4 | 4 | 7 | 7 | 10 | 10 | 13 | 13 | 16 | 16 | 1 | 1 |
| | 1 | 4 | 7 | 7 | 10 | 10 | 13 | 13 | 16 | 16 | 1 | 1 | 4 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -2 | 13 | 16 | 16 | 1 | 1 | 4 | 4 | 7 | 7 | 10 | 10 | 13 |
| -1 | 2 | 8 | 8 | 11 | 11 | 14 | 14 | 17 | 17 | 2 | 2 | 5 | 5 |
| | 1 | 9 | 9 | 12 | 12 | 15 | 15 | 18 | 18 | 3 | 3 | 6 | 6 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -1 | 12 | 12 | 15 | 15 | 18 | 18 | 3 | 3 | 6 | 6 | 9 | 12 |
| | -2 | 14 | 17 | 17 | 2 | 2 | 5 | 5 | 8 | 8 | 11 | 11 | 14 |

Tableau (II.17) : table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension pour douze secteurs « première approche »

II.10.4.1.2 Résultats de simulation

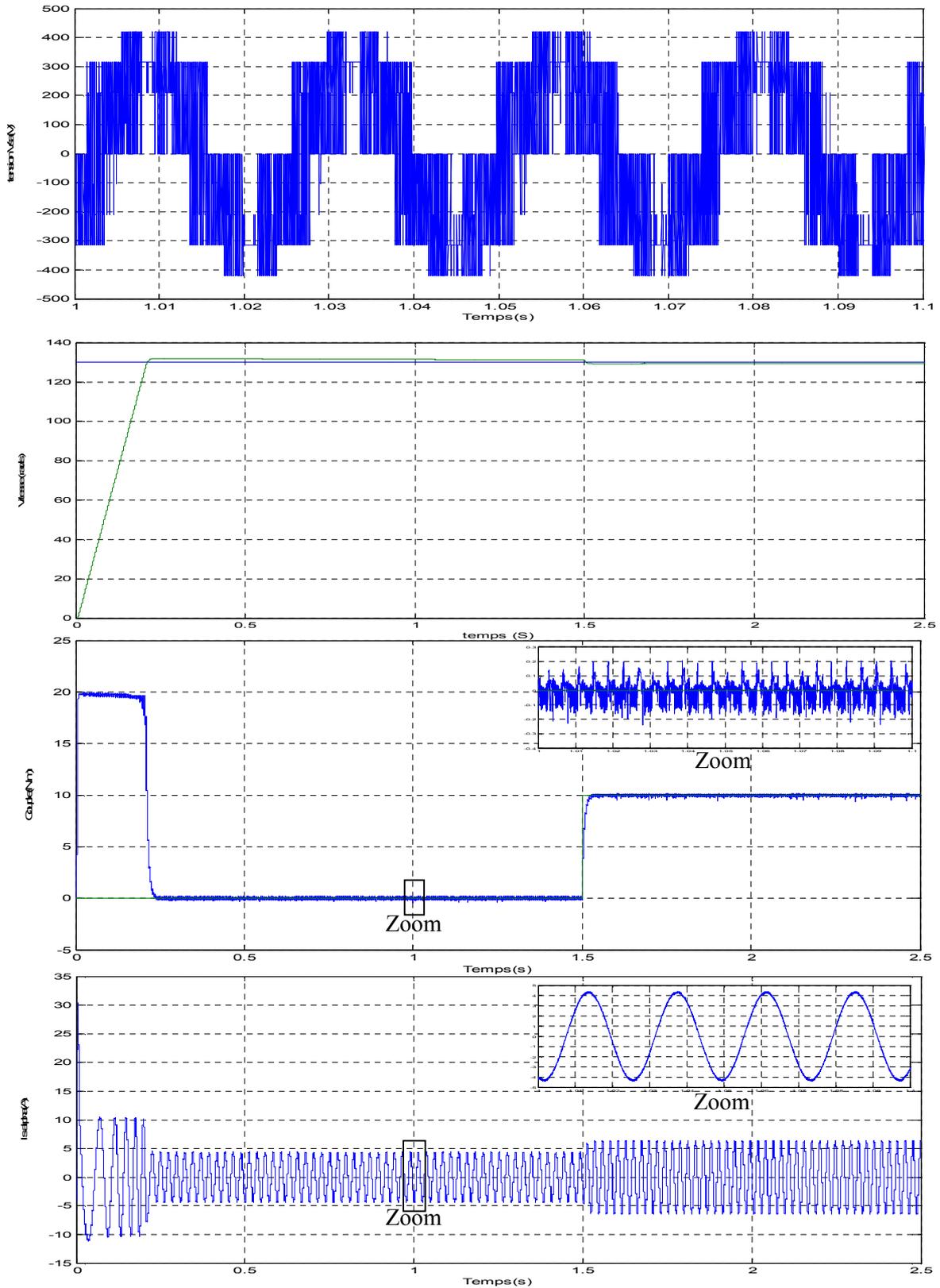
Dans les figures (II .26) (II.27) Nous allons simuler la structure de contrôle direct du couple que nous avons qualifié de « DTC amélioré » en deux approches.

Les résultats obtenus montrent des hautes performances dynamiques pour les deux approches, en effet le couple électromagnétique montre qu'il est moins d'ondulations par rapport toujours aux résultats précédents.

La trajectoire du flux statorique illustrée par les figures (II .26) (II.27), montre que ce dernier est parfaitement constant relativement au flux obtenu aux résultats précédents, et on note aussi une nette amélioration.

Les figures (II .26) (II.27) montrent que les harmoniques du courant statorique presque le même avec le cas précédent pour les deux approches, et sa forme reste toujours proche de la sinusoïde

On observe dans les figures (II .26) (II.27), que ses réponses sont approximativement semblables.



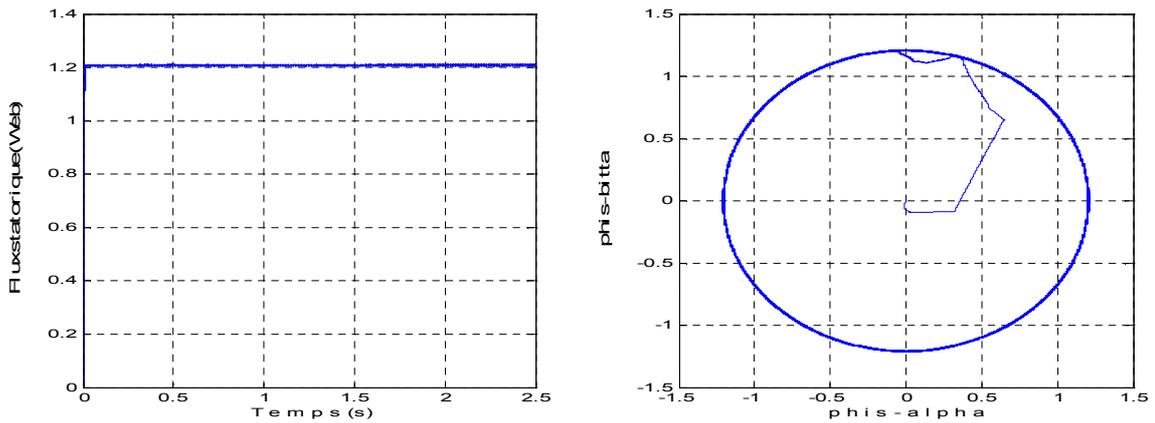


Figure (II.26) : résultats de simulation avec correcteur de couple à cinq niveaux, onduleur de tension à trois niveaux, avec les 4 groupes de vecteurs tension pour la première approche

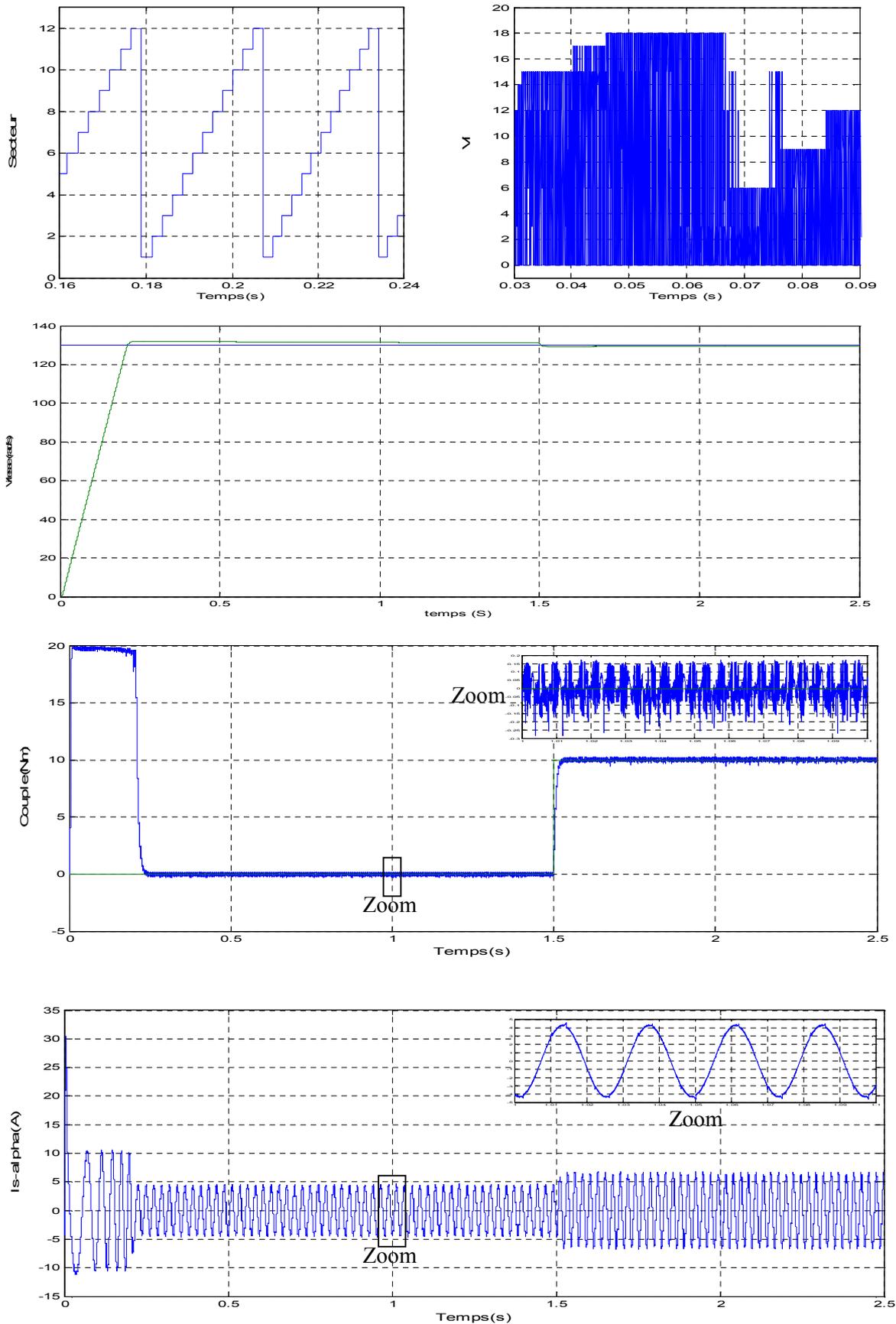
II.10.4.1.3 Deuxième approche

Dans cette approche, pour une position du flux donnée, on sélectionne uniquement les vecteurs backward ou forward parmi le groupe **MVV** [14].

| N | | N ₁ | N ₂ | N ₃ | N ₄ | N ₅ | N ₆ | N ₇ | N ₈ | N ₉ | N ₁₀ | N ₁₁ | N ₁₂ |
|-------------|-------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| <i>cflx</i> | <i>ccpl</i> | | | | | | | | | | | | |
| 1 | 2 | 5 | 5 | 8 | 8 | 11 | 11 | 14 | 14 | 17 | 17 | 2 | 2 |
| | 1 | 3 | 6 | 6 | 9 | 9 | 12 | 12 | 15 | 15 | 18 | 18 | 3 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -1 | 18 | 18 | 3 | 3 | 6 | 6 | 9 | 9 | 12 | 12 | 15 | 15 |
| | -2 | 17 | 2 | 2 | 5 | 5 | 8 | 8 | 11 | 11 | 14 | 14 | 17 |
| 0 | 2 | 4 | 4 | 7 | 7 | 10 | 10 | 13 | 13 | 16 | 16 | 1 | 1 |
| | 1 | 4 | 7 | 7 | 10 | 10 | 13 | 13 | 16 | 16 | 1 | 1 | 4 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -2 | 13 | 16 | 16 | 1 | 1 | 4 | 4 | 7 | 7 | 10 | 10 | 13 |
| -1 | 2 | 8 | 8 | 11 | 11 | 14 | 14 | 17 | 17 | 2 | 2 | 5 | 5 |
| | 1 | 6 | 9 | 9 | 12 | 12 | 15 | 15 | 18 | 18 | 3 | 3 | 6 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | -1 | 15 | 15 | 18 | 18 | 3 | 3 | 6 | 6 | 9 | 9 | 12 | 12 |
| | -2 | 14 | 17 | 17 | 2 | 2 | 5 | 5 | 8 | 8 | 11 | 11 | 14 |

Tableau (II.18) : table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension pour douze secteurs « deuxième approche »

II.10.4.1.4 Résultats de simulation



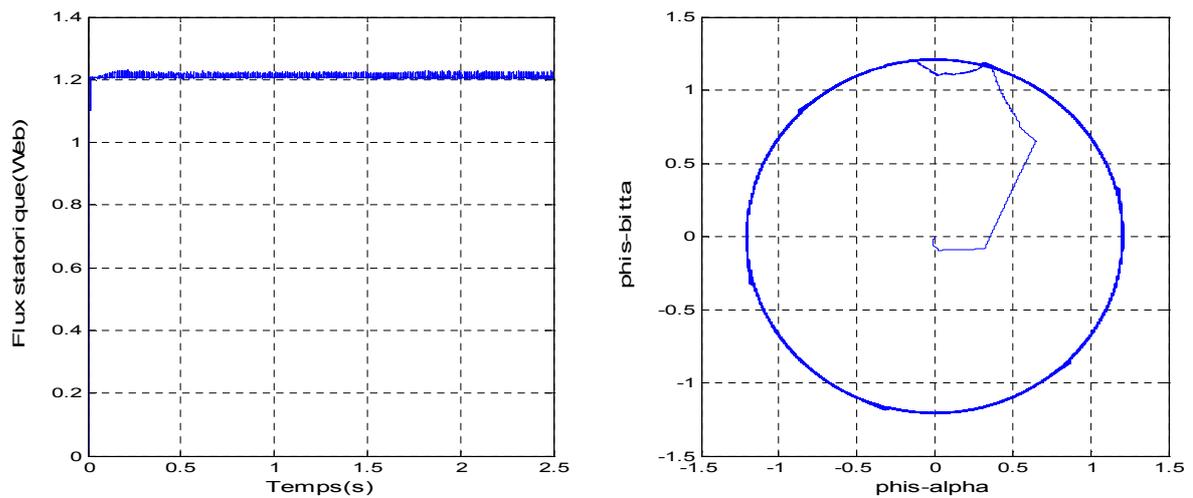


Figure (II.27) : résultats de simulation avec correcteur de couple à cinq niveaux, onduleur de tension à trois niveaux, avec les 4 groupes de vecteurs tension pour la deuxième approche

II.11 Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre une structure du contrôle direct du couple de la machine asynchrone avec des différentes améliorations en introduisant deux comparateurs multi-niveaux pour le flux et le couple ainsi nous avons amélioré la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs symétriques dans l'espace d'évolution du flux Φ_s

Ainsi, nous avons établi une table de commutation avec plus de règles et le vecteur tension est plus optimale.

Les techniques du contrôle et de mesure sont basées sur les modèles de connaissance des processus, mais l'analyse mathématique de ces derniers n'est pas toujours facile.

Cependant, on constate que le flux a une ondulation et un rétablissement lent ainsi que quelques dépassements des bandes de couple électromagnétiques et une fréquence de commutation variable autour de 7 KHz

Pour remédier à cela, nous envisageons l'utilisation de la commande de la logique floue dans le chapitre suivant.

Contrôle Directe du Couple
A Base De La Logique Floue

CHAPITRE III

III.1 INTRODUCTION

En 1965 le professeur L.A.Zadeh a posé les lois théoriques de la logique floue, en 1973 il a proposé d'appliquer les principes de la logique floue dans la résolution des problèmes de réglage, par la suite et en 1974 E.H.Mamdani a construit un premier contrôleur floue pour la commande d'une turbine à vapeur. En 1980 Sugeno a appliqué le réglage par logique floue à un four à ciment. Après ces travaux la commande floue a connue un grand essor essentiellement au Japon [37].

La logique floue est basée sur un raisonnement humain, réaliste. Avec tout les imprécisions et incertitude qu'elle manipule, elle s'adapte très bien à la régulation des processus aussi bien linéaires que non linéaires. La régulation floue est simple à mettre au point et permet de prendre en charge des systèmes complexes mais exige une connaissance du dispositif [38].

III.1.1 Quelques définitions

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 courants comme petit, grande, moyen...etc. Elle autorise des valeurs intermédiaires entre le vrai et le faux et admet même des chevauchements entre eux [37,39].

III.1.2 Ensemble floue : dans un ensemble de référence E , un sous ensemble floue de E est caractérisé par une fonction d'appartenance μ de E dans l'intervalle des nombres réels $[0,1]$ qui indique avec quel degré un élément appartient à cette classe. un sous ensemble floue est caractérisé par un noyau, un support et une hauteur [37].

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

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

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

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

Exemple: dans la figure (III.1) nous indiquons un exemple de sous ensemble normalisé ainsi que le noyau, son support et sa hauteur.

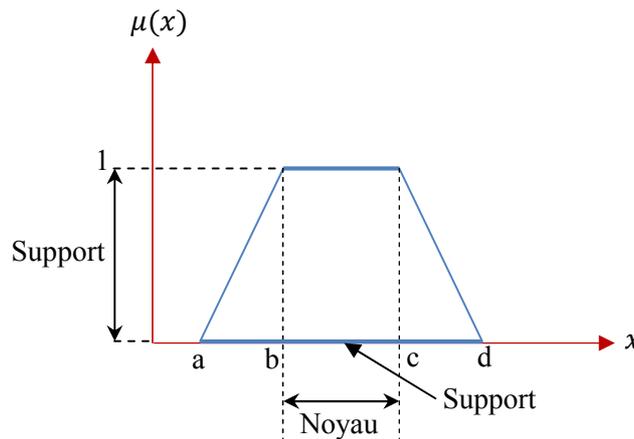


Figure (III.1): format d'un ensemble flou normalisé.

III.1.3 DIFFERENCE ENTRE ENSEMBLE FLOU ET ENSEMBLE BOOLEEN

Alors qu'un ensemble booléen est défini par sa fonction caractéristique F à valeurs 0 ou 1, un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance μ à valeurs dans l'intervalle $[0,1]$. Considérons l'exemple suivant, [33] :

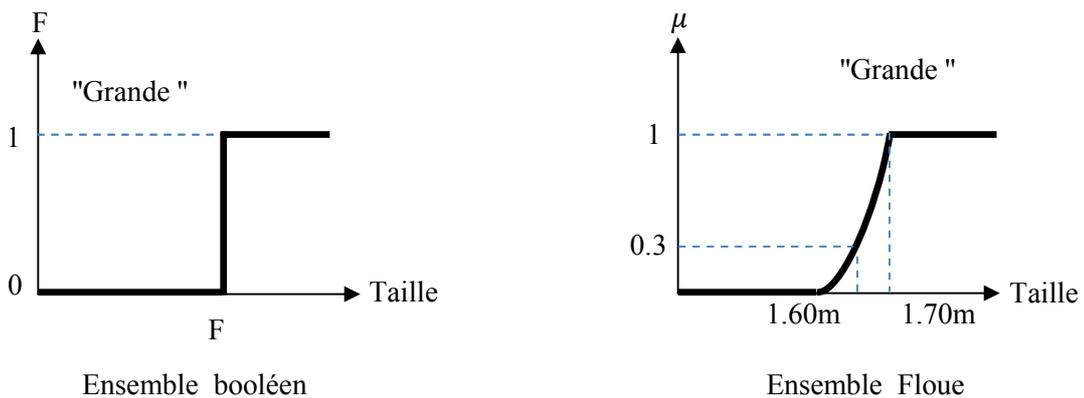


Figure (III.2): Représentation de " Grand " dans le cas booléen et flou.

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne? C'est à partir de ce genre de constatation que le Professeur L. Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes Linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit ... Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels.

Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles

flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle **alors** de fonction d'appartenance μ). Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée sur la Fig. (III.3), [34].

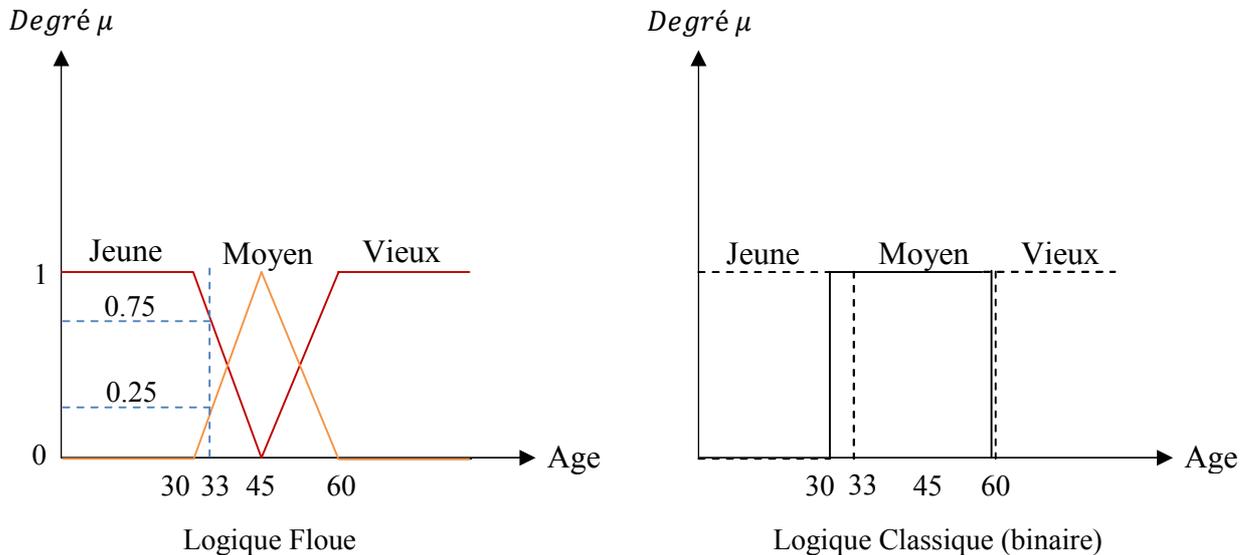


Figure (III.3): Classification des humains selon leur âge.

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

Variable linguistique : Âge ;

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

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

Plage de valeurs : (0, 30, 45, 60, ...);

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

Degré d'appartenance : a.

III.2 FONCTION D'APPARTENANCE

Définition :

Soit U une collection d'objets $\{u\}$, qui peuvent être discrets ou continus. U est l'univers de discours et u représente l'élément générique de U . Un sous-ensemble flou A dans l'univers de discours U est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_A(u)$ qui prend ses valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$. Notamment : $\mu_A(u) [0, 1]$, [40].

III.3 VARIABLE LINGUISTIQUE

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. Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue [41].

Fonction d'appartenance

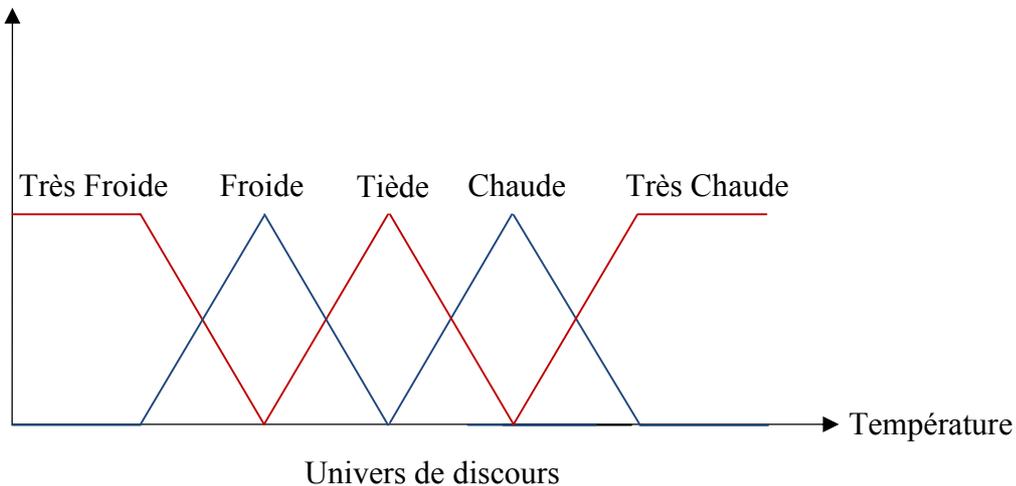


Figure (III.4): Classification de la température selon la logique floue.

