

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

APPLICATION DES TECHNIQUES DE L'INTELLIGENCE
ARTIFICEIL POUR LE CONTROLE DIRECT DU COUPLE
D'UNE MAS

Proposé et dirigé par :

D^r DJALAL EDDINE KHODJA

Présenté par :

M^r ALI CHEBABHI

M^r NEDJM EDDINE ROUBAH

M^r EL HASSEN GUERBAI

Année Universitaire : 2008 / 2009

REMERCIEMENTS

Nous remercions en premier lieu notre Dieu de Nous donner La santé et la patience pour avoir Terminer ce travail.

Nous remercions particulièrement notre Promoteur Dr. KHODJA DJALAL EDDINE pour nous avoir Suivi et soutenu pour réaliser ce travail. Nous lui Exprimons notre gratitude pour sa disponibilité, ces Précieux conseils et pour le soutien qu'il nous est Apportés tout au long de la préparation de ce Mémoire.

Nos vifs remerciements vont aux Membres du jury d'avoir accepté d'évaluer ce travail.

Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicace

*Je dédie ce mémoire à mes très chers parents
pour leurs soutient morale et financier pour leurs
encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés
dans les moments les plus ardu.*

A mes frères

A mes sœurs

Et à toute la famille Shebabhi et Atalla.

A mon encadreur Dr. Khodja Djatal Eddine

A mes chers amis :

Hichame, Hassen, Sofyane, Abd el hafidh, Faris,

Nedjm Eddine,

Facine, Mohamed et Tarek.

Shebabhi Ali

DEDICACE

A l'esprit de mon père et de ma grande mère paternel

A ma chère mère

A mon frère et mes sœurs

A ma grande mère maternelle

A mes collègues ALI et ELHASSEN

A toute la famille

Je dédie ce travail

ROUABAH NEDJM EDDINE

DEDICACE

A mon père et à ma mère.

A tous mes frères et toutes mes sœurs.

A ma famille.

A mes collègues ALI et NEDJM EDDINE.

A tous mes amis d'enfance.

A toute la promotion 2008-2009 Commande Electrique.

Je dédie ce travail

GUERBAI ELHASSEN

Sommaire

<i>Sommaire</i>	I
<i>Notation et symboles</i>	VII
<i>Liste des figures</i>	X
<i>Liste des tableaux</i>	XIV
<i>INTRODUCTION GENERALE</i>	01

CHAPITRE UN

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ET SON ALIMENTATION

I.1 INTRODUCTION.....	03
I.2 MODELE MATHEMATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	03
I.2.1 Hypothèses simplificatrice.....	03
I.2.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	04
I.2.2.1 Equations électriques.....	05
I.2.2.2 Equations magnétiques.....	05
I.3 TRANSFORMATION DU SYSTEME TRIPHASE VERS BIPHASE.....	06
I.3.1 Intérêt des matrices de transformation.....	06
I.3.2 Transformation de Park.....	07
I.3.3 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone Triphasée.....	07
I.4 EQUATIONS DES TENSIONS DANS DIFFÉRENTS REPÈRES	08
I.4.1 Equations en tension dans le repère lie au champ tournent (d,q).....	08
I.4.2 Equations en tension dans le repère lie au rotor (x,y).....	10
I.4.3 Equations en tension dans le repère lie au stator (α, β).....	11
1.5 EXPRESSION DU COUPLE ELECTRMAGNETIQUE ET DE LA PUISSANCE	13
I.5.1 Expression de la puissance.....	13
I.5.2 Expressions du couple électromagnétique.....	13
1.6 EQUATION DU MOUVEMENT.....	14
I.7 REPRESENTATION D'ETAT.....	14

I.7.1 Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère (α, β).....	15
I.8 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	16
I.8.1 Résultat de simulation.....	16
I.8.1.1 Marche à vide.....	17
I.8.1.1.1 Interprétations des résultats.....	17
I.8.1.2 Application d'une charge.....	18
I.8.1.2.1 Interprétations des résultats.....	19
I.9 LE PROCESSUS ONDULEUR –MAS.....	19
I.9.1 Onduleur de tension à deux niveaux.....	19
I.9.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	20
I.9.1.2 Etude de la commande de l'onduleur.....	25
I.9.1.3 Objectif de la Technique MLI.....	25
I.9.1.4 Le Schéma Bloc de la MAS alimentée par onduleur de tension à deux niveaux.....	26
I.9.1.5 Résultats de simulation.....	27
I.9.1.5.1 Interprétations des résultats.....	28
I.10 CONCLUSION.....	28

CHAPITRE DEUX

CONTROLE DIRECT DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR DEUX TYPES D'ONDULEUR

II.1 INTRODUCTION.....	29
II.2 PRICIPE D'UNE CONTROLE DIRECT DU COUPLE.....	29
II.2.1 Contrôle du vecteur flux statorique.....	30
II.2.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine.....	31
II.2.3 Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nul.....	33
II.3 APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX.....	34
II.3.1 Sélection du vecteur tension V_s	34
II.3.2 Estimation du flux statorique.....	36
II.3.3 Estimation du couple électromagnétique	37
II.4 ELABORATION DES CONTROLEURS.....	37

II.4.1 Contrôleur de flux à deux niveaux.....	37
II.4.2 Contrôleur du couple à deux niveaux.....	38
II.5 ELABORATION DES TABLES DE COMMANDE.....	38
II.5.1 Table de commande du flux.....	39
II.5.2 Table de commande du couple.....	39
II.5.3 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple.....	40
II.5.3.1 Table de commutation avec les vecteurs tension actives.....	40
II.5.3.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension nuls.....	40
II.5.3.3 Résultats de simulation.....	41
II.6 Réglage de vitesse de la machine asynchrone.....	43
II.6.1 Résultats de simulation.....	44
II.7 Correcteur du couple à trois niveaux.....	45
II.7.1 Elaboration du table de commutation avec les vecteurs tension actifs.....	46
II.7.1.1 Résultats de simulation.....	46
II.7.2 Elaboration du table de commutation avec les vecteurs tension actifs et nuls.....	48
II.7.2.1 Résultats de simulation.....	48
II.8 AMELIORATION CLASSIQUE.....	50
II.8.1 Correcteur de couple à quatre niveaux	51
II.8.1.1 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension actifs et nuls.....	51
II.8.1.2 Résultats de simulation.....	52
II.9 ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX.....	54
II.9.1 Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	55
II.9.2 Commande complémentaire des interrupteurs d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	57
II.9.3 Modélisation vectorielle de l'onduleur de tension à trois niveaux.....	58
II.9.4 Les vecteurs de tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux de tension...	59
II.10 APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX.....	61
II.10.1 Contrôle du couple et du flux	61

II.10.2	Construction des nouvelles tables de commutation.....	62
II.10.2.1	Table de commutation avec le groupe des vecteurs demie tension.....	62
II.10.2.2	Table de commutation avec le groupe des vecteurs pleine tension.....	62
II.10.2.3	Table de commutation avec le groupe des vecteurs tension intermédiaires.....	63
II.10.3	Correcteur de couple à cinq niveaux.....	63
II.10.3.1	Elaboration de la table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension.....	65
II.10.3.1.1	Résultats de simulation	65
II.10.4	AMELIORATION CLASSIQUE.....	67
II.10.4.1	Elaboration de la table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension.....	68
II.10.4.1.1	première approche.....	68
II.10.4.1.2	Résultats de simulation.....	69
II.10.4.1.3	deuxième approche.....	71
II.10.4.1.4	Résultats de simulation.....	72
II.11	Conclusion.....	73

CHAPITRE TROIS

CONTROLE DIRECT DU COUPLE A BASE DE LA LOGIQUE FLOUE

III.1	INTRODUCTION.....	74
III. 2	BREF HISTORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	75
III.3	PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	76
III.3.1	Variables linguistiques.....	76
III.3.2	Ensembles flous.....	77
III.3.2.1	Ensemble net.....	77
III.3.2.2	Ensemble flou.....	77
III.3.3	Propriétés des Ensembles flous.....	78
III.3.3.1	Support.....	78
III.3.3.2	Hauteur.....	78
III.3.3.3	Noyau	78

III.3.4 Les fonctions d'appartenances.....	79
III.3.4.1 Fonction triangulaire.....	79
III.3.4.2 Fonction trapézoïdale.....	80
III.3.4.3 Fonction gaussienne.....	80
III.3.4.4 Fonction sigmoïdale.....	81
III.3.5 Opérateurs de la logique floue.....	81
III.3.5.1 Opérateur OU (l'union).....	81
III.3.5.2 Opérateur ET (l'intersection).....	81
III.3.5.3 Opérateurs NON (complément).....	82
III.4 Structure générale d'un Système Flou.....	82
III.4.1 Fuzzification.....	83
III.4.2 Base de connaissances.....	83
III.4.3 Logique de prise de décision (bloc d'inférence).....	84
III.4.3.1 Méthode d'inférence max-min.....	84
III.4.3.2 Méthode d'inférence max-produit.....	84
III.4.3.3 Méthode d'inférence som-produit.....	85
III.4.4 Défuzzification.....	85
III.5 Contrôle direct du couple à base de la logique floue.....	86
III.5.1 Choix des fonctions d'appartenances.....	87
III.5.1.1 Fuzzification.....	87
III.5.1.2 Variable de commande.....	87
III.5.1.3 Défuzzification	88
III.5.2 Le contrôleur flou et choix des variables d'entrée sortie.....	88
III.5.2.1 Cas d'un onduleur à deux niveaux	88
III.5.2.1.1 Calcul de la loi de commande (règles de contrôle).....	90
III.5.2.1.2 Table de commutation.....	91
III.5.2.1.3 Résultat de simulation.....	92
III.5.2.2 Application sur l'onduleur a trois niveaux	93
III.5.2.2.1 Calcul de la loi de commande (règles de contrôle).....	95
III.5.2.2.2 Table de commutation.....	96
III.5.2.2.3 Résultat de simulation.....	98

III.6 Conclusion.....	99
------------------------------	-----------

CHAPITRE QUATRE **CONTROLE DIRECTE DU COUPLE A BASE DES RESEAUX DE NEURONES**

IV.1 INTRODUCTION.....	100
IV.2 RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS.....	100
IV.2.1 Définition.....	100
IV.2.2 Neurones formels.....	100
IV.2.3 Interprétation mathématique d'un réseau de neurone.....	102
IV.2.4 Fonctions d'activation.....	102
IV.3 APPLICATION DES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS POUR LA COMMANDE DTC DE MAS.....	105
IV.3.1 Choix des variables d'entrées des RNA.....	106
IV.3.2 Choix des variables de sortie des RNA.....	106
IV.3.3 Construction de la base d'apprentissage.....	106
IV.3.4 Résultats de simulation.....	107
IV.4 APPLICATIONS DES RNA SUR LA DTC POUR DES CORRECTEURS DE COUPLE A TROIS NIVEAUX NIVEAUX (SIX SECTEUR).....	109
IV.5 APPLICATIONS DES RNA SUR LA DTC POUR DES CORRECTEURS DE COUPLE A QUATRE NIVEAUX (DOUZE SECTEURS).....	111
IV.6 CONCLUSION.....	113
<i>CONCLUSION GENERALE.....</i>	114
<i>ANNEXES.....</i>	116
<i>BIBLIOGRAPHIE.....</i>	117

NOTATION ET SYMBOLES

MAS	Machine Asynchrone.
DTC	Direct Torque Control ou (Contrôle direct du couple).
PI	Correcteur proportionnel-intégrateur.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
NPC	Point neutre de clamp.
$\hat{}$	Symbole pour une grandeur estimé.
s, r	Indices correspondants au stator et rotor.
A, B, C	Indices correspondants aux trois phases du stator.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases du rotor
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courants statoriques.
I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}	Courants rotoriques.
$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$	Flux statoriques.
$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$	Flux rotoriques.
R_s, l_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_1, M_2, M_3	Inductances mutuelles entre une phase du stator et une phase du rotor.
L_s	Inductance statorique.
L_r	Inductance rotorique.
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
θ	Angle électrique.
θ_a	l'angle entre phase de stator triphasé et biphasé.
ϕ_{sref}	Référence de flux.
C_{ref}	Référence de couple.
γ	Angle entre le flux statorique ϕ_s et le flux rotorique ϕ_r .
(D, Q)	Indices correspondant au référentiel biphasé général.
(α, β)	Indices correspondant au référentiel lié au stator.

(x, y)	Indices correspondant au référentiel lié au rotor.
(d, q)	Indices correspondant au référentiel lié au champ tournant.
[P]	Matrice de transformation de PARK.
ω_s	Pulsation statorique.
ω_r	Pulsation rotorique.
ω_c	Fréquence de coupure.
P	Nombre de paire de pôles.
C_r	Couple résistant.
Ω	Vitesse angulaire de rotation.
f	Coefficient de frottement.
J	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
C_{em}	Couple électromagnétique.
σ	Coefficient de dispersion.
T_s	Constante de temps statorique.
T_r	Constante de temps rotorique.
[A]	Matrice de transition.
[B]	Matrice de commande.
[C]	Matrice de sortie.
[X]	Vecteur d'état.
[U]	Vecteur de commande.
[Y]	Vecteur de sortie.
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	Les tensions d'entrée de l'onduleur.
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	Les tensions composées.
V_{am}, V_{bm}, V_{cm}	Sont les tensions des phases de la charge (valeur alternatif).
V_{mo}	Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « 0 » .
[T]	La matrice de transfert.
V_{eff}	Valeur efficace de tension.
f_p	La fréquence de porteuse.
f_{ref}	La fréquence de référence.
f_m	La fréquence de modulation.
m	L'indice de modulation.
r	Coefficient de réglage.

V_{mref}	Amplitudes de tension de la référence.
V_{mp}	Amplitudes de tension de la porteuse.
T_e	Période d'échantillonnage.
K	Une constante dépendant des paramètres de la machine.
ϕ_{s0}, ϕ_{r0}	Les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant $t=0$.
s	Opérateur dérivée de LAPLACE.
K_p	Facteur de proportionnalité.
K_i	Facteur intégral.
τ_i	Constante de temps.
V_i	Vecteur tension.
$\Delta\phi_s$	Ecart d'hystérésis du contrôleur de flux statorique.
ΔC	Ecart d'hystérésis du contrôleur de couple.
ε_ϕ	Erreur du flux.
ε_c	Erreur du couple.
$cflx$	Grandeur de sortie du contrôleur de flux.
$ccpl$	Grandeur de sortie du contrôleur de couple.
$H(s)$	Fonction de transfert en boucle fermée.
$F_R(s)$	Fonction de transfert de régulateur.
K_{ni}	Interrupteur i dans le bras n
S_{ni}	Grandeurs booléennes de commande d'interrupteur i dans le bras n .
N	Numéro de zone de position du flux statorique.
C	Capacité de division de tension
U_0, U_c, U_{dc}	Tension d'entrée continue de l'onduleur.
x_R	Variable de sortie.
x	Variable d'entrée
μ	Facteur d'appartenance des variables linguistiques.
(w_1, \dots, w_n)	Les poids synaptiques

Liste des figures

Figure	Titre	page
Figure(I. 1)	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	04
Figure(I. 2)	Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.	08
Figure(I. 3)	Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (d,q)	09
Figure(I. 4)	Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (x, y)	10
Figure(I. 5)	Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (α, β)	12
Figure(I. 6)	Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasée équilibrée	16
Figure(I. 7)	Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée sinusoïdale.	17
Figure(I. 8)	Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=10Nm$ à $t=1.5sec$)	18
Figure(I. 9)	Représentation de l'ensemble onduleur-MAS	20
Figure(I. 10)	Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension	24
Figure(I. 11)	Vecteur tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux	25
Figure(I. 12)	Schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur triphasée à deux niveaux	26
Figure(I. 13)	Caractéristiques du machine asynchrone alimenté par onduleur à deux niveaux lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=10Nm$ à $t=1.5sec$)	27
Figure(II.1)	Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique	30
Figure(II.2)	Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique	30
Figure(II.3)	Trajectoire du flux statorique	31
Figure(II.4)	Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation. $\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{Em} \uparrow$	33
Figure(II.5)	Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation. $\Delta\gamma < 0 \Rightarrow C_{Em} \downarrow$	33
Figure(II.6)	Application d'un vecteur nul, le terme résistif est négligeable	33

Figure(II.7)	Schéma du contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux	34
Figure(II.8)	Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$	35
Figure(II.9)	(a) :Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude Φ_σ (b) :Contrôle à hystérésis à deux niveaux	38
Figure(II.10)	Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux Et sans régulateur de vitesse	42
Figure(II.11)	Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse	43
Figure(II.12)	Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux et avec régulateur de vitesse	45
Figure(II.13)	Correcteur du couple à trois niveaux	46
Figure(II.14)	Résultats de simulation avec correcteur du couple à trois niveaux et sans vecteurs tension nuls	47
Figure(II.15)	Résultats de simulation avec correcteur de couple à trois niveaux avec les vecteurs tension nuls et actifs	49
Figure(II.16)	Représentation des 12 divisions du plan complexe	50
Figure(II.17)	Correcteur du couple a quatre niveaux	51
Figure(II.18)	Résultats de simulation avec correcteur de couple à quatre niveaux avec les vecteurs tension nuls et actifs	53
Figure(II.19)	Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC	55
Figure(II.20)	Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode-transistor.	55
Figure(II.21)	Les différentes configurations possibles pour un bras d' onduleur à trois niveaux	56
Figure(II.22)	Présentation vectorielle de la tension de sortie	60
Figure(II.23)	Schéma du contrôle direct du couple-onduleur à trois niveaux	61
Figure(II.24)	Correcteur de couple à cinq niveaux	64
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	67
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	71
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	73

Figure(III.1)	Représentation des variables linguistiques	77
Figure(III.2)	fonctions d'appartenance	79
Figure(III.3)	fonctions d'appartenance de type triangulaire	79
Figure(III.4)	fonctions d'appartenance de type trapézoïdale	80
Figure(III.5)	fonctions d'appartenance de type gaussienne	80
Figure(III.6)	fonctions d'appartenance de type sigmoïdale	81
Figure(III.7)	Le schéma général d'une commande floue	83
Figure(III.8)	schéma du contrôle direct du couple	86
Figure(III.9)	Fonction d'appartenance de l'erreur du flux ε_{ϕ}	88
Figure(III.10)	Fonction d'appartenance de l'erreur du couple ε_C	89
Figure(III.11)	fonction d'appartenance de la position θ_s	89
Figure(III.12)	fonction d'appartenance de l'état de commutation des interrupteurs	90
Figure(III.13)	structure du contrôleur flou pour l'onduleur à deux niveaux	90
Figure(III.14)	Allures des vitesses, du couple, du courant et du flux statorique	93
Figure(III.15)	Fonction d'appartenance de l'erreur du flux ε_{ϕ}	93
Figure(III.16)	Fonction d'appartenance de l'erreur du couple ε_C	94
Figure(III.17)	fonction d'appartenance de la position θ_s	95
Figure(III.18)	fonction d'appartenance de l'état de commutation des interrupteurs	95
Figure(III.19)	structure du contrôleur flou pour l'onduleur à trois niveaux	96
Figure(III.20)	Allures des vitesses, du couple, du courant et du flux statorique	99
Figure(IV.1)	Mise en correspondance neurone biologique/neurone formel	101
Figure (IV.2)	Neurone formel	101
Figure(IV.3)	Représentation mathématique du neurone formel.	102
Figure (IV.4)	Fonction identité	103
Figure(IV.5)	Fonction a seuil	103
Figure (IV.6)	Fonction signe	103
Figure(IV.7)	Fonction log-sigmoïde	104
Figure(IV.8)	Fonction tan- sigmoïde	104
Figure (IV.9)	Schéma du contrôle direct du couple	105
Figure(IV.10)	Structure interne d'un contrôleur à base de réseau de neurone	107
Figure(IV.11)	Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux et onduleur à deux niveaux tension par les réseaux de neurones artificiels	109

- Figure(IV.12)** Résultats de simulation avec correcteur du couple à trois niveaux et sans vecteurs tension nuls par les réseaux de neurones artificiels 110
- Figure(IV.13)** Résultats de simulation avec correcteur de couple à quatre niveaux avec les vecteurs tension nuls et actifs par les réseaux de neurones artificiels 112

Liste des tableaux

Tableau	Titre	page
Tableau (II.01)	Table De Commutation Généralisée.	39
Tableau (II.02)	Table De Commande Du Flux	39
Tableau (II.03)	Table De Commande Du Couple	39
Tableau (II.04)	Table De Commutation Avec Les Vecteurs Tension Actifs	40
Tableau (II.05)	Table De Commutation Avec Les Vecteurs Tension Nuls	41
Tableau (II.06)	Stratégie De Contrôle Avec Correcteur Du Couple A Trois Niveaux A Tensions Actives	46
Tableau (II.07)	Stratégie De Contrôle Avec Correcteur Du Couple A Trois Niveaux A Tension Actives Et Nulles	48
Tableau (II.08)	Effet Des Six Vecteurs Tension Utilisés Dans Les Secteurs N1 Et N12	50
Tableau (II.09)	Stratégie De Contrôle Par DTC Avec Correcteur A Quatre Niveaux Pour Des Tensions Actives Et Nulles	51
Tableau (II.10)	Les Niveaux De Tension D'un Bras De L'onduleur A Trois Niveaux A Structure NPC	57
Tableau (II.11)	Les Etats De Commutation De L'onduleur A Trois-Niveaux A Structure NPC	59
Tableau (II.12)	Vecteurs Tension Associés Aux Etats De Commutation	59
Tableau (II.13)	Table De Commutation Avec Le Groupe Des Vecteurs Demie Tension	62
Tableau (II.14)	Table De Commutation Avec Le Groupe Des Vecteurs Pleine Tension	62
Tableau (II.15)	Table De Commutation Avec Le Groupe Des Vecteurs Tension Intermédiaires	63
Tableau (II.16)	Table De Commutation Avec Les 4 Groupes Des Vecteurs Tension	65
Tableau (II.17)	Table De Commutation Avec Les 4 Groupes Des Vecteurs Tension Pour Douze Secteurs « Première Approche »	69
Tableau (II.18)	Table De Commutation Avec Les 4 Groupes Des Vecteurs Tension Pour Douze Secteurs « Deuxième Approche »	71
Tableaux(III.1)	les tables de commutation avec onduleur à deux niveaux	91
Tableaux(III.2)	les tables de commutation avec onduleur à trois niveaux	97

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La robustesse, le faible cout, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. Les progrès de l'électronique de puissance avec l'apparition des composants de puissance rapides et le développement de technologie de commande numérique a rendu possible l'utilisation de structures de commandes complexe et très évoluées [2].

Cependant, le contrôle de la machine asynchrone n'est pas aussi simple que pour le moteur à courant continu, en raison du fait que le flux magnétisant et le couple sont des grandeurs fortement couplées [14].