III.4 OPERATEURS DE LA LOGIQUE FLOUE

Une fois les ensembles flous définis, des mathématiques concernant ce type d'ensemble ont été développés. Les mathématiques élaborées ressemblent beaucoup à celles reliées à la théorie des ensembles conventionnels. Les opérateurs d'union, d'intersection et de négation existent pour les deux types d'ensemble. Les opérateurs habituels, soit l'addition, la soustraction, la division et la multiplication de deux ou plusieurs ensembles flous existent aussi. Toutefois, ce sont les deux opérateurs d'union et d'intersection qu'on utilise le plus souvent dans la commande par la logique floue, [42].

a) OPERATEUR NON:

La propriété «l'air n'est pas froid» peut être caractérisée de façon évidente par la fonction d'appartenance.

$$\text{non}(\mu_A(X)) = \mu_{\bar{A}}(X) = 1 - \mu_A(X). \quad (\text{III. 1})$$



Figure (III.5): Opérateur NON.

b) OPERATEUR ET

L'opérateur « ET » correspond à l'intersection de deux ensembles a et b et on écrit :

$$c = a \cap b \quad (\text{III. 2})$$

Dans le cas de la logique floue, l'opérateur « ET » est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum, qui est appliquée aux fonctions d'appartenance $\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$ des ensembles a et b, à savoir :

$$\mu_c = \min\{\mu_a, \mu_b\} \quad (\text{III. 3})$$

$$\mu_a(x) \cap \mu_b(x) = \min(\mu_a(x), \mu_b(x)) \quad (\text{III. 4})$$

Où μ_a , μ_b et μ_c signifient respectivement le degré d'appartenance à l'ensemble a, b et c. On parle alors d'opérateur minimum.

c) OPERATEUR OU

L'opérateur « OU » correspond à l'union de deux ensembles a et b et on écrit :

$$c = a \cup b$$

Il faut maintenant calculer le degré d'appartenance à l'ensemble « c » selon les degrés des ensembles a et b. Cela se rédige par la formulation du maximum. On a donc l'opérateur maximum.

$$\mu_a(x) \cup \mu_b(x) = \max(\mu_a(x), \mu_b(x)) \quad (\text{III. 5})$$

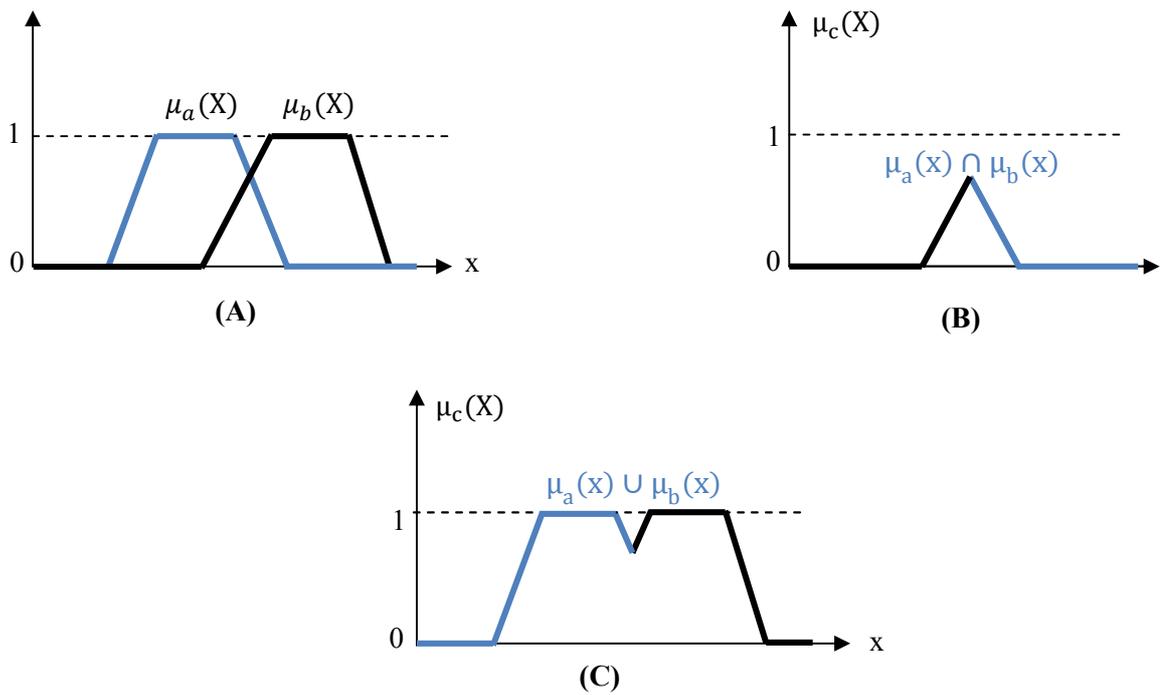


Figure (III.6): Opérateurs logiques : (A) ensembles flous a et b ; (B) ensembles flous $a \cap b$; (C) ensembles flous $a \cup b$.

III.5 STRUCTURE D'UN REGULATEUR FLOU

Après avoir présenté les concepts de base les plus utilisés en logique floue, nous examinons la structure d'un régulateur flou. La structure conventionnelle d'une commande floue est présentée sur la Fig. (4.6). Les définitions des blocs sont données ci dessous, [7].

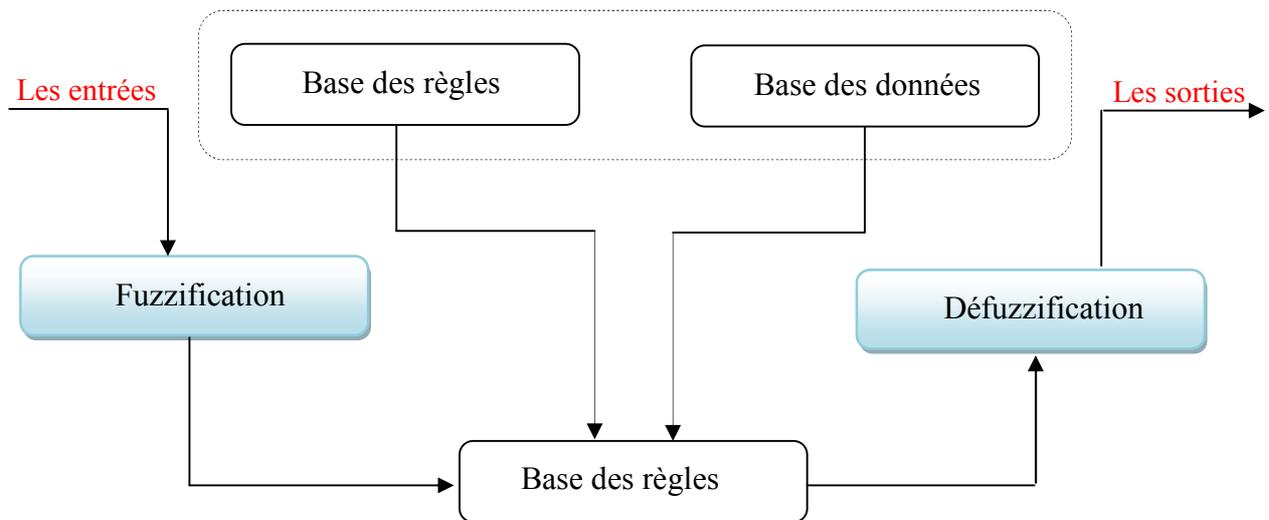


Figure (III.7) : Le schéma général d'une commande floue.

III.5.1 MODULE DE FUZZIFICATION

C'est l'étape de passage du domaine numérique au domaine symbolique. Cette étape est nécessaire dès que l'on veut manipuler à l'aide de la théorie des ensembles flous des grandeurs physiques mesurables précises ou non. Elle permet entre autre de déterminer la fonction d'appartenance d'une variable à un ensemble flou.

III.5.2 Fuzzification

L'interface de fuzzification est un bloc qui consiste à :

- ✚ Mesurer les valeurs numériques des variables d'entrées.
- ✚ Les projeter dans l'univers de discours en utilisant un facteur d'échelle.
- ✚ Transformer ces valeurs numériques en valeurs linguistiques en utilisant des fonctions d'appartenances qui ont pour but de subdiviser l'espace d'entrée de l'univers de discours en sous ensembles flous.

III.5.3 Base de connaissances

Elle contient les informations du domaine d'application. Elle est définie par les deux bases suivantes:

a) Base de données

Elle fournit des informations nécessaires qui sont utilisées pour l'exploration des règles de système flou.

b) Base de règles

On appelle règles d'inférence (ou base de règles) l'ensemble des différentes règles reliant les variables floues d'entrée d'un système aux variables floues de sortie de ce système à l'aide de différents opérateurs. Ces règles se présentent sous la forme: Si condition 1 et/ou condition 2 (et/ou...) alors action sur les sorties.

III.5.4 Logique de prise de décision (bloc d'inférence)

Ce bloc représente le noyau du système flou, qui est capable de simuler les décisions humaines basées sur le concept flou et d'inférer les actions de contrôle flou par intervention de l'implication floue et des règles d'inférence.

Après avoir établi toutes les règles d'inférence on peut les représenter par un tableau ou par une matrice. Un traitement numérique des inférences selon l'une des trois méthodes suivantes est à exécuter.

- 1) Méthode d'inférence max-min.
- 2) Méthode d'inférence max-produit.
- 3) Méthode d'inférence somme-produit.

III.5.5 INFÉRENCES FLOUES

La stratégie de la règle dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie, [43].

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

a) Linguistiquement :

On écrit les règles de façon explicitée comme dans l'exemple suivant,

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

OU

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

b) Symboliquement :

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

c) Par matrice d'inférence :

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées (température : T et vitesse : V). l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Exemple :

| U | | T | | |
|---|---|---|---|----|
| | | F | M | E |
| V | F | Z | P | GP |
| | E | Z | Z | P |

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) :

SI (T est F ET V est F) ALORS U=Z OU

SI (T est M ET V est F) ALORS U=P OU

SI (T est E ET V est F) ALORS U=GP OU

SI (T est F ET V est E) ALORS U=Z OU

SI (T est M ET V est E) ALORS U=Z OU

SI (T est E ET V est E) ALORS U=P

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées

Des cases sombres :

SI (T est M ET V est F) ALORS U=P OU

SI (T est E ET V est F) ALORS U=GP

Avec:

E Elevée ;

M Moyenne ;

F Faible ;

Z Zéro ;

P Positive ;

GP Grand positif.

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences à savoir :

III.5.5.1 Méthode d'inférence max-min

Cette méthode est appliquée au système flou dit de type «Mamdani». Dans ce mode de raisonnement, la $i^{\text{ème}}$ règle aboutit à la décision de système :

$$\mu_{R_i}(Z) = \min(\alpha_i, \mu_{C_i}(Z)) \quad (\text{III. 6})$$

Avec $\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(X_0), \mu_{B_i}(Y_0))$ qui représente la valeur de vérité des règles d'inférences.

Le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu'_{C_i}(Z) = \max[\mu_{R_1}(Z), \mu_{R_2}(Z)] \quad (\text{III. 7})$$

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, [43].

Exemple :

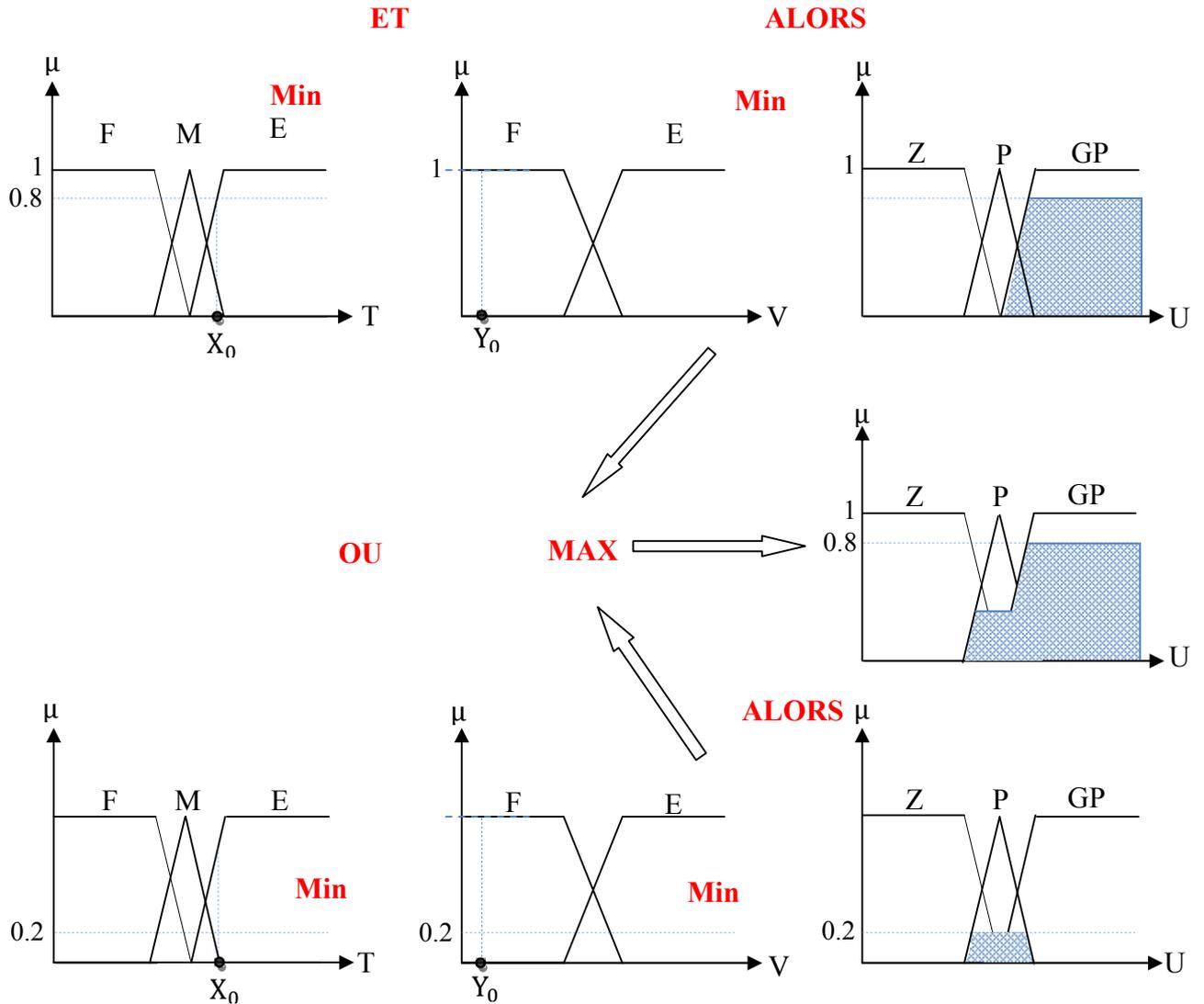


Figure (III.8) :Exemple d'inférence MAX-MIN (Mamdani).

III.5.5.2 Méthode d'inférence max-produit

C'est la méthode appliquée au système flou dite de type « Larsen », cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas $i^{ème}$ la règle donne la décision :

$$\mu_{Ri}(Z) = \alpha_i \cdot \mu_{Ci}(Z) \tag{III. 8}$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu'_{Ci}(Z) = \max[\mu_{R1}(Z), \mu_{R2}(Z)] \tag{III. 9}$$

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion « ALORS ». Dans ce cas, on utilise le produit comme illustré par la figure suivante, [44].

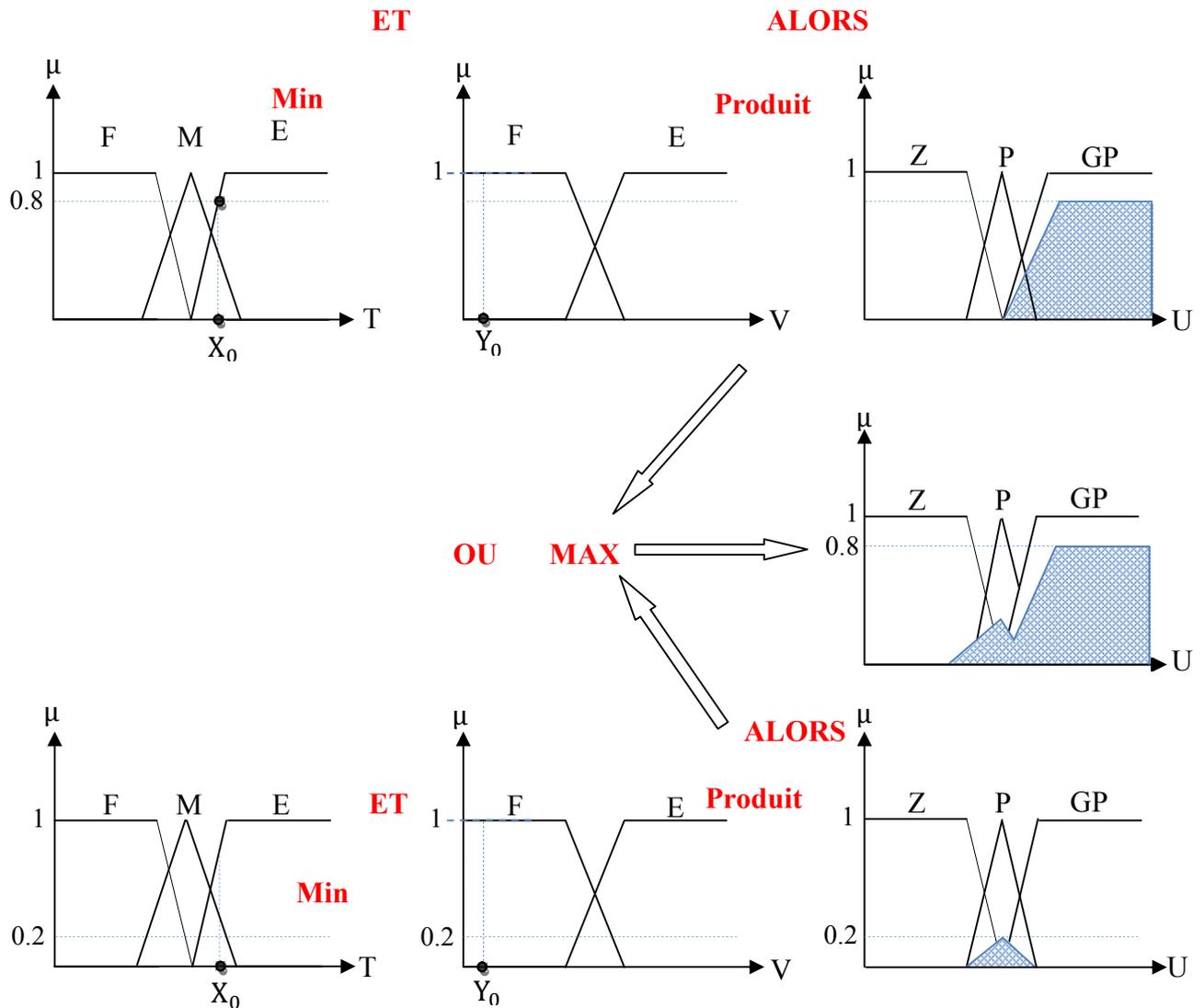


Figure (III.9) :Exemple d'inférence MAX- PRODUIT.

III.5.5.3 Méthode d'inférence som-produit

Cette méthode est appliquée au système flou dit de type « Zadeh ». Elle est définie comme suit [25]:

$$\mu_{Ri}(Z) = \alpha_i \cdot \mu_{Ci}(Z) \tag{III.10}$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu'_{Ci}(Z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{Ri}(Z) \quad (\text{III. 11})$$

Avec : m nombre de règle.

III.5.6 Défuzzification

La défuzzification est l'opération qui permet de passer d'une représentation sous forme de variable linguistique à une variable numérique applicable physiquement : c'est la phase inverse de la fuzzification. Il existe plusieurs méthodes possibles dont la méthode du Max et la méthode de centre de gravité. Lorsque la conclusion de la règle est précise, spécifique et certaine, c'est-à-dire lorsque toutes les règles floues en présence ont une conclusion non floue alors la défuzzification est implicite, [44].

On utilise surtout les deux méthodes suivantes :

- ✚ Défuzzification par calcul du centre de gravité ;
- ✚ Défuzzification par calcul du maximum.

✚ Méthode du centre de gravité :

La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenances des termes linguistiques qui forment la fonction d'appartenance résultante $U_{RES}(X_R)$. Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse X_{GR} qui est déterminée à l'aide de la relation suivante, [43,44] :

$$X_{GR} = \frac{\int X_R \cdot U_{RES}(X_R) dX_R}{\int U_{RES}(X_R) dX_R} \quad (\text{III - 12})$$

✚ 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 résultante.

III.6 ARCHITECTURE D'UNE COMMANDE FLOUE

On parle de la commande floue lorsque un bloc de contrôleur de cette commande est réalisé en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir gérer les données de commande et contrôler le processus. La structure de cette commande peut donc être ramenée à un système asservi, voir Figure (III.10) [40].

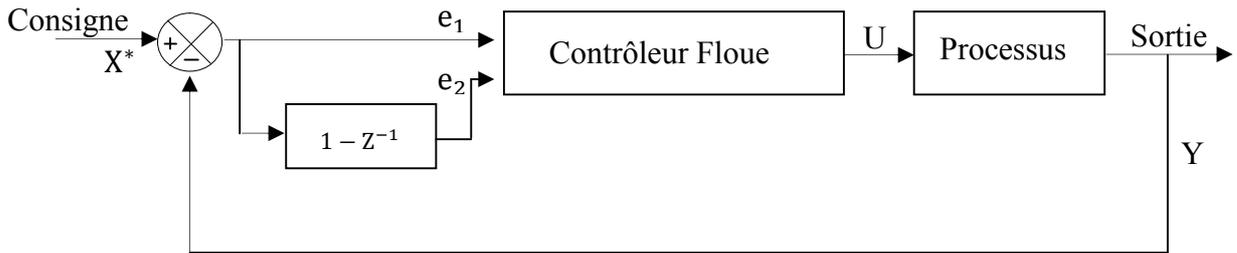


Figure (III.10) : Architecture d'une commande floue.

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées e_1 et e_2 .

En général e_1 représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$e_1(K) = X^*(K) - Y(K) \quad (\text{III} - 13)$$

e_2 est l'accroissement de l'écart entre le signal de sortie à deux instants discrets différents.

$$e_2(K) = Y(K) - Y(K - 1) \quad (\text{III} - 14)$$

*: Représente les grandeurs de commande ;

K: Instant de calcul.

III.7 Contrôle direct du couple à base de la logique floue

Dans le contrôle direct du couple conventionnel, on a vu que l'utilisation de les erreurs du couple et du flux pour choisir l'état de commutation sont directement 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 le 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, figure (III.11).

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

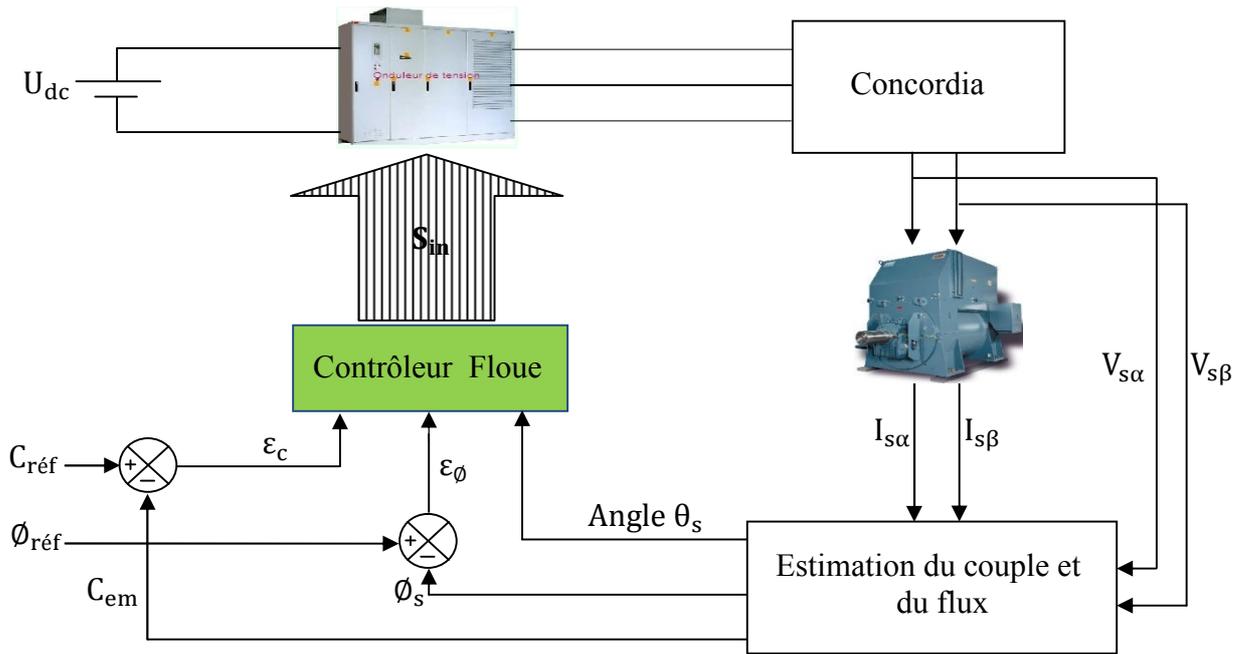


Figure (III.11) : schéma du contrôle direct du couple

III.7.1 Choix des fonctions d'appartenances

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

III.7.1.1 Fuzzification

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

$$\varepsilon_c = C_{\text{réf}} - C_{\text{em}} \quad (\text{III} - 15)$$

$$\varepsilon_{\phi_s} = \phi_{s\text{réf}} - \phi_s \quad (\text{III} - 16)$$

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{III} - 17)$$

III.7.1.2 Variable de commande

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

R_i : if ε_c is A_i , and ε_{ϕ_s} is B_i , and θ_s is C_i then n is N_i .

Ou A_i, B_i, C_i, N_i sont les ensembles flous.

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

$$\mu_{R_i}(n) = \min(\alpha_i, N_i) \quad (\text{III} - 18)$$

Avec:

$$\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(\varepsilon_C), \mu_{B_i}(\varepsilon_{\theta_s}), \mu_{C_i}(\theta_s)) \quad (\text{III} - 19)$$

Où μ_A, μ_B, μ_C et μ_N représentent les fonctions d'appartenance des ensembles A, B, C, N , des variables $\varepsilon_C, \varepsilon_{\theta_s}, \theta_s, n$ respectivement.

La fonction d'appartenance μ_N de la sortie n est déterminée alors par :

$$\mu_{N_S}(n) = \max_{i=1}^m \mu_{N_i}(n) \quad (\text{III} - 20)$$

Avec m nombre de règle.

III.7.1.3 Défuzzification

Pour la défuzzification nous utilisons la méthode de maximum.

La fonction d'appartenance μ_{N_S} de la sortie est déterminée alors par :

$$\mu_{N_S}(n) = \max_{N=0}^1 \mu_N(n) \quad (\text{III} - 21)$$

III.7.2 Le contrôleur flou et choix des variables d'entrée et de sortie

Le principe de base de cette approche est d'appliquer un raisonnement flou pour les erreurs sur les grandeurs de commande. Ainsi, l'erreur de flux " ε_{θ} ", l'erreur du couple " ε_C " et la position du flux " θ_s " sont utilisées comme des entrées du contrôleur flou.