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 [9].

Cette commande a été utilisée dans un produit commercialisé par la société Siemens au début des années 80. Aujourd'hui, elle est utilisée dans la plupart des variateurs de vitesse commercialisés par les diverses sociétés, telles que Schneider Electric, Lenz, Toshiba, Allen Bradley, ...etc. L'absence de capteur mécanique dans le variateur de vitesse asynchrone contribue à complexifier de plus l'algorithme de commande. Ceci nécessite un temps de calcul relativement grand qui dépend de la puissance du calculateur. Cependant, cette absence est appréciée parce que la mise en place du capteur exige un accouplement spécial entre le moteur et la charge. De plus, le coût d'acquisition réclamé par le capteur est important parce qu'il nécessite un sous-système électronique supplémentaire pour traiter les informations mesurées.

Vers le milieu des années 80, un nouveau concept de commande de la machine asynchrone, dénommé contrôle direct du couple ou « DTC » (Direct Torque Control) est apparu comme concurrentiel par rapport aux techniques de commande vectorielle. Au contraire de ces dernières, qui sont basées sur la régulation séparée du flux statorique et du couple d'une machine asynchrone en utilisant deux contrôleurs d'hystérésis et une table de commande pour générer de façon directe les ordres de commande de l'onduleur de tension. En effet, une commande tout ou rien qui utilise directement la tension continue de l'onduleur sans l'intermédiaire d'un étage a modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui lui impose un

vecteur tension en valeur moyenne. Le premier variateur de vitesse utilisant cette technique a été commercialisé au milieu des années 90 par la société ABB [11].

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.

Finalement, nous terminons notre travail par une conclusion générale et nous proposons des perspectives.

I.1 INTRODUCTION

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. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité [1].

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle de convertisseur qui lui associe, de son alimentation et sa commande [2] [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 MODELE MATHÉMATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

Il nous faut un modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler en régime transitoire et de déboucher sur une commande. Nous expliquons les grandes étapes et les résultats de la modélisation.

I.2.1 Hypothèses simplificatrice

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [1] :

- l'entrefer est d'épaisseur uniforme de l'effet d'encochage est négligeable.
- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis est les courants de Foucault sont négligeable.

- les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- on admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- l'additive des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leur axe magnétique.

I.2.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée est représentée schématiquement par la *fig. (I- 1)*. Elle est munie de six enroulements [5] :

- 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.

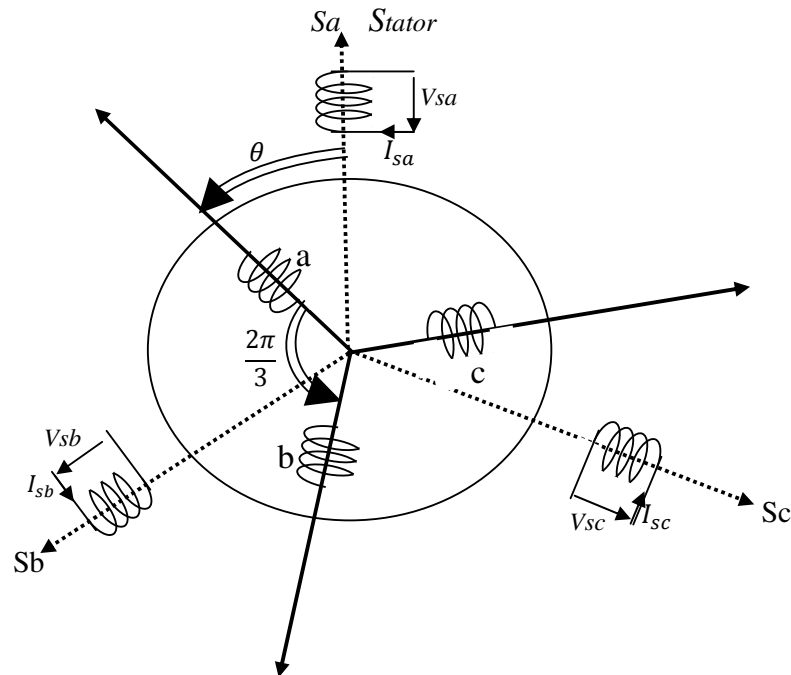


Figure (I. 1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone

I.2.2.1 Equations électriques

Par application de loi de Faraday à chaque enroulement de la machine représentée par la figure (I- 1) on peut écrire :

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

$$[V_r] = [R_r].[I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I- 2)$$

Avec :

$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$; $[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$; Vecteur de tension statorique et rotorique respectivement

$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$; $[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$; Vecteur de courant statorique et rotorique respectivement.

Les deux matrices des résistances statoriques et rotoriques sont :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I- 3)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I- 4)$$

I.2.2.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre le flux et le courant. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_s].[I_s] + [M_{sr}].[I_r] \quad (I- 5)$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}].[I_s] + [L_r].[I_r] \quad (I- 6)$$

$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T$; $[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T$; Vecteurs de flux statorique et rotorique respectivement.

Les quatre matrices d'inductances s'écrivent :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_s & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

M Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_s]\} + [M_{sr}] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_r]\} \quad (I-11)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_r] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_r]\} + [M_{rs}] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_s]\} \quad (I-12)$$

I.3 TRANSFORMATION DU SYSTÈME TRIPHASÉ VERS BIPHASÉ

I.3.1 Intérêt des matrices de transformation

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple

électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle [3]. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de PARK, PARK modifiée et de Concordia.

I.3.2 Transformation de PARK

Cette transformation a été présentée par R.H.PARK en 1929 lors de l'étude de la machine synchrone comme moyen de simplifier les équations de celle-ci l'idée de PARK repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé peut l'être aussi à l'identique par un système biphasé de deux bobines à 90° alimentées par deux courants I_D et I_Q , la transformation qui traduit ce passage est donnée par [5]:

$$[V]_{DQo}=[P(\theta_a)]. [V]_{abc} \quad (I - 13)$$

$$[I]_{DQo}=[P(\theta_a)]. [I]_{abc} \quad (I - 14)$$

Ou : $[P(\theta_a)]$ est la matrice de PARK

$$[P(\theta_a)]=\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (I - 15)$$

L'angle θ_a est au choix de l'utilisateur et peut dépendre du temps.

I.3.3 Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone triphasée

La figure (I-2) représente la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de PARK.

Avec :

θ_a : L'angle entre l'axe S_a et D

$$[V_s]_{DQo}=[A(\theta_s)]. [V_s]_{abc} \quad (I - 16)$$

$$[V_r]_{DQo}=[A(\theta_r)]. [V_r]_{abc} = 0 \quad (I - 17)$$

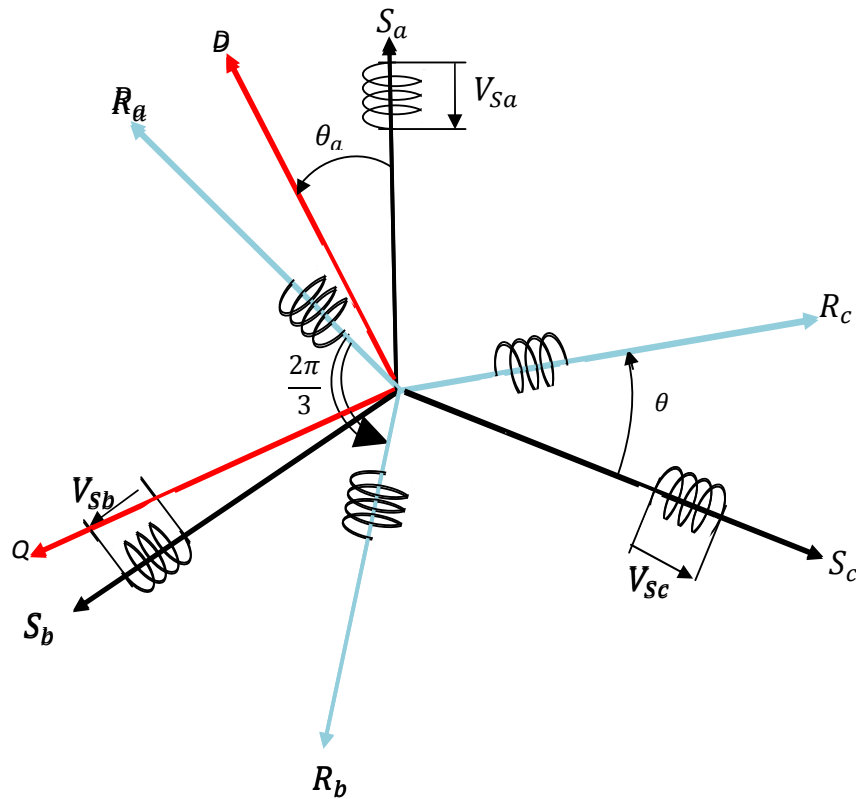


Figure (I. 2) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

Pour la suite, nous négligerons la composante homopolaire, définie par l'indice « 0 », car nous considérons un système de tensions équilibrées.

I.4 ÉQUATIONS DES TENSIONS DANS LES DIFFÉRENTS REPÈRES

I.4.1 Équations en tension dans le repère lié au champ tournant (d,q)

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

Il se traduit par la condition:

$$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_a = \omega_a$$

ω_a : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

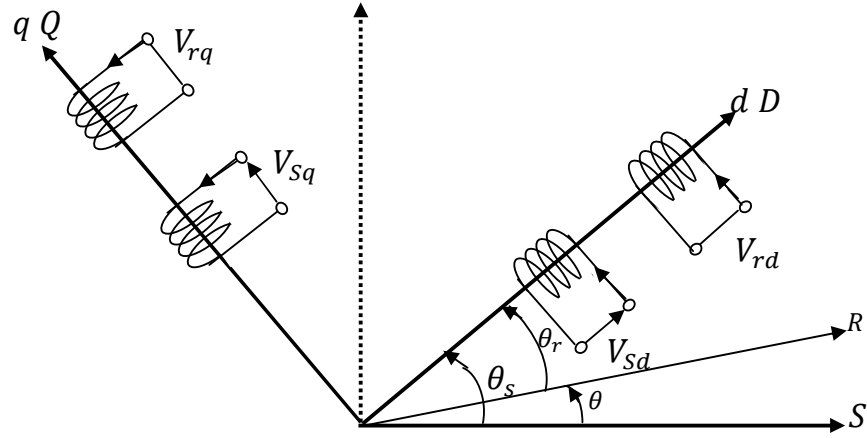


Figure (I. 3) : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (d,q)

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I - 18)$$

Avec :

$$V_{rd} = V_{rq} = 0 \quad (I - 19)$$

Ainsi que les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (I - 20)$$

Dans ces équations des flux, L_s et L_r sont respectivement les inductances cycliques statorique et rotorique. Alors que M est directement proportionnelle au mutuel stator rotor.

$L_s = l_s - M_{ss}$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_{rr}$: Inductance cyclique rotorique.

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

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axe (d, q) .

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_s \cdot \omega_s & M \left(\frac{d}{dt} \right) & -M\omega_s \\ L_s \cdot \omega_s & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & M\omega_s & M \left(\frac{d}{dt} \right) \\ M \left(\frac{d}{dt} \right) & -M\omega_s & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_r \cdot \omega \\ M\omega_s & M \left(\frac{d}{dt} \right) & L_r \cdot \omega & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I-21)$$

Avec: $\omega = \omega_s - \omega_r$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit 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 [3].

I.4.2 Équations en tension dans le repère lié au rotor (x, y)

La figure (I-4) représente la schématisation d'une machine asynchrone biphasée équivalente dans le repère (x, y) .

Il se traduit par la condition :

$$\omega_a = \frac{d}{dt} \theta_a = \omega_r.$$

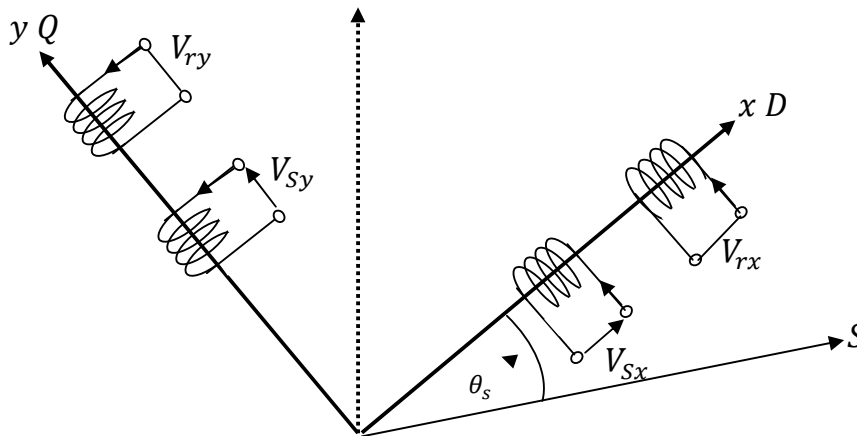


Figure (I. 4) : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (x, y)

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s \cdot I_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sy} = R_s \cdot I_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{rx} = R_r \cdot I_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = R_r \cdot I_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (I - 22)$$

Ainsi que les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{sx} = L_s \cdot i_{sx} + M \cdot i_{rx} \\ \Phi_{sy} = L_s \cdot i_{sy} + M \cdot i_{ry} \\ \Phi_{rx} = L_r \cdot i_{rx} + M \cdot i_{sx} \\ \Phi_{ry} = L_r \cdot i_{ry} + M \cdot i_{sy} \end{cases} \quad (I - 23)$$

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axe (x, y).

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \\ V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) & -L_s \cdot \omega_s & M \left(\frac{d}{dt}\right) & -M \omega_s \\ L_s \cdot \omega_s & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) & M \omega_s & M \left(\frac{d}{dt}\right) \\ M \left(\frac{d}{dt}\right) & 0 & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) & 0 \\ 0 & M \left(\frac{d}{dt}\right) & 0 & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \\ I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} \quad (I - 24)$$

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

I.4.3 Équations en tension dans le repère lié au stator (α, β)

La figure (I-5) représente la schématisation d'une machine asynchrone biphasée équivalente dans le repère (α, β).

Il se traduit par la condition :

$$\omega_a = \frac{d}{dt} \theta_a = 0.$$

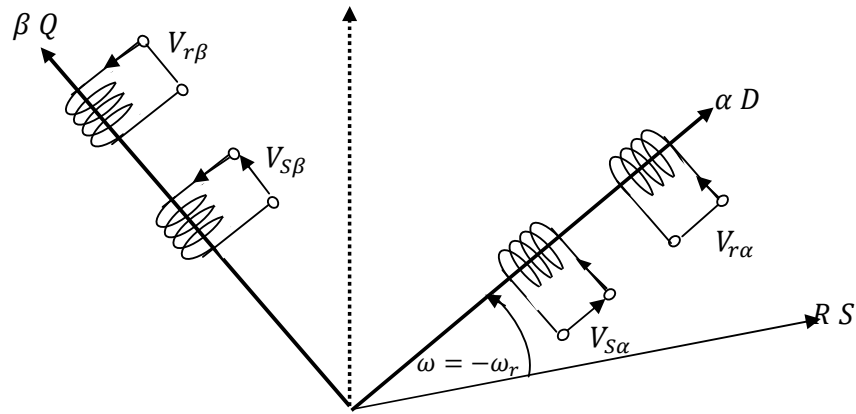


Figure (I. 5) : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (α, β)

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I - 25)$$

Ainsi que les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + M \cdot i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + M \cdot i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + M \cdot i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + M \cdot i_{s\beta} \end{cases} \quad (I - 26)$$

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axe (d, q) .

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & 0 & M \left(\frac{d}{dt} \right) & 0 \\ 0 & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & 0 & M \left(\frac{d}{dt} \right) \\ M \left(\frac{d}{dt} \right) & -M\omega & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_r \cdot \omega \\ M\omega & M \left(\frac{d}{dt} \right) & L_r \cdot \omega & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I-27)$$

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

1.5 EXPRESSION DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE ET DE LA PUISSANCE

1.5.1 Expression de la puissance

Nous avons expliqué les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournit aux enroulements statoriques et rotoriques en fonctions des grandeurs d'axe (D, Q) est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{sD} \cdot I_{sQ} + V_{sQ} \cdot I_{sD} + V_{rD} \cdot I_{rD} + V_{rQ} \cdot I_{rQ} \quad (I - 28)$$

Elle se compose on trois termes :

- 1) Puissance dissipée en perte joule.

$$P_j = R_s \cdot (I_{sD}^2 + I_{sQ}^2) + R_r \cdot (I_{rD}^2 + I_{rQ}^2) \quad (I - 29)$$

- 2) Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source :

$$P_{EEE} = I_{sD} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sD} + I_{sQ} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sQ} + I_{rD} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{rD} + I_{rQ} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{rQ} \quad (I - 30)$$

- 3) Puissance mécanique :

$$P_m = (\Phi_{sD} \cdot I_{sQ} - \Phi_{sQ} \cdot I_{sD}) \omega_s + (\Phi_{rD} \cdot I_{rQ} - \Phi_{rQ} \cdot I_{rD}) \omega \quad (I - 31)$$

1.5.2 Expressions du couple électromagnétique

D'après les équations (I - 18) et (I - 22), (I - 25) on peut se placer dans différents référentiels correspondant à des axes fixes donc lié au stator ($\omega_s = 0$). Des axes liés au rotor ($\omega_s = \omega$) ou des axes liés au champ magnétique tournant ($\omega_r = \omega_s$).

$$C_{em} = \frac{P_m}{\Omega} = p \cdot \frac{P_m}{\omega} \quad (I - 32)$$

En faisant appel aux flux ou aux courants à partir du système d'équations (I - 19), on peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple toutes égales. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi. Donc, il en résulte les expressions du couple :

$$\begin{cases} C_{em} = p \cdot M(I_{rD} \cdot I_{sQ} - I_{rQ} \cdot I_{sD}) \\ C_{em} = p \cdot (\Phi_{sD} \cdot I_{sQ} - \Phi_{sQ} \cdot I_{sD}) \\ C_{em} = p \cdot (\Phi_{rQ} \cdot I_{rD} - \Phi_{rD} \cdot I_{rQ}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\phi_{rD} i_{sQ} - \phi_{rQ} i_{sD}) \end{cases} \quad (I - 33)$$

1.6 EQUATION DU MOUVEMENT

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse.....). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r \quad (I - 34)$$

C_{em} : Le couple électromagnétique délivré par la machine.

C_r : Le couple résistant de la charge.

f : Le coefficient de frottement visqueux.

$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$: La vitesse de rotation mécanique.

p : Le nombre de paires de pôles.

I.7 REPRESENTATION D'ETAT

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'état. Notre représentation sera de type :

$$[X'] = [A][X] + [B][U] \quad (I - 35)$$

$$[Y] = [C][X] + [G][U] \quad (I - 36)$$

Avec :

$[A]$: Matrice fondamentale qui caractérise le système.

$[B]$: Matrice d'application de la commande.

$[C]$: Matrice de sortie. (D'observation).

$[G]$: Matrice de transmission directe.

$$[X] = [\phi_{sa} \ \phi_{s\beta} \ i_{sa} \ i_{s\beta}]^T : \text{Vecteur d'état.} \quad (I - 37)$$

$$[U] = [V_{sa} \ V_{s\beta}] : \text{Vecteur de commande.} \quad (I - 38)$$

$$[Y] = [\omega \ C_{em}] : \text{Vecteur de sortie.} \quad (I - 39)$$

Cette forme dépend du type d'alimentation et des grandeurs à réguler. (Flux rotorique, flux statorique, courant, vitesse, couple).

I.7.1 Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère (α, β)

Pour cette étude, nous choisissons un repère (D, Q) lié au stator ou (α, β) . Donc, on prend en considération :

$$\omega_s = 0 \quad \text{Et} \quad \omega_r = -\omega$$

La représentation d'état est donnée par l'équation (I - 40) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \frac{\omega}{L_s \sigma} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) & -\omega \\ -\frac{\omega}{L_s \sigma} & \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \omega & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{T_r L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_r L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I - 40)$$

La matrice de sortie est donnée par :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (I - 41)$$

De plus, l'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et des flux statoriques comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}). \quad (I - 42)$$

I.8 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- 6) illustre le schéma bloc de la machine asynchrone liée au repère (α, β) basé sur le modèle mathématique décrit par l'expression (I – 40), la machine est alimentée par un réseau triphasé équilibré (220V, 50Hz), dont les paramètres de la machine sont donnés dans l'Annexe 1.

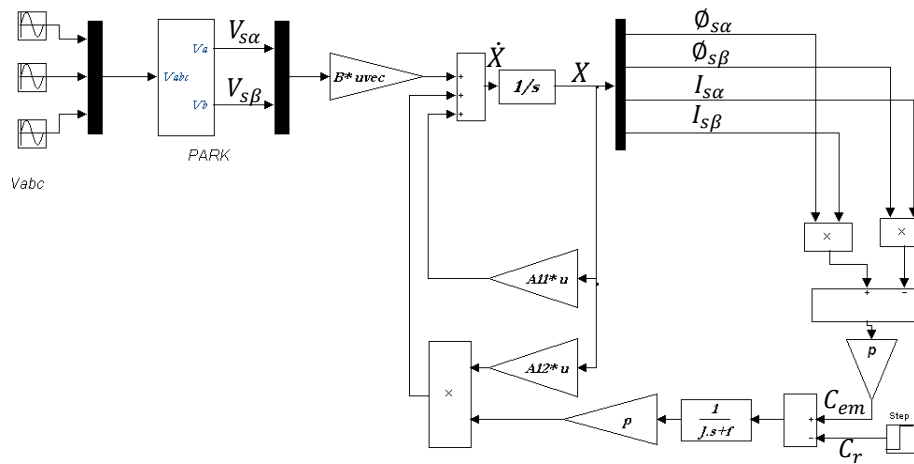
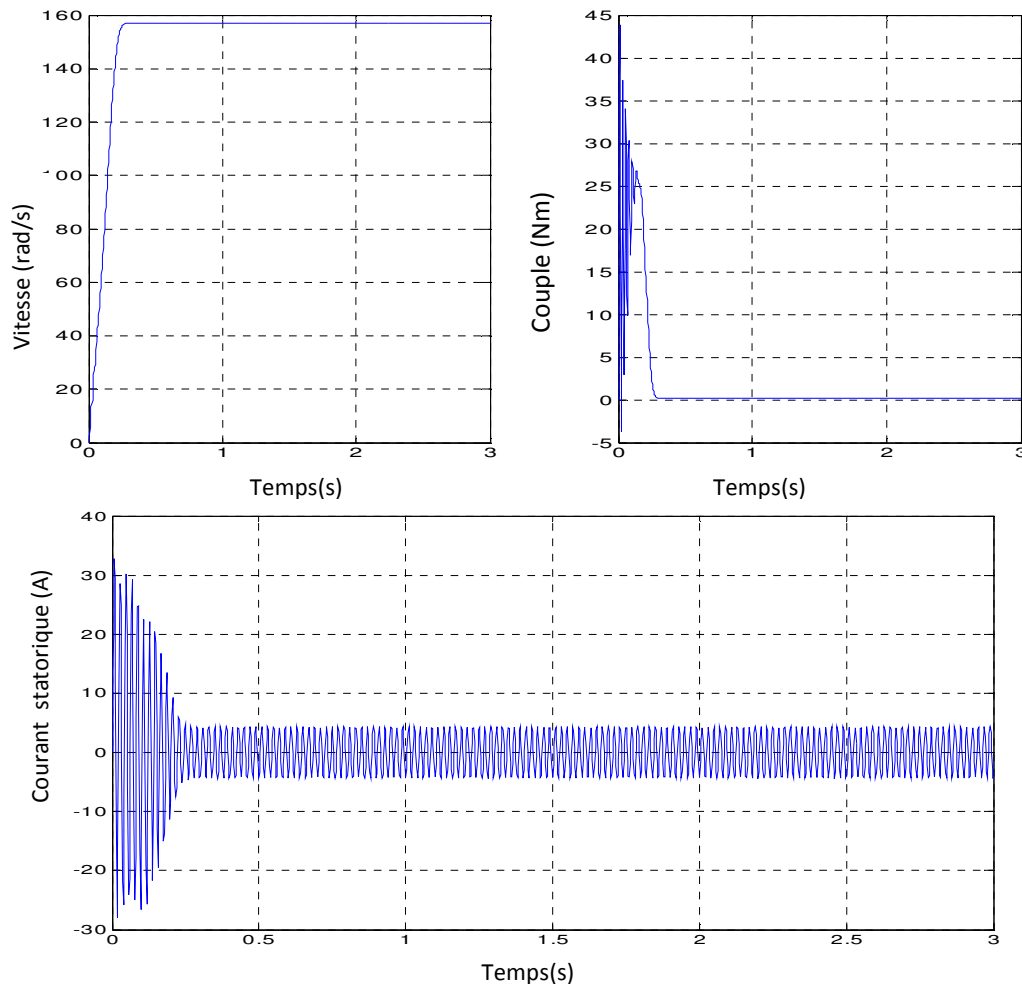


Figure (I.6) : Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasée équilibrée

I.8.1 Résultats de simulation

Les résultats de simulation de la machine asynchrone sont représentés sur les figures (I-7) et (I-8).

I.8.1.1 Marche à vide



Figures (I.7) : Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée sinusoïdale.

I.8.1.1.1 Interprétations des résultats

D'après la Figure (I.7) 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.8.1.2 Application d'une charge ($C_r=10\text{N.m}$)

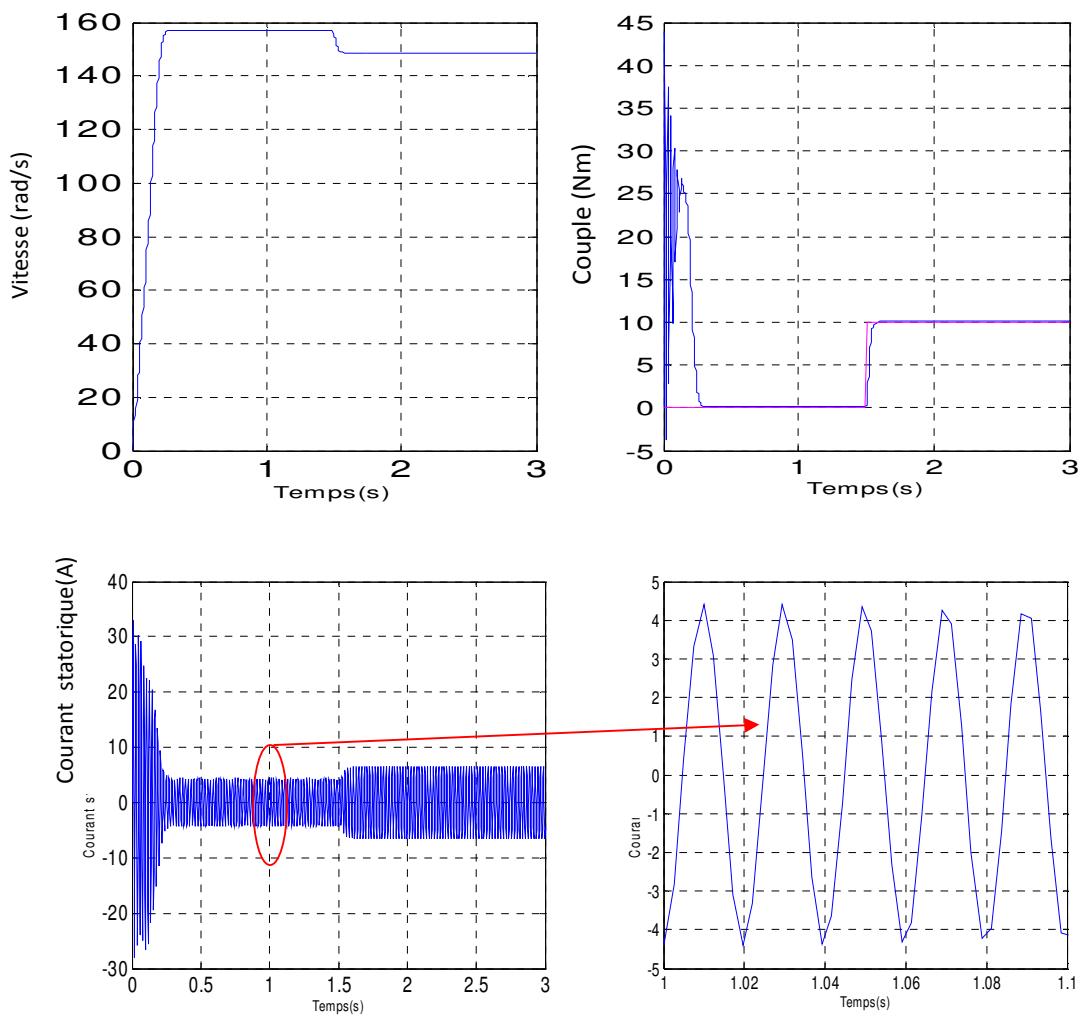


Figure (1.8) : Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=10\text{Nm}$ à $t=1.5\text{sec}$)

I.8.1.2.1 Interprétations des résultats

➤ *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.9 LE PROCESSUS ONDULEUR -MAS

I.9.1 Onduleur de tension à deux niveaux

Les schémas structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la figure (I – 9). Chaque groupe transistor –diode assemble en parallèle forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation par exemple K_{11} et K_{12} [3].

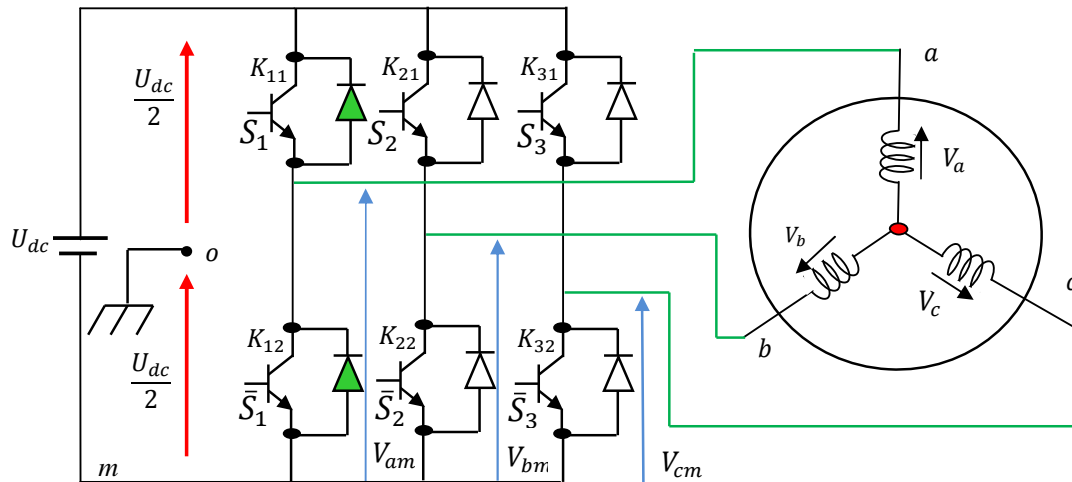


Figure (I.9) : Représentation de l'ensemble onduleur-MAS

Les couples d'interrupteurs (K_{11} et K_{12}), (K_{21} et K_{22}) et (K_{31} et K_{33}) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes D_i ($i=1,2,\dots,6$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors.

I.9.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension

La tension fournie par un convertisseur continu-alternatif, peut théoriquement varier instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus continu et vis-versa, ce qui rend le convertisseur statique non linéaire en valeur instantané. Pour la définition des lois de commande linéaire des processus alimentés par ces convertisseurs statiques, un modulateur de largeur d'impulsion est généralement utilisé. Il génère des signaux de commande des interrupteurs de puissance permettant de produire une tension de sortie dont la valeur moyenne sur une période d'échantillonnage T_e est proportionnelle à la modulante. Dans ce cas l'ensemble module MLI – convertisseur statique peut être modélisé aux sens des valeurs moyennes comme un amplificateur de puissance linéaire, ayant comme entre le rapport cyclique et donnant en sortie une tension hachée dont la valeur moyenne sur T_e est proportionnelle au rapport cyclique. Si l'on voulait être plus précis, on pourrait aussi envisager de modéliser ce dispositif au sens des valeurs moyennes, non uniquement par un gain, mais plutôt par une fonction de transfert de type de premier ordre (filtre passe-bas) ou retard pur dans le cas d'un modulateur échantillonne ce qui permettrait de prendre en compte l'effet du retard lié à la période de modulation [10].

Bien que d'une simplicité extrême, cette modélisation ne confère pas à la loi de commande du processus l'exploitation des caractères non-linéaires et fortement dynamique de la réponse en tension instantanée de l'onduleur [2].

Par contre, dans le cas des lois de commande non-linéaires du type directe, ces caractéristiques sont effectivement exploitées en faveur d'une amélioration de la dynamique et de robustesse de réglage. Une modélisation en instant de l'onduleur devient ainsi nécessaire [9].

Pour simplifier l'étude supposons que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

On a donc :

$$S_n = 0 ; V_{K_i} \neq 0 ; \text{ interrupteur haut ouvert et bas fermé.}$$

$$S_n = 1 ; V_{K_i} = 0 ; \text{ interrupteur haut fermé et bas ouvert.}$$

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I - 43)$$

Telles que V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrées de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{am} + V_{m0} \\ V_{bo} = V_{bm} + V_{m0} \\ V_{co} = V_{cm} + V_{m0} \end{cases} \quad (I - 44)$$

V_{am} , V_{bm} et V_{cm} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternatif)

V_{m0} : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o »

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, il en découle :

$$V_{am} + V_{bm} + V_{cm} = 0 \quad (I - 45)$$

La substitution de (I - 45) dans (I - 44) aboutit à :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}). \quad (I - 46)$$

En remplaçant (I - 46) dans (I - 43), on obtient :

$$\begin{cases} V_{am} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bm} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cm} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I - 47)$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{dc}]. \quad (I - 48)$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{am} \quad V_{bm} \quad V_{cm}]^T \quad (I - 49)$$

$$[V_{dc}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T \quad (I - 50)$$

$$[V_{dc}] = U_{dc} [S_1 \quad S_2 \quad S_3]^T \quad (I - 51)$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i=1, 2, 3\}$

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (I - 52)$$

$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{U_{dc}}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_{bo} = \frac{U_{dc}}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ V_{co} = \frac{U_{dc}}{3} (2S_3 - S_1 - S_2) \end{cases} \quad (I - 53)$$

En appliquant la transformation de PARK, aux tensions phase-neutre données par l'équation (I – 53), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase (I – 54).

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_1 + aS_2 + a^2S_3). \quad (I - 54)$$

Avec :

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = e^{-j\frac{4\pi}{3}} \quad (I - 55)$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (I - 56)$$

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.10) illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension, obtenu analytiquement par (I – 54) 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.10), (I.11).

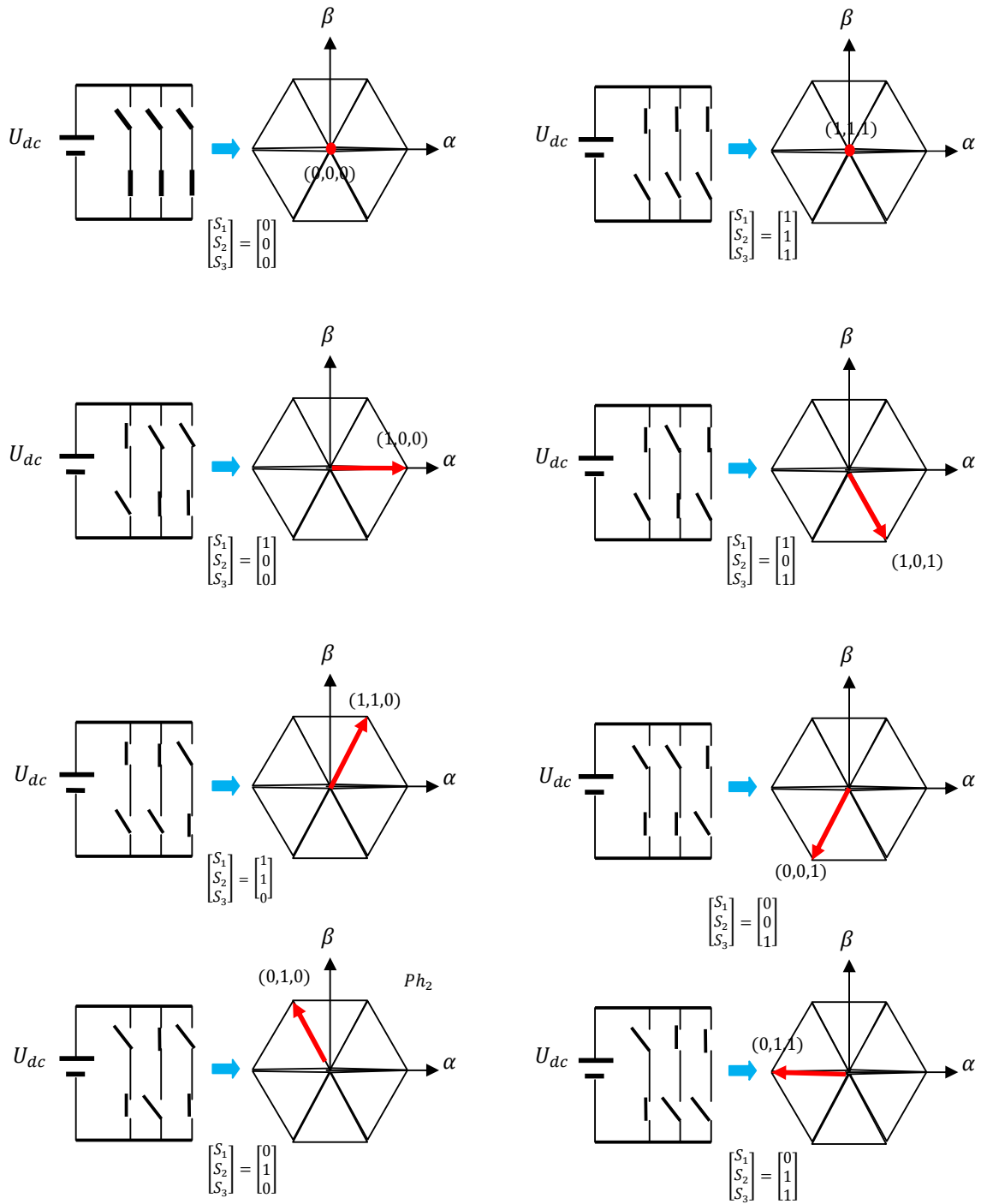


Figure (1.10) : Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension

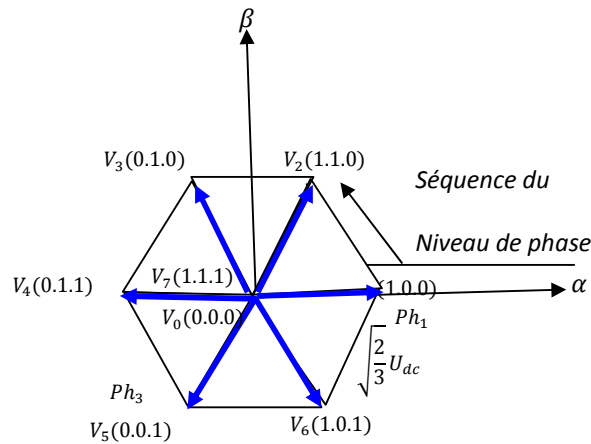


Figure (I.11) : Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur 2-niveaux

I.9.1.2 Etude de la commande de l'onduleur

Toute application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier de charge précis nécessitant 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 peuvent 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. Dans notre travail, nous allons étudier la stratégie de contrôle de la tension par la commande MLI [22].

I.9.1.3 Objectif de la Technique MLI

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dont la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie.

- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie large variable [22].

Les paramètres essentiels de **MLI** sont par conséquent:

- La fréquence de modulation : f_m ;
- L'indice de modulation: $m = \frac{f_m}{f_s}$;

Où f_s est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur;

- Coefficient de réglage:

$$r = \frac{V_{mref}}{V_{mp}}$$

I.9.1.4 Le Schéma Bloc de la MAS alimentée par onduleur de tension à deux niveaux

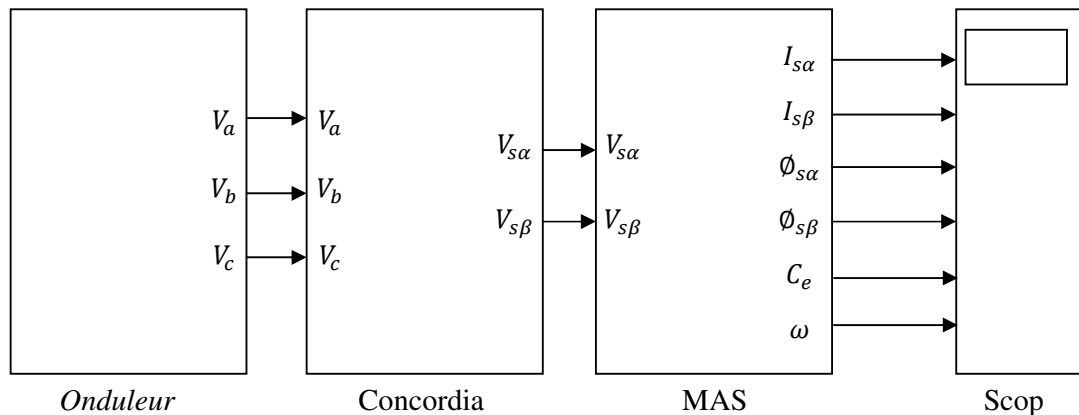


Figure (I.12) : Schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur triphasée à deux niveaux

Le moteur est alimenté directement par un onduleur avec :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{1200}{50}$$

$$r = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} = 0.97$$

V_{mref} : Amplitudes de tension de la référence.

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

f_p : La fréquence de porteuse.

f_{ref} : La fréquence de référence.

I.9.1.5 Résultats de simulation

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

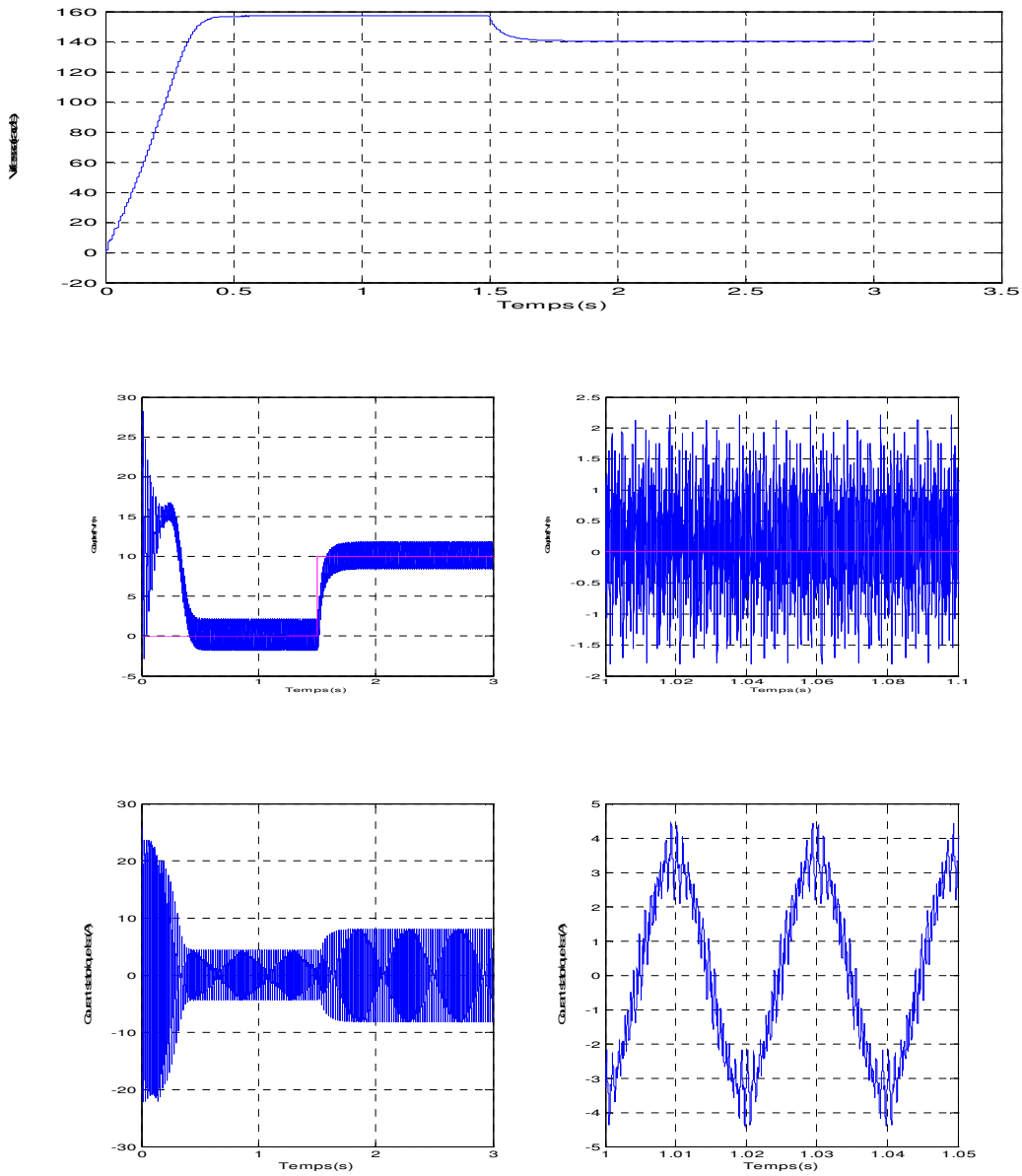


Figure (1.13) : Caractéristiques de la machine asynchrone alimenté par onduleur à deux niveaux lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=10Nm$ à $t=1.5sec$)

I.9.1.5.1 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.10 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.