L'état de commutation des interrupteurs du convertisseur est évidemment la sortie du régulateur.

Après cette présentation des variables d'entrées et sorties on va détailler ces applications sur les onduleurs à deux et à trois niveaux

Les trois variables d'entrées sont divisées en un nombre déterminé d'ensemble flou de façon à avoir le meilleur contrôle en utilisant le minimum de règles. L'univers de discours de la première variable d'entrée " ε_{θ} " est divisée en deux ensembles flous :

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

On choisit des fonctions d'appartenance trapézoïdales pour les variables P, N, figure (III.12)

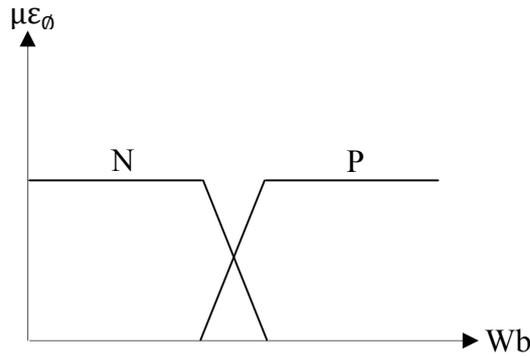


Figure (III.12) : Fonction d'appartenance de l'erreur du flux ε_ϕ .

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

- ⊕ Erreur du couple est positive grande, «PL»
- ⊕ Erreur du couple est positive petite, «PS»
- ⊖ Erreur du couple est négative petite, «NS»
- ⊖ Erreur du couple est négative grande, «NL»

On choisit des fonctions d'appartenances triangulaires pour les ensembles PS et NS. et des fonctions d'appartenances trapézoïdales pour les ensembles PL et NL, figure (III.13).

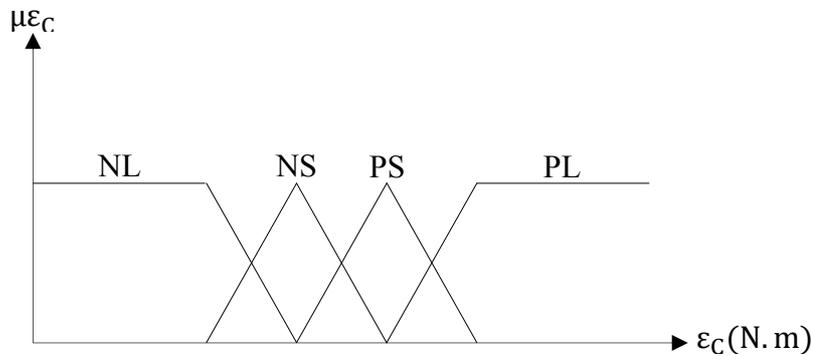


Figure (III.13) : Fonction d'appartenance de l'erreur du couple ε_c .

La troisième variable d'entrée est la position du flux dans le référentiel lié au stator.

L'angle θ_s qui est donné par :

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{III} - 18)$$

L'univers du discours de cette variable est divisé en douze ensembles flous (θ_1 à θ_{12}) dont les fonctions d'appartenance sont représentées par la figure (III.14).

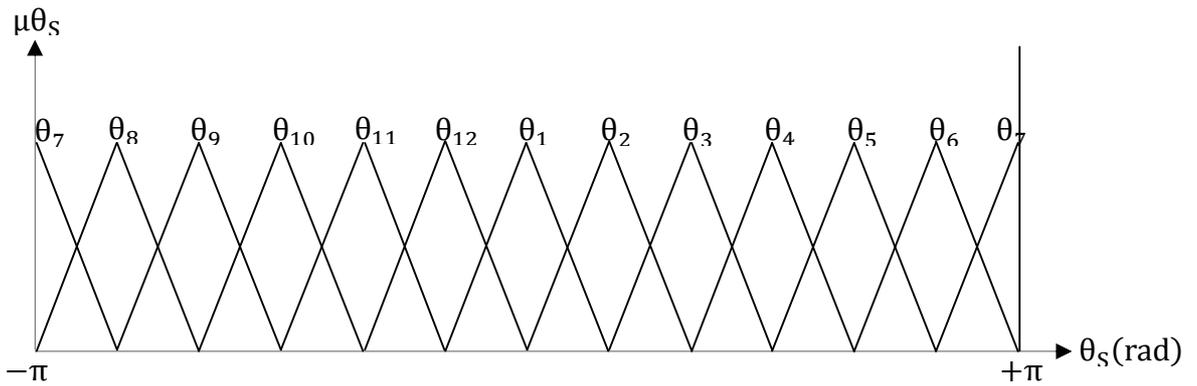


Figure (III.14) : fonction d'appartenance de la position θ_s .

Et après les entrées, on va passer à la variable de sortie, qui est représenté dans notre cas par l'état de commutation des interrupteurs d'onduleur à trois niveaux.

On va la décomposer en trois sous sorties (qui signifient les trois interrupteurs d'onduleur à deux niveaux), l'univers du discours de chaque sortie est divisé en deux ensembles flous (zéro et un), dont ses fonctions d'appartenances sont choisies par des formes de type singleton figure (III.15).

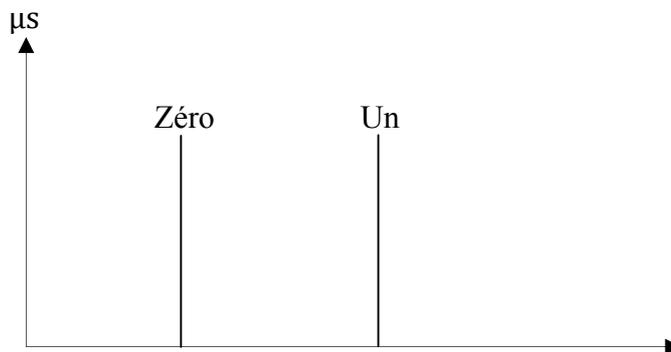


Figure (III.15) : fonction d'appartenance de l'état de commutation des interrupteurs.

III.7.2.1.1 Calcul de la loi de commande (règles de contrôle)

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

R_i : if ϵ_θ is **N** and ϵ_c is **NL** and θ_s is θ_1 alors S_1 is zero S_2 is zero S_3 is un

Dans la figure (III.16) on va représenter la structure interne du contrôleur flou pour l'onduleur à deux niveaux.

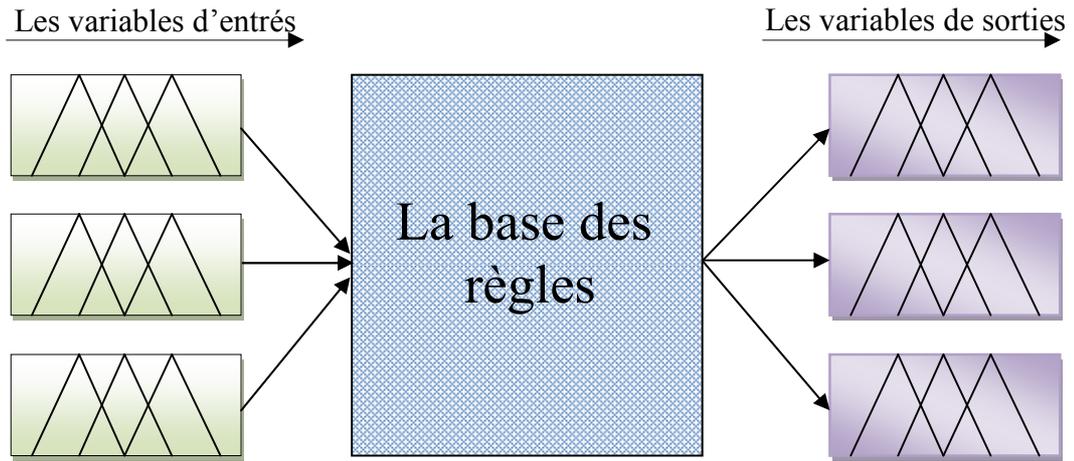


Figure (III.16) : structure du contrôleur flou pour l'onduleur à deux niveaux.

III.7.2.1.2 Table de commutation

Les tableaux (III.1) sont semblable aux celles que nous avons développées précédemment dans le chapitre II .sauf que les variables d'erreurs " ϵ_ϕ ", l'erreur de flux ; " ϵ_C ", l'erreur du couple et " θ_s " la position du flux qui sont divisées en bandes déterminées dans le chapitre II, alors que pour cette approche toute les variables sont des ensembles flous. Et pour la sortie est de type singleton, et calculée par des opérateurs flous.

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 5 | 1 | 2 | 2 |
| N | 5 | 7 | 4 | 3 |

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 1 | 1 | 2 | 3 |
| N | 6 | 5 | 4 | 4 |

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 1 | 2 | 3 | 3 |
| N | 6 | 0 | 5 | 4 |

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 2 | 2 | 3 | 4 |
| N | 1 | 6 | 5 | 5 |

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 2 | 3 | 4 | 4 |
| N | 1 | 7 | 6 | 5 |

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 3 | 3 | 4 | 5 |
| N | 2 | 1 | 6 | 6 |

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 3 | 4 | 5 | 5 |
| N | 2 | 0 | 1 | 6 |

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 4 | 4 | 5 | 6 |
| N | 3 | 2 | 1 | 1 |

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 4 | 5 | 6 | 6 |
| N | 3 | 7 | 2 | 1 |

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 4 | 4 | 5 | 6 |
| N | 3 | 2 | 1 | 1 |

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 5 | 6 | 1 | 1 |
| N | 4 | 0 | 3 | 2 |

| | LS | NS | NL | PS |
|---|----|----|----|----|
| P | 6 | 6 | 1 | 2 |
| N | 5 | 4 | 3 | 3 |

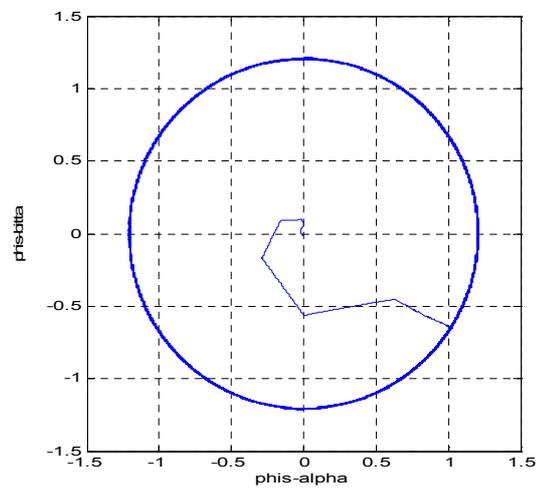
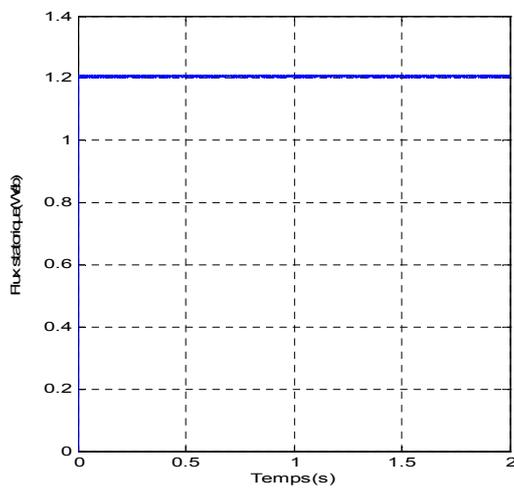
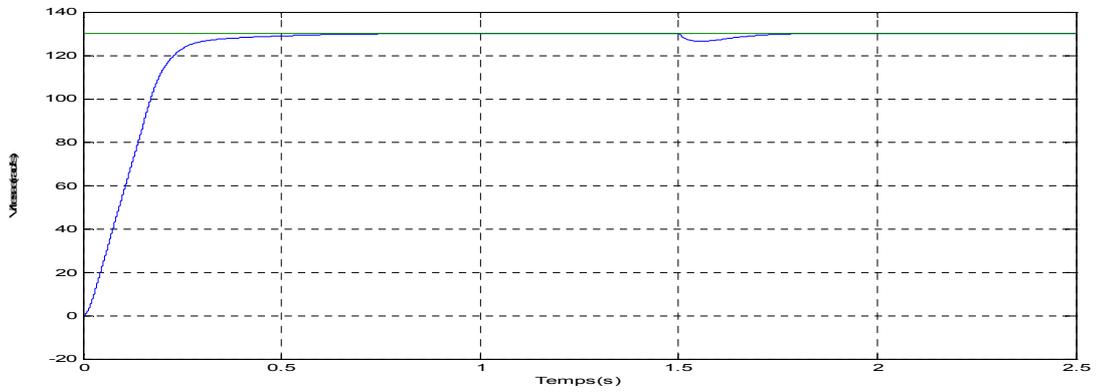
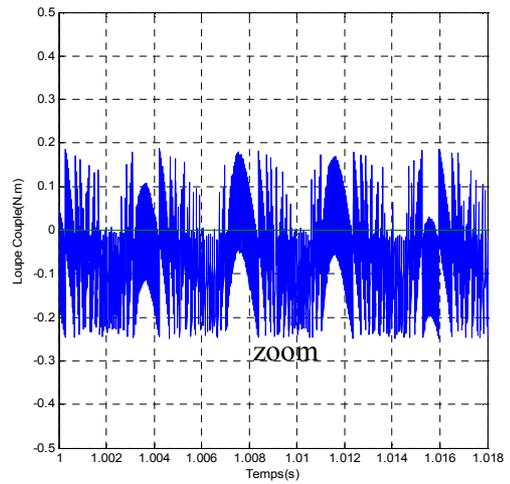
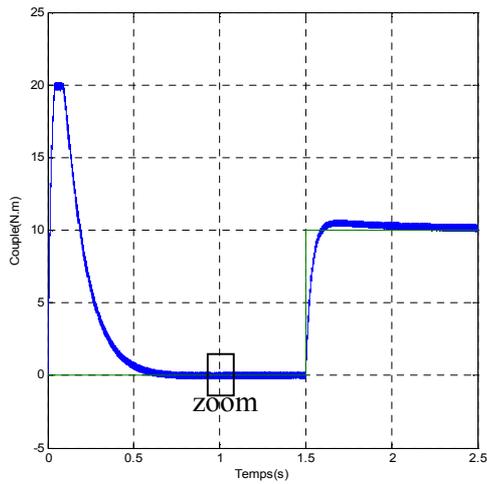
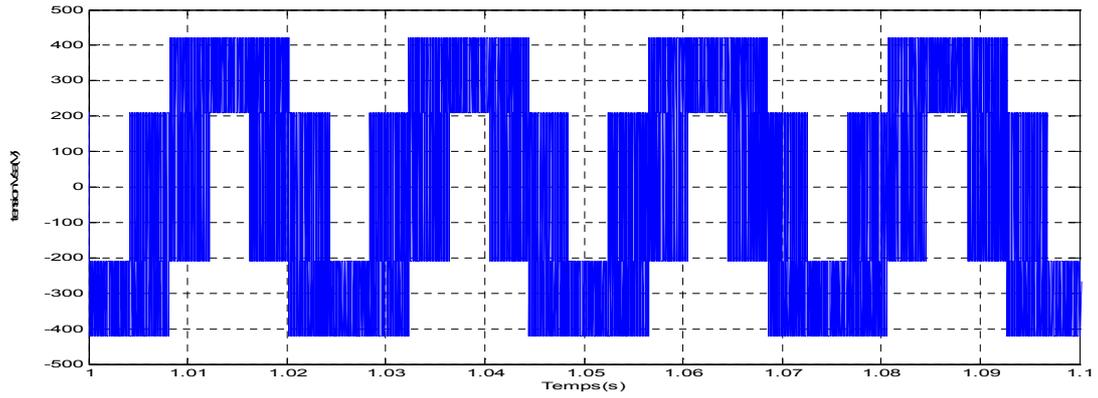
Tableaux (III.1) : les tables de commutation avec onduleur à deux niveaux.

III.7.2.1.3 Résultats de simulation

Dans ce chapitre on va tenir compte que les résultats améliorés dans le chapitre précédent, et on va essayer de les améliorer plus en plus.

La figure (III.17) présente 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 deux niveaux pour une table de commutation à quatre niveaux du correcteur de couple et de deux niveaux pour le flux statorique. Et montre que le couple électromagnétique suit précisément sa référence et on relève son temps de réponse (0.5 sec), ainsi que ses ondulations moindre que dans le chapitre précédent.

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



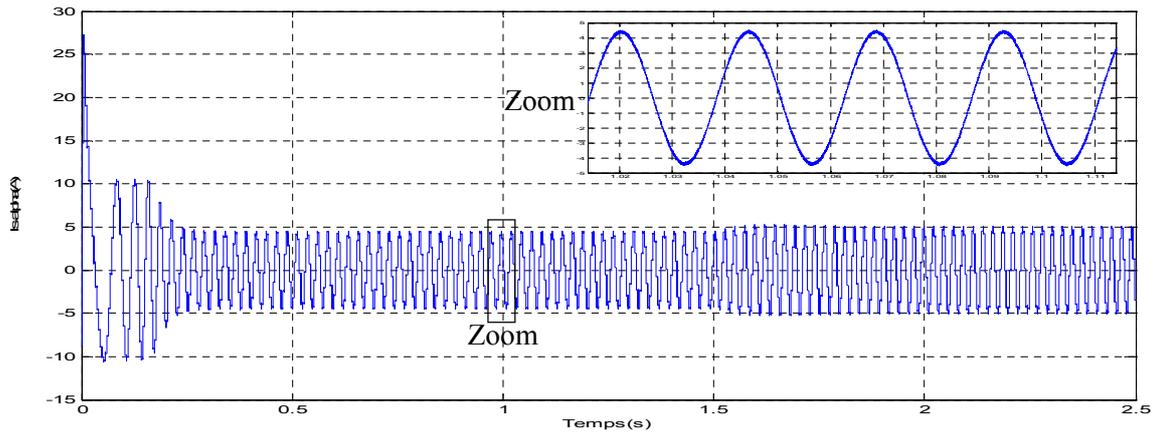


Figure (III.17) : Allures des vitesses, du couple, du courant et du flux statorique.

III.7.2.2 Cas d'un onduleur à trois niveaux

Cette application est presque semblable que la précédente sauf quelques modifications, l'univers de discours de la première variable d'entrée " ε_θ " est divisé en trois ensembles flous :

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

On choisit des fonctions d'appartenance trapézoïdales pour les variables P, N et triangulaire pour l'ensemble Z, figure (III.18).

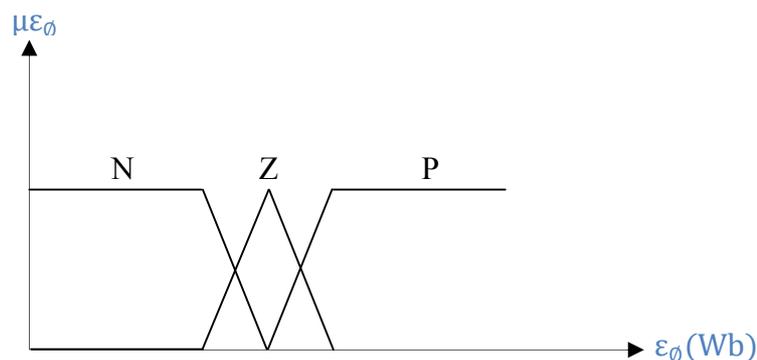


Figure (III.18) : Fonction d'appartenance de l'erreur du flux ε_θ .

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

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

On choisit des fonctions d'appartenance triangulaires pour les ensembles PS, ZE et NS. Et des fonctions d'appartenance trapézoïdales pour les ensembles PL et NL, figure (III.19).

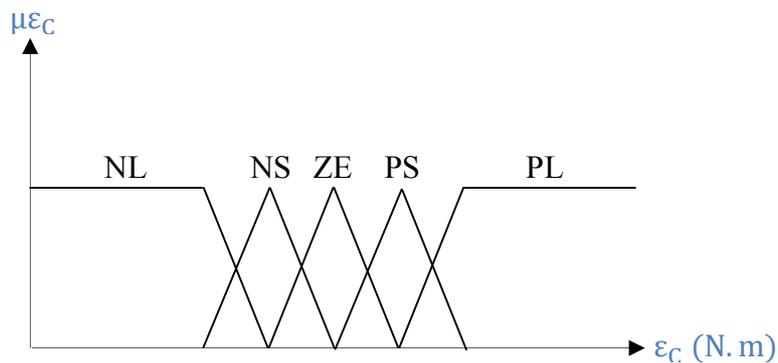


Figure (III.19) : Fonction d'appartenance de l'erreur du couple ϵ_c

La troisième variable d'entrée est la position du flux dans le référentiel lié au stator.

L'angle θ_s qui est donné par :

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

L'univers du discours de cette variable est divisé en douze ensembles flous (θ_1 à θ_{12}) dont les fonctions d'appartenance sont représentées par la figure (III.20).

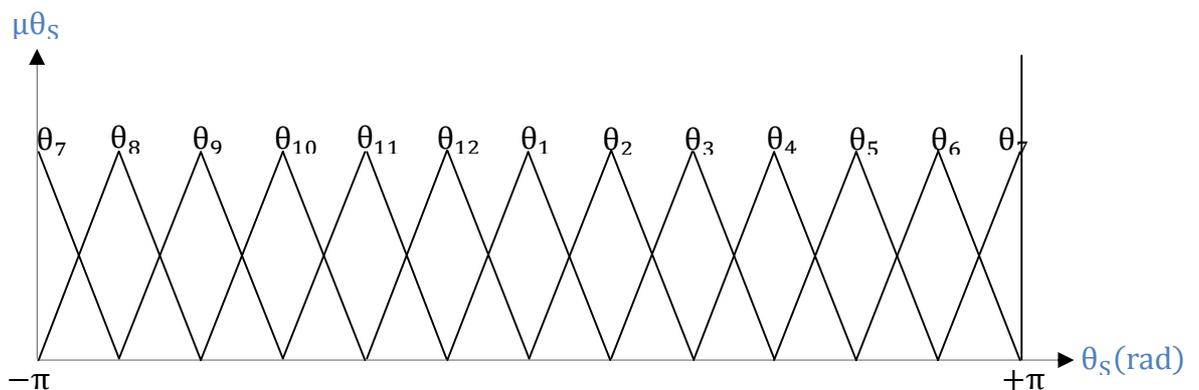


Figure (III.20) : fonction d'appartenance de la position θ_s .

III.7.2.2.1 Calcul de la loi de commande (règles de contrôle)

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

R_1 : if ε_θ is N and ε_c is NL and θ_s is θ_1 alors S_{11} is zero S_{12} is zero S_{21} is zero S_{22} is zero S_{31} is un S_{32} is un

Dans la figure(III.21) aussi comme l'application précédente, on va représenter la structure interne du contrôleur flou pour l'onduleur à trois niveaux.