II.1 INTRODUCTION

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. 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 [16].

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 [16]. 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 [16].

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 [17]:

- 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) .

$$\frac{d}{dt} \phi_s = V_s - R_s i_s \quad (II - 01)$$

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) [18]:

$$\phi_s(T_e) \approx \phi_s(0) + V_s T_e \rightarrow V_s T_e \approx \Delta \phi_s \quad (II - 02)$$

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) [14].

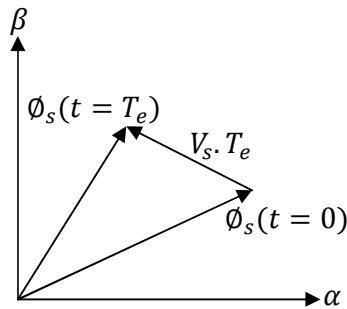


Figure (II.1) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

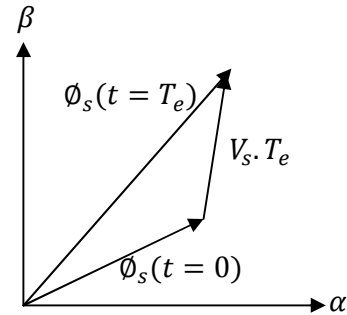


Figure (II.2) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

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.

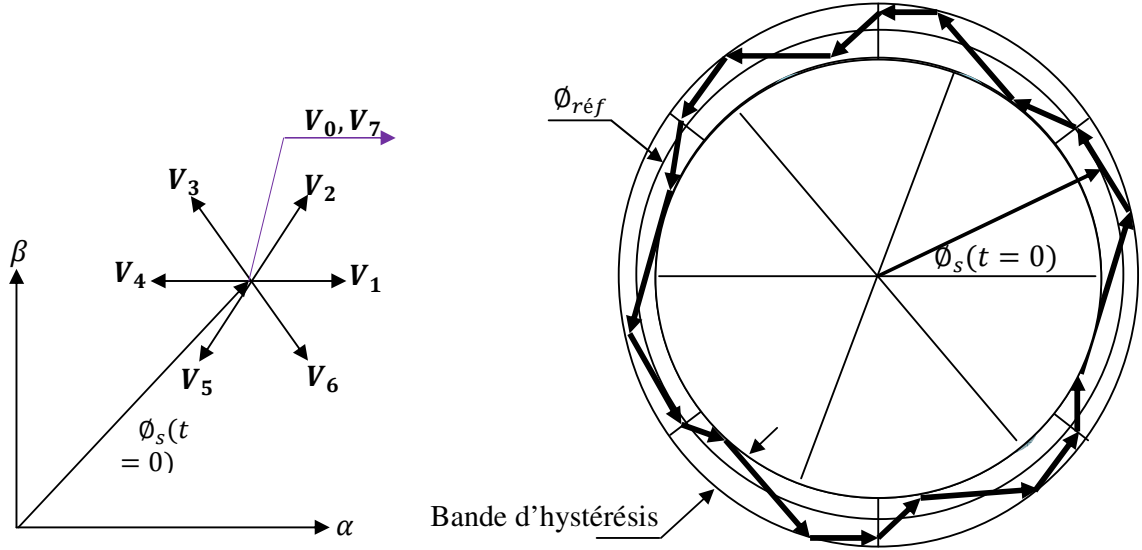


Figure (II.3) : Trajectoire du flux statorique

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 [14] :

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

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 :

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

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 :

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

Avec:

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

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

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

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 :

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

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.

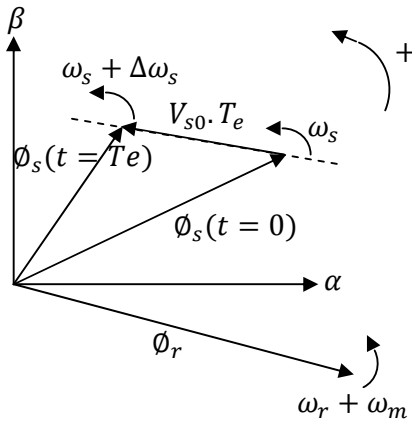


Figure (II.4) : Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation.
 $\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \uparrow$

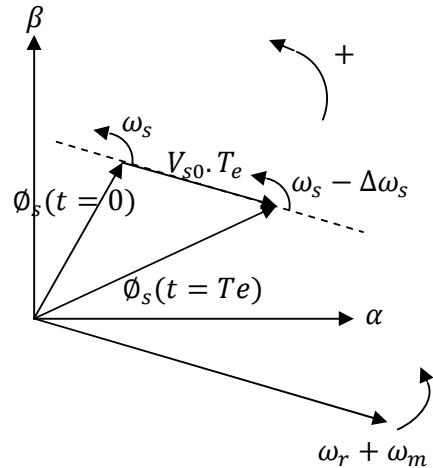


Figure (II.5) : Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation.
 $\Delta\gamma < 0 \Rightarrow C_{em} \downarrow$

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) [14].

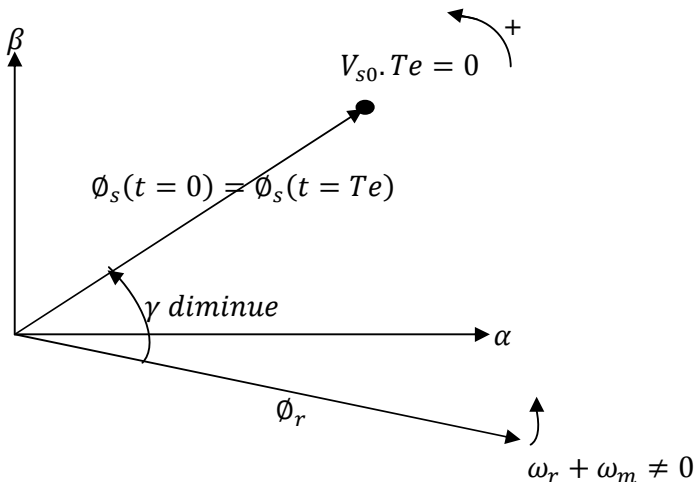


Figure (II.6) : Application d'un vecteur nul, le terme résistif est négligeable

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).

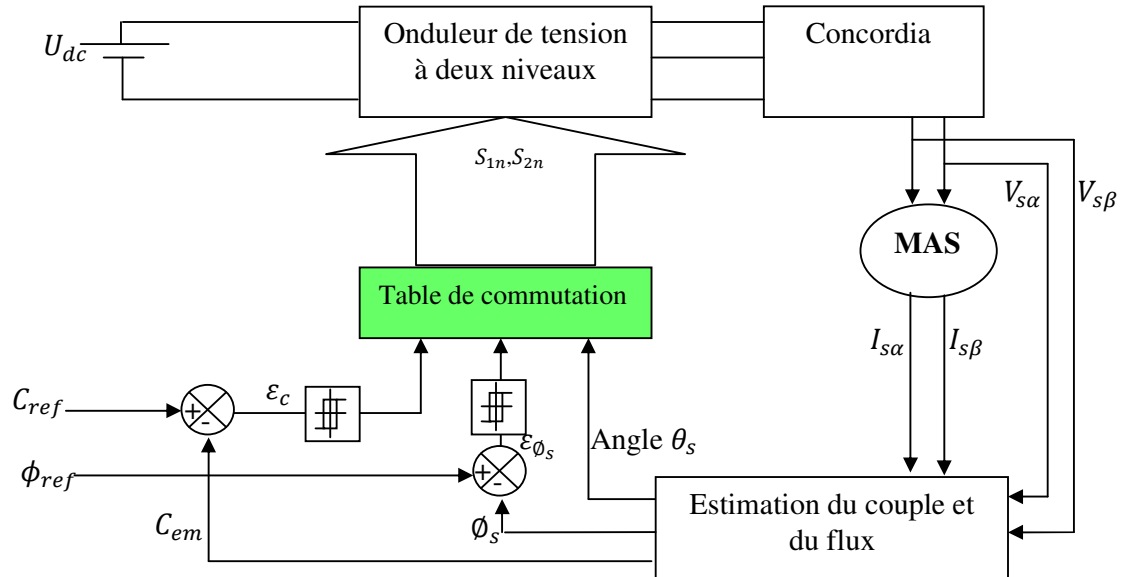


Figure (II.7) : schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux

II.3.1 Sélection du vecteur tension \bar{V}_s

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire [17]. 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 [9].

Le choix du vecteur tension \bar{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 de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [17].

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 ($i=1, \dots, 6$), 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 $\overline{V_{i-1}}$ est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et celle du couple décroît.

Si $\overline{V_{i-2}}$ est sélectionné ; alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si $\overline{V_0}$ ou $\overline{V_7}$ sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative [16].

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (II-8).

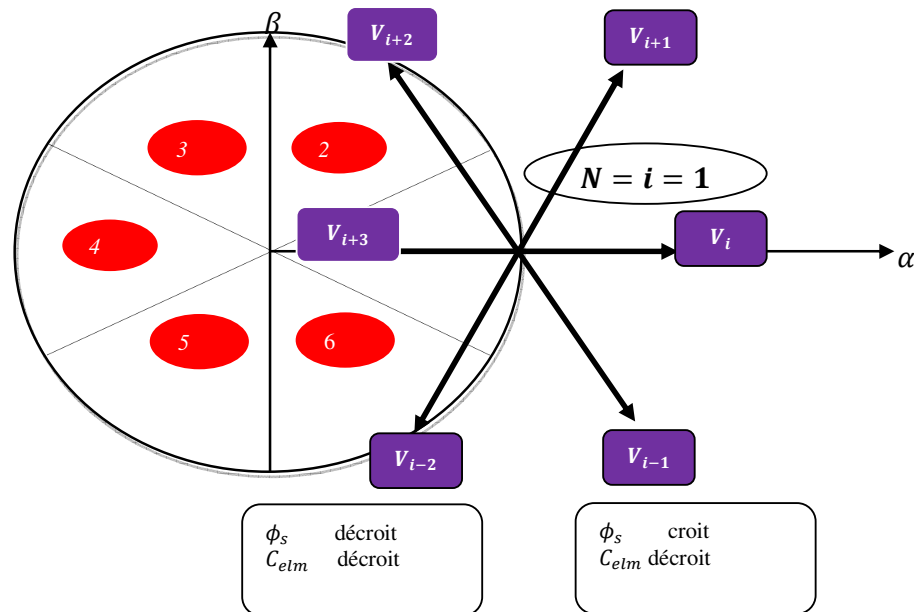


Figure (II.8) : Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$

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 $\overline{V_{i+1}}$ et $\overline{V_{i+2}}$ sont perpendiculaires à $\overline{\phi_s}$, 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 inversée. Tandis qu'aux vecteurs $\overline{V_{i+1}}$ et $\overline{V_{i+2}}$, il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\overline{\phi_s}$ au début de la zone i alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [20]. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs $\overline{V_i}$ et $\overline{V_{i+3}}$ 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 $\overline{\phi_s}$ 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 [16]:

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

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (II - 14)$$

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.

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

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

Le module du flux statorique s'écrit:

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

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 :

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

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 :

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

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

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 $\overline{\Phi_s}$ dans un maillon circulaire comme le montre la figure (II.9), la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\Phi_s}$, 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 :

$$|\Phi_{sref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s,$$

Avec Φ_{sref} la consigne de flux et $\Delta\Phi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur.

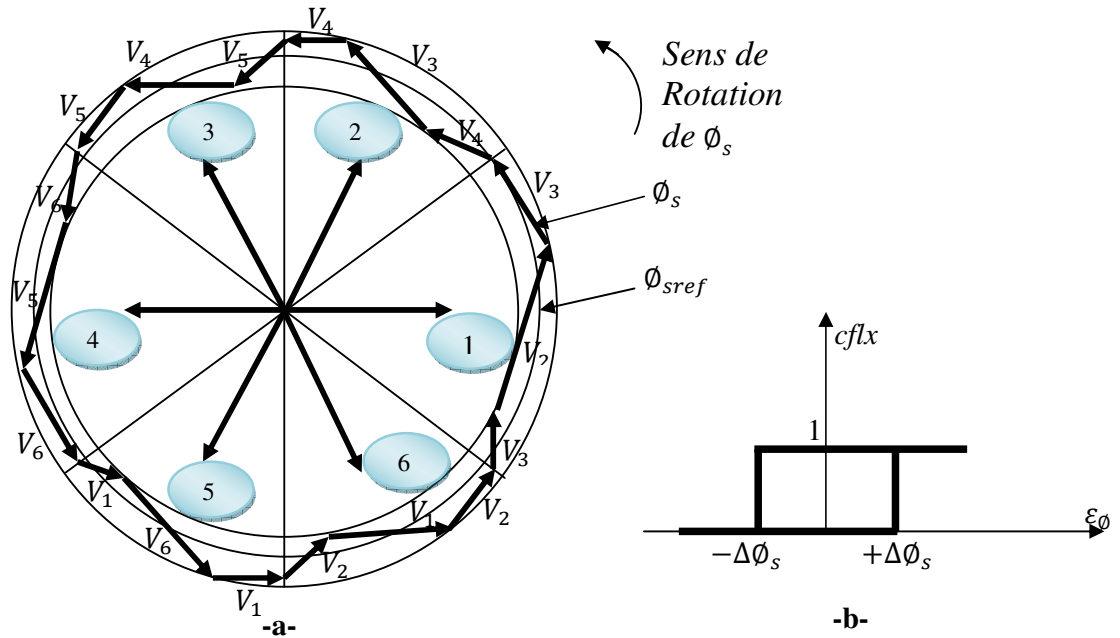


Figure (II.9) (a) : Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude ϕ_s
(b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

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 [16].

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 [16].

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 [21].

En considérant le vecteur flux $\overline{\phi_s}$ 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 $\overline{\phi_s}$ 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 $R_s \cdot \overline{I_s}$.

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_e	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 [21].

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$\phi_s \uparrow$	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						
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
1	0	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
0	0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

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 nuls

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 $\overline{\phi}_s$ 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 côté, 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 $R_s \cdot \overline{I}_s$)

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

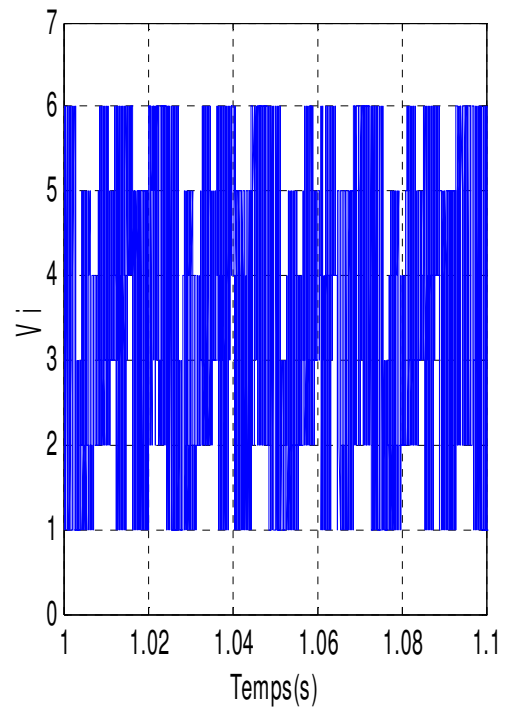
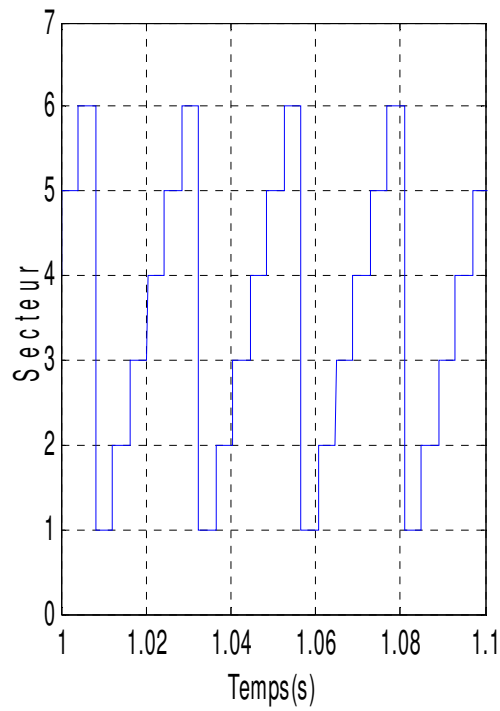
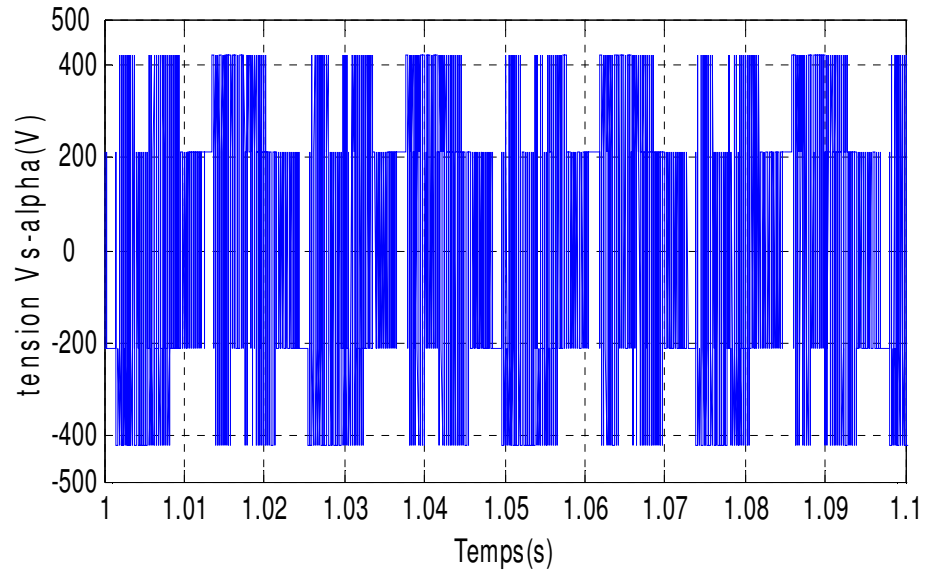
Tableau (II.05) : Table de commutation avec les vecteurs tension nuls

II.5.3.3 Résultats de simulation

Sur la figure (II.10) on va essayer de présenter le comportement de la structure du contrôle direct du couple appliqué à la machine asynchrone de 1.5kW alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux pour une table de commutation à deux niveaux du correcteur du couple et du flux statorique avec des vecteurs tension actifs.

Ces résultats montrent une bonne performance du couple qui suit précisément sa valeur de référence, cette précision dépend de la variation de la charge. La trajectoire du flux décrit un cercle, la vitesse présente une croissance presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée (130 rad/sec). Mais l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux de couple ne permet pas de bien contrôler la variation du couple et il est valable pour un seul sens de rotation de la machine. On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la DTC.

N.B : Cette représentation est pour une position du flux est détectée dans l'espace, décomposée en six secteurs symétriques.



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 [22].

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 :

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

Où s est l'opérateur dérivé de LAPLACE

Et le processus à régler se définit à partir de l'équation mécanique [22] :

$$\omega(s) = \frac{1}{f + Js} (C_{em}(s) - C_r) \quad (II - 21)$$

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

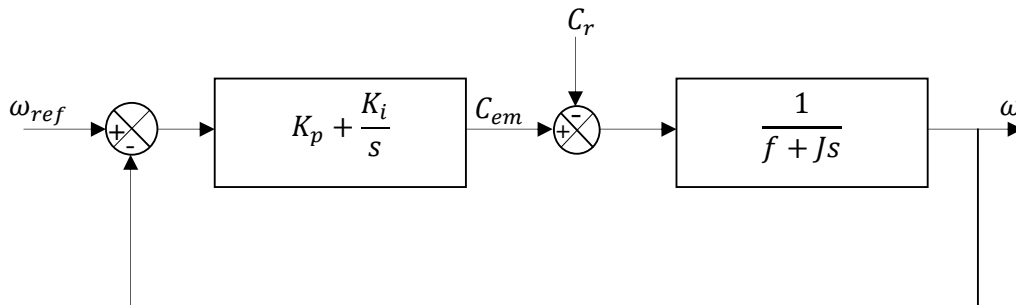


Figure (II.11) : Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

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

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés :

$$\begin{cases} s_1 = -\rho - js \\ s_2 = -\rho + js \end{cases} \quad (II - 23)$$

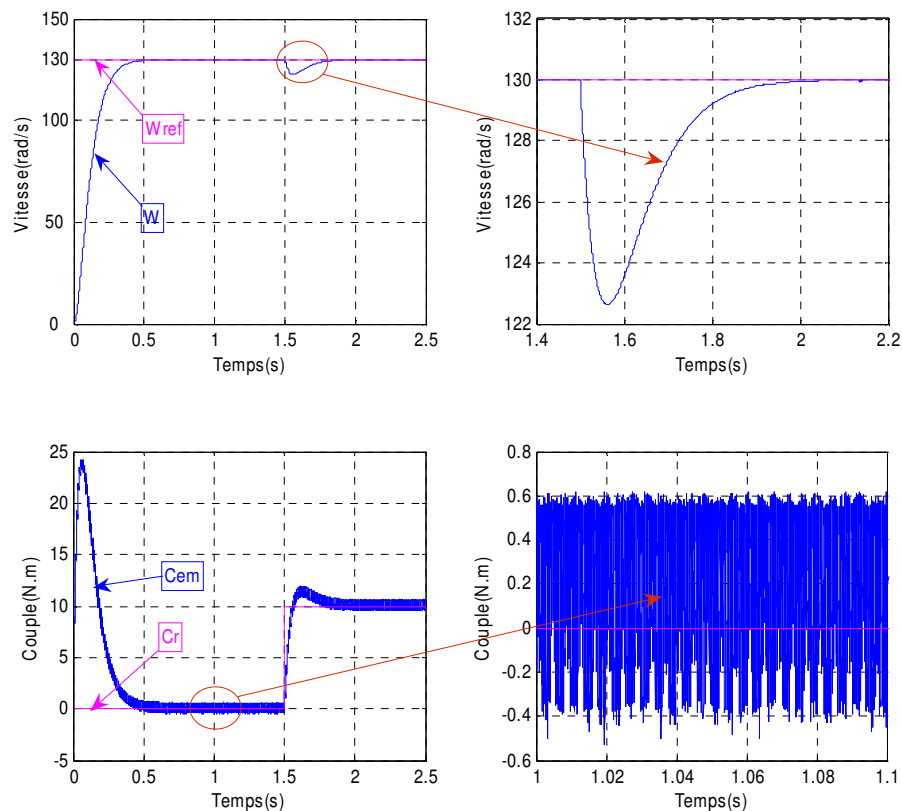
Par identification, on obtient :

$$\begin{cases} K_p = 2js - f \\ K_i = 2js^2 \end{cases} \quad (II - 24)$$

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.