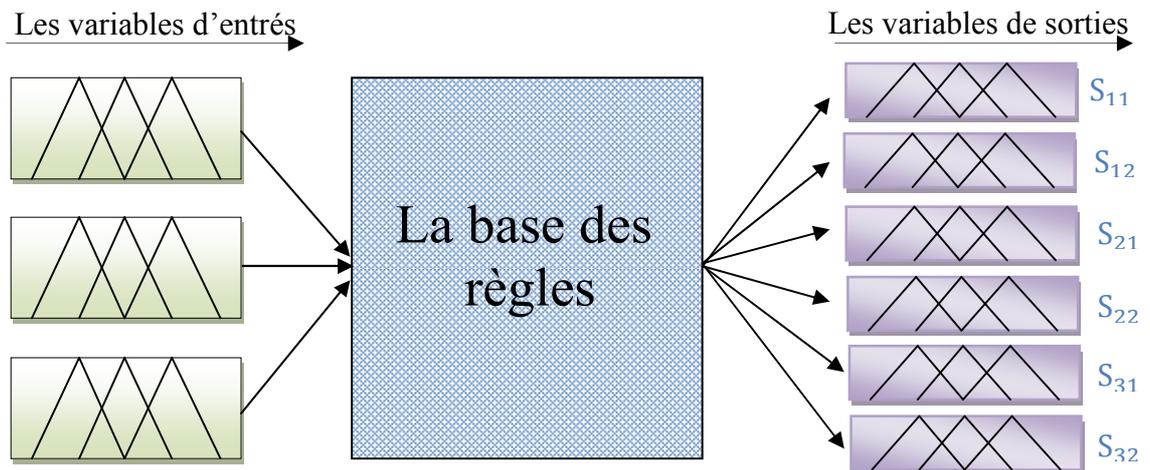


Figure (III.21) : structure du contrôleur flou pour l'onduleur à trois niveaux

III.7.2.2.2 Table de commutation

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

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

θ_1

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 17 | 18 | 0 | 3 | 5 |
| Z | 13 | 0 | 0 | 4 | 4 |
| N | 14 | 15 | 0 | 6 | 8 |

θ_2

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 2 | 18 | 0 | 6 | 5 |
| Z | 16 | 0 | 0 | 7 | 6 |
| N | 17 | 15 | 0 | 9 | 8 |

θ_3

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 2 | 3 | 0 | 6 | 8 |
| Z | 16 | 0 | 0 | 7 | 7 |
| N | 17 | 18 | 0 | 9 | 11 |

θ_4

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 5 | 3 | 0 | 9 | 8 |
| Z | 1 | 0 | 0 | 10 | 7 |
| N | 0 | 18 | 0 | 12 | 11 |

θ_5

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 5 | 6 | 0 | 9 | 11 |
| Z | 1 | 0 | 0 | 10 | 10 |
| N | 2 | 3 | 0 | 12 | 14 |

θ_6

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 8 | 6 | 0 | 12 | 11 |
| Z | 4 | 0 | 0 | 13 | 10 |
| N | 5 | 3 | 0 | 15 | 14 |

θ_7

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 14 | 15 | 0 | 18 | 2 |
| Z | 10 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| N | 11 | 12 | 0 | 3 | 5 |

θ_8

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 11 | 9 | 0 | 15 | 14 |
| Z | 7 | 0 | 0 | 16 | 13 |
| N | 8 | 6 | 0 | 18 | 17 |

θ_9

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 8 | 9 | 0 | 12 | 14 |
| Z | 4 | 0 | 0 | 13 | 13 |
| N | 5 | 6 | 0 | 15 | 16 |

θ_{10}

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 14 | 12 | 0 | 18 | 17 |
| Z | 10 | 0 | 0 | 1 | 16 |
| N | 11 | 9 | 0 | 3 | 2 |

θ_{11}

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 11 | 12 | 0 | 15 | 17 |
| Z | 7 | 0 | 0 | 16 | 16 |
| N | 8 | 9 | 0 | 18 | 2 |

θ_{12}

| | NL | NS | ZE | PS | PL |
|---|----|----|----|----|----|
| P | 17 | 15 | 0 | 3 | 2 |
| Z | 13 | 0 | 0 | 4 | 1 |
| N | 14 | 12 | 0 | 6 | 5 |

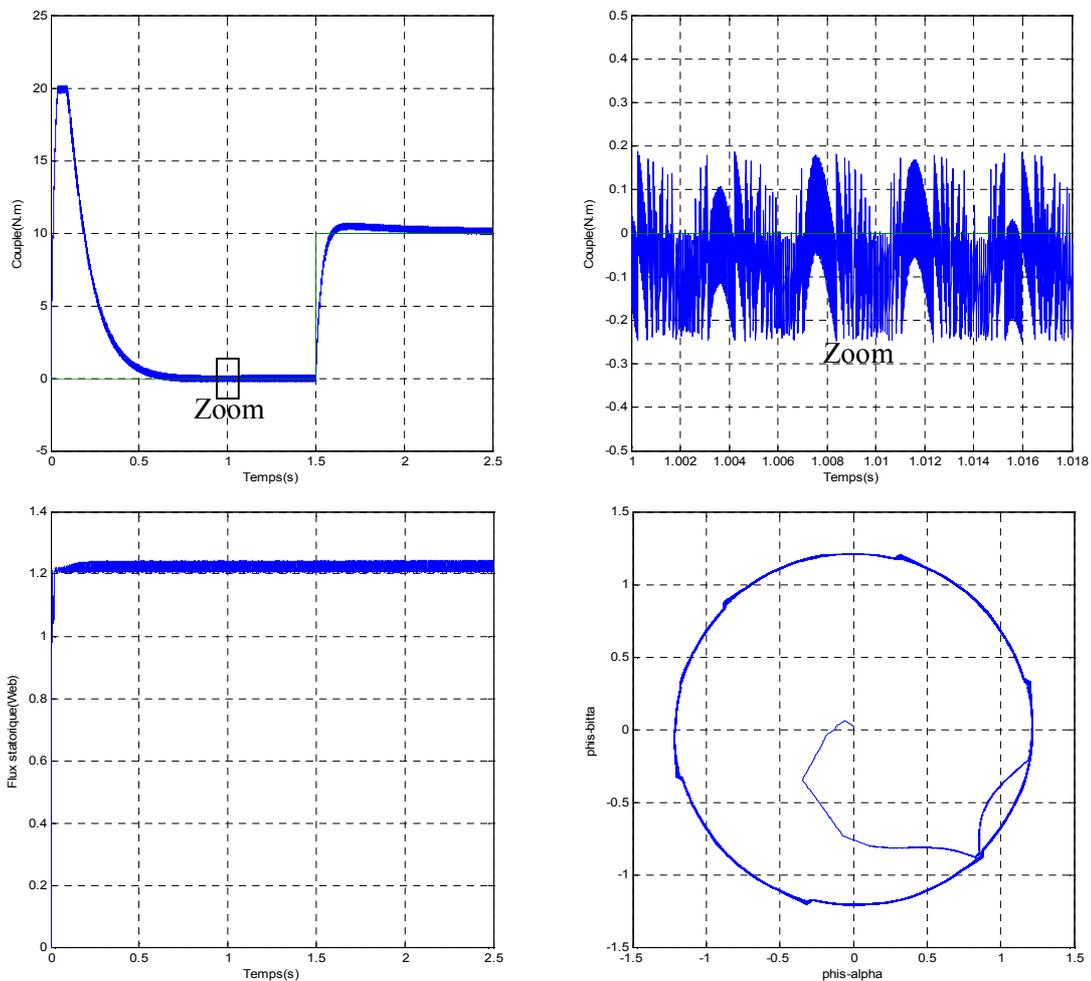
Tableaux (III.2) : les tables de commutation avec onduleur à trois niveaux.

III.7.2.2.3 Résultats de simulation

La figure (III.22) présente 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.

On commence par le couple électromagnétique dont ses ondulations sont moindres que le cas d'un onduleur à deux niveaux, qui suit précisément sa référence et on relève son temps de réponse (0.47 sec).

La trajectoire de flux statorique Φ_S est sous forme circulaire et plus nette et fine par rapport à celle obtenue par l'onduleur à deux niveaux et confirme aussi sa constante. ensuite le courant statorique répond aussi bien aux variations imposées par le couple et sa forme est très proche de la sinusoïde aussi.



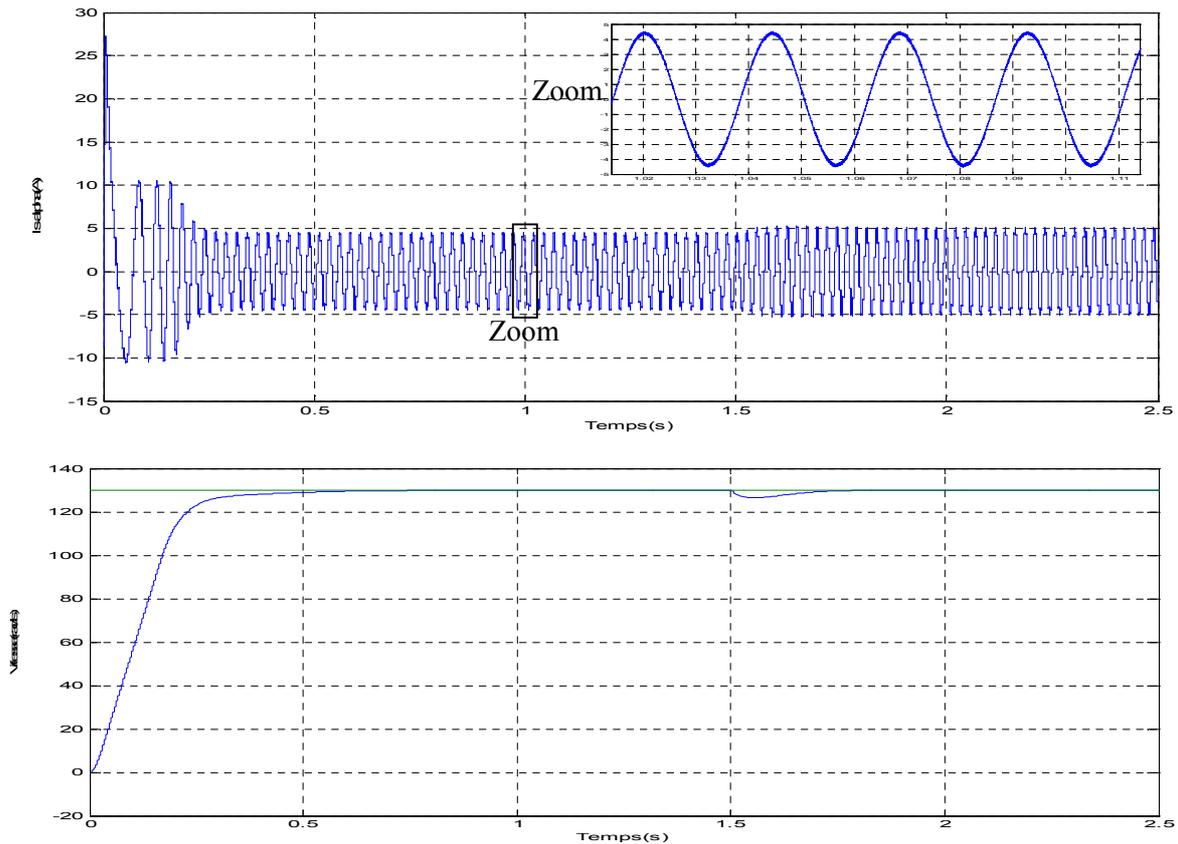


Figure (III.22) : Allures des vitesses, du couple, du courant et du flux statorique.

III.8 Conclusion

Il semble sans doute dans ce chapitre que le contrôle direct du couple de la machine asynchrone à base de la logique floue a donné des résultats exceptionnels.

Le contrôleur flou est très peu sensible aux variations des paramètres du système ainsi qu'aux perturbations externes ce qui justifie sa robustesse. Il permet d'obtenir des temps de montée très faibles par rapport au contrôleur classique grâce à sa structure qui s'adapte avec le système et grâce aussi à ses caractéristiques non linéaires.

Toutefois, on constate que le fonctionnement du système à base de cette méthode est très lent. En effet, tenant compte des propriétés des réseaux de neurones artificiels en termes de rapidité et d'apprentissage, on va passer dans le prochain chapitre à utiliser la technique des réseaux de neurones artificiels dans la commande DTC.

Contrôle Directe du Couple
A Base des Réseaux De Neurones

CHAPITRE IV

IV.1 INTRODUCTION

Le développement des réseaux de neurones est relativement récent. L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren Mac Culloch et Walter Pitts [14]. Mais il faut attendre les années 80 pour voir émerger véritablement les réseaux de neurones dans le domaine du traitement de l'information, et ceci grâce à la mise au point d'un algorithme d'apprentissage pour les réseaux de neurones à plusieurs couches (utilisant le calcul du gradient par rétropropagation) [14,45].

Les réseaux de neurones peuvent ainsi être utilisés dans de nombreux domaines, modélisation statique ou dynamique de processus, télécommunications, contrôle de processus industriels [45]. La plupart des applications où les réseaux de neurones ont été utilisés avantageusement mettent en jeu la caractérisation de phénomènes difficiles ou impossibles à décrire à l'aide de modèles de connaissance.

Nous allons présenter dans ce chapitre un aperçu sur les réseaux de neurones artificiels, puis on passera à leurs applications sur la commande DTC faite dans les chapitres précédents.

IV.2 RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

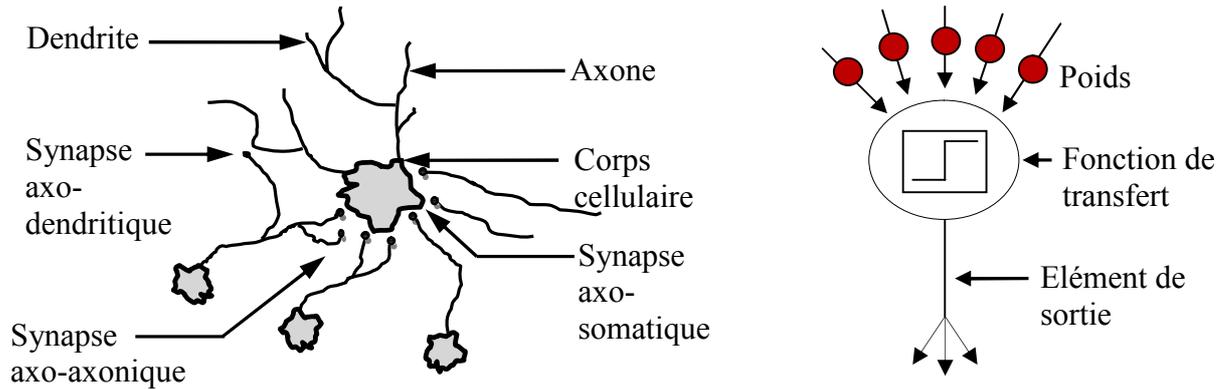
IV.2.1 Définition

Les réseaux de neurones forment un ensemble des fonctions non linéaires, permettant de construire, par apprentissage, une vaste famille de modèles et de correcteurs non linéaires [46]. Un réseau de neurones est un système d'opérateurs non linéaires interconnectés, recevant des signaux de l'extérieur par ses entrées, et délivrant des signaux de sortie, qui sont en fait les activités de certains neurones [45]. Pour les applications considérées dans cette thèse (modélisation et commande à temps discret de la MAS), ces signaux d'entrée et de sortie sont constitués de suites numériques. Les réseaux de neurones ce sont des filtres non linéaires à temps discret, Ils peuvent être statiques (ou non bouclés) ou dynamiques (ou bouclés) [47].

IV.2.2 Neurones formels

Le modèle de neurone formel présenté ici, du à Mac Culloch et Pitts, est un modèle mathématique très simple dérivé d'une analyse de la réalité biologique. On commence par une simple sommation des signaux arrivant au neurone (ces signaux sont communément appelés les entrées du neurone) voir Figure(IV.2) [48]. On compare ensuite la somme obtenue à un seuil et on déduit de la comparaison la sortie du neurone. Cette sortie sera par exemple égale à 1 si la somme est supérieure au seuil et à 0 dans le cas contraire [30].

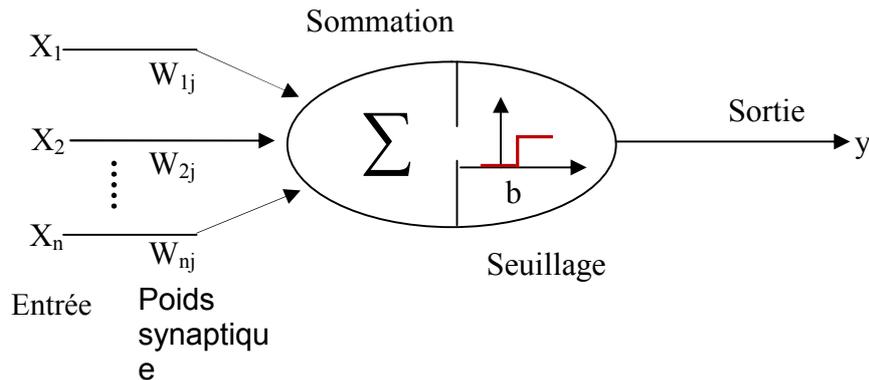
Plus formellement encore, il suffit pour obtenir ce comportement de soustraire le seuil considéré à la somme des entrées [48], et de faire passer le résultat par la fonction de transfert du neurone qui est ici la fonction de heaviside. Le résultat après transfert est alors la sortie du neurone. Cet enchaînement "sommation" puis "non linéarité" représente finalement les propriétés "physiques" du neurone.



Figure(IV.1): Mise en correspondance neurone biologique/neurone.

IV.2.3 Interprétation mathématique d'un réseau de neurone

D'un point de vue mathématique, le neurone formel peut être représenté de la manière suivante:



Figure(IV.2): Le neurone formel de Mac Culloch et Pitts.

• **Modélisation générale d'un neurone** : D'une façon plus générale, un neurone formel est un élément de traitement possédant n entrées x_1, x_2, \dots, x_n (sont les entrées externes ou les sorties des autres neurones), et une sortie. Son traitement consiste à effectuer à sa sortie y le résultat d'une fonction de seuil f dite aussi fonction d'activation, de la somme pondérée [47].

$$y_j = f\left(\sum_{i=1}^n w_{ij}x_i\right) \quad (\text{IV} - 01)$$

Où w_{ij} est la pondération (ou poids) associée à la i^{eme} entrée du neurone j .

Parfois, il y a un terme additionnel b_j représentant le seuil interne du neurone, ce terme est considéré comme un poids w_{0j} associé à une entrée constante, l'expression devient donc :

$$y_j = f\left(\sum_{i=1}^n w_{ij}x_i - b_j\right) \quad (\text{IV} - 02)$$

Pour un nombre compris entre (=1) et un nombre quelconque n , le neurone formel va calculer la somme de ses entrées (x_1, \dots, x_n), pondérées par les poids synaptiques (w_{1j}, \dots, w_{nj}), et la comparer à son seuil b . Si le résultat est supérieur au seuil, alors la valeur renvoyée est 1, sinon la valeur renvoyée est 0.

Les fonctions d'activations représentent généralement certaines formes de non-linéarité. Différents modèles peuvent être classés suivant la fonction qu'ils utilisent.

IV.2.4 Fonctions d'activation

Chaque neurone calcule sa valeur de sortie y à partir de la somme pondérée de ses entrées et de ses poids, il existe différentes fonctions d'activation permettant de calculer cette valeur.

La fonction d'activation f doit être en générale saturable pour éviter des valeurs en sortie trop élevées qui peuvent déstabiliser le réseau.

Dans sa première version, le neurone formel était donc implémenté avec une fonction à seuil, mais de nombreuses versions existent. Ainsi le neurone de McCulloch et Pitts a été généralisé de différentes manières, en choisissant d'autres fonctions d'activations, comme les fonctions linéaires ou les sigmoïdes par exemple.

On va présenter les différents types de fonctions d'activation les plus utilisées, avec leurs équations mathématiques et leurs dérivées [49].

Dans ce cas la sortie du neurone est égale au produit scalaire du vecteur d'entrée par le vecteur de poids.

$$f(P) = P \quad (\text{IV} - 03)$$

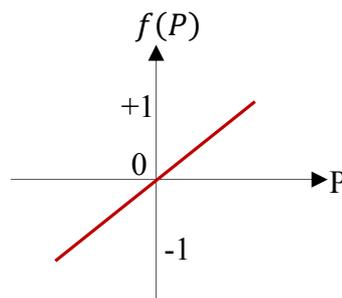
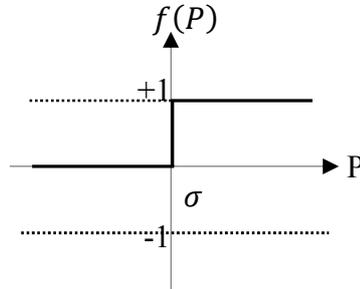


Figure (IV.3): Fonction identité.

Dans cette partie la fonction $f(P)$ est booléenne, si le produit scalaire p dépasse un certain seuil σ le neurone répond par 1, mais si p est inférieur ou égal à σ , le neurone répond par 0.



Figure(IV.4):Fonction a seuil.

Comme dans le cas précédent la fonction $f(P)$ est une fonction binaire, si p est supérieur à σ la sortie est $+1$, autrement, si p est inférieur ou égal à σ la sortie est -1 .

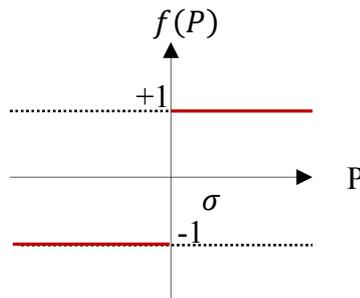
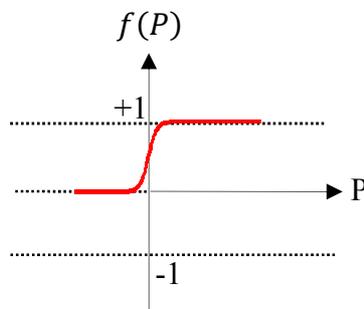


Figure (IV.5):Fonction signe.

Dans ce cas $f(P)$ est une fonction sigmoïde prenant ses valeurs sur l'intervalle $[0, 1]$.

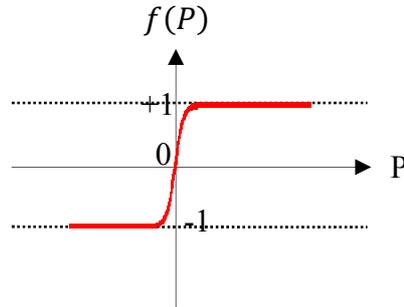
$$f(P) = \frac{1}{1 + e^{-P}} \quad (\text{IV} - 4)$$



Figure(IV.6):Fonction log-sigmoïde.

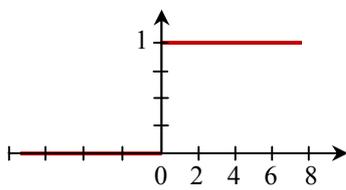
Il s'agit d'une fonction sigmoïde (tangente hyperbolique) prenant ses valeurs sur l'intervalle $[-1,1]$ suivant l'expression :

$$f(P) = \frac{e^P - e^{-P}}{e^P + e^{-P}} \tag{IV - 5}$$

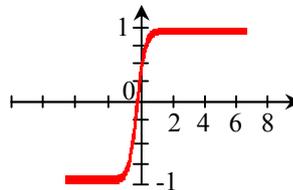


Figure(IV.7): Fonction tan- sigmoïde.

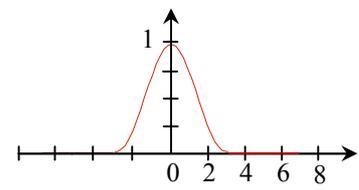
IV.2.4.1 La fonction de transfert



Fonction à seuil



Tangente hyperbolique



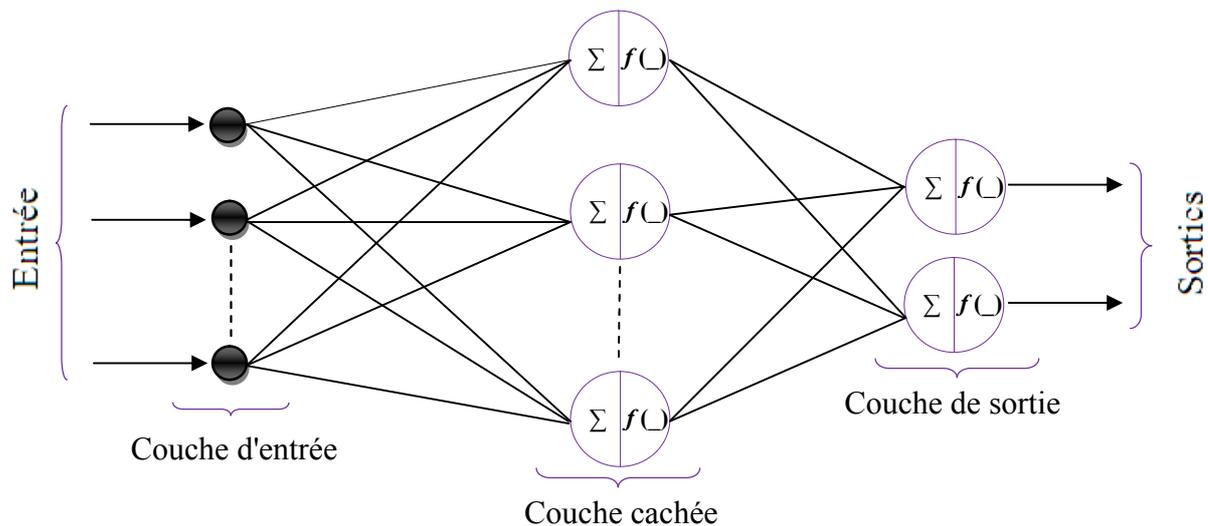
Fonction Gaussienne

| | | |
|-------------------|--|--|
| Pas unitaire | | $f(P) = \begin{cases} 0 & \text{if } 0 > P \\ 1 & \text{if } P \geq 0 \end{cases}$ |
| Sigmoïde | | $f(P) = \frac{1}{1+e^{-\beta P}}$ |
| Linéaire Seuillée | | $f(P) = \begin{cases} 0 & \text{if } P \leq P_{min} \\ AP + B & \text{if } P_{max} > P > P_{min} \\ 1 & \text{if } P \geq P_{max} \end{cases}$ |
| Gaussienne | | $f(P) = \frac{1}{\sqrt{2.\pi}.\sigma} e^{-\frac{(P-\mu)^2}{2\sigma^2}}$ |
| Identité | | $f(P) = P$ |

Tableau (IV.1): Les fonctions de transfert.

IV.2.5 Perceptrons multicouches

Un perceptron est un réseau de neurones artificiel du type Feedforward, c'est à dire à propagation directe est le plus souvent utilisé dans les applications de commande de systèmes non linéaires [45]. Les neurones cachés sont commandés par les entrées et sont répartis sur une couche mais ne sont pas connectés entre eux ; les neurones de sortie sont uniquement commandés par les neurones cachés [14], voir la Figure(IV.8), l'exemple d'un perceptron à 3 couches. La première est celle des entrées (elle est linéaire et ne fait que distribuer les variables d'entrées). La deuxième est dite couche cachée (couche intermédiaire) et constitue le coeur du réseau de neurones. Ses fonctions d'activation sont du type sigmoïde. La troisième, constituée ici par un seul neurone est la couche de sortie . Sa fonction d'activation est du type linéaire bornée.



Figure(IV.8):Structure d'un réseau de neurones multicouches à propagation avant.

✦ **Apprentissage:** L' apprentissage est l'opération qui consiste du réseau de neurones consiste à modifier itérativement les coefficients (poids et biais) en fonction des stimulus présentés à la couche d'entrée de manière à minimiser la fonction de coût, il est subdivisée en deux grandes catégories: apprentissage supervisé ou apprentissage non supervisé.

✦ **La rétro propagation:** Les algorithmes d'optimisation de fonction efficaces utilisent en général la différentielle de la fonction considérée (c'est à dire son gradient car elle est à valeurs réelles). Quand les fonctions de transfert utilisées dans les neurones sont différentiables, et quand la fonction distance est aussi différentiable, l'erreur commise par un MLP est une fonction différentiable des coefficients synaptiques du réseau [14,48].

L'algorithme de rétro propagation permet justement de calculer le gradient de cette erreur de façon efficace : le nombre d'opérations (multiplications et additions) à faire est en effet proportionnel au nombre de connexions du réseau, comme dans le cas du calcul de la sortie de Celui-ci. Cet algorithme rend ainsi possible l'apprentissage d'un MLP [48]. Soit le vecteur W contenus les poids synaptiques, m le nombre de sorties du réseau, y_k et d_k les composantes respectives de Y et D sur la sortie k . l'erreur quadrature commise sur l'exemple i est donc :

$$E_w(i) = \frac{1}{2} \sum_{k=1,m} |y_k - d_k|^2 \quad \text{pour } i = 1 \text{ à } m \quad (\text{IV} - 6)$$

Sur l'ensemble d'apprentissage, on a :

$$E_w = \frac{1}{2} \sum_{i=1,m} E_w(i) \quad (\text{IV} - 7)$$

La rétropropagation est une descente de gradient, qui modifie donc les poids par une quantité proportionnelle à l'opposé du gradient :

$$\Delta W_{ij} = -h \frac{\partial E}{\partial w_{i,j}} \quad (\text{IV} - 8)$$

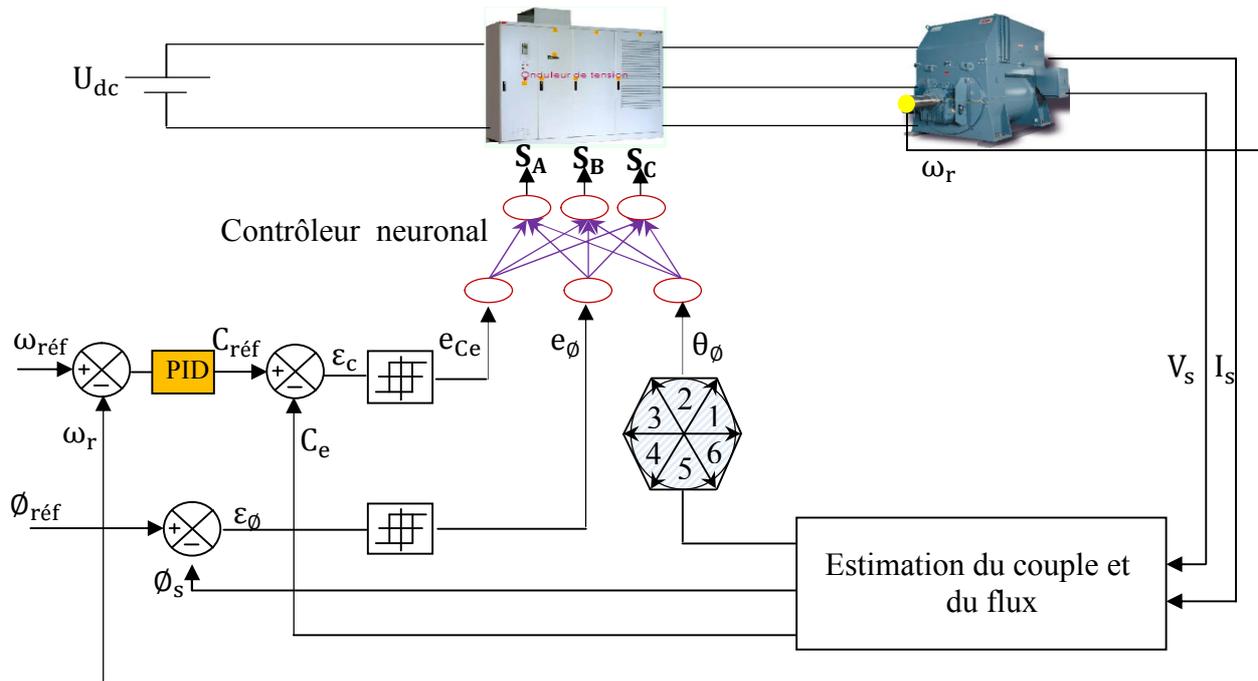
Où h est le pas d'apprentissage.

L'algorithme consiste à calculer un terme d'erreur ε . Propre à chaque neurone et de faire les modifications de poids des couches supérieures vers les couches inférieures. Cette méthode d'apprentissage est la plus utilisée dans l'entraînement des réseaux de neurones, à cause de sa simplicité. Cependant, elle présente l'inconvénient d'avoir une convergence très lente [45].

IV.3 Commande neuronale directe du couple (DTNC)

L'application de la technique des réseaux de neurones dans la commande des machines est simple et a permis la résolution de plusieurs problèmes liées au contrôle de ces systèmes.

Dans notre travail sur la DTNC, il est facile d'utiliser cette technique dont on va garder le même travail qu'au DTC conventionnel (dans le chapitre II) mais nous changeons que le bloc qui donnera les impulsions aux interrupteurs d'onduleur par un contrôleur à base de réseaux de neurones comme est illustré sur la figure (IV.9).



Figure(IV.9):commande directe du couple d'une MAS basé sur les réseaux de neurones.

Dans les comparateurs à hystérésis et la table de vérité sont remplacés par un contrôleur neuronal, dont les entrées sont l'erreur de flux $\Delta\phi_s$, de couple ΔC_e et l'angle de position de flux statorique θ_s et la sortie est les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur, pour généré ce contrôleur neuronal par *Matlab/Simulink* ou on à choisi 12 couches cachées et 3 couches de sorties avec les fonctions d'activation respectivement de type '*tansig*' et '*purelin*'.

Pour réaliser un réseau de neurone il faut faire trois études principales :

- ♣ Choix des variables d'entrées des RNA.
- ♣ Choix des variables de sortie des RNA.
- ♣ Construction de la base d'apprentissage.

IV.3.1 Choix des variables d'entrées des RNA

La première variable d'entrée est la position du flux dans le référentiel lié au stator.

La deuxième variable d'entrée, nous avons utilisée la variable d'état d'erreur du flux.

La troisième variable d'entrée, nous avons utilisée la variable d'état d'erreur du couple.

IV.3.2 Choix des variables de sortie des RNA

La sortie est représentée par les impulsions des interrupteurs d'onduleur qui représentent des valeurs zéro ou un.

IV.3.3 Construction de la base d'apprentissage

La base d'apprentissage du RNA est mise sous forme de fichier ou de tableau matrice). Le réseau de neurones que nous avons utilisé est un réseau multicouche à connexion local qui utilise l'algorithme de rétro-propagation pour leurs apprentissages.

On utilise aussi dans ce réseau de neurones 12 neurones dans la couche cachée et pour la fonction d'activation on a choisit la fonction de log-sigmoïde

Après la description de la structure du réseau de neurone que nous avons utilisé, on va charger les matrices d'entrées et de sortie de la façon suivante (on prend l'exemple de la DTNC à un onduleur à deux niveaux et 6 secteurs) :

% **P** ou **p** matrices d'entrées (E_Couple, E_Flux, E_Position)

$$P = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \end{bmatrix}$$

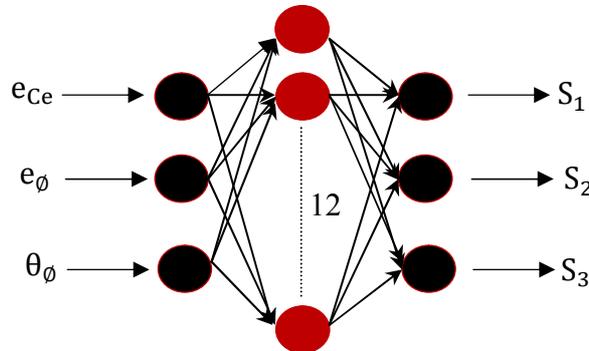
% **T** ou **t** matrices de sorties (Etat de Commutation)

$$T = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$p = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 2 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & 0 \\ 2 & 0 & 1 \\ 2 & 0 & 0 \\ 3 & 1 & 1 \\ 3 & 1 & 0 \\ 3 & 0 & 1 \\ 3 & 0 & 0 \\ 4 & 1 & 1 \\ 4 & 1 & 0 \\ 4 & 0 & 1 \\ 4 & 0 & 0 \\ 5 & 1 & 1 \\ 5 & 1 & 0 \\ 5 & 0 & 1 \\ 5 & 0 & 0 \\ 6 & 1 & 1 \\ 6 & 1 & 0 \\ 6 & 0 & 1 \\ 6 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$t = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Sur la figure (IV.9) nous illustrons le contrôleur à base de réseau de neurone (on prend toujours l'exemple de la DTNC à un onduleur à deux niveaux et 6 secteurs) :

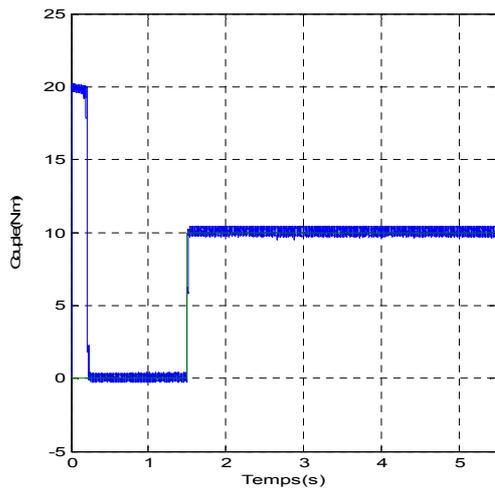


Figure(IV.10) : structure interne d'un contrôleur à base de réseau de Neurone .

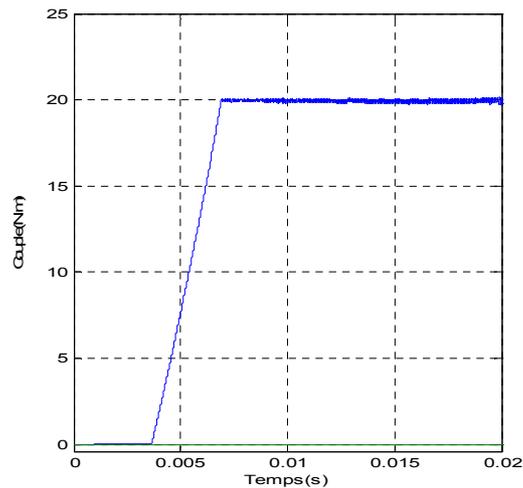
IV.3.4 Résultats de simulation

Dans ce chapitre on prend quelques cas, c'est ceux que nous avons déjà étudié dans le chapitre II. Chose qui permet de comparer la technique classique et celle faite par les RNA et de démontrer quelques améliorations obtenus par les RNA.

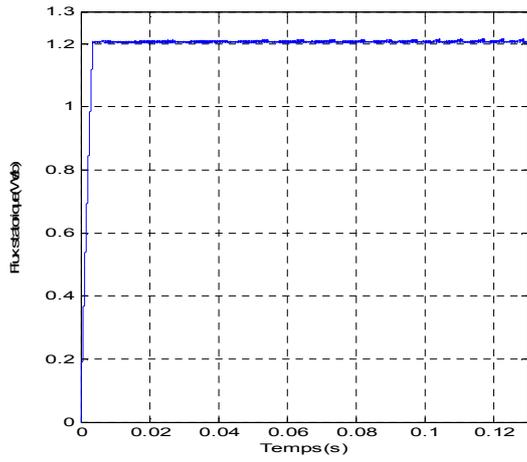
Les figures ci-dessous représentent la réponse du couple électromagnétique, flux statorique, du courant statorique et l'état de commutation de d'un interrupteur de l'onduleur. Le couple de référence $C_{réf}$ est un échelon de $[20 \rightarrow 10]$ Nm et un flux de référence de $\phi_{réf} = 1.207$ Wb.



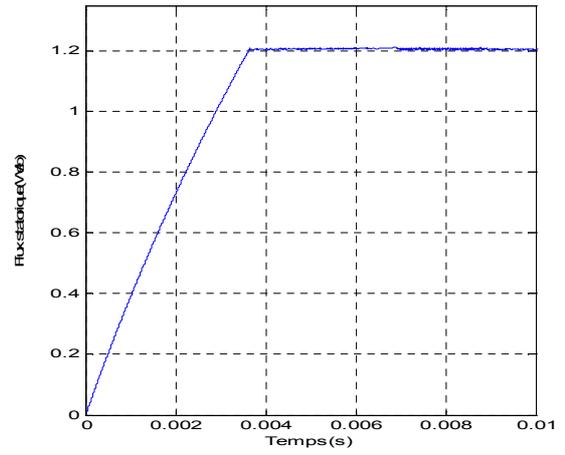
Figure(IV.11) : Couple électromagnétique



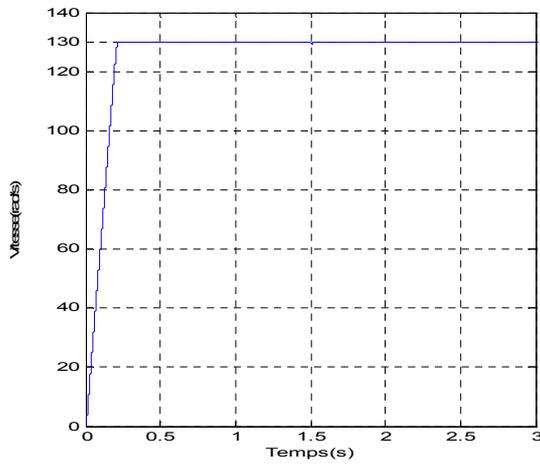
Figure(IV.12) : Loupe couple électromagnétique



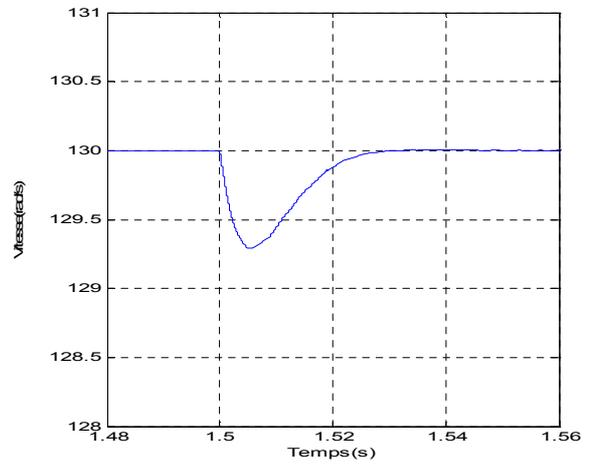
Figure(IV.13) : Module flux statorique



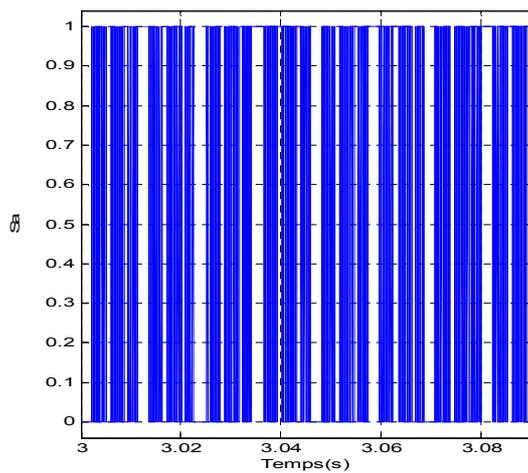
Figure(IV.14) : Loupe Module flux statorique



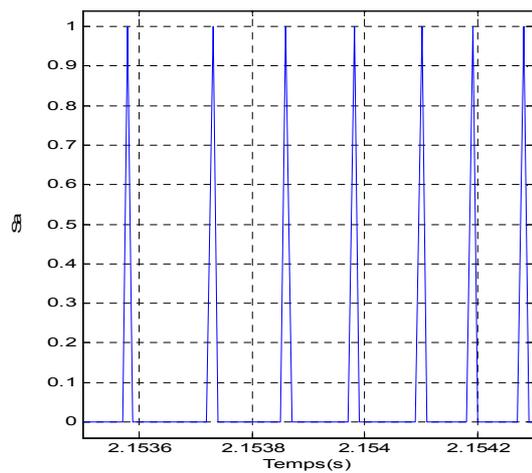
Figure(IV.15) : Vitesse de rotation



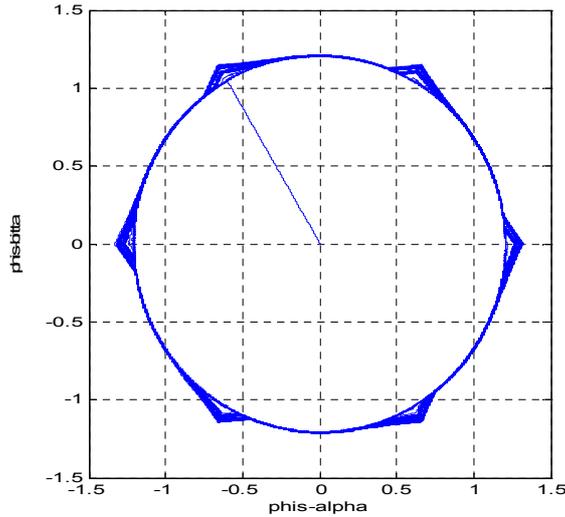
Figure(IV.16) : Loupe Vitesse de rotation



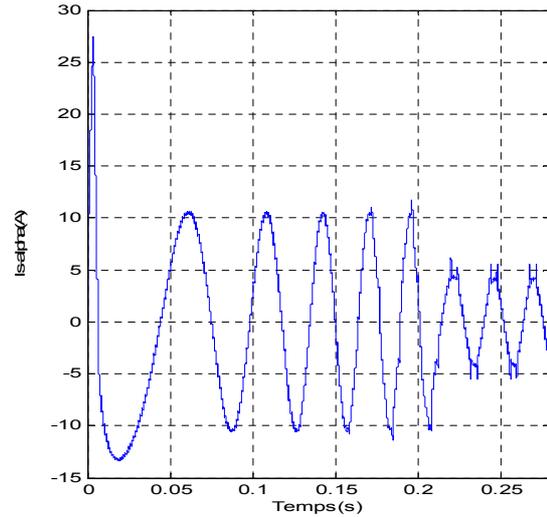
Figure(IV.17) : Commutation de l'interrupteur Sa



Figure(IV.18) : Loupe commutation Sa



Figure(IV.19) : Evolution du vecteur flux statorique



Figure(IV.20) : Courant statorique de la phase

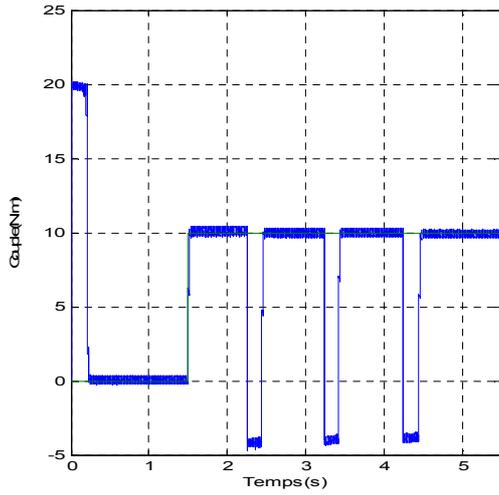
La figure (IV.11) montre qu'une réponse rapide du couple avec une réduction importante de dépassements par rapport que celles de la DTC_C figure (IV.12). Le flux statorique présente une réponse linéaire rapide par rapport au couple voir les figures (IV.12 et IV.14), au régime permanent le flux statorique se stabilise vers sa valeur de référence avec une erreur statique faible comme il est montré dans les figures (IV.13 et IV.14), ce qui bien montré sur la figure (IV.19) où la trajectoire du vecteur flux est circulaire, par conséquent la forme du courant statorique a une forme sinusoïdale avec moins de pics au démarrage ce qui est montré sur la figure (IV.20).

Cette technique nous donne une fréquence de commutation moyenne autour de $3kHz$, calculer à partir des figures (IV.17 et IV.18).

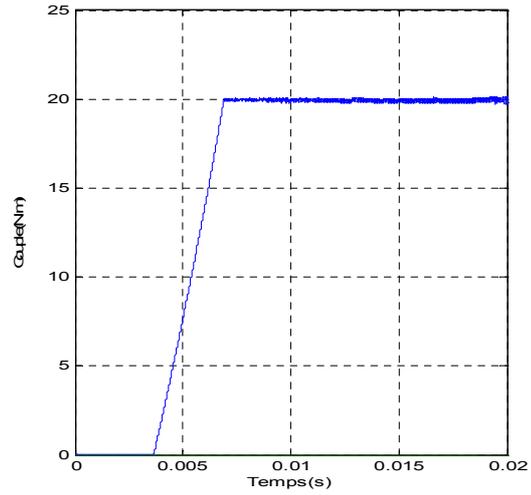
IV.3.5 APPLICATIONS DES RNA SUR LA DTC POUR DES CORRECTEURS DE COUPLE A TROIS NIVEAUX (SIX SECTEUR)

Les figures ci-dessous représentent 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 deux niveaux pour une table de commutation à trois niveaux du correcteur du couple et trois niveaux pour le flux statorique.

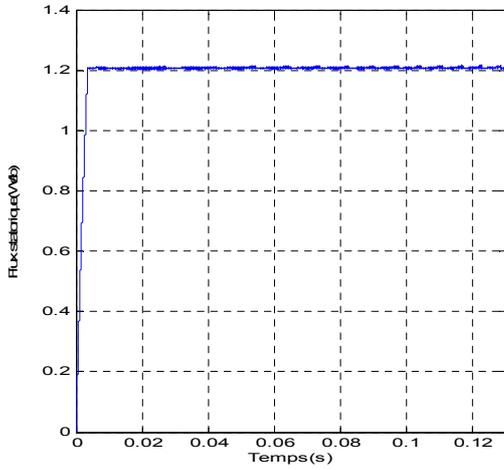
Les résultats de simulations obtenues dans les figures ci-dessous montrent une poursuite de la vitesse à sa valeur de référence, et il apparait cette fois des ondulations sur le couple électromagnétique au moment du changement de la vitesse qu'on peut diminuer avec des références sous formes exponentielles mais ces ondulations sont un peu moins au celle dans le chapitre II. La trajectoire de flux est représentée sous forme circulaire, et le courant statorique aussi répond aux variations du couple ainsi qu'au changement de la vitesse, mais il reste plein d'harmoniques.



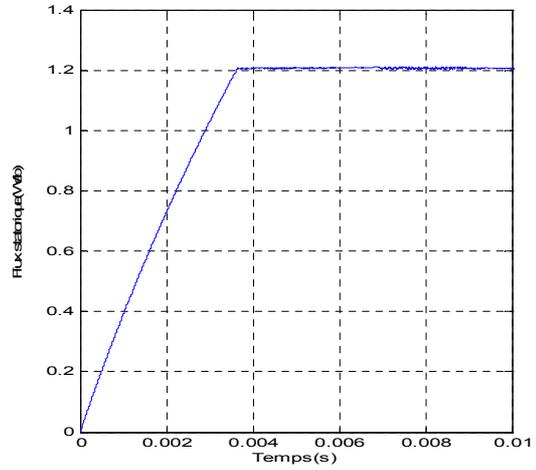
Figure(IV.21) : Couple électromagnétique



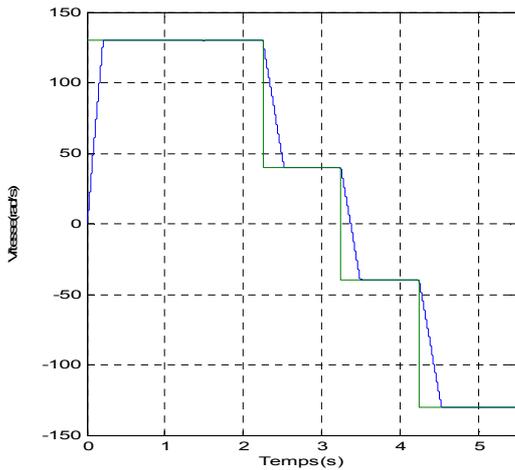
Figure(IV.22) : Loupe couple électromagnétique



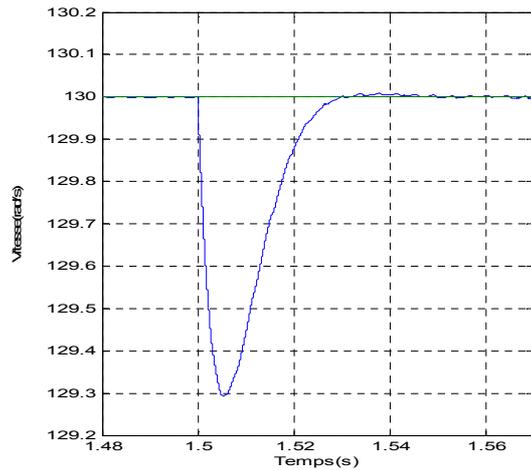
Figure(IV.23) : Module flux statorique



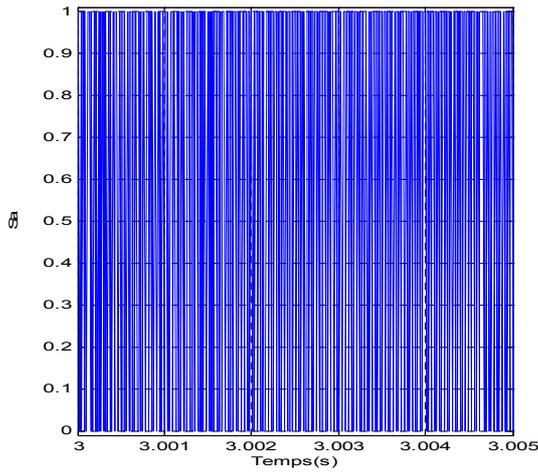
Figure(IV.24) : Loupe Module flux statorique



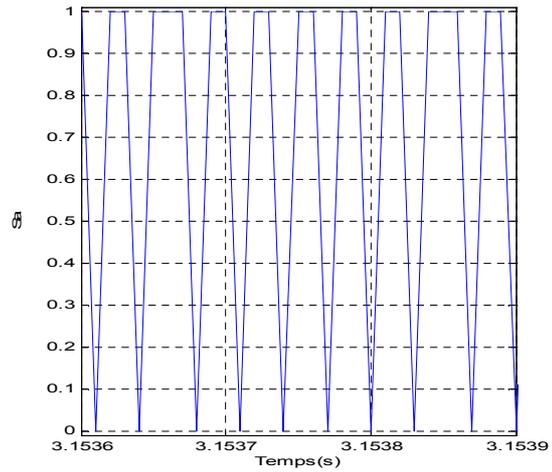
Figure(IV.25) : Vitesse de rotation



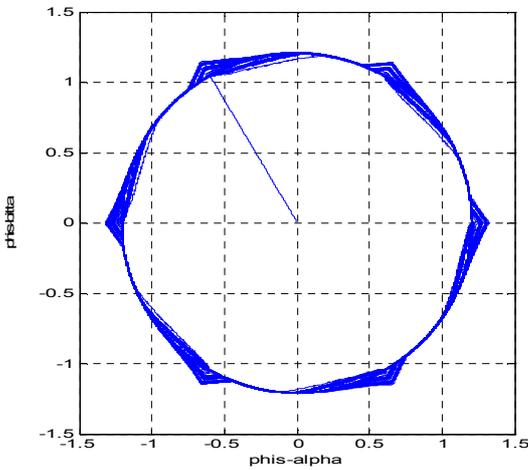
Figure(IV.26) : Loupe Vitesse de rotation