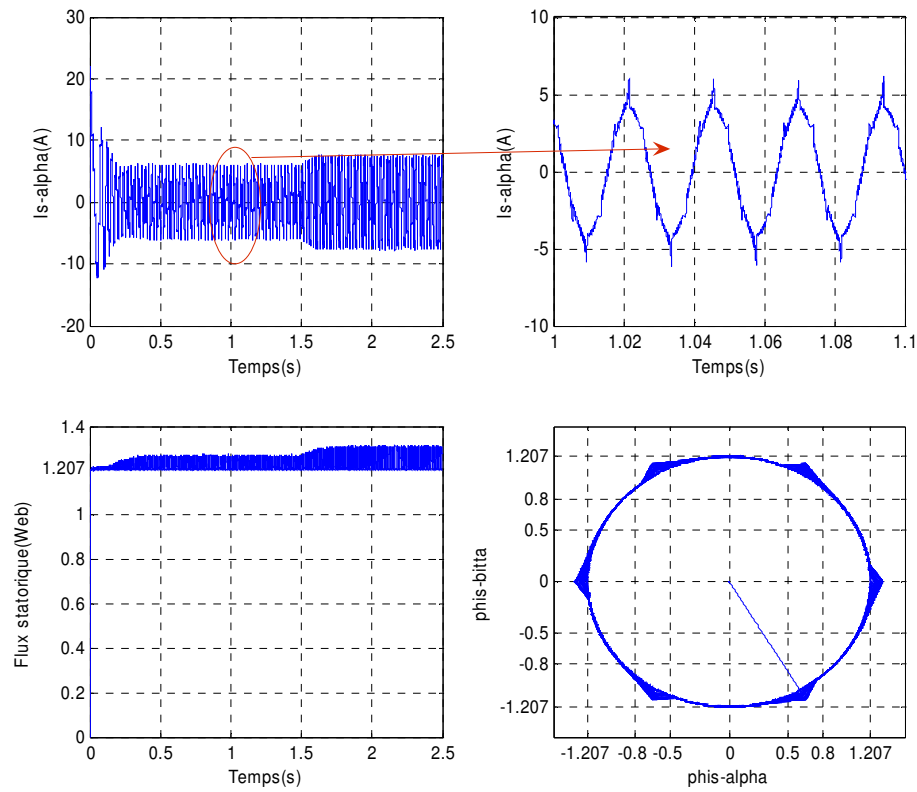


Figure (II.12) : Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux et avec régulateur de vitesse

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_{elm} par rapport au signe du couple de référence C_{ref} .

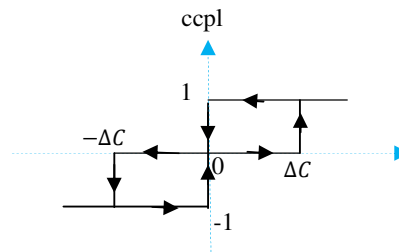


Figure (II.13) : correcteur du couple à trois niveaux

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.

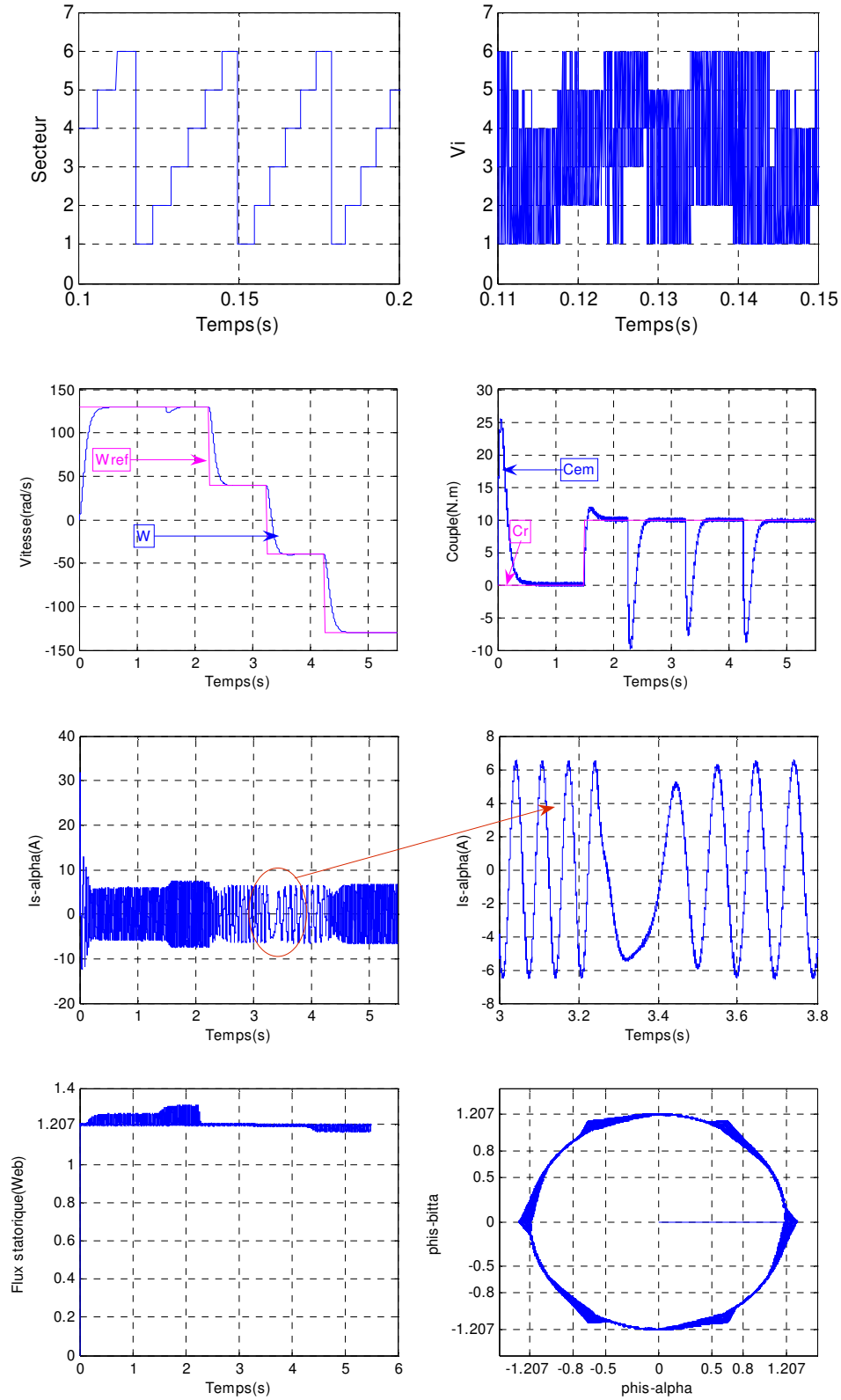


Figure (II.14) : Résultats de simulation avec correcteur du couple à trois niveaux et sans vecteurs tension nuls

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

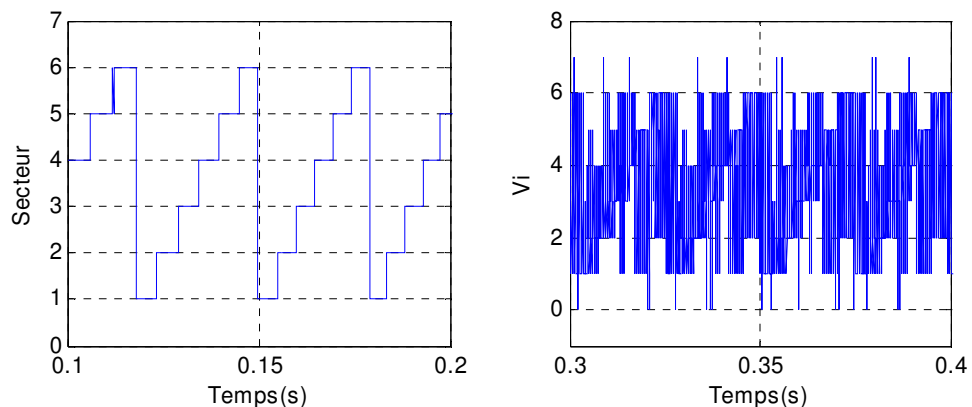
Le tableau (II.07) représente l'évolution du comportement de la commande par l'utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants. Les résultats de simulation de la DTC améliorée par l'utilisation des comparateurs d'hystérésis à trois niveaux avec des tensions nulles sont regroupés dans la figure (II.13). On remarque une amélioration de la réponse du couple (minimisation des ondulations) et une bonne poursuite vers la valeur de référence.

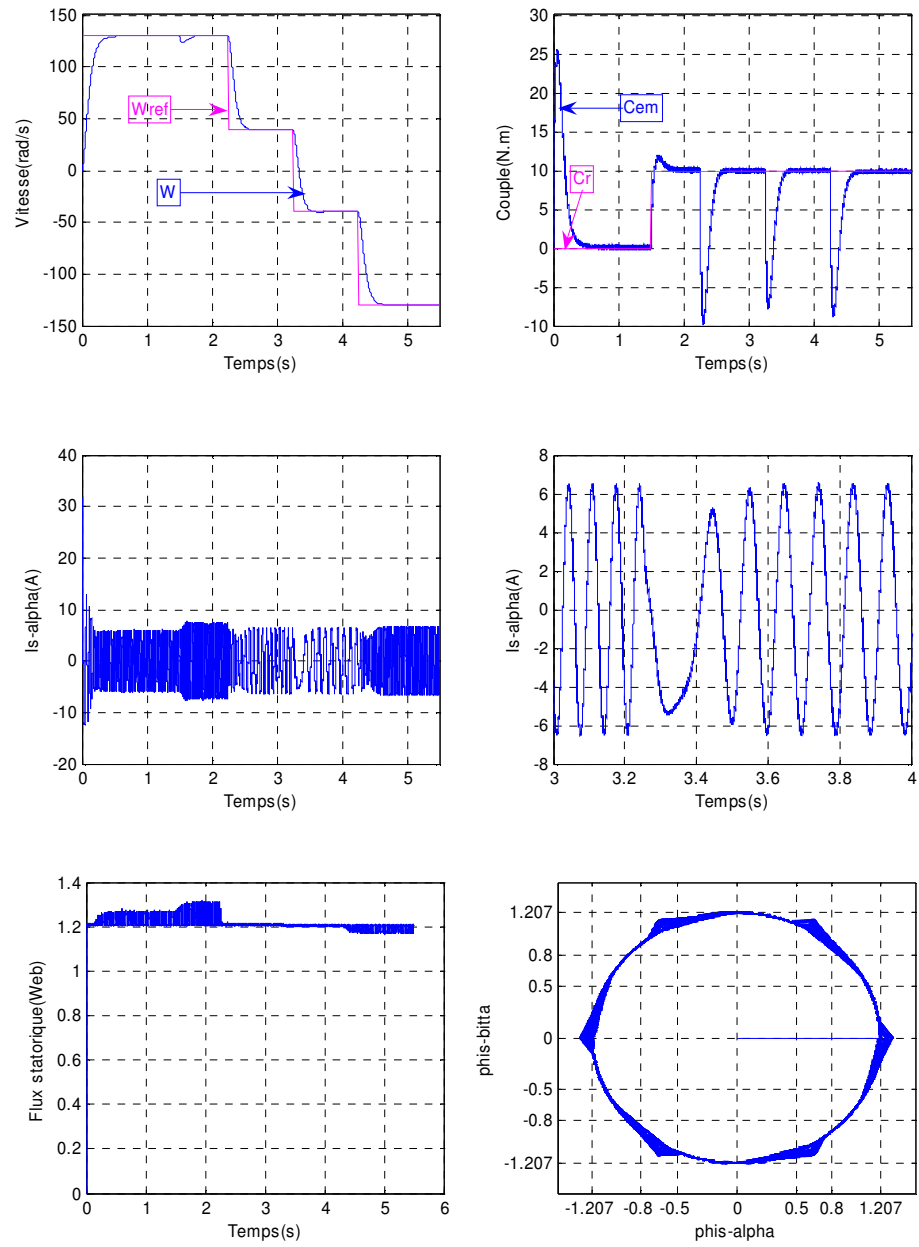
Flux	Couple	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
Cflx=1	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

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 CLASSIQUE

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 $N1$ jusqu'à $N12$ représentés par la figure (II.16).

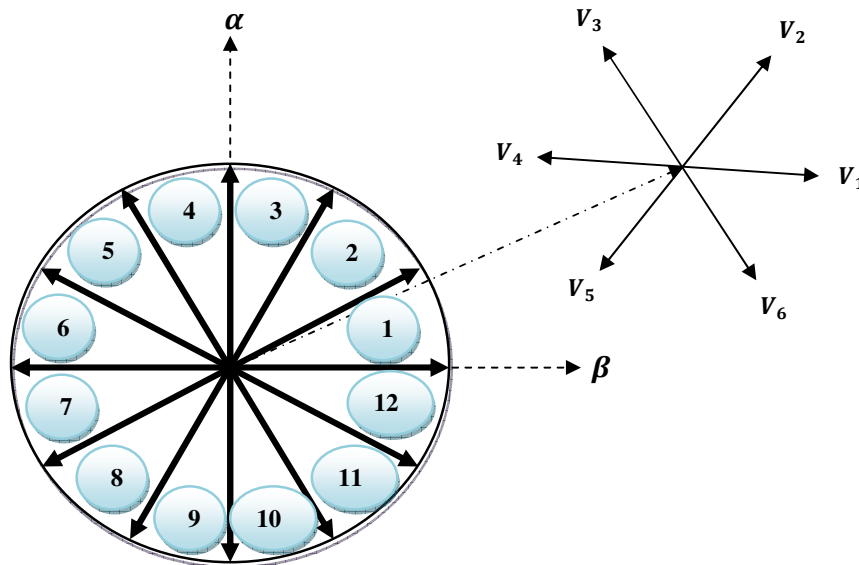


Figure (II.16) : Représentation des 12 divisions du plan complexe

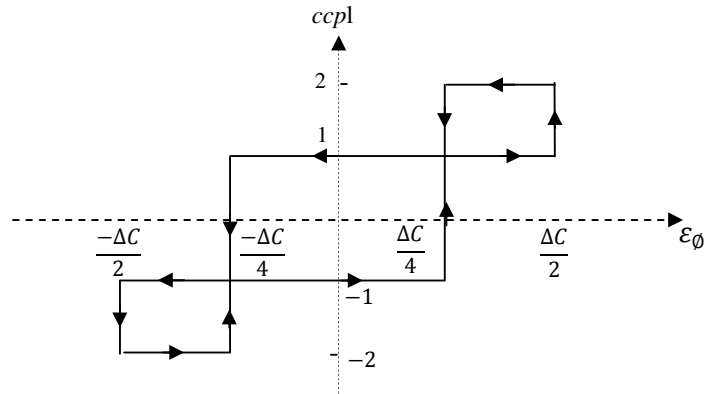
Ce tableau représente les deux cas ou on peut appliquer les six vecteurs tension

$N=1$	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
cflx=1	ccpl=2	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂
	ccpl=1	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁
	ccpl=-1	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆
	ccpl=-2	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
cflx=0	ccpl=2	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃
	ccpl=1	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃
	ccpl=-1	V ₇	V ₅	V ₀	V ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	V ₄
	ccpl=-2	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅

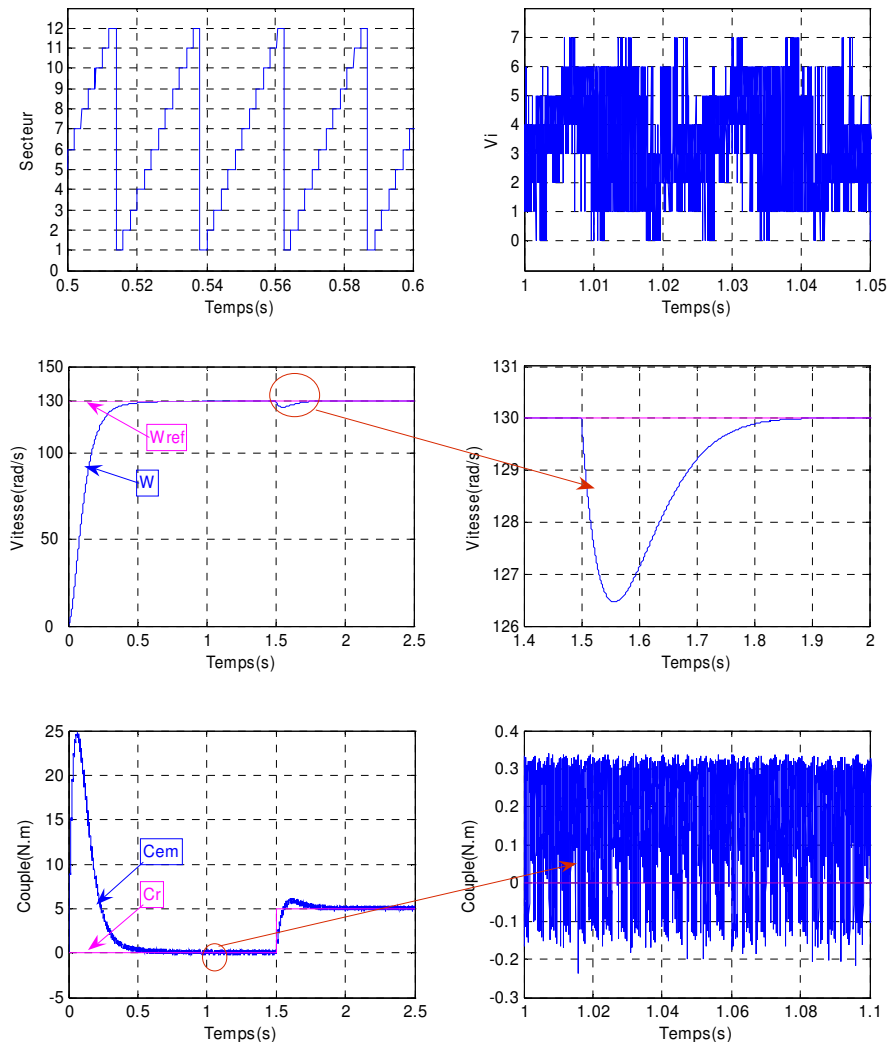
Tableau (II.09): Stratégie de contrôle par DTC avec correcteur à quatre niveaux pour des vecteurs tension actifs et nuls

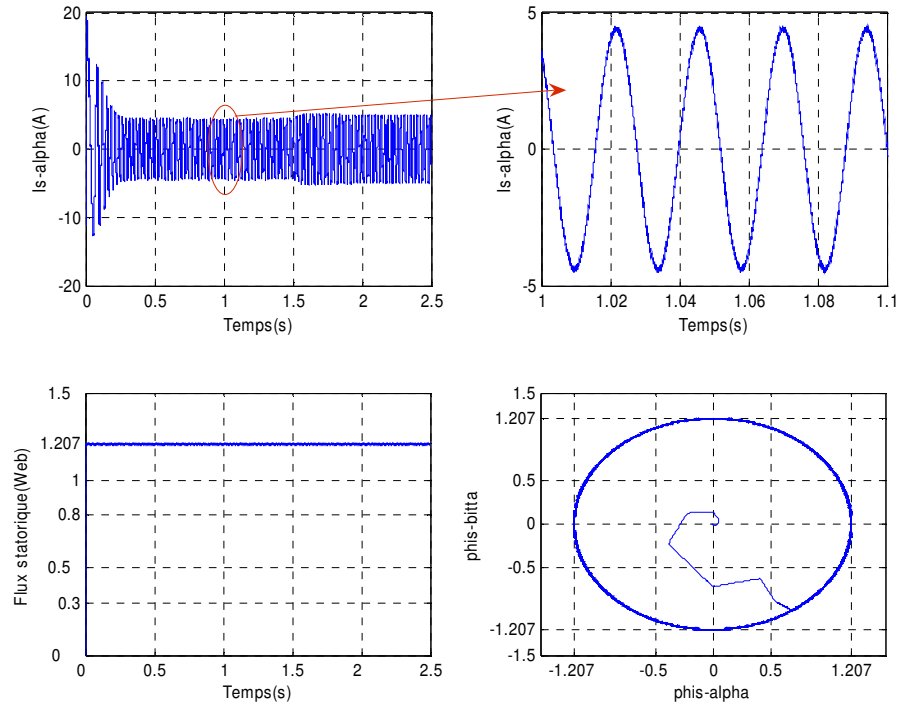
II.8.1.2 Résultats de simulation

La figure (II.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 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 [11].

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 [10] [11] :

- La charge est équilibrée.
- Le convertisseur est supposé parfait c'est à dire :
 1. La commande des interrupteurs est supposée instantanée.
 2. La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
 3. 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 œuvre par la société **CEGELEC**. Chaque bras de l'onduleur est constitué de 4 interrupteurs : K_{n1} , K_{n2} , K_{n3} , K_{n4} .

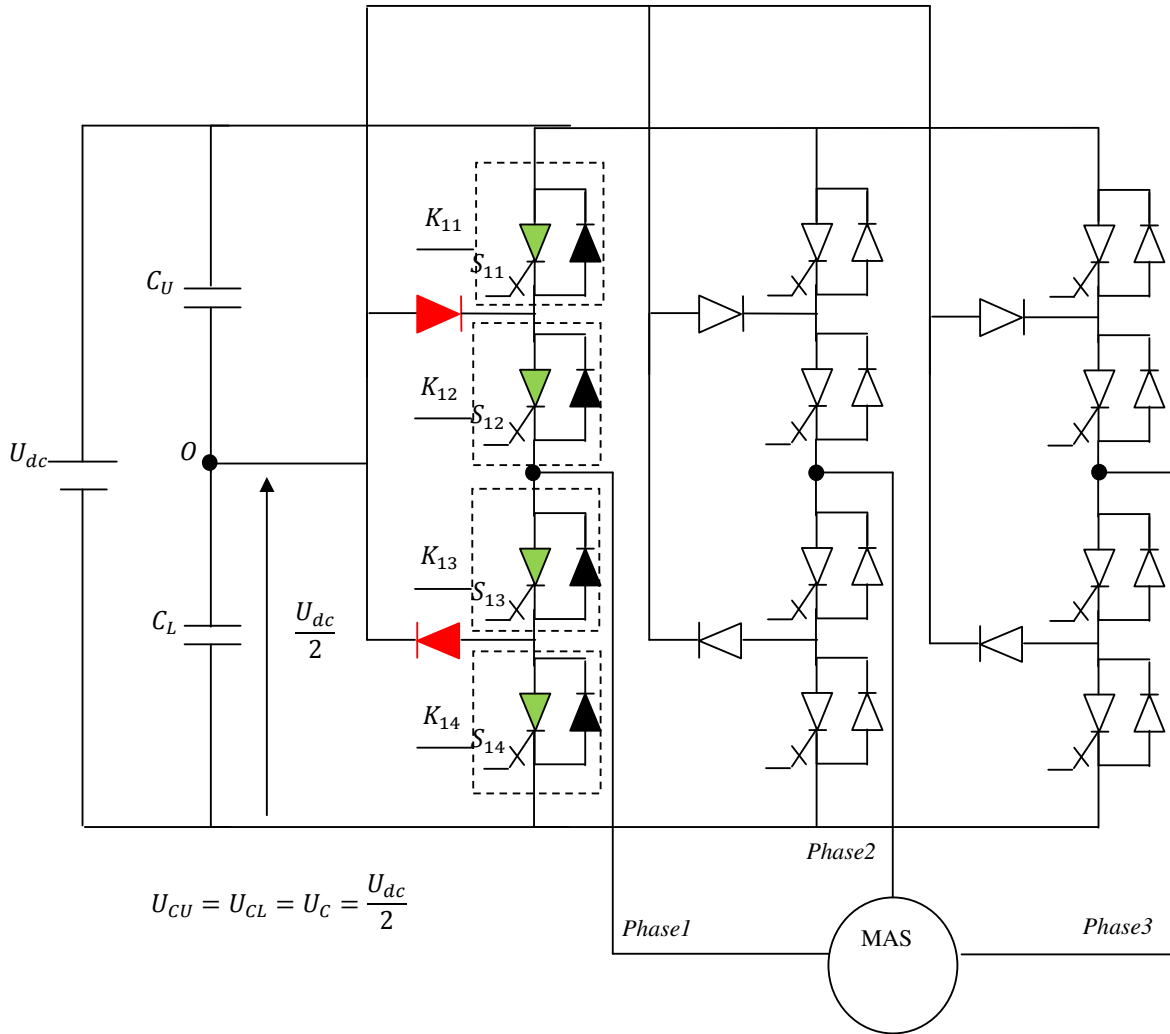


Figure (II.19) : Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC

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) [12].

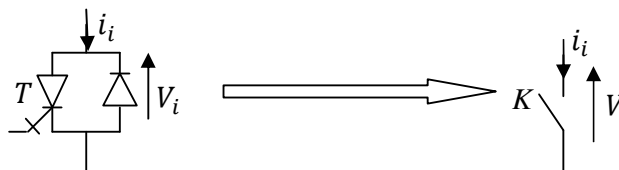


Figure (II.20) : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode-transistor.

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.

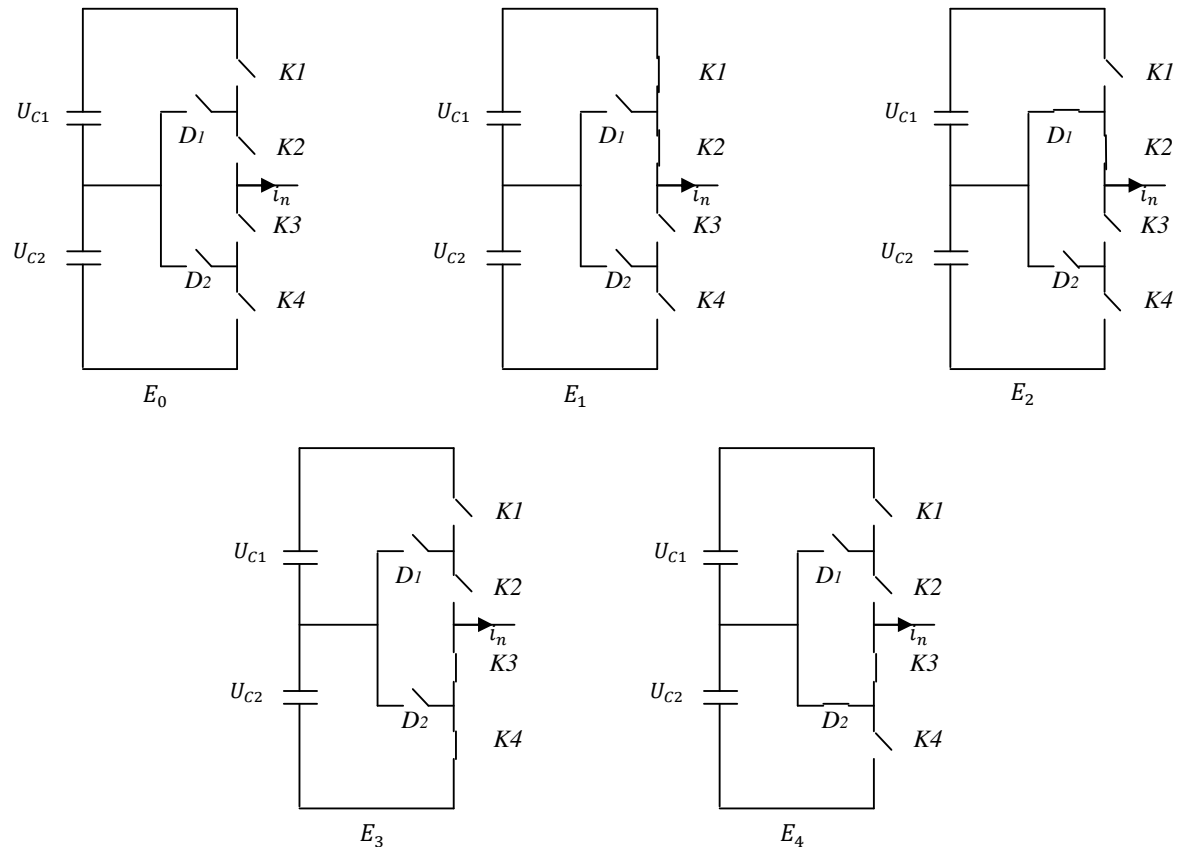


Figure (II.21) : Les différentes configurations possibles pour un bras d'onduleur à trois niveaux

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

Configuration	Grandeur électrique
E_0	$i_n = 0, V_n$ dépend 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

I.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].

$$1) \begin{cases} S_{11} = \bar{S}_{12} \\ S_{13} = \bar{S}_{14} \end{cases} \quad 2) \begin{cases} S_{11} = \bar{S}_{13} \\ S_{12} = \bar{S}_{14} \end{cases} \quad 3) \begin{cases} S_{11} = \bar{S}_{14} \\ S_{12} = \bar{S}_{13} \end{cases} \quad (I - 25)$$

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

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

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 :

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

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 :

$$\begin{cases} V_{A0} = (S_{11} S_{12} - S_{13} S_{14}) U_c \\ V_{B0} = (S_{21} S_{22} - S_{23} S_{24}) U_c \\ V_{C0} = (S_{31} S_{32} - S_{33} S_{34}) U_c \end{cases} \quad (I - 28)$$

Les tensions composées sont:

$$\begin{aligned} U_{AB} &= V_{A0} - V_{B0} = (S_{11} S_{12} - S_{13} S_{14}) U_c - (S_{21} S_{22} - S_{23} S_{24}) U_c \\ U_{BC} &= V_{B0} - V_{C0} = (S_{21} S_{22} - S_{23} S_{24}) U_c - (S_{31} S_{32} - S_{33} S_{34}) U_c \\ U_{CA} &= V_{C0} - V_{A0} = (S_{31} S_{32} - S_{33} S_{34}) U_c - (S_{11} S_{12} - S_{13} S_{14}) U_c \end{aligned} \quad (I - 29)$$

D'où:

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

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

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{A0} - V_{N0} \\ V_B = V_{BN} = V_{B0} - V_{N0} \\ V_C = V_{CN} = V_{C0} - V_{N0} \end{cases} \quad (I - 31)$$

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 :

$$V_{N0} = \left(\frac{1}{3}\right) (V_{A0} + V_{B0} + V_{C0}). \quad (I - 32)$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, sous la forme (I – 33):

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

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

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

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 :

Etats 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	(PPP) ;(OOO) ;(NNN)
MVV	(PON) ;(OPN) ;(NPO) (NOP) ;(ONP) ;(PNO)
LVV	(PNN) ;(PPN) ;(NPN) ;(NPP) ;(NNP) ;(PNP)
USVV	(POO) ;(PPO) ;(OPO) (OPP) ;(OOP) ;(POP)
LSVV	(ONN) ;(OON) ;(NON) ;(NOO) ;(NNO) ;(ONO)

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 [10][11].

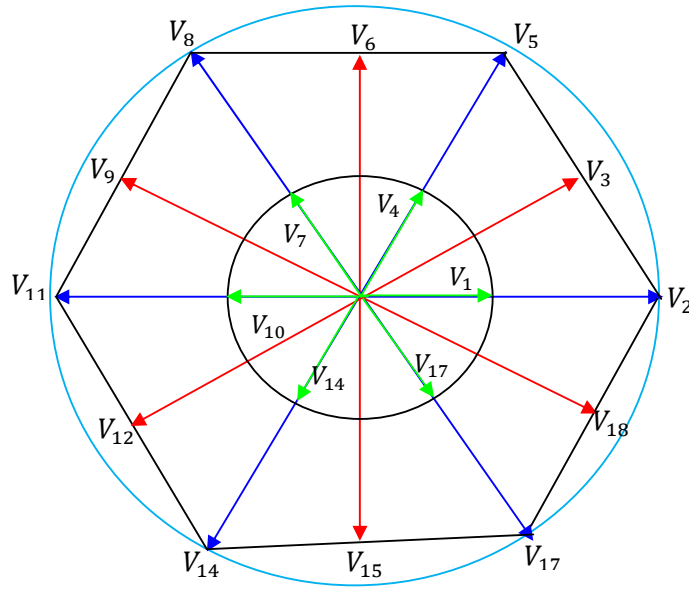


Figure (II.22) : Présentation vectorielle de la tension de sortie

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).

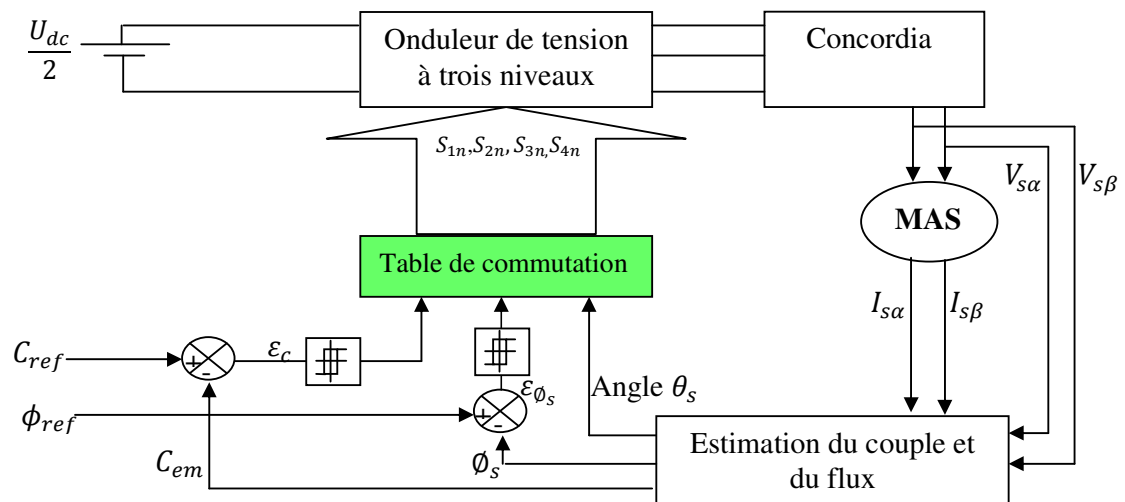


Figure (II.23) : schéma du contrôle direct du couple-onduleur à trois niveaux

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, demi-tension (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 :

$$\varepsilon_{\phi} = \phi_{ref} - \phi_s \quad \text{Et} \quad \varepsilon_C = c_{ref} - c_{em} \quad (II - 24)$$

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						
I	I	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	I	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						
I	I	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	I	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 :

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_\phi &< \Delta\phi \\
 -\Delta\phi &\leq \varepsilon_\phi \leq \Delta\phi \\
 \varepsilon_\phi &> \Delta\phi
 \end{aligned}
 \tag{II - 35}$$

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:

$$\begin{cases}
 cflx = 1 \\
 cflx = 0 \\
 cflx = -1
 \end{cases}
 \tag{II - 36}$$

D'un autre coté, le couple électromagnétique est la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques d'un entraînement. Par conséquent, des hautes performances 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 :

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_c &< \Delta C_{min2} \\
 \Delta C_{min2} &\leq \varepsilon_c \leq \Delta C_{min1} \\
 \Delta C_{min1} &\leq \varepsilon_c \leq \Delta C_{max1} \\
 \Delta C_{max1} &\leq \varepsilon_c \leq \Delta C_{max2} \\
 \varepsilon_c &> \Delta C_{max2}
 \end{aligned}
 \tag{II - 37}$$

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

$$\begin{cases}
 ccpl = 2 \\
 ccpl = 1 \\
 ccpl = 0 \\
 ccpl = -1 \\
 ccpl = -2
 \end{cases}
 \tag{II - 38}$$

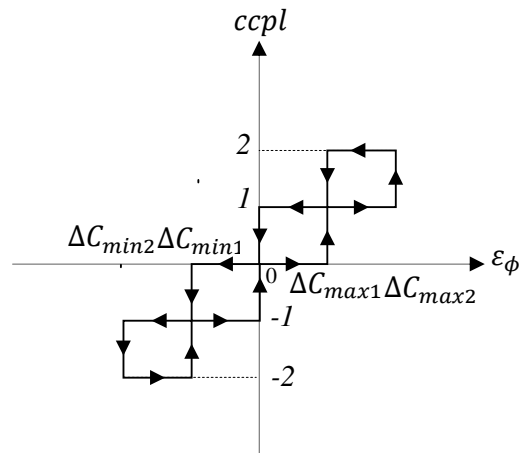


Figure (II.24) : correcteur de couple à cinq niveaux

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

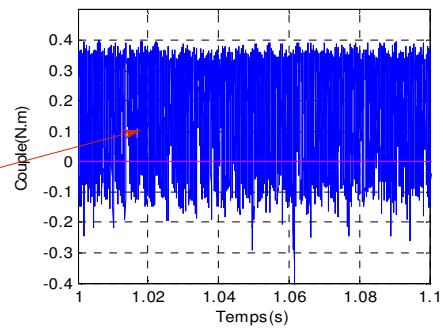
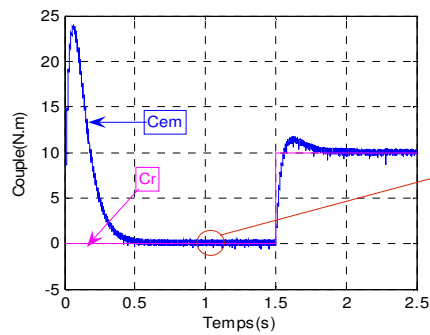
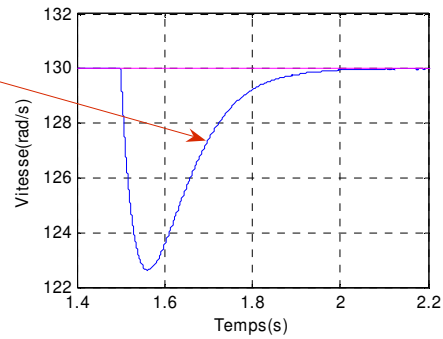
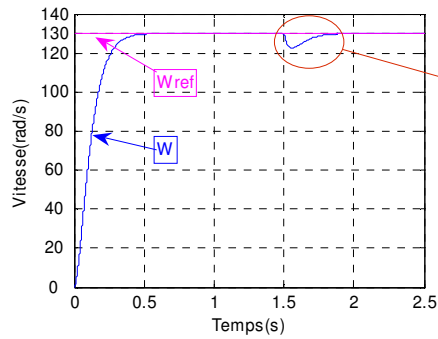
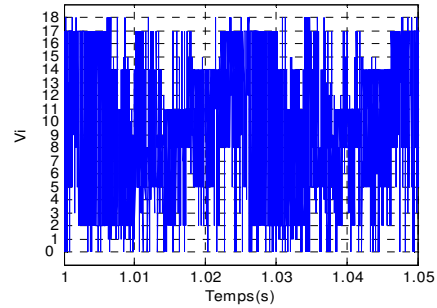
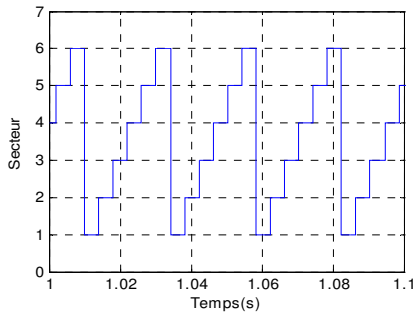
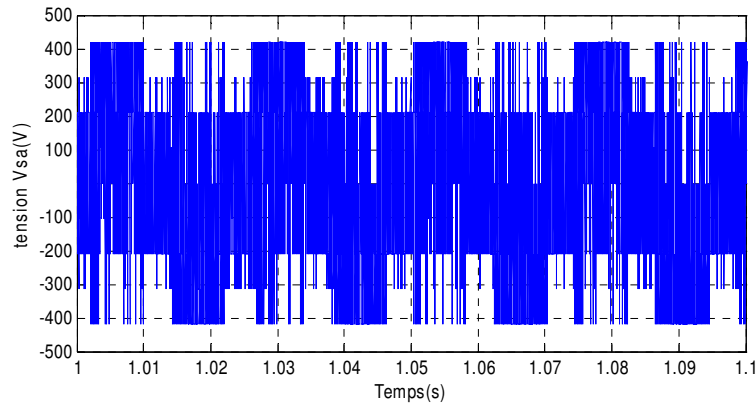
$cflx$	$ccpl$	N_1	N_2	N_3	N_4	N_5	N_6
1	2	5	8	11	14	17	2
	1	3	6	9	12	15	18
	0	0	0	0	0	0	0
	-1	18	3	6	9	12	15
	-2	17	2	5	8	11	14
0	2	4	7	10	13	16	1
	1	4	7	10	13	16	1
	0	0	0	0	0	0	0
	-1	0	0	0	0	0	0
	-2	13	16	1	4	7	10
-1	2	8	11	14	17	2	5
	1	9	12	15	18	3	6
	0	0	0	0	0	0	0
	-1	12	15	18	3	6	9
	-2	14	17	2	5	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.



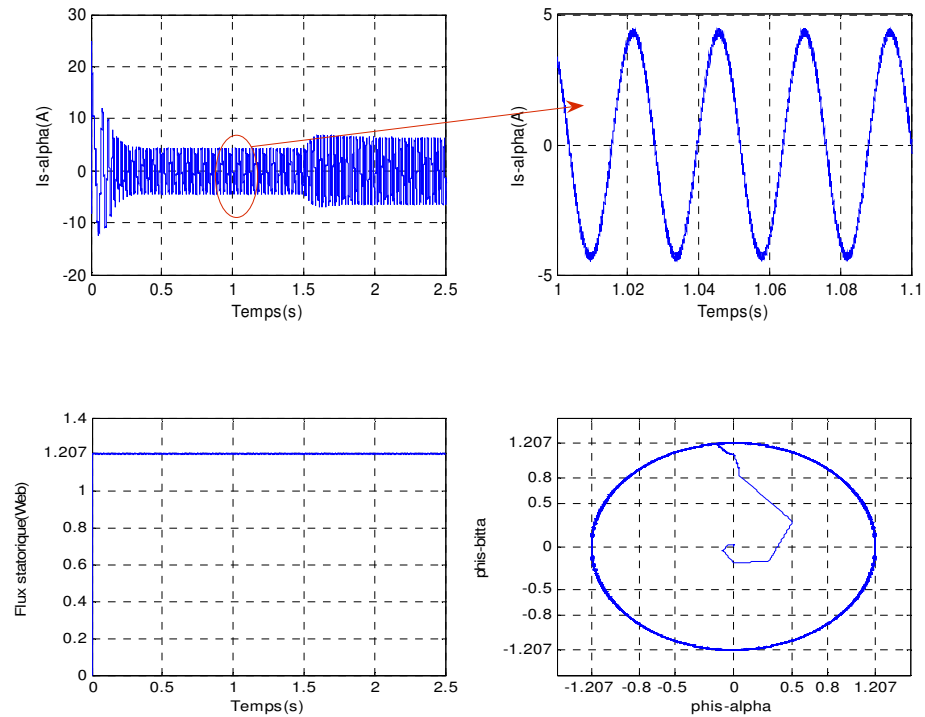


Figure (II.25) : résultats de simulation avec correcteur de couple à cinq niveaux, onduleur de tension à trois niveaux, avec les 4 groupes de vecteurs tension

II.10.4 AMELIORATION CLASSIQUE

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 [11].