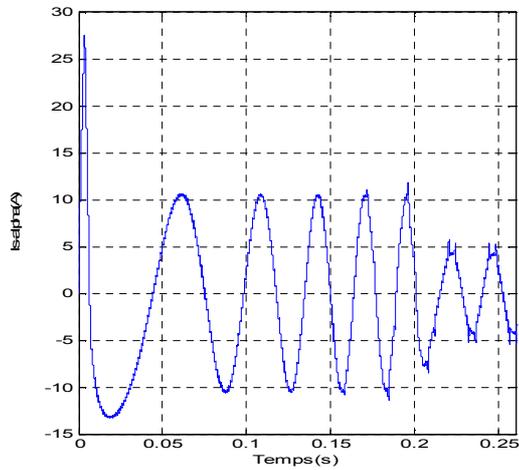
Figure(IV.27) : Commutation de l'interrupteur Sa



Figure(IV.28) : Loupe commutation Sa



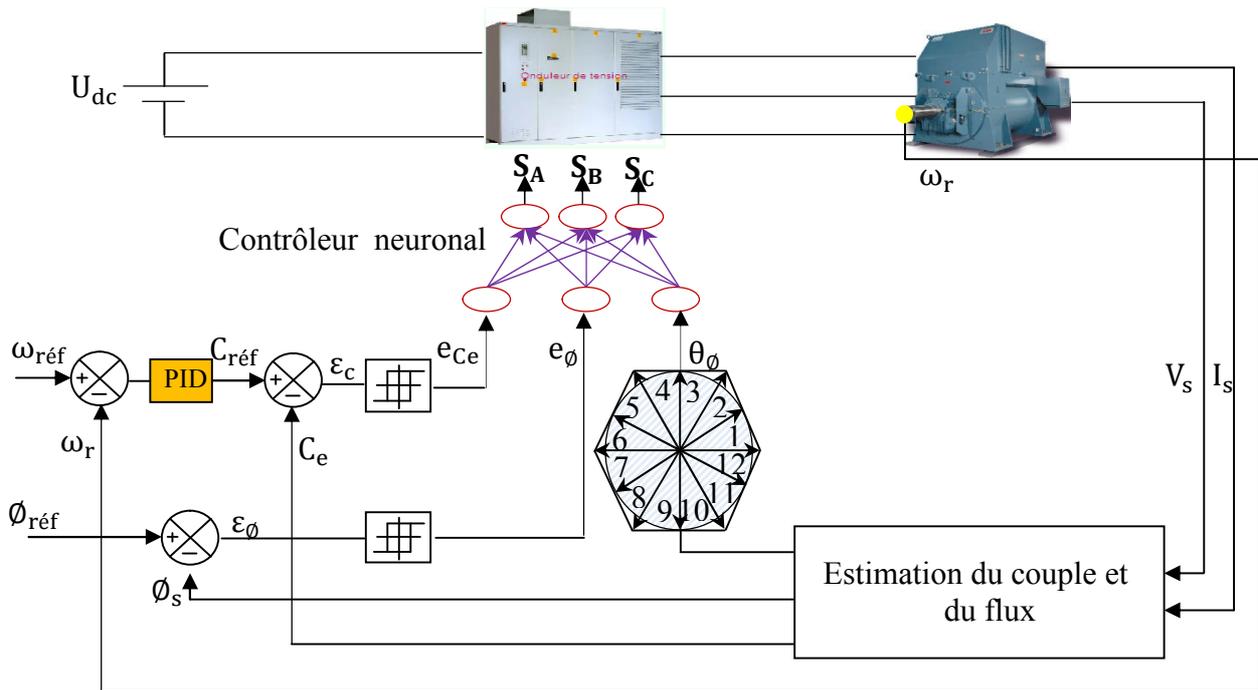
Figure(IV.29) : Evolution du vecteur flux statorique



Figure(IV.30) : Courant statorique de la phase α

IV.3.6 APPLICATIONS DES RNA SUR LA DTC POUR DES CORRECTEURS DE COUPLE A QUATRE NIVEAUX (DOUZE SECTEURS)

La figure (IV.31) présente la Commande neuronale directe du couple (**DTNC**) appliquée à la machine asynchrone de 1.5kW alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux pour une table de commutation à quatre niveaux du correcteur du couple et deux niveaux pour le flux statorique.



Figure(IV.31):commande (DTNC) d’une MAS pour des correcteurs de couple à quatre niveaux (douze secteurs).

La base d'apprentissage du RNA est mise sous forme de fichier ou de tableau matrice). Le réseau de neurones que nous avons utilisé est un réseau multicouche à connexion local qui utilise l'algorithme de rétro-propagation pour leurs apprentissages.

On utilise aussi dans ce réseau de neurones 12 neurones dans la couche cachée et pour la fonction d’activation on a choisit la fonction de log-sigmoïde

Après la description de la structure du réseau de neurone que nous avons utilisé, on va charger les matrices d’entrées et de sortie de la façon suivante (on prend l’exemple de la DTNC à un onduleur à deux niveaux et 12 secteurs) :

% P₁ matrices d’entrées (E_Couple, E_Flux, E_Position (1,2,3))

$$P_1 = \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 2 & 3 & 3 & 3 & 3 \end{bmatrix}$$

% P₂ matrices d’entrées (E_Couple, E_Flux, E_Position (4,5,6))

$$P_2 = \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 4 & 4 & 4 & 4 & 4 & 4 & 4 & 4 & 5 & 5 & 5 & 5 & 5 & 5 & 5 & 5 & 6 & 6 & 6 & 6 \end{bmatrix}$$

% P₃ matrices d'entrées (E_Couple, E_Flux, E_Position (7,8,9))

$$P_3 = \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 7 & 7 & 7 & 7 & 7 & 7 & 7 & 7 & 8 & 8 & 8 & 8 & 8 & 8 & 8 & 9 & 9 & 9 & 9 & 9 & 9 & 9 & 9 \end{bmatrix}$$

% P₃₁ matrices d'entrées (E_Couple, E_Flux, E_Position (10, 11))

$$P_3 = \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 11 & 11 & 11 & 11 \end{bmatrix}$$

% P₃₂ matrices d'entrées (E_Couple, E_Flux, E_Position (11, 12))

$$P_{32} = \begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 11 & 11 & 11 & 11 & 12 & 12 & 12 & 12 & 12 & 12 & 12 & 12 \end{bmatrix}$$

% T₁ matrices de sorties (Etat de Commutation1)

$$T_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

% T₂ matrices de sorties (Etat de Commutation2)

$$T_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

% T₃ matrices de sorties (Etat de Commutation3)

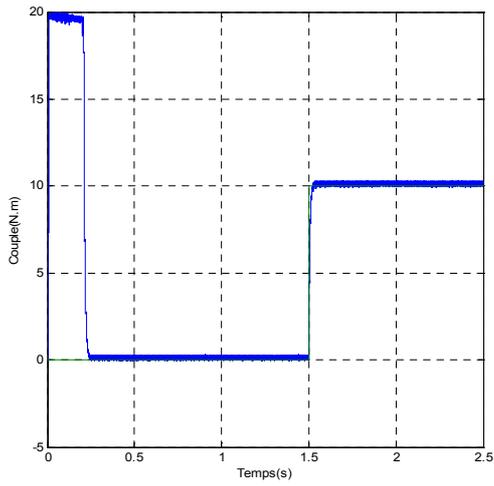
$$T_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

% T₄ matrices de sorties (Etat de Commutation4)

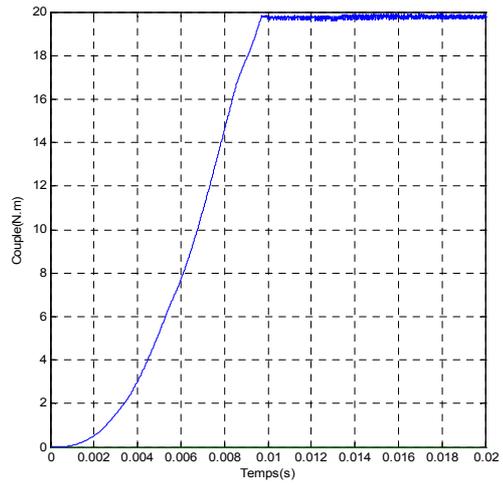
$$T_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

IV.3.7 Résultats de simulation

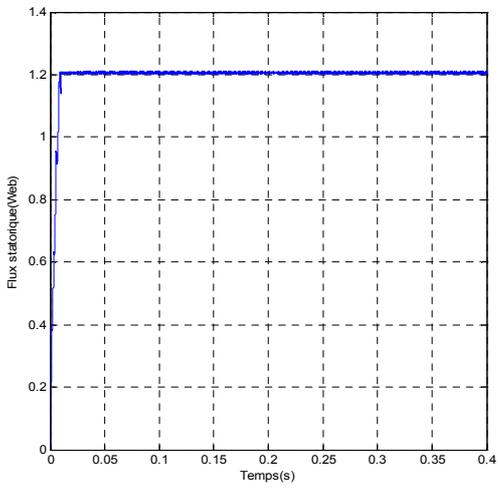
Les figures ci-dessous représentent la réponse du couple électromagnétique, flux statorique, du courant statorique et l'état de commutation de d'un interrupteur de l'onduleur. Le couple de référence $C_{\text{réf}}$ est un échelon de [20 → 10] Nm et un flux de référence de $\Phi_{\text{réf}} = 1.207 \text{ Wb}$.



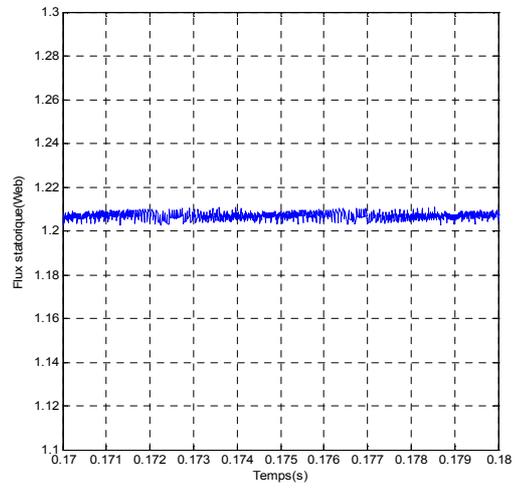
Figure(IV.32) : Couple électromagnétique



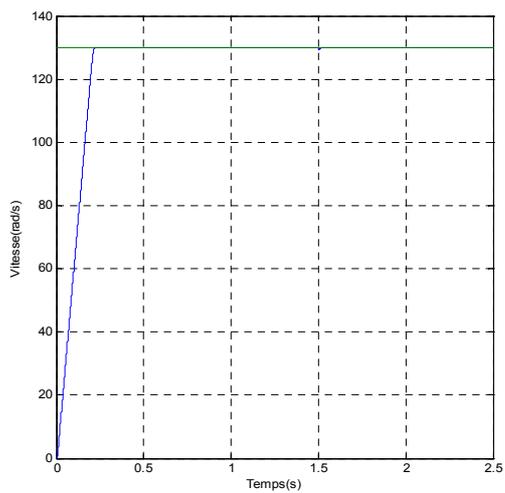
Figure(IV.33) : Loupe couple électromagnétique



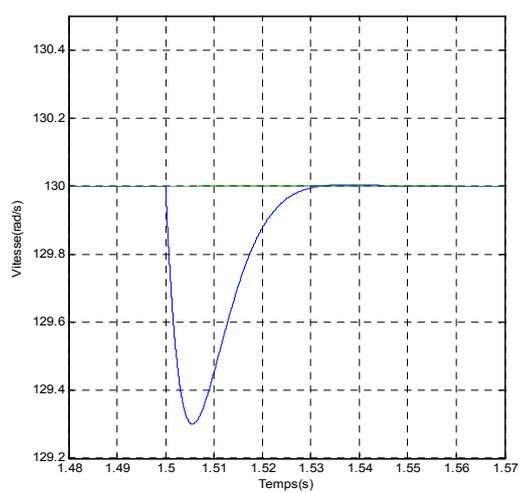
Figure(IV.34) : Module flux statorique



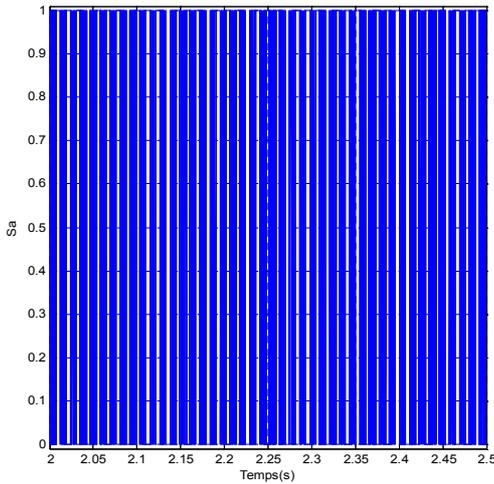
Figure(IV.35) : Loupe Module flux statorique



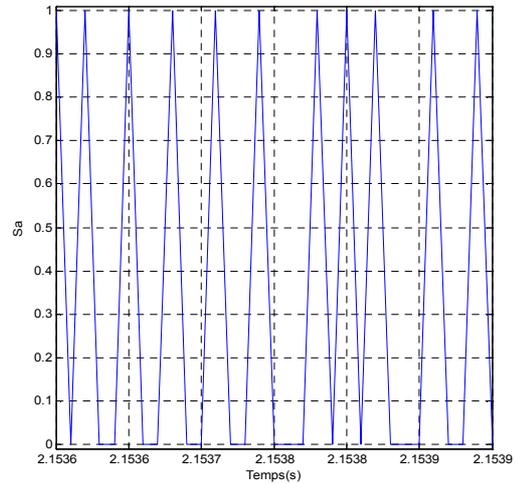
Figure(IV.36) : Vitesse de rotation



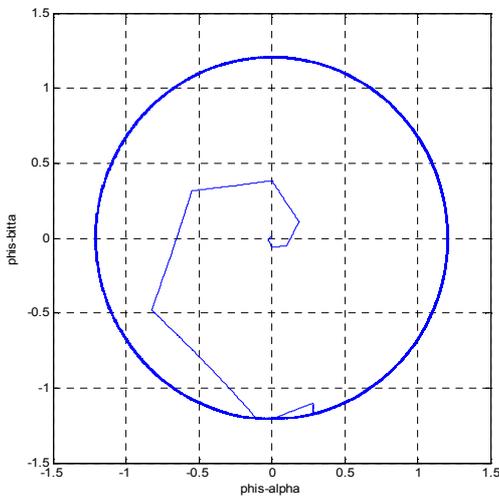
Figure(IV.37) : Loupe Vitesse de rotation



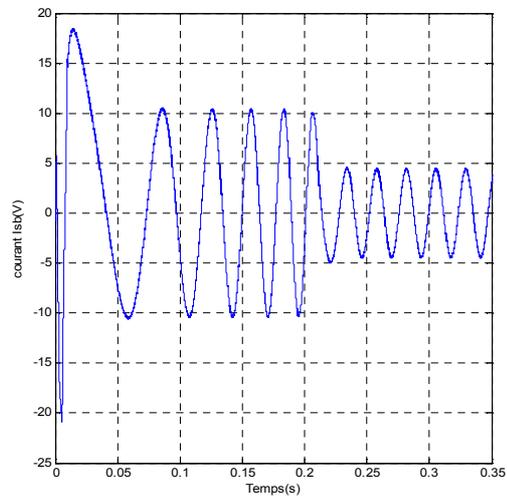
Figure(IV.38) : Commutation de l'interrupteur Sa



Figure(IV.39) : Loupe commutation Sa



Figure(IV.40) : Evolution du vecteur flux statorique



Figure(IV.41) : Courant statorique de la phase β

La simulation montre de meilleures performances que celles obtenues par la commande directe du couple classique. Il est intéressant de remarquer dans la Figure(IV.32) une dynamique de réponse en couple avec un régime transitoire très rapide (Figure(IV.33)). Le flux statorique présente une très bonne réponse (Figure(IV.34)), où l'on remarque qu'il n'y a moins de dépassement par rapport que celles de la DTC_C, voir l'effet loupe de flux (Figure(IV.35)). La Figure(IV.40), montre un transitoire rapide du module flux statotique qui à une forme parfaitement circulaire sans aucune ondulation en régime permanent ou le couple et le flux suivent leurs références avec des erreurs statiques qui sont virtuellement nuls. Ainsi qu'une importante atténuation des ondulations de courant qui paraît sinusoïdal (Figure(IV.41)). D'après les figures (IV.38 et IV.39), cette méthode de commande atteint une fréquence de commutation constante.

À partir de ces résultats, on peut constater que la performance du système, contrôlé par un contrôleur neuronal, est insatisfaisante, malgré l'adaptation en ligne du réseau de neurones. Ce phénomène est dû au fait qu'il n'y a pas une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones en couche cachée), ainsi que les valeurs de pondération dans la fonction de coût [45]. Il est généralement difficile de déterminer ce choix seulement à partir de la méthode par essai et erreur.

IV.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, après la présentation des réseaux de neurones artificiels, en vue d'élaborer la table de commutation neuronale pour la commande DTC des MAS, nous avons étudié trois cas des onduleurs à savoir : Onduleur à deux niveaux de tension avec correcteur de couple à deux niveaux puis à trois niveaux. Dans ces derniers cas nous avons utilisé une table de commutation à six secteurs. Dans le troisième cas, nous avons un onduleur à deux niveaux avec correcteur de couple à quatre niveaux mais cette fois-ci avec douze secteurs.

Enfin, les résultats obtenus dans la phase de simulation, il a été constaté que les réseaux de neurones ont une grande capacité d'apprentissage, car toutes les tables de commutations faites dans le deuxième chapitre ont été parfaitement apprises par les RNA. En plus, quelques améliorations ont été obtenues par rapport à la commande classique notamment

Au niveau de la réponse du flux statorique et celle du couple. Nous avons aussi un temps de calcul plus rapide que celui de la logique floue. A cet effet, on pourrait avoir un compromis entre les réseaux de neurones artificiels et la technique de la logique floue afin d'améliorer les performances de la commande DTC en terme du temps (rapidité) et en terme de qualité des signaux.

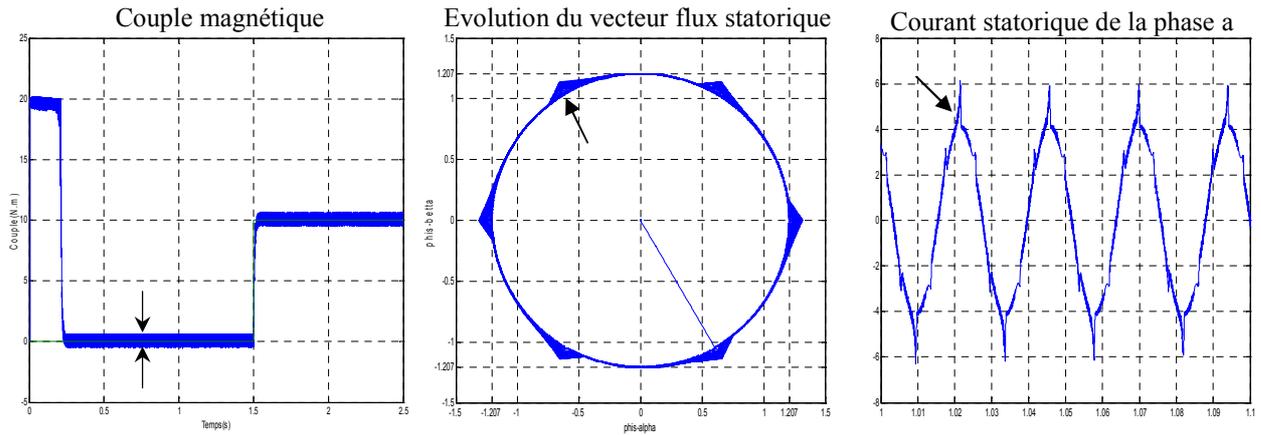
| Les Outils Stratégie | Correcteurs | Secteurs | Vecteurs Tension | Onduleur | Résultats de simulation |
|-------------------------|-------------------------|-------------|----------------------|----------|--|
| DTC-Classique | CCPL-2N | 6 Secteurs | Actifs | OND-2N | -Couple électromagnétique 😐 -Flux statorique 😐 -Courant statorique 😐 |
| | CFLX-2N | | Nuls | OND-2N | -Couple électromagnétique 😐 -Flux statorique 😐 -Courant statorique 😐 |
| | CCPL-3N | 6 Secteurs | Actifs | OND-2N | -Couple électromagnétique 😐 -Flux statorique 😐 -Courant statorique 😐 |
| | CFLX-2N | | Nuls | OND-2N | -Couple électromagnétique 😊 -Flux statorique 😊 -Courant statorique 😊 |
| DTC-Améliorée | CCPL-4N CFLX-2N | 12 Secteurs | Actifs ET Nuls | OND-3N | -Couple électromagnétique 😊 -Flux statorique 😊 -Courant statorique 😊 |
| | CCPL-5N CFLX-3N | 12 Secteurs | Actifs ET Nuls | OND-3N | -Couple électromagnétique 😊 -Flux statorique 😊 -Courant statorique 😊 |
| | CCPL-5N CFLX-3N 1 | 12 Secteurs | Actifs ET Nuls | OND-3N | -Couple électromagnétique 😊 -Flux statorique 😊 -Courant statorique 😊 |
| | CCPL-5N CFLX-3N 2 | 12 Secteurs | Actifs ET Nuls | OND-3N | -Couple électromagnétique 😊 -Flux statorique 😊 -Courant statorique 😊 |
| DTC-LF | CCPL-4N CFLX-2N | 6 Secteurs | Actifs ET Nuls | OND-2N | -Couple électromagnétique 😊 -Flux statorique 😊 -Courant statorique 😊 |
| | CCPL-5N CFLX-3N | 12 Secteurs | Actifs ET Nuls | OND-3N | -Couple électromagnétique 😊 -Flux statorique 😊 -Courant statorique 😊 |
| DTC-RN | 12 couches | 6 Secteurs | Actifs ET Nuls | OND-2N | -Couple électromagnétique 😐 -Flux statorique 😐 -Courant statorique 😐 |
| | Cachée | 12 Secteurs | Actifs ET Nuls | OND-3N | -Couple électromagnétique 😊 -Flux statorique 😊 -Courant statorique 😊 |

 -Moyenne;  - Première approche; - **CCPL**: Correcteur de Couple;
 -Bien;  - Deuxième approche; - **CFLX**: Correcteur de Flux;
 - Très bien;

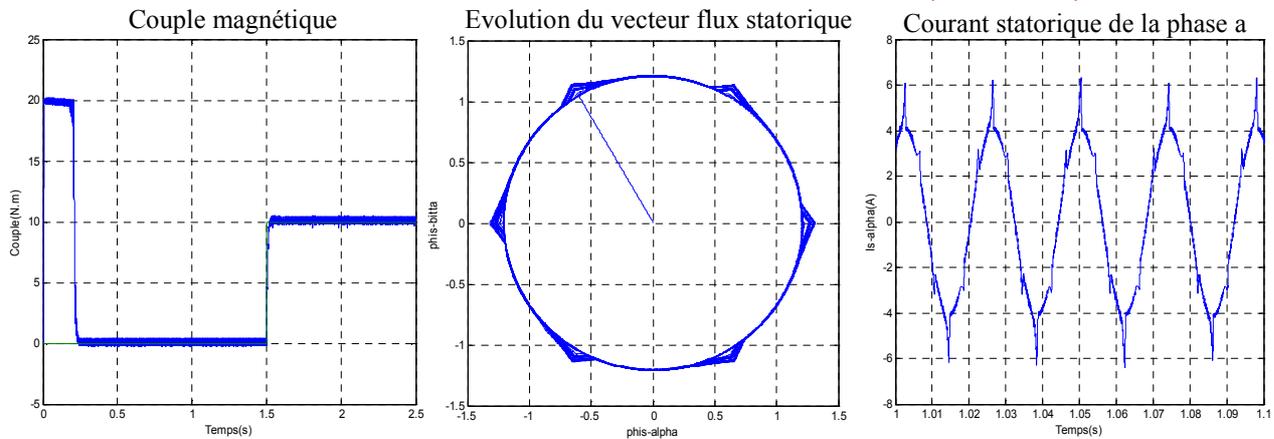
Tableau (IV.1): Tableau d'étude comparative entre les méthodes proposées.