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
cflx	ccpl												
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	15	15	18	18	3	3	6	6	9	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

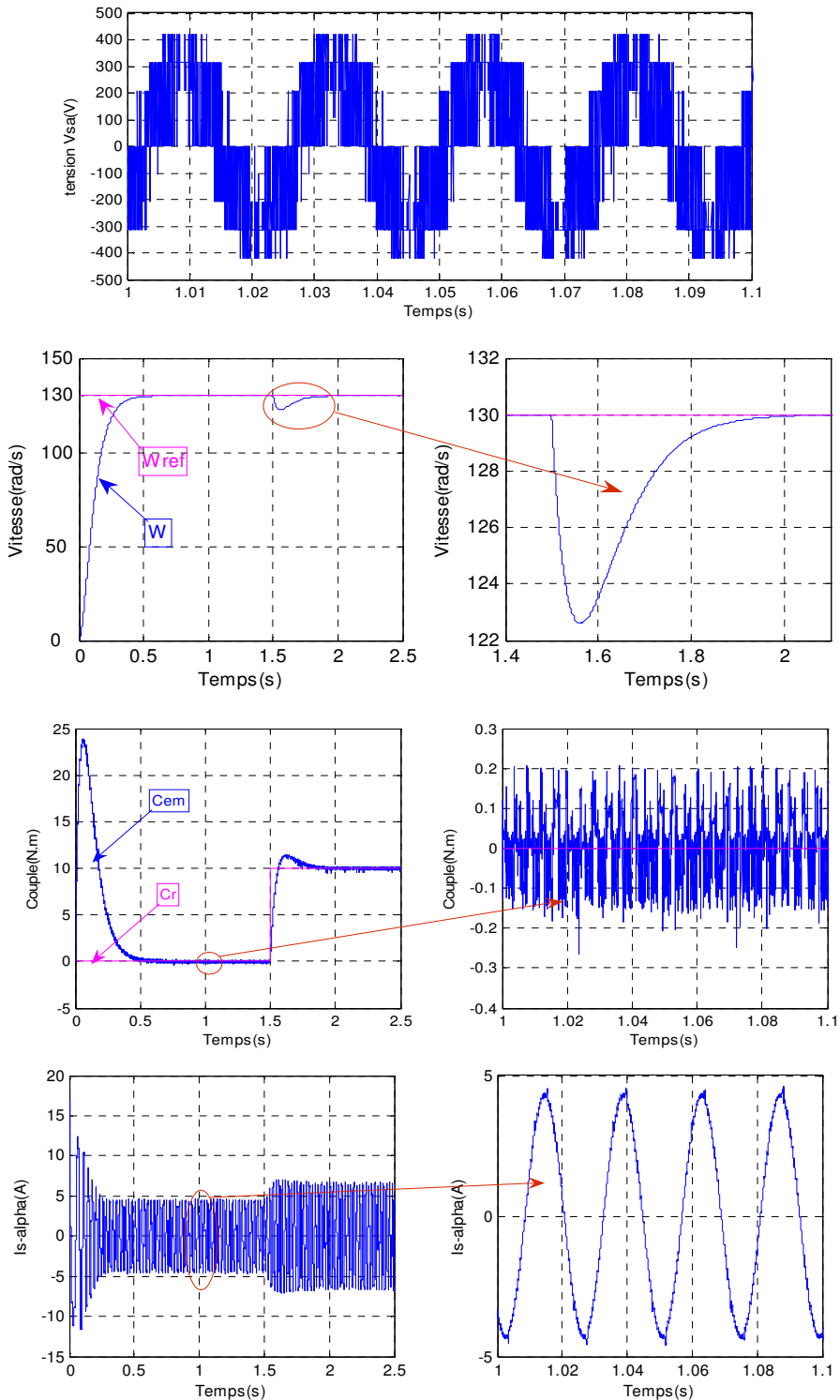
Dans les figures (II .26) (II.27) Nous allons simuler la structure de contrôle direct du couple que nous avons qualifié de « DTC amélioré » en deux approches.

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.



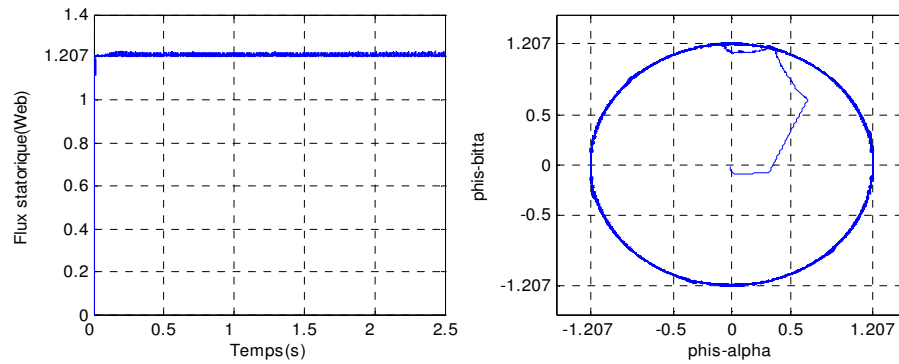


Figure (II.26) : résultats de simulation avec correcteur de couple à cinq niveaux, onduleur de tension à trois niveaux, avec les 4 groupes de vecteurs tension pour la première approche

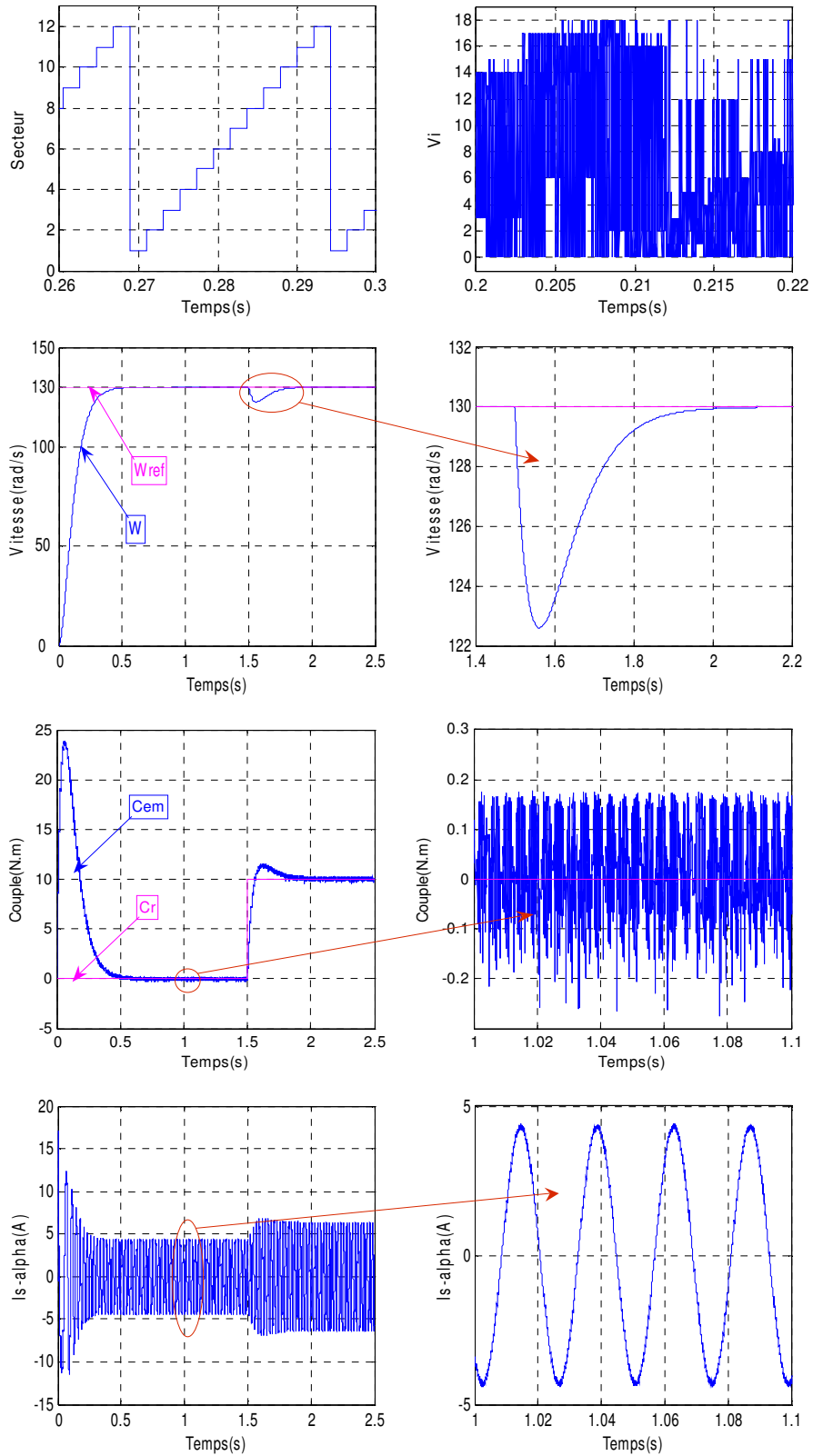
II.10.4.1.3 Deuxième approche

Dans cette approche, pour une position du flux donnée, on sélectionne uniquement les vecteurs backward ou forward parmi le groupe MVV [11].

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



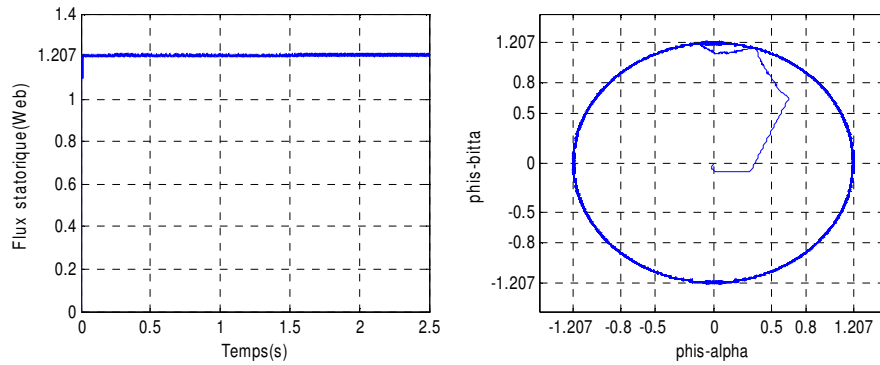


Figure (II.27) : résultats de simulation avec correcteur de couple à cinq niveaux, onduleur de tension à trois niveaux, avec les 4 groupes de vecteurs tension pour la deuxième approche

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 et 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.

Pendant ces circonstances on va utiliser la commande par la logique floue dans le chapitre suivant.

III.1 INTRODUCTION

La majorité des systèmes industriels complexes sont difficiles à contrôler. Cette difficulté découle généralement de la complexité du système dynamique dont il faut assurer la conduite, des non linéarités, d'une dimensionnalité élevée, des objectifs de contraintes et des objectifs de commande multiples et souvent contradictoires, des erreurs de modélisation, des bruits de mesure, ...etc. Il est donc difficile, voire impossible d'élaborer des modèles sous forme d'équations mathématique, et de ce fait, le calcul d'une loi de commande qui répond à nos objectifs devient de plus en plus difficile [24].

Pour faire face à ces difficultés, une alternative à la détermination explicite du modèle d'un système, est l'utilisation des systèmes flous, basés sur la notion d'ensembles flous ainsi que sur le raisonnement approximatif proche du raisonnement humain, avec l'apport de l'expertise de l'opérateur.

L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles. En effet, elle a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate. Le point clef de cette stratégie réside donc dans l'utilisation du calcul symbolique pour l'élaboration de l'algorithme de commande. Cette méthodologie ouvre une nouvelle voie pour l'utilisation d'heuristique en remplaçant la modélisation du régulateur ou la table de commutation par une loi de commande basée sur des connaissances linguistiques acquises par un opérateur du procédé. La commande floue sert donc à représenter des connaissances incertaines et imprécises et à prendre une décision même si l'on ne peut estimer les entrées/sorties ou lorsque ces dernières sont entachées d'erreurs importantes [25].

On conçoit l'intérêt de faire entrer l'approche floue dans la régulation ou l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent imprécises, incertaines et parfois uniquement qualitatives, dans des boucles de régulation parfois incomplètes. Le savoir faire de l'opérateur, constitué souvent de règles simples, lui permet de conduire chaque machine plus correctement parfois qu'un algorithme classique.

III. 2 BREF HISTORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE

Les prémisses de la logique floue sont apparues avant les années 1940, avec les premières approches, par des chercheurs américains, du concept d'incertitude. Il a attendu 1965, pour que le concept de sous ensemble floue soit proposé par L. Zadeh, automaticien de réputation internationale, professeur à l'université de Berkley en Californie, qui a contribué à la modélisation de phénomène sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle.

En 1974 Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, matériel dont on connaît la complexité, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. Ce type de commande a été largement utilisé au Japon à la fin des années 80 et au début des années 90, sur le métro (juillet 1987).

Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes (comme la régulation de fours de la cimenterie).

Grâce au chercheur japonais Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue [25]:

- Facilité d'implantation;
- Solution de problèmes multi variables complexes;
- Possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

L'industrie japonaise a développé des produits grand public à base de logique floue à savoir: Les appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs,...)

- Systèmes audio-visuels (appareil de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'image, photocopieurs,...)
- Systèmes automobiles embarqués (ABS, suspension, climatisation,...etc.),
- Systèmes de transport (train, métro, ...),
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit... etc.
- Les systèmes de décision ou de diagnostic.

III.3 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours.

De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font références à une certaine connaissance de comportement du système [26].

Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue.

III.3.1 Variables linguistiques

Une variable linguistique représente un état dans le système flou, sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel. Chaque variable linguistique est caractérisée par un ensemble tel que :

$(x, T(x), u)$

Où : x: le nom de variable

$T(x)$: ensembles des termes des variables, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous-ensemble flou défini dans U.

U : l'univers de discours.

Comme exemple de variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de termes T (vitesse) peut être :

$$T(\text{vitesses}) = \{\text{lente, moyenne, rapide, ...}\}$$

Où chaque termes dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $U = [0, 200]$ par exemple.

Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lent), et pour les vitesses supérieures ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenances sont montrées sur la figure (III.1).

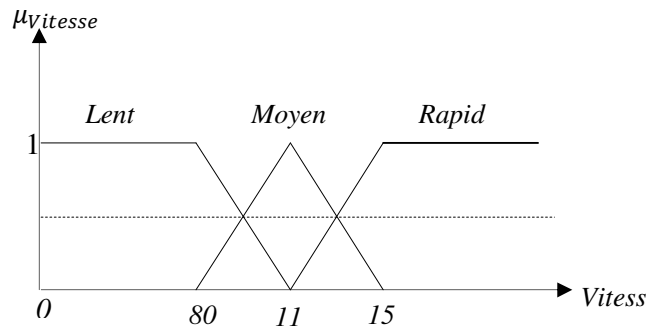


Figure (III.1) : Représentation des variables linguistiques

L'univers de discours représente l'intervalle de variation des grandeurs d'entrée du système flou [27].

III.3.2 Ensembles flous

La logique floue peut être vue comme une extension de la logique booléenne. De plus, elle permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [28].

III.3.2.1 Ensemble net

Un ensemble, est une collection d'objets. La description d'un ensemble net A sur un référentiel U (dit aussi univers de discours) consiste en un énoncé des éléments qui appartiennent à cet ensemble, chaque élément u de U appartient à 100% à A , ou n'appartient pas à 100% à A [24]. Ceci peut être mieux décrit par une fonction caractéristique donnée par :

$$\mu_A(u) = \begin{cases} 1 & u \in A \\ 0 & u \notin A \end{cases} \quad (III.1)$$

III.3.2.2 Ensemble flou

La notion d'ensemble flou provient du constat que « très souvent les classes d'objets rencontrés dans le monde physique ne possèdent pas de critères d'appartenance bien définis » [24]. Mathématiquement, un ensemble flou A est défini sur un référentiel U , par une fonction d'appartenance notée μ_A , qui est appliquée à un élément u de U , retourne un degré

d'appartenance $\mu_A(u)$ de u à A . Un ensemble flou, peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées $A = \{(u, \mu_A(u)) / u \in U\}$

Si U est discret, A est représenté par :

$$A = \sum_{u_i \in U} \mu_A(u_i) / u_i \quad (III. 2)$$

Si U est continu, A est représenté par :

$$A = \int_U \mu_A(u) / u \quad (III. 3)$$

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique des termes linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissances expertes, qualitatives et qui sont manipulées par la logique floue [24].

III.3.3 Propriétés des Ensembles flous

III.3.3.1 Support

On appelle « support » d'un ensemble flou A dans U l'ensemble ordinaire de point u dans U tel que $\mu_A(u) > 0$. il est noté par $S(A)$ [26]:

$$S(A) = \{u \in U / \mu_A(u) > 0\}. \quad (III. 4)$$

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

III.3.3.2 Hauteur

La hauteur d'un ensemble flou A est la plus grande valeur du degré d'appartenance $\mu_A(u)$. Elle est noté par $\text{hgt}(A)$ et définie par [26] :

$$\text{hgt}(A) = \max_{u \in U} \mu_A(u). \quad (III. 5)$$

III.3.3.3 Noyau

Le noyau d'un ensemble flou A , noté $C(A)$ est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles u dans U de A . il est noté par $C(A)$ définit comme suit [26] :

$$C(A) = \{u \in U / \mu_A(u) = 1\} \quad (III.6)$$

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

III.3.4 Les fonctions d'appartenances

Il s'agit d'établir une relation entre le degré de vérité de la variable floue et la grandeur d'entrée correspondante. On parle de fuzzification.

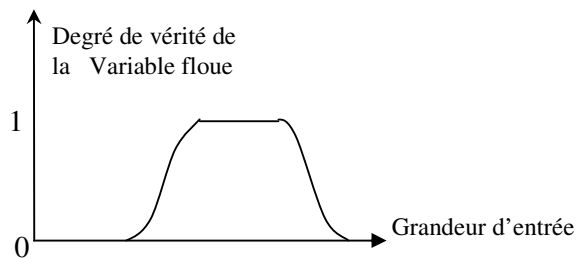


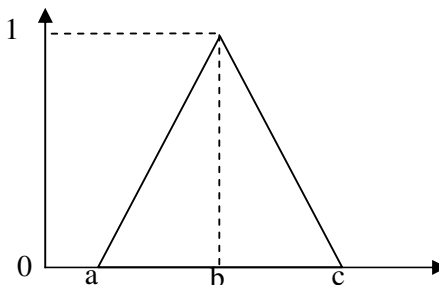
Figure (III.2) : fonctions d'appartenance

On peut évidemment choisir n'importe quelle forme pour les fonctions d'appartenance. Cependant, en pratique, pour des raisons de simplicité, les fonctions d'appartenance ci-dessous sont les plus souvent utilisées [24].

III.3.4.1 Fonction triangulaire

Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$, qui déterminent les coordonnées des trois sommets :

$$u_x = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (III.7)$$



Figure(III.3) : fonctions d'appartenance de type triangulaire

III.3.4.2 Fonction trapézoïdale

Elle est définie par quatre paramètres :

$$u_x = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right) \quad (\text{III.8})$$

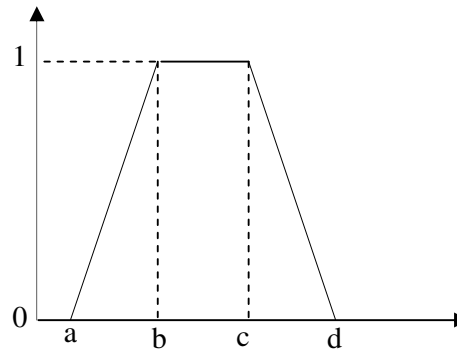


Figure (III.4) : fonctions d'appartenance de type trapézoïdale

III.3.4.3 Fonction gaussienne

Elle est définie par deux paramètres :

$$u_x = \exp \left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (\text{III.9})$$

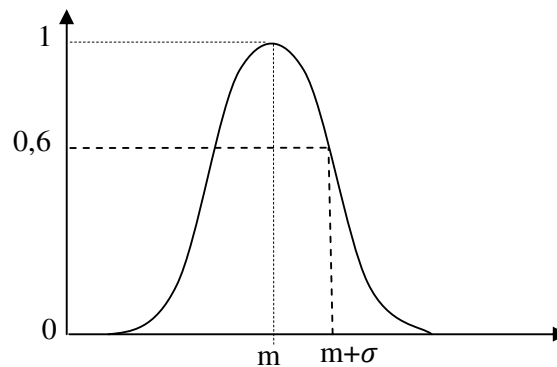


Figure (III.5) : fonctions d'appartenance de type gaussienne

III.3.4.4 Fonction sigmoïdale

Elle est définie par deux paramètres :

$$u_x = \left(\frac{1}{1 + \exp(-a(x-c))} \right) \quad (III.10)$$

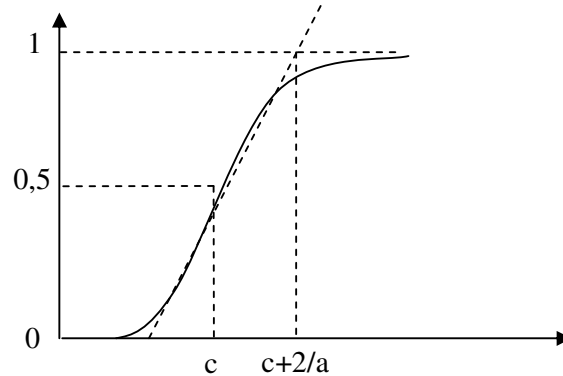


Figure (III.6) : fonctions d'appartenance de type sigmoïdale

III.3.5 Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des règles d'inférence par des opérateurs ET ou OU. Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. De plus, il existe l'opérateur NON qui s'appelle (complément, négation, inverse)[27].

III.3.5.1 Opérateur OU (l'union)

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cup B} = \max\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (III.11)$$

III.3.5.2 Opérateur ET (l'intersection)

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ pour l'ensemble flou $A \cap B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cap B} = \min\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (III.12)$$

III.3.5.3 Opérateurs NON (complément)

On définit la fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ pour l'ensemble flou \bar{A} par :

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (\text{III.13})$$

III.4 Structure générale d'un Système Flou

L'idée principale d'un système flou est la règle linguistique établie par un expert en matière de domaine. Les variables floues dans ce cas peuvent être des courants ou des tensions ou autre grandeurs utiles par exemple au diagnostic (symptômes ou signatures de défauts), la sortie est le défaut détecté voire son origine. Les mots clés sont « Bon », «grave», « assez grave»...qui représentent des informations imprécises mais utiles et sont représentées par un sous ensemble flou d'un univers de discours.

Le système à logique floue est un algorithme de conversion d'une stratégie de commande linguistique basée sur l'expertise humain en une stratégie de contrôle automatique décrit par un ensemble de règles de système flou du type [27].

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1: \text{si } x \text{ est } A_1 \text{ et } y \text{ est } B_1 \text{ alors } Z \text{ est } C_1 \\ R_2: \text{si } x \text{ est } A_2 \text{ et } y \text{ est } B_2 \text{ alors } Z \text{ est } C_2 \\ \vdots \\ R_n: \text{si } x \text{ est } A_n \text{ et } y \text{ est } B_n \text{ alors } Z \text{ est } C_n \end{array} \right.$$

Ces règles sont liées par le concept de l'implication floue et la règle compositionnelle, chaque règle du système flou est représentée par une relation floue, ce dernier est caractérisé par une seule relation floue déterminée par la combinaison de toutes les règles floues.

La structure générale d'un système flou est montrée par la figure (III.7).

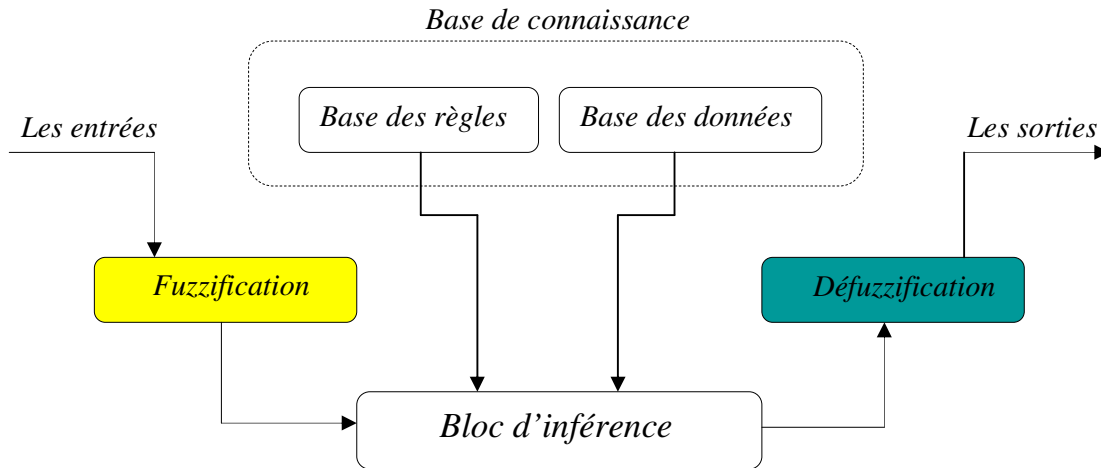


Figure (III.7) : Le schéma général d'une commande floue.