-Etude comparative entre les méthodes proposées-

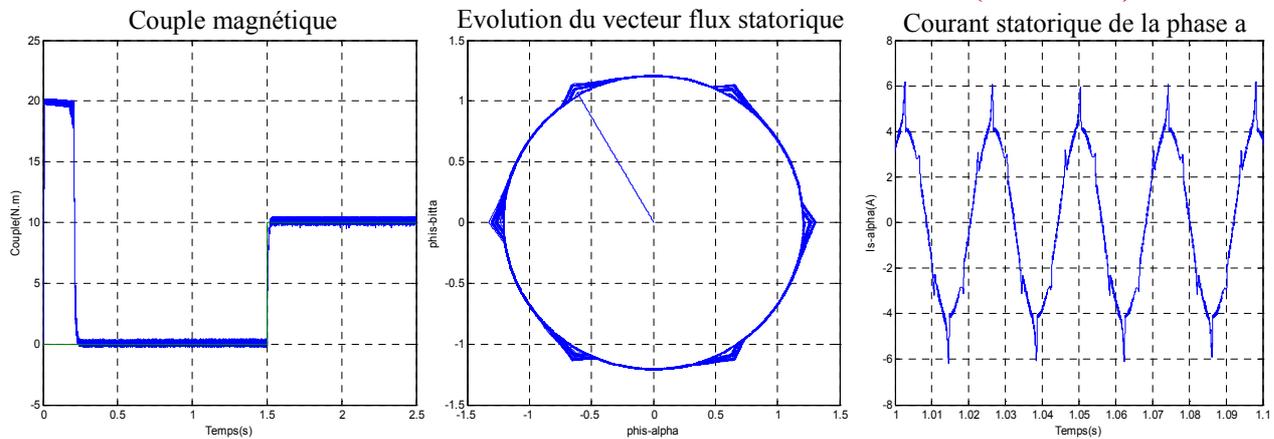
☞ La DTC avec CCPL-2N-(6 Secteurs)



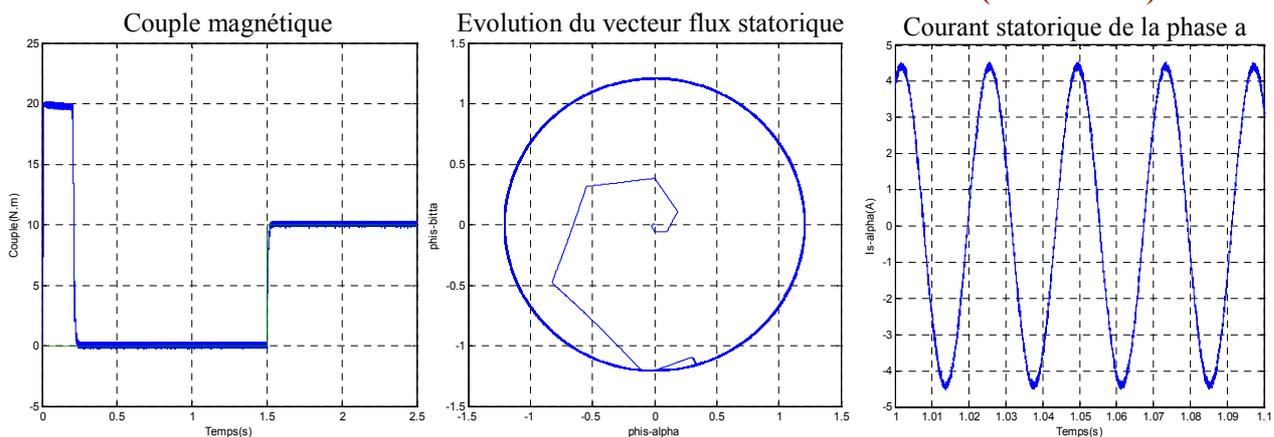
☞ La DTC avec CCPL-3N- et Sans Vecteurs Tension Nuls (6 Secteurs)



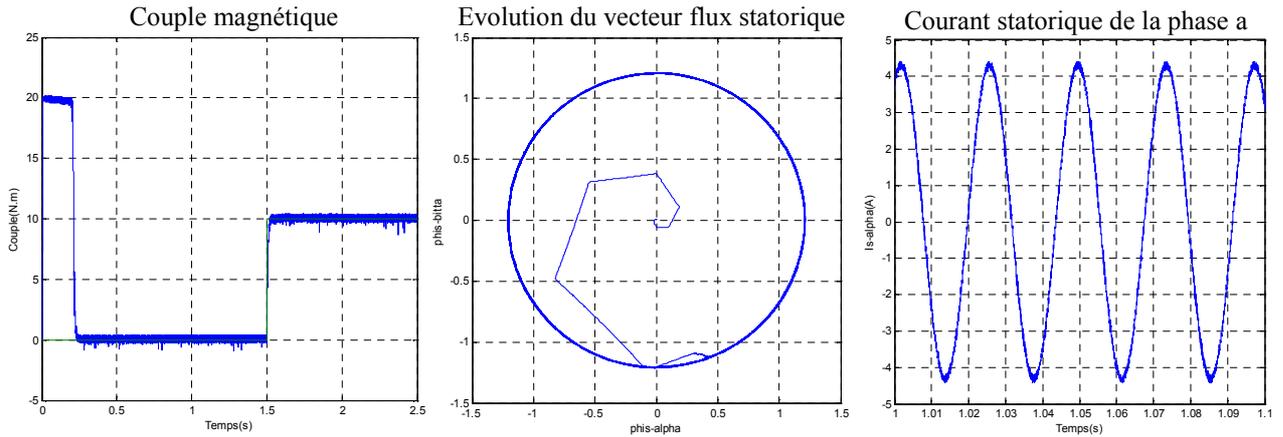
☞ La DTC avec CCPL-3N-avec Vecteur Tension Nuls et actifs (6 Secteurs)



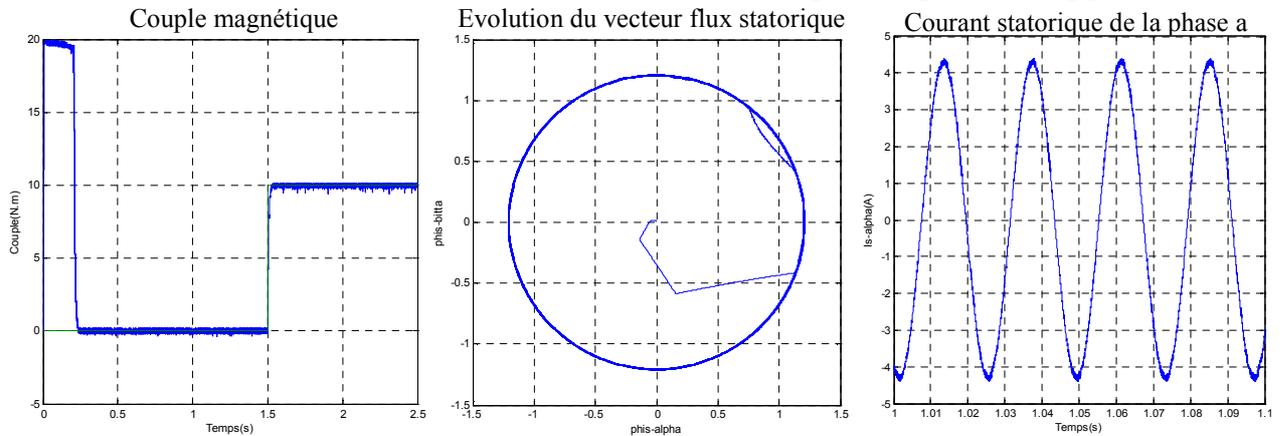
☞ La DTC avec CCPL-4N- avec Vecteur Tension Nuls et actifs (12 Secteurs)



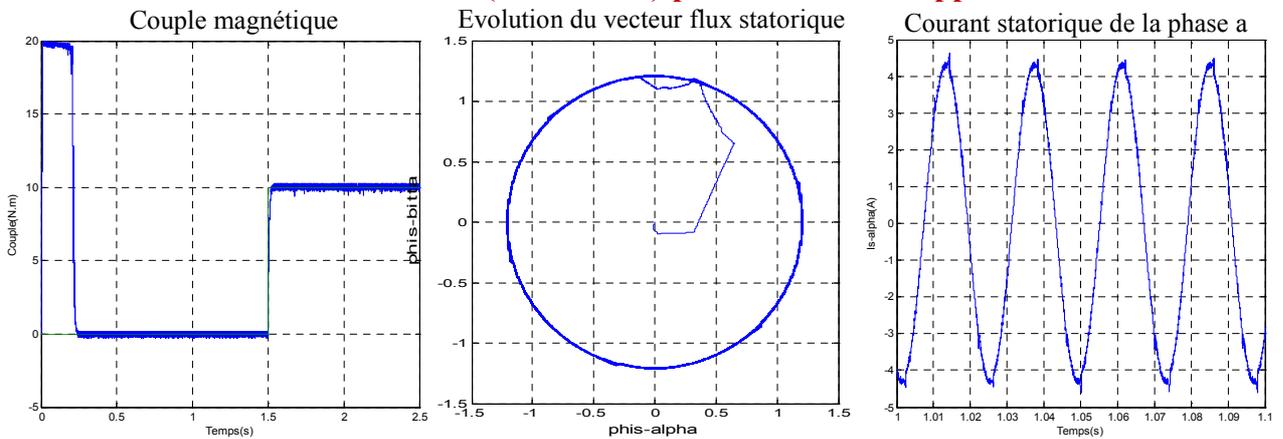
👉 La DTC avec CCPL-5N-OND-3N-6S



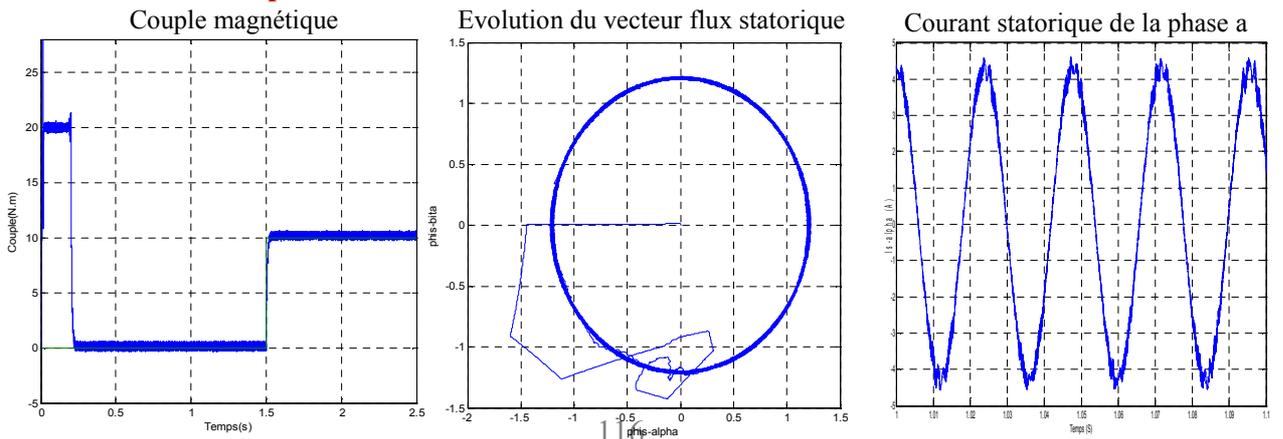
👉 La DTC avec CCPL-5N-OND-3N-(12 Secteurs)- pour la première approche



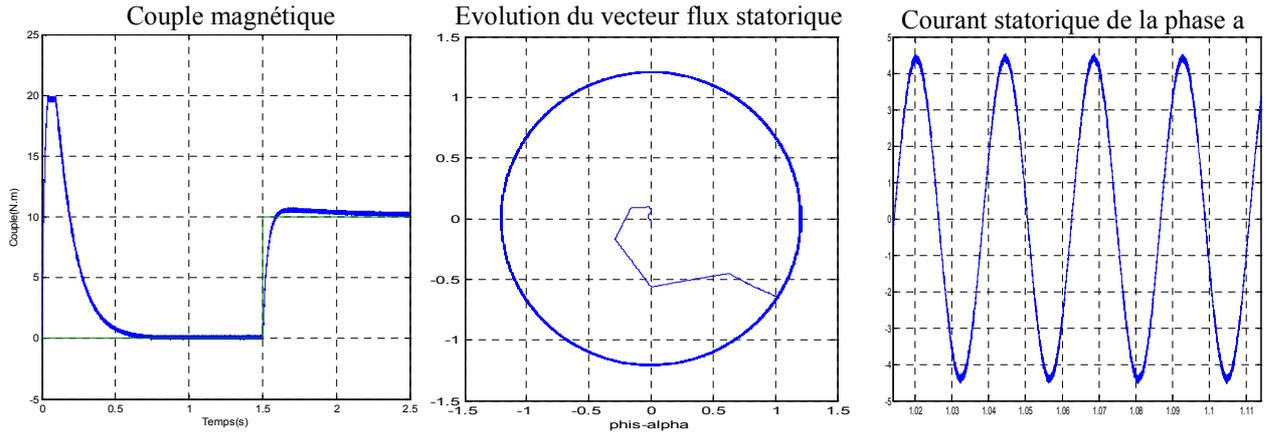
👉 La DTC avec CCPL-5N-(12 Secteurs)-pour la deuxième approche



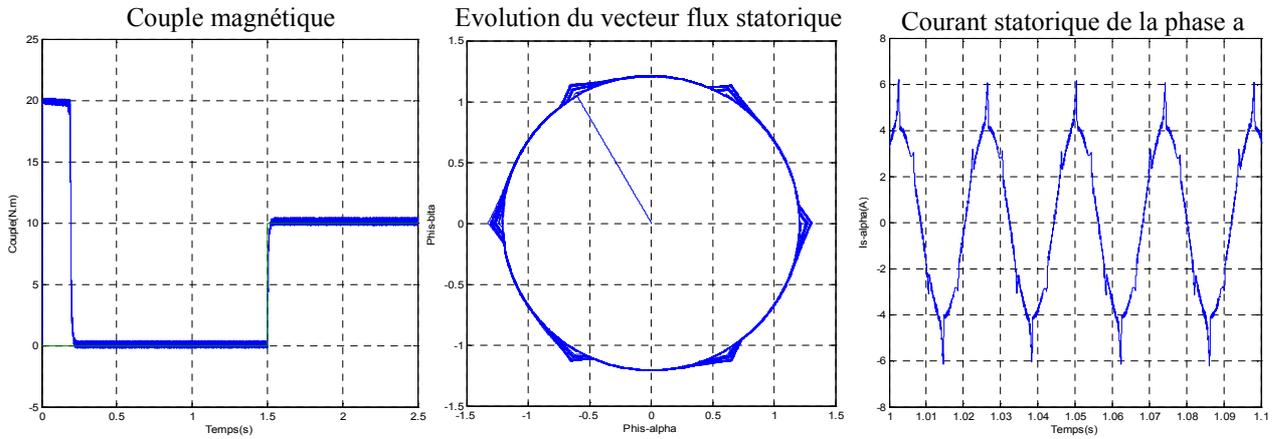
👉 La DTC par SVM



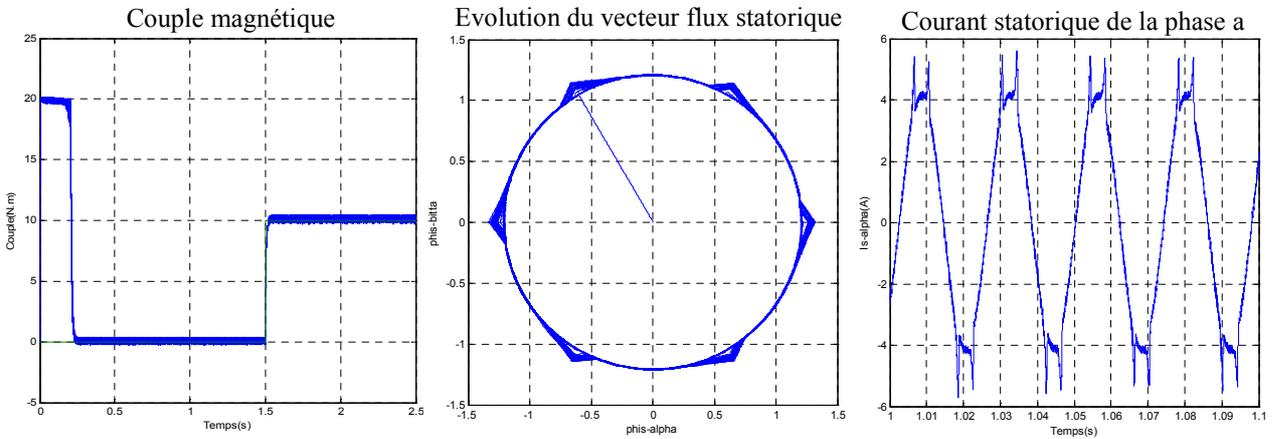
👉 La DTC par Logique Floue



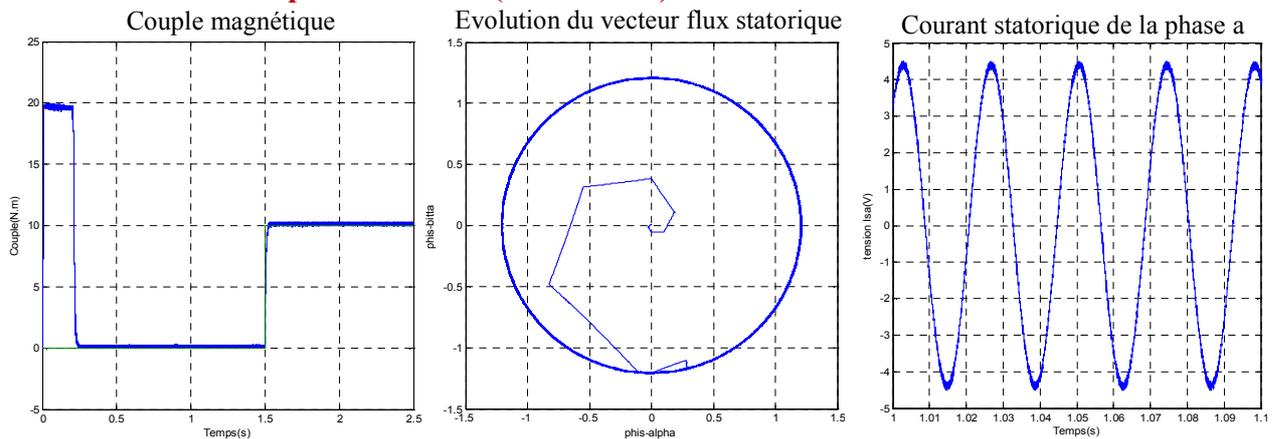
👉 La DTNC avec CCPL-2N-(6 Secteurs)



👉 La DTNC par CCPL-3N-(6 Secteurs)



👉 La DTNC par CCPL-4N-(12 Secteurs)



| Stratégie | Avantages | Inconvénients |
|-----------------|---|---|
| DTC classique | <ul style="list-style-type: none"> ◆ La réponse dynamique du couple ◆ Le flux et le couple suivent parfaitement ses références. | <ul style="list-style-type: none"> ◆ Dépassements des bandes ◆ Le flux s'établit lentement. ◆ L'ondulation de flux. ◆ Le courant sinusoïdal bruité. ◆ Fréquence de commutation variable autour de 7.2kHz. |
| DSC | <ul style="list-style-type: none"> ◆ Le couple bien contrôlé. ◆ Réponse rapide de couple et de flux. ◆ Fréquence de commutation minimale autour de 3.2kHz. | <ul style="list-style-type: none"> ◆ La trajectoire de vecteur flux statorique est hexagonale. ◆ Fréquence de commutation variable. ◆ Courant statorique n'est pas sinusoïdal. |
| DTC 12 secteurs | <ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux et le couple sont bien contrôlés. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. ◆ Fréquence de commutation presque constante autour de 4kHz. | <ul style="list-style-type: none"> ◆ La table de grande taille. ◆ Quelque dépassement des bandes de couple. |
| DTC_SVM | <ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux et le couple sont bien contrôlés. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. ◆ Fréquence de commutation constante autour de 3kHz. | <ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux s'établit lentement. ◆ L'algorithme est plus compliqué. |
| DTC_3N | <ul style="list-style-type: none"> ◆ Moins d'harmonique de distorsion ◆ Faible fréquence de commutation. ◆ Nombre de tension élevé. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. | <ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux s'établit lentement. ◆ Coût élevé et Limité pour les commandes de grandes puissances ◆ Fréquence de commutation variable autour de 3kHz. |
| DTC_LF | <ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux et le couple sont bien contrôlés ◆ Le flux s'établit rapidement. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. ◆ Fréquence de commutation constante autour de 9kHz. | <ul style="list-style-type: none"> ◆ Fréquence de commutation un peu élevée. |
| DTC_RN | <ul style="list-style-type: none"> ◆ Le couple est bien contrôlé. ◆ Le flux et le couple suivent parfaitement ses références. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. | <ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux s'établit lentement. ◆ Fréquence de commutation variable autour de 3kHz. ◆ Problème du choix de l'apprentissage. |

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, a permis de développer une structure de commande sans capteur de vitesse par une contrôle directe de couple (DTC) de machine asynchrone, peut sensible aux variations des paramètres de la machine et ne nécessitant pas de capteurs mécaniques qui sont fragiles et/ou couteux.

Cette structure de commande par DTC se présente comme une alternative aux commandes vectorielles basées sur l'orientation de flux rotorique (FOC), elle est basée sur l'estimation de flux statorique et de couple électromagnétique de MAS à travers les deux grandeurs mesurées tension et courant, et valeur nominale de la résistance statorique qui est le seul paramètres de la machine utilisé dans cette estimation ce qui fait que cette commande est affectées les changements de ce paramètres clé qui réduit la robustesse et apporte des erreurs sur la reconstitution du flux statorique et de couple électromagnétique pour une fonctionnement à basses vitesse.

Cependant, l'objectif de ce travail c'était l'élaboration d'une commande directe du couple DTC améliorée sans capteur de flux statorique et de vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux puis à trois niveaux. Ensuite les outils d'intelligence artificielle ont été exploités pour la DTC des MAS. A l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées.

Dans la première étape, nous avons présentés la modélisation de la machine asynchrone à l'aide des hypothèses simplificatrices, nous avons obtenus un modèle triphasé qu'on l'avait transformé ensuite à un modèle biphasé plus simple à étudier par l'application de la transformée de PARK. Le choix des états et du référentiel était selon le besoin du travail.

Des simulations ont été effectuées à vide et en charge sur le modèle obtenu qui traduit facilement le fonctionnement de la machine.

Dans la deuxième étape, une étude théorique sur le principe du contrôle direct du couple (DTC) ainsi que l'analyse des différentes stratégies de commutation ont été élaborées, nous avons exposé l'effet des vecteurs tension actifs et nuls sur l'évolution du couple et du module du flux, ainsi une étude des différentes tables de commutation avec correcteur du couple à deux niveaux, trois niveaux, puis avec et sans vecteurs de tension nuls, suivi d'un

autre algorithme DTC qui a été développé en améliorant la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs symétriques dans l'espace d'évolution du flux.

Ensuite, nous avons établi des tables de commutation avec plus de règles et le vecteur tension appliqué à la machine est plus optimal. Cette méthode est une extension de l'approche DTC classique avec un onduleur à deux niveaux, où l'amélioration des performances a été confirmée par simulations.

D'autre part, nous avons présenté une nouvelle approche de contrôle direct du couple de la machine alimentée par un onduleur à trois niveaux à structure NPC. Ainsi, avec cette approche développée nous avons pu réduire les ondulations du couple et du flux ainsi que pour les harmoniques du courant afin de répondre aux exigences de type traction électrique.

Dans la troisième étape, nous avons pu améliorer les performances de la commande en utilisant le formalisme de la logique floue pour développer l'algorithme DTC. Cette partie nous a permis d'étudier la structure générale d'un contrôleur flou et la méthodologie de sa conception. En fait, le contrôle flou a remplacé le contrôle classique pour améliorer les performances de l'entraînement asynchrone car le contrôleur flou est très peu sensible aux variations des paramètres du système ainsi qu'aux perturbations externes, ce qui justifie sa robustesse.

Enfin, dans la quatrième étape, en profitant des avantages des réseaux de neurones artificiels en terme de la capacité d'apprentissage, le parallélisme de fonctionnement, la rapidité de calcul et la capacité de généralisation, nous avons exploité cette technique dans la DTC.

En effet, des améliorations relatives ont été obtenues par rapport à la DTC classique. Par ailleurs, l'utilisation du contrôle floue rend le temps de calcul de l'algorithme de la DTC ainsi que pour d'autres applications un peu lent. En revanche, les réseaux de neurones ont montré leurs capacités d'apprentissage avec un temps de calcul très rapide. Chose qui a été démontrée dans le quatrième chapitre. De là nous avons englobé tous les résultats de simulations des méthodes que nous avons étudiées pour finir par un tableau faisant sortir les principaux avantages et inconvénients de chaque stratégie. A cet effet, on propose un compromis entre les deux techniques des réseaux de neurones artificiels et la logique floue en

effectuant une commande hybride afin d'améliorer les performances de la commande DTC en terme du temps (rapidité) et en terme de qualité des signaux. Toujours, en perspective nous proposons d'utiliser d'autres régulateurs de vitesses pour améliorer le temps de rétablissement de la vitesse et d'utiliser d'autres estimateurs afin de tenir compte de changement des paramètres de la machine asynchrone en cas de vieillissement ou d'autres perturbations comme l'échauffement.

Annexe A

A.1. PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

A.1.1) Grandeurs nominales

| | |
|---|----------------|
| Type | ASYNCHRONE 3PH |
| Puissance (P_n) | 1,5kW |
| Vitesse nominale (Ω_n) | 1420 tr/min |
| Tension nominale (U_n) | 220/380V |
| Courant nominal (I_n) | 6,4A / 3,7 A |
| Fréquence nominale (f_n) | 50 Hz |

A.1.2) Paramètres de la machine

| | |
|---|------------------------|
| Résistance statorique (R_s) | $R_s = 4.85 (\Omega)$ |
| Résistance rotorique (R_r) | $R_r = 3.805 (\Omega)$ |
| Inductance cyclique au stator (L_s) | $L_s = 0.274 (H)$ |
| Inductance cyclique au rotor (L_r) | $L_r = 0.274 (H)$ |
| Inductance mutuelle ($M_{sr}=M_{rs}=M$) | $L_m = 0.258 (H)$ |
| Nombre de paires de pôle (P) | 2 |

Annexe B

B.1. Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion

Dans cette partie nous allons développer deux techniques de commande MLI à savoir la commande MLI sinus – triangle et la commande MLI vectorielle.

B.1.1. MLI sinus – triangulaire:

Le principe de cette technique est de comparer un signal de fréquence élevée (porteuse $p(t)$ de fréquence ($f_{\text{déc}}$) à un signal de référence modulant $m(t)$ de fréquence f_0 figure (B.1) tel que :

$$m(t) > p(t) \Rightarrow u(t) = 1, \text{ inv}(u_1) = 0.$$

$$m(t) < p(t) \Rightarrow u(t) = 0, \text{ inv}(u_1) = 1.$$

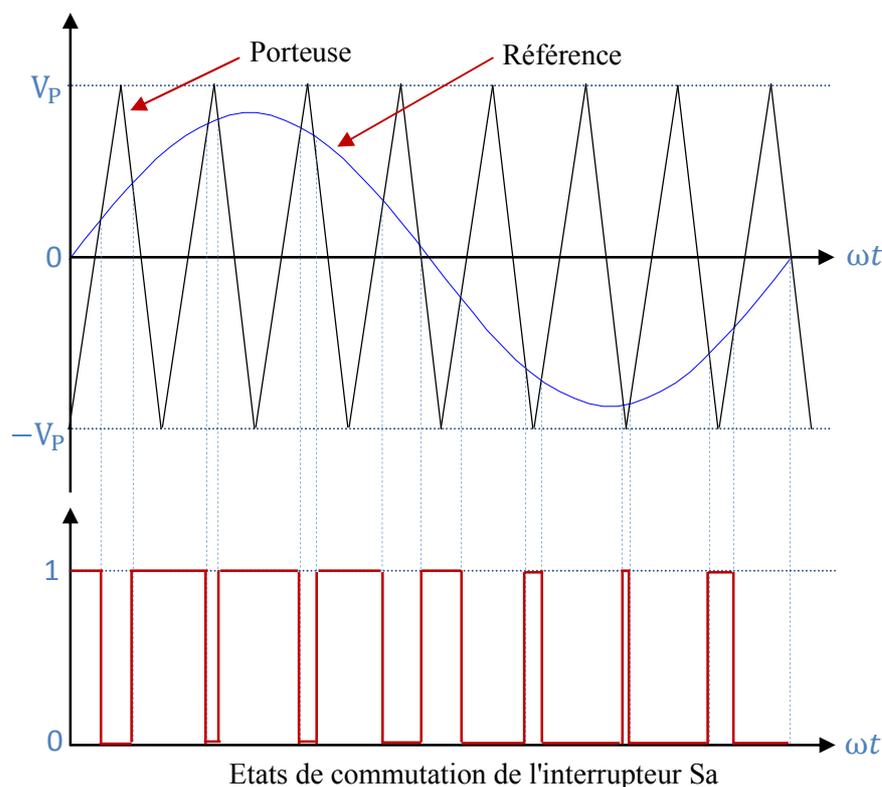


Figure (B.1): Principe de la commande de la technique M.L.I. sinus – triangle.

Le signal de sortie est composé d'une suite d'impulsions dans la durée est modulée sinusoïdalement ce qui permet de déterminer la tension de sortie de l'onduleur, dont le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur est proportionnel au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_r sur la valeur de crête de la porteuse V_p appelé taux de modulation ($r = V_p / V_r$) ; par conséquent, en jouant sur r on peut, contrôler l'amplitude du fondamental, de la tension de sortie de l'onduleur [45].

Dans la pratique, on s'arrange toujours à avoir un taux de modulation inférieur à l'unité, de façon à éviter les ratés de commutation qui pourront entraîner des discontinuités de fonctionnement, et en particulier dans les applications à vitesse variable où l'on fait varier l'amplitude de la tension de référence.

L'indice de modulation m est égal au rapport de la fréquence de la porteuse F_p sur celle de la référence F_r ($m = F_p/F_r$).

La valeur de cet indice est sujette à un compromis entre un bon rejet des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur qui se détériore à cause des pertes de commutations.

La porteuse est un signal triangulaire $X(t)$, est caractérisé par sa fréquence et sa valeur de crête V_p , elle est définie dans sa période $[0, T_p]$. La référence $V_{rabc}(t)$, est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r .

Les états des interrupteurs de l'onduleur sont calculés à partir de l'équation suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (V_{rabc} - x(t)) \leq 0 \end{cases} \quad (\text{B-1})$$

Avec cette technique, qui peut être réalisée en analogique ou en numérique, on ne peut satisfaire les exigences posées; en effet, on ne peut parler d'élimination des harmoniques mais d'une réduction; puisque la variation de l'indice de modulation m influence la plage d'harmoniques éliminés.

De plus, une utilisation analogique de cette commande ne fait qu'augmenter les inconvénients, du fait de l'utilisation de composants qui sont loin d'être parfaits; les temps de commutation ne seront pas précis, en plus des imperfections pouvant affecter le signal utile lui même.

B.1.2. La MLI vectorielle:

La modulation vectorielle de largeur d'impulsion utilise certainement la méthode de MLI la mieux adaptée pour des applications d'entraînement à vitesse variables de la machine asynchrone, car elle est devenue très populaire au cours de ces dernières années. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle s'appuie sur un algorithme numérique qui permet de déterminer les séquences de commutation des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension qui s'approche au vecteur tension de référence [7]. La MLI vectorielle est basée sur les principes suivants:

♣ Le signal de référence est échantillonné à chaque intervalle T , appelé la période de modulation.

♣ Création d'une impulsion de largeur T centrée sur la période, d'une valeur moyenne égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation.

Cette technique est conduite en synchronisme sur les trois phases, et un seul vecteur \vec{V}_s appelé vecteur tension de référence, représente les trois tensions sinusoïdales désirées (V_a, V_b, V_c) à la sortie de l'onduleur. En agissant sur la commande des trois interrupteurs (S_a, S_b, S_c), on peut reconstituer le vecteur tension de référence sur une période. A partir de la combinaison des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c), le vecteur tension V_s peut se retrouver dans huit positions fixes correspondant aux huit configurations possibles des interrupteurs [45].

Le vecteur tension désiré à la sortie de l'onduleur est donné par l'équation suivante:

$$V_s = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{B} - 2)$$

Les tensions entre phases sont données par :

$$V_{ab} = V_{a0} - V_{b0}$$

$$V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \quad (\text{B} - 3)$$

$$V_{ca} = V_{c0} - V_{a0}$$

Dans un système triphasé équilibré on a $V_a + V_b + V_c = 0$.

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) = \frac{1}{3}(2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}) \\ V_b = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) = \frac{1}{3}(-V_{a0} + 2V_{b0} - V_{c0}) \\ V_c = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) = \frac{1}{3}(-V_{a0} - V_{b0} + 2V_{c0}) \end{cases} \quad (\text{B} - 4)$$

L'application de la transformation de Concordia dans un repère lié au stator nous donne un vecteur tension de référence \vec{V}_s , ces composantes ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B} - 5)$$

Chacun des couples de vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} ($i=1..6$) définissent les limites d'un des six secteurs de l'hexagone (à noter que dans le secteur 6 la notation \vec{V}_{i+1} correspond au vecteur \vec{V}_1)

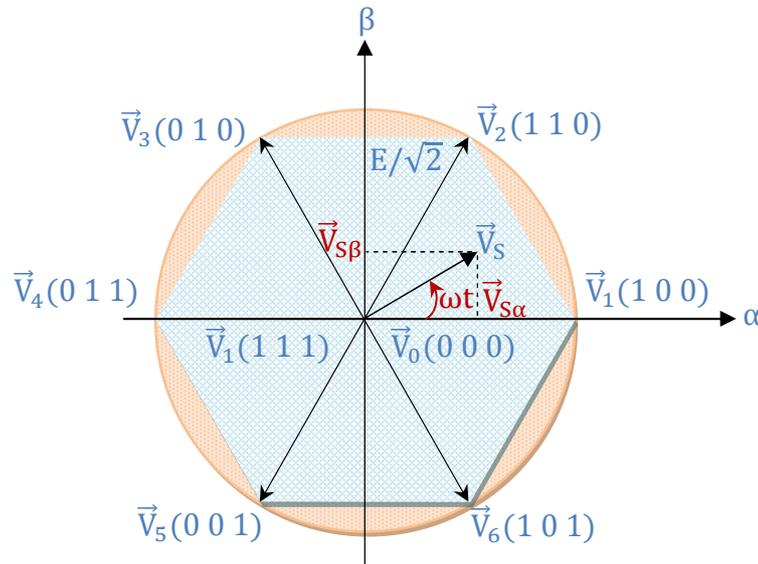


Figure (B.2): Représentation du polygone de commutation.

B.1.3. Vecteur tension de référence

La transformation de Concordia des tensions triphasés V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} nous donne les composantes

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ du vecteur tension \vec{V}_s :

$$\begin{cases} V_{sa} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos \omega t \\ V_{sb} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos \left(\omega t - 2 \frac{\pi}{3} \right) \\ V_{sc} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos \left(\omega t - 4 \frac{\pi}{3} \right) \end{cases} \quad \begin{array}{c} \text{La transformation de} \\ \text{Concordia donne} \end{array} \quad \begin{cases} V_{s\alpha} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \cdot \cos (\omega t) \\ V_{s\beta} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \cdot \sin (\omega t) \end{cases}$$

Le vecteur tension \vec{V}_s tourne dans le sens trigonométrique à une vitesse angulaire égale à la pulsation ω . La tension de référence \vec{V}_s est reconstituée à chaque instant par les deux vecteurs adjacents \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} ($i = 1..6$). Dans un temps très court le vecteur \vec{V}_s peut être généré à partir des combinaisons de deux états des interrupteurs correspondants aux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} . On se place alors dans le cas où le vecteur de référence \vec{V}_s est situé dans le secteur 1. Dans ce cas, le vecteur tension de référence \vec{V}_s est reconstitué en faisant une moyenne temporelle des vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} de la manière suivante :

$$\vec{V}_{i+1} = \alpha_i \cdot \vec{V}_{i+1} + \alpha_{i+1} \cdot \vec{V}_{i+1} \quad (\alpha_i + \alpha_{i+1} < 1) \quad (\text{B-6})$$

D'après l'équation B.6, on impose aux interrupteurs de se trouver à la configuration suivante:

- \vec{V}_i pendant une fraction α_i de l'intervalle T.
- \vec{V}_{i+1} pendant une fraction α_{i+1} de l'intervalle T.
- \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 pendant le reste de l'intervalle T

Si le vecteur \vec{V}_s reste à l'intérieur de l'hexagone ($r < 1.155$), La variation de \vec{V}_s pendant sa durée peut être négligée sur l'intervalle du temps T très court, les vecteurs (\vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} , \vec{V}_0 ou \vec{V}_7) permettant de reconstituer la valeur moyenne de ce vecteur sur chaque période de modulation, donc le processus qui vient d'être décrit de manière à suivre en moyenne l'évolution du vecteur \vec{V}_s .

B.1.4. Séquence de commutation des interrupteurs

Sur chaque période de modulation, l'équation B.6 indique les durées qu'on doit imposer aux deux configurations correspondant aux deux vecteurs de sorties entre lesquels se trouve le vecteur \vec{V}_s et par conséquent la durée imposée à la configuration donnant un vecteur de sortie nul [45]. Les vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} , \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 sont succéder durant la période de modulation de manière à ce que les interrupteurs soient symétriques par rapport au milieu de la période de modulation et les interrupteurs d'un même demi-pont aient un état identique au centre et aux deux extrémités (voir figure B.3).

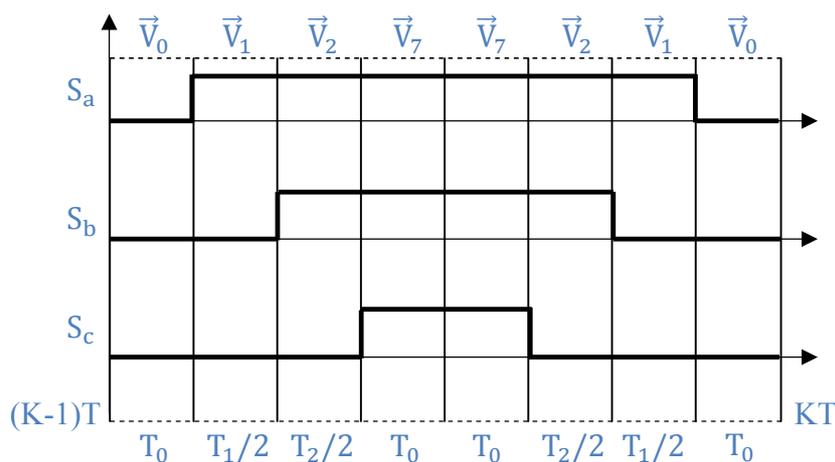


Figure (B.3): États des interrupteurs S_a , S_b , et S_c , dans le secteur 1

B.1.5. Temps de commutations

Les temps de commutation des interrupteurs dans les six secteurs de l'hexagone de la **figure (B.2)**, seront calculés comme il est montré par le tableau B.2. Le vecteur \vec{V}_s est donné par les équations suivantes :

| | |
|---|---|
| $A = \frac{T_1 V_1}{T} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{60}\right) = V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{30} - \theta\right)$ $T_1 = \frac{V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) T}{V_1 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{60}\right)} = V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{30} - \theta\right) \cdot \frac{2T}{\sqrt{2}E}$ $T_1 = V_s \cdot \left(\sin\left(\frac{\pi}{30}\right) \cdot \cos(\theta) - \cos\left(\frac{\pi}{30}\right) \cdot \sin(\theta)\right) \cdot \frac{2T}{\sqrt{2}E}$ $T_1 = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\alpha} - \frac{1}{2} V_{s\beta}\right) \cdot \frac{2T}{\sqrt{2}E} = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2E} T$ $\cos(\pi/60) = \frac{V_{s\beta}}{T_2 V_2 / T}$ $T_2 = V_{s\beta} \cdot \frac{T}{V_2 \cos(\pi/60)} = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta}}{E} T$ | <p> $\vec{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = V_s \cdot \cos\theta + jV_s \cdot \sin\theta$ </p> <p> $V_1 = V_2 = \sqrt{\frac{3}{2}} E$ </p> |
| Tableau(B.1): Calcul des temps de commutation T1 et T2 du premier secteur | |

La même procédure pour les autres secteurs sachant que :

- ♣ Les secteurs impairs la séquence est $[\vec{V}_0, \vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_7, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_i, \vec{V}_0]$
- ♣ Les secteurs pairs la séquence est $[\vec{V}_0, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_i, \vec{V}_7, \vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_0]$

Pour diminuer le nombre de commutation par période de modulation dans les secteurs pair en fait la permutation des vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} .

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] : M. L. Doumbia, G. Roy, V. Rajagopalon, “An Integrated Solution for Simulating Electrical Drive Systems With Matlab/Simulink”, International Symposium on Industrial Electronics, 1997.
- [2] : F.Barret, “ Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques”, Collection des études de recherches Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [3] : J-P.Caron, J-P.Hautier, “ Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone”, Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [4] : C. Carloss de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC», Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [5] : B.Mohamed , “ Contribution à la Commande Directe du Couple D'une Machine Asynchrone pour l'Alternodémarrage-Intégré”, Thèse de Doctorat, USTO juin 2010
- [6] : M.Boussak, « Commande Numérique Vectorielle de Machine Asynchrone Triphasée »,Ecole Supérieur d'ingénieurs de Marseille, Version 2.1, Août 1994.
- [7] : B.Malika , “ Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone”, Thèse de magistère, Batna 2006
- [8] : J.Bonal, G. Segulier, “ Entraînement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d'Electrotechnique de Puissance et d'Automatisme les Variateurs Electroniques de Vitesse ”, Volume 2, Edition Technique et Documentation, Paris, 1998.
- [9] : Chapuis, Y.A. and D. Roze, 1998, “ Direct torque control and current limitation method in start up of an induction machine”, IEE Conf. Power Electronics and Variable Speed Drives, 451-455.
- [10] : J. Camille de Barros, “Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone ”, Thèse de Doctorat, Université Marseille, France 2003.
- [11] : A. Sarinar Toled, “Commande Directe et Observation des Convertisseurs de Puissance : Application à l'Onduleur de tension Triphasé ”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.
- [12] : C.D.A.Martins , “Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multi-niveaux à Fréquence Imposée”, Thèse de doctorat, INP Toulouse.2000
- [13] : G. Guy C.Guy, “Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande ”, Edition Eyrolles, 2000.
- [14] : 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, Département de Génie Electrique Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.

- [15] : B. Akin, “ State Estimation Technique for Speed Sensor Less Field Oriented Control of Induction Motors”, Thesis of Master, The Middle East Technical University, Turkey, 2003
- [16] : M. Sc. Mariusz Malinowski, “ Sensorless Control Strategies for Three –Phase PWM Rectifiers ”, Ph.D. Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw University of Technology Warsaw, Poland, 2001.
- [17] : Y. Zhenyu, “ Space Vector PWM With TMS320c24x/F24x Using Hard-Ware and Software Determined Switching Patterns ”, Digital Signal Processing Solutions, Texas Instruments, 1999.
- [18] : L. Bouras, M. Kadjoudj, N. Golea, “ Contrôle Direct du Couple Basé sur la Modulation Vectorielle avec Régulateurs à Hystérésis appliqué à la Machine à Induction ”, First International Conference on Electrical Systems PCSE’05 May 9-11 2005, O. E. Bouaghi Univ. Algeria.
- [19] : Do-Hyun Jang, Member, Dunck-Yong Yoon, “ Space-Vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors ”, IEEE Tran. Ind. applicat, Vol. 39, N° 2, MARCH/APRIL, 2003.
- [20] : I. Takahashi and T. Noguchi, “A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor”, IEEE Trans. Ind. Electron., IE-22, Sept./Oct. 1986.
- [21] : I. Takahashi and S. Asakawa, “Ultra-Wide Speed Control of Induction Motor Covered 10A6 range”, IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-25: 227-232, 1987.
- [20] : T.G. Habetler and D.M. Divan, “Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation”, IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.
- [23] : H. YANTOUR, J.SAADI, A.KHOUMSI, “ modélisation et simulation d’une commande directe du couple appliquée a la machine asynchrone (dte) ”, 6^{ème} Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM’06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – Maroc.
- [24] : A. Elbacha, M.T. Lamchichi, M. Cherkaoui, « Contrôle Direct de Couple d’une Machine Asynchrone Système de Régulation de Vitesse avec Anti-Emballément », Physical and chemical News ISSN 1114-3800 pp. 128-134, 2006.
- [25] : J. ARZA, « Contrôle Vectoriel sans Capteur Mécanique d’une Machine Asynchrone », Thèse de doctorat de l’Institut polytechnique de Grenoble, 1999.
- [26] : C. Carloss de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC», Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [27] : A.Marie ARCKER «Contrôle Direct du Couple électromagnétique de Machines Asynchrones de grande puissance » Thèse de doctorat, INP Toulouse, 1999.
- [28] : D. Casadei, F. Profumo, G.Serra and A.Tani, “FOC and DTC: Tox Viable Schemes for induction Motors Torque Control”, IEEE Trans. Power Electronics. On PE, Vol.17, N°.5, Sept2002,

- [29] : Hui-Hui Xia⁰, 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.
- [30] : 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.
- [31] : M. Depenbrock, "Direct self – control (DSC) of inverter – fed induction machine", IEEE Trans. Power Electronics, Vol.3, N°4, Oct 1988, PP.420-829.
- [32] : Z. Rabah, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux ", Thèse de Doctorat de l'EMP, 2007.
- [33] : H.Ziane « Commande vectoriel des machines asynchrones à aimant permanents avec compensation de temps mort de l'onduleur, commande sans capteur mécanique» Thèse de magistère, Bejaia. 2001.
- [34] : Y. A Chapuis, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique », Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996.
- [35] : T.G. Habetler and D.M. Divan, «Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation», IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.
- [36] : A. Sarinar Toled, « Commande Directe et Observation des Convertisseurs de Puissance : Application à l'Onduleur de tension Triphasé » Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.
- [37] : Y.Mihoube, « Commande Neuro-Floue d'une machine asynchrone",Thèse de magister, USTO, 2002.
- [38] : H.Abdeldjebar, « Commande des système par logique Floue ,réseau neurones et algorithme génétique",Thèse de doctorat, USTO, 2004.
- [39] : S.Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone ",Thèse de magister, ENP, Alger, 1997.
- [40] : M. TA Cao « Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue » Thèse de Doctorat, Département de Génie Electrique et de Génie Informatique, Faculté des Sciences et de Génie Université Laval Québec, 1997.
- [41] : A.Zadeh, « Fuzzy set », Information and Control, vol. 8, pp. 338-354, 1965.
- [42] : D. Mange, « Analyse et Synthèse des Systèmes Logiques », Traité d'Electricité, vol. 5 Edition, Presses Polytechniques et Universitaires Romane, Lausanne, 1992.
- [43] : H. Buhler, «Réglage par Logique Floue», Presses Polytechniques et Universitaires Romanes, 1994.
- [44] : B. Bouchon-Meunier, « La Logique Floue et ses Applications », Edition Addison-Wesley, France, Décembre, 1994.

-
- [45] : T. Riad, «Contribution a la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2008.
- [46] : Mondal, S.K.; J.O.P. Pinto, B.K.Bose, “ A Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for Athree-Level Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive” , Industry Applications, IEEE Transactions on. Vol 38, Issue 3, May/Jun 2002 Page(s):660 - 669
- [47] : Luc Constant, “Modélisation de Dispositifs Electriques par Réseaux de Neurones en Vue de L'émulation Temps Réel” , Thèse Doctorat , Toulouse 2000.
- [48] : Mezache amar, Betto Khalafa “ Estimation et Commande d'un Réacteur de Fabrication de Pâte a Papier par les Réseaux de Neurones Flous”, Mémoire Ingénieur Université Constantine 1997.
- [49] : Rachid, D; Othman, H.; Faouzi, B.,“ A Completely Vectored Direct Torque Control Scheme for Induction Motor” , Systems, Man and Cybernetics, IEEE International Conference, Issue , 6-9 oct. 2002 page(s): 6 pp. vol.5
- [50] : Ameer Aissa , “ Commande Sans Capteur de Vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Modes Glissants” , Thèse Magister /2005 université Batna

RESUME

Résumé : Aujourd'hui, il est possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que celles à courant continue grâce à la maîtrise de l'électronique de puissance et de commande. Par ailleurs, il existe de nouvelles méthodes de commande destinées aux applications type traction sans capteur de vitesse déjà étudiées s'agissant notamment de la technique de contrôle direct du couple (DTC). Cette dernière présente de nombreux avantages en comparaison à la technique vectorielle par flux orienté (FOC) d'une part et d'autre part la DTC n'exige qu'une paire de comparateurs à hystérisés pour effectuer une commande dynamique du flux et du couple. La présente thèse a pour objectif l'étude d'une nouvelle structure de contrôle sans capteur mécanique de la machine asynchrone pour un entraînement électrique avec une source de tension multiniveaux, capable de fournir une bonne dynamique du couple électromagnétique. Alors, l'amplitude et la vitesse de rotation du vecteur flux peuvent être contrôlées librement. Le contrôle direct du couple permet d'atteindre ces objectifs. En effet, selon le choix dans une table de commutation des vecteurs de sortie de l'onduleur le flux statorique et le couple électromagnétique sont contrôlés directement et indépendamment. Cette étude consiste à l'optimisation de l'algorithme DTC à trois niveaux, en appliquant plusieurs approches pendant la conception des tables de commutations afin d'améliorer les résultats classiques notamment la réduction d'ondulation du couple. Les résultats obtenus dans la DTC classique sont encore améliorés en appliquant la technique de la logique floue. Aussi les avantages des réseaux de neurones artificiels en termes de la capacité d'apprentissages, le parallélisme de fonctionnement, la rapidité de calcul et la capacité de généralisation, seront exploités dans cette thèse pour la commande DTC de l'ensemble du système.

Mots clés : commande direct du couple, onduleur à multiniveaux, moteur asynchrone, Commande sans capteur, Commande par logique floue. Réseaux de neurones artificiels.

Summary: Today, it is possible to obtain asynchronous machines as powerful as current continues through the mastery of power electronics and control. Moreover, there are new methods of control for applications such traction without speed sensor have already been studied particularly with regard to the technique of Direct Torque Control (DTC). The latter has many advantages compared to the technical field-oriented vector by (FOC) on the one hand and the other DTC requires a pair of comparators hystérisés to perform a dynamic control of flux and torque. This thesis aims to study a new control structure without mechanical sensor of induction machines for electric drive with a multilevel voltage source capable of providing a good momentum of the electromagnetic torque. Then, the amplitude and the speed of rotation of the flux vector can be controlled freely. The Direct Torque Control achieves these goals. Indeed, as selected in a switching table of the output vectors of the inverter the stator flux and electromagnetic torque are controlled directly and independently. This study is to optimize the algorithm DTC at three levels, using several approaches for the design of switching tables to improve the classical results including reducing torque ripple. The results obtained in the conventional DTC are further improved by applying the technique of fuzzy logic. Also the advantages of artificial neural networks in terms of learning ability, parallel operation, the calculation speed and generalization ability, will be exploited in this thesis to the DTC control of the entire system.

Keywords: direct torque control, multi-level inverter, induction motor, sensorless control, control by fuzzy logic. Networks of artificial neurons.

ملخص: اليوم، أصبح بالإمكان الحصول على ماكنات لا تزامنية ذات قدرات مماثلة لآلات التيار المستمر نظرا للتطور في مجال إلكترونيك القوة و إلكترونيك التحكم. ومن الجهة الأخرى هناك هيكلة جديدة للتحكم موجهة للتطبيقات من نوع الدفع الكهربائي بدون راصد ميكانيكي والتي قد تمت دراستها، والتي تعني التحكم المباشر للعزم (DTC). هذه الطريقة تقدم عدد هام من الإيجابيات مقارنة مع هيكلة التحكم بتدفق مغناطيسي «FOC». هذا من جهة ومن جهة أخرى التحكم المباشر للعزم طريقة جد بسيطة، لا يتطلب إلا مقارنة بين العزم والتدفق. وبذلك تحصلنا على قدرات ديناميكية «FOC» عالية للتدفق و العزم بهيكل مرنة. هدف هذه الأطروحة هو دراسة هيكلة جديدة بدون رصد ميكانيكي للآلة اللاتزامنية للتمرين الميكانيكي بتغذية متعددة المستويات وهذا ملائم لإعطاء ديناميكية سريعة للعزم الكهرومغناطيسي. وبالتالي هناك إمكانية لمراقبة الطول والسرعة الدورانية لشعاع التدفق. كما أن التحكم المباشر للعزم يسمح لنا ببلوغ هذه الأهداف. فعن طريق اختيار جدول استبدال لأشعة المنوب نستطيع التحكم مباشرة وانفراديا في التدفق لجزء الساكن والعزم الكهرومغناطيسي. هذه الدراسة تسمح بتحسينات في خوارزمية (DTC) ثلاثي الأطوار، إذ نطبق العديد من المقاربات خلال تصميم الجداول التبديلية لكي نحسن النتائج الكلاسيكية ولا سيما في التقليل من تموجات العزم، فضلا على ذلك قمنا بتطبيق تقنية المنطق المبهم التي تحصلنا من خلالها على نتائج جد مرضية إضافة على ذلك إيجابيات الشبكة العصبية الصناعية في ما يتعلق بكل من التدريب، مستوى التوازي للحظ الوظيفي، سرعة الحساب، سعة الشمول، وهذا العمل من أجل التحكم المباشر للعزم DTC لجملة النظام.

الكلمات المفتاحية: التحكم المباشر للعزم، منوب متعدد المستويات، الآلة اللاتزامنية، التحكم بدون راصد، تحكم بالمنطق الغامض، الشبكة العصبية الصناعية.