III.4.1 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.4.2 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.4.3 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.4.3.1 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 :

$$\mu_{Ri}(Z) = \min(\alpha_i, \mu_{Ci}(Z)) \quad (III. 14)$$

Avec $\alpha_i = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$ qui représente la valeur de vérité des règles d'inférences.

Le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu'_{Ci}(z) = \max[\mu_{R1}(Z), \mu_{R2}(Z)] \quad (III. 15)$$

III.4.3.2 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 la $i^{\text{ème}}$ règle donne la décision :

$$\mu_{Ri}(Z) = \alpha_i \cdot \mu_{Ci}(Z) \quad (III. 16)$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu'_{Ci}(z) = \max[\mu_{R1}(Z), \mu_{R2}(Z)] \quad (III. 17)$$

III.4.3.3 Méthode d'inférence som-produit

Cette méthode est appliquée au système flou dit de type « Zadeh ». Elle est définie comme suit [24]:

$$\mu_{Ri}(Z) = \alpha_i \cdot \mu_{Ci}(Z) \quad (III. 18)$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu'_{Ci}(z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{Ri}(Z) \quad (III. 19)$$

Avec : m nombre de règle.

III.4.4 Défuzzification

Elle convertit l'ensemble flou résultant de l'agrégation en une seule valeur réelle dans le but de donner plus de certitude à la sortie du système d'inférence flou.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette opération, parmi lesquelles nous citons [29]:

- La méthode du maximum : Elle consiste à ne prendre en compte que les valeurs possédant un degré maximum d'appartenance à l'ensemble flou agrégé. Cette technique est simple à appliquer, mais peu employée étant donné qu'elle est basée sur l'opérateur maximum qui privilégie une seule règle parmi celles qui sont présentés.
- La méthode de la moyenne pondérée (méthode des hauteurs pondérées ou méthode de la moyenne des maximums) : Celle-ci considère comme valeur de sortie la moyenne des valeurs préconisées par chaque règle et pondérées par leur degré respectif de validité.
- La méthode du centre de gravité : Cette méthode, génère le centre de gravité de la surface engendrée par la fonction d'appartenance de l'ensemble flou agrégé [29].

III.5 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.8).

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.

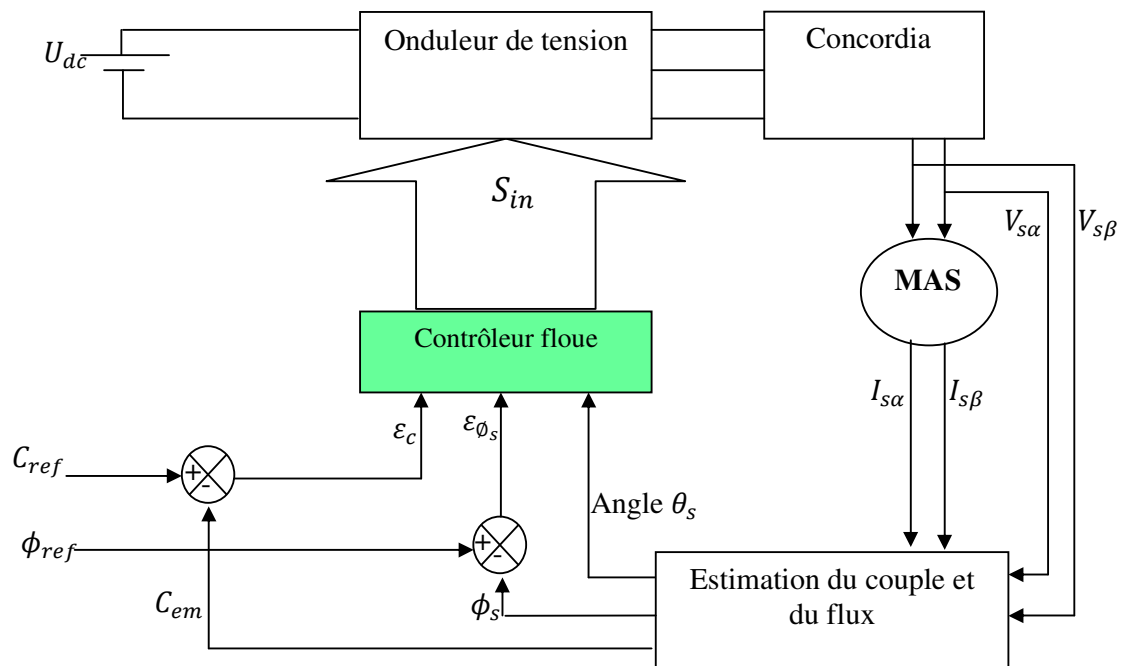


Figure (III.8) : schéma du contrôle direct du couple

III.5.1 Choix des fonctions d'appartenances

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

III.5.1.1 Fuzzification

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

$$\begin{aligned}\varepsilon_c &= C_{ref} - C_{em} \\ \varepsilon_{\phi_s} &= \phi_{sref} - \phi_s \\ \theta_s &= \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\end{aligned}$$

III.5.1.2 Variable de commande

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

$$R_i: \text{if } \varepsilon_c \text{ is } A_i, \text{ and } \varepsilon_{\phi_s} \text{ is } B_i, \text{ and } \theta_s \text{ is } C_i \text{ then } n \text{ is } N_i$$

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

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

$$\mu_{R_i}(n) = \min(\alpha_i, N_i) \quad (III.20)$$

Avec :

$$\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(\varepsilon_c), \mu_{B_i}(\varepsilon_{\phi_s}), \mu_{C_i}(\theta_s)) \quad (III.21)$$

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

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

$$\mu_N(n) = \max_{i=1}^m(\mu_{R_i}(n)) \quad (III.22)$$

Avec m nombre de règle.

III.5.1.3 Défuzzification

Pour la défuzzification nous utilisons la méthode de maximum.

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

$$\mu_{Ns}(n) = \max_{N=0}^I(\mu_N(n)) \quad (III.23)$$

III.5.2 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.

III.5.2.1 Cas d'un onduleur à deux 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.9)

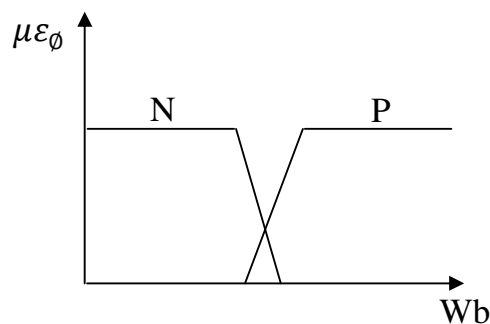


Figure (III.9) : Fonction d'appartenance de l'erreur du flux ε_θ

La deuxième entrée est l'erreur du couple "ε_C". Son univers du discours est divisé en 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.10).

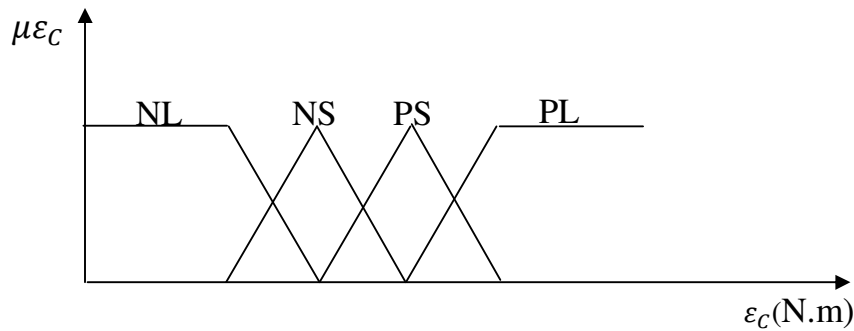


Figure (III.10) : Fonction d'appartenance de l'erreur du couple ε_C

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

$$\theta_S = \arctang \frac{\theta_{\beta S}}{\theta_{\alpha S}} \tag{III.24}$$

L'univers du discours de cette variable est divisé en douze ensembles flous (θ₁ à θ₁₂) dont les fonctions d'appartenance sont représentées par la figure(III.11) :

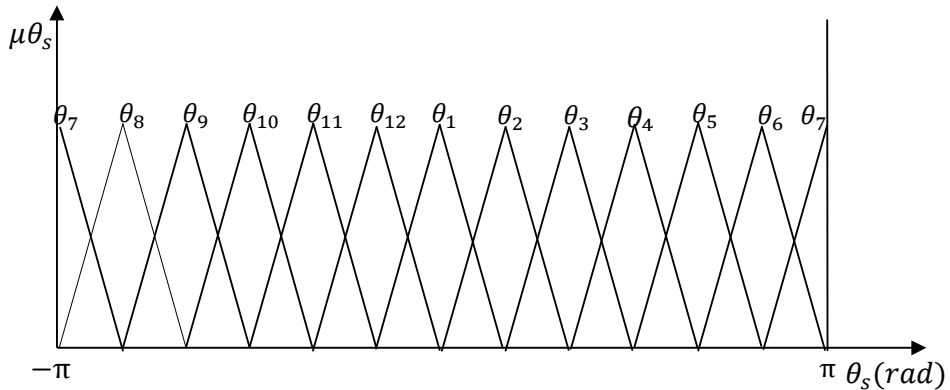


Figure (III.11) : fonction d'appartenance de la position θ_S

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'appartenance sont choisies par des formes de type singleton figure(III.12).

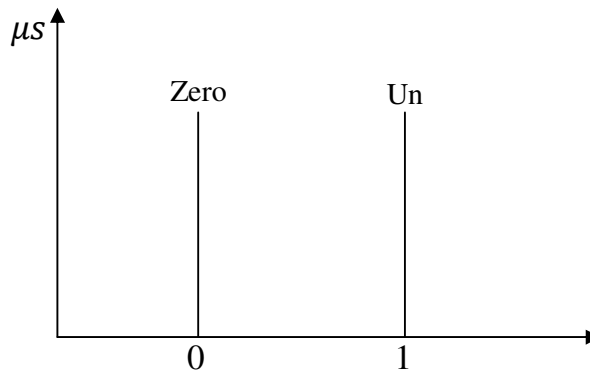


Figure (III.12) : fonction d'appartenance de l'état de commutation des interrupteurs

III.5.2.1.1 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 :

Ri : if ε_ϕ 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.13) on va représenter la structure interne du contrôleur flou pour l'onduleur à deux niveaux.

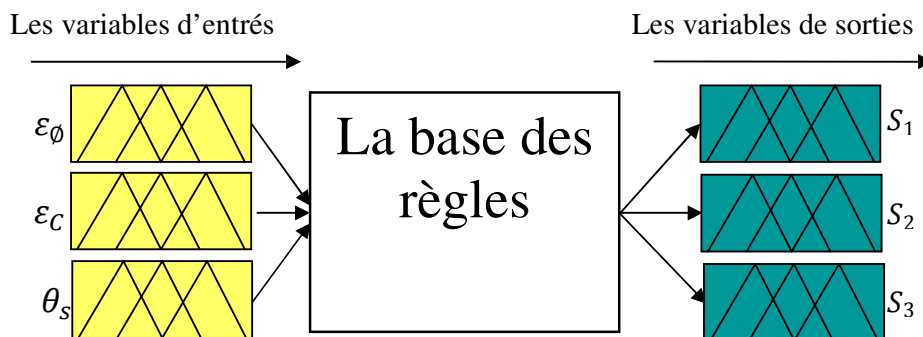


Figure (III.13) : structure du contrôleur flou pour l'onduleur à deux niveaux

III.5.2.1.2 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_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.

	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

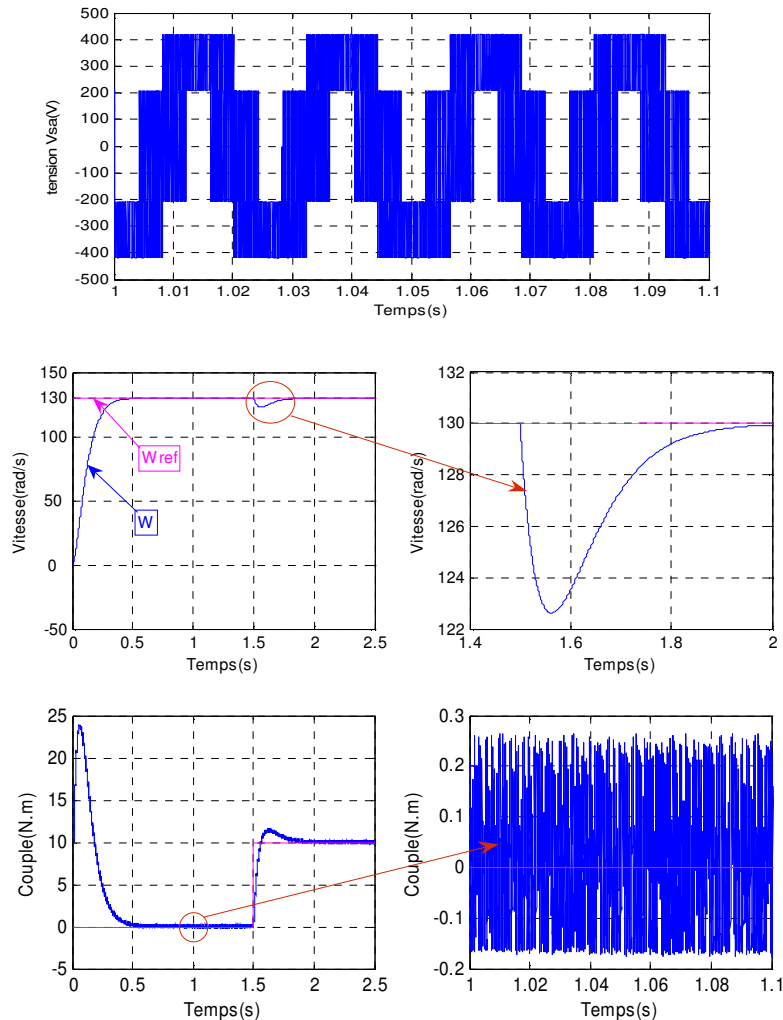
Tableaux (III.1) : les tables de commutation avec onduleur à deux niveaux

III.5.2.1.3 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.14) 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.



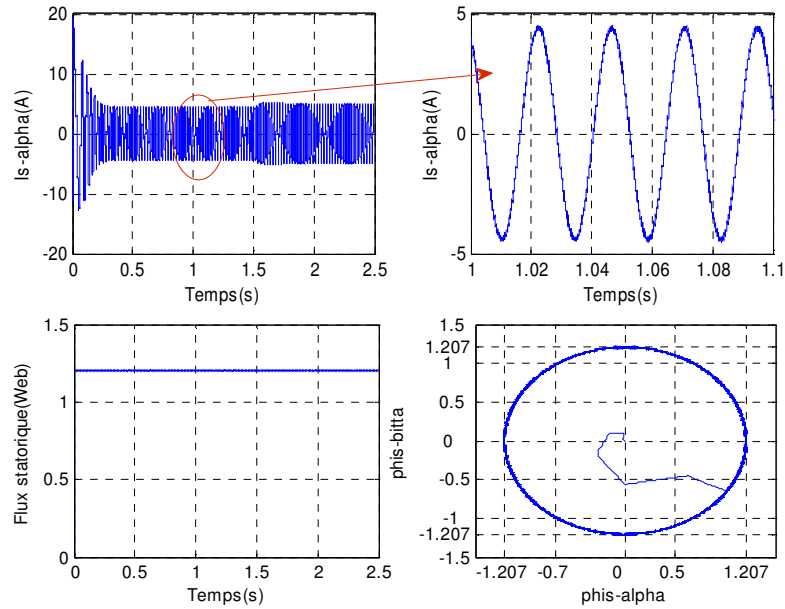


Figure (III.14) : Allures des vitesses, du couple, du courant et du flux statorique

III.5.2.2 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_ϕ " est divisée 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.15).

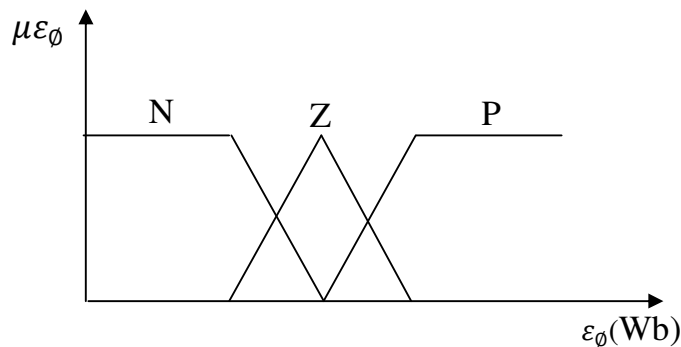


Figure (III.15) : Fonction d'appartenance de l'erreur du flux ε_ϕ

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

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

On choisit des fonctions d'appartenances triangulaires pour les ensembles PS, ZE et NS. Et des fonctions d'appartenances trapézoïdales pour les ensembles PL et NL, figure(III.16).

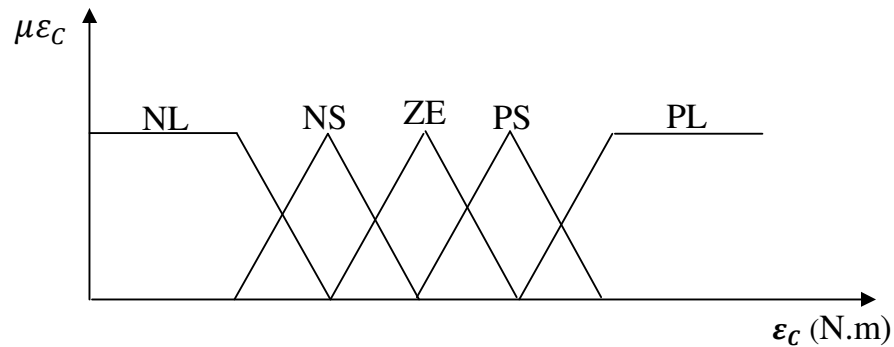


Figure (III.16) : Fonction d'appartenance de l'erreur du couple ε_c

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

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

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.17).

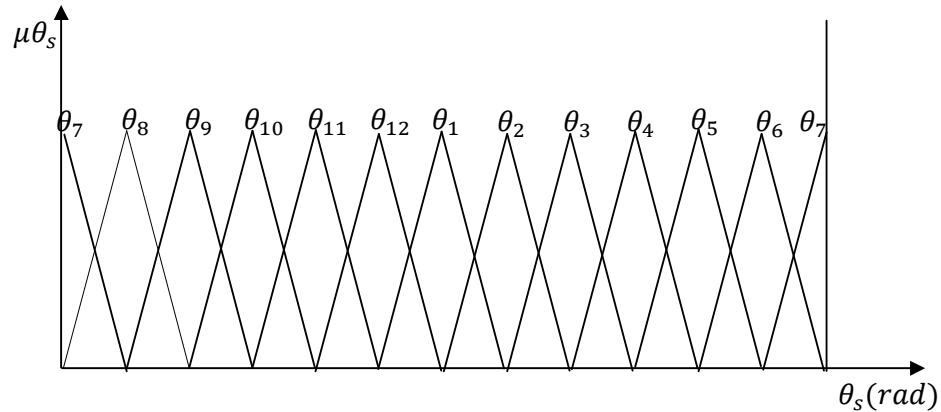


Figure (III.17) : fonction d'appartenance de la position

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

On va la décomposer en six sous sortie (qui signifient les six interrupteurs d'onduleur à trois niveaux), l'univers du discours de chaque sortie est divisé en deux ensembles flous (zero et un) dont ses fonctions d'appartenances sont choisies par des formes de type singleton figure(III.18).

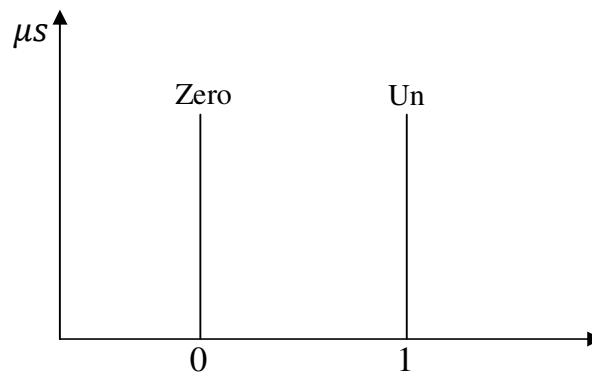


Figure (III.18): fonction d'appartenance de l'état de commutation des interrupteurs

III.5.2.2.1 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 :

Ri: if ε_ϕ 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.19) aussi comme l’application précédente, on va représenter la structure interne du contrôleur flou pour l’onduleur à trois niveaux.

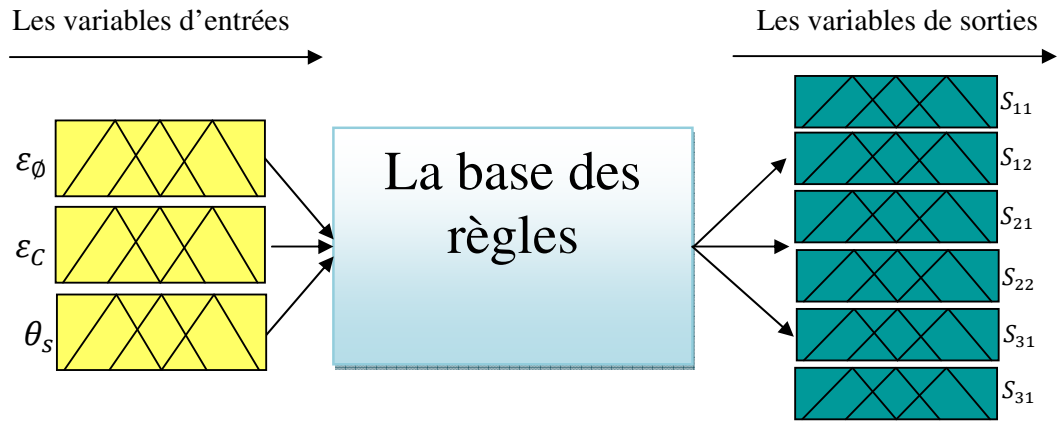


Figure (III.19) : structure du contrôleur flou pour l’onduleur à trois niveaux

III.5.2.2.2 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_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.

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	4
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	2	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	17

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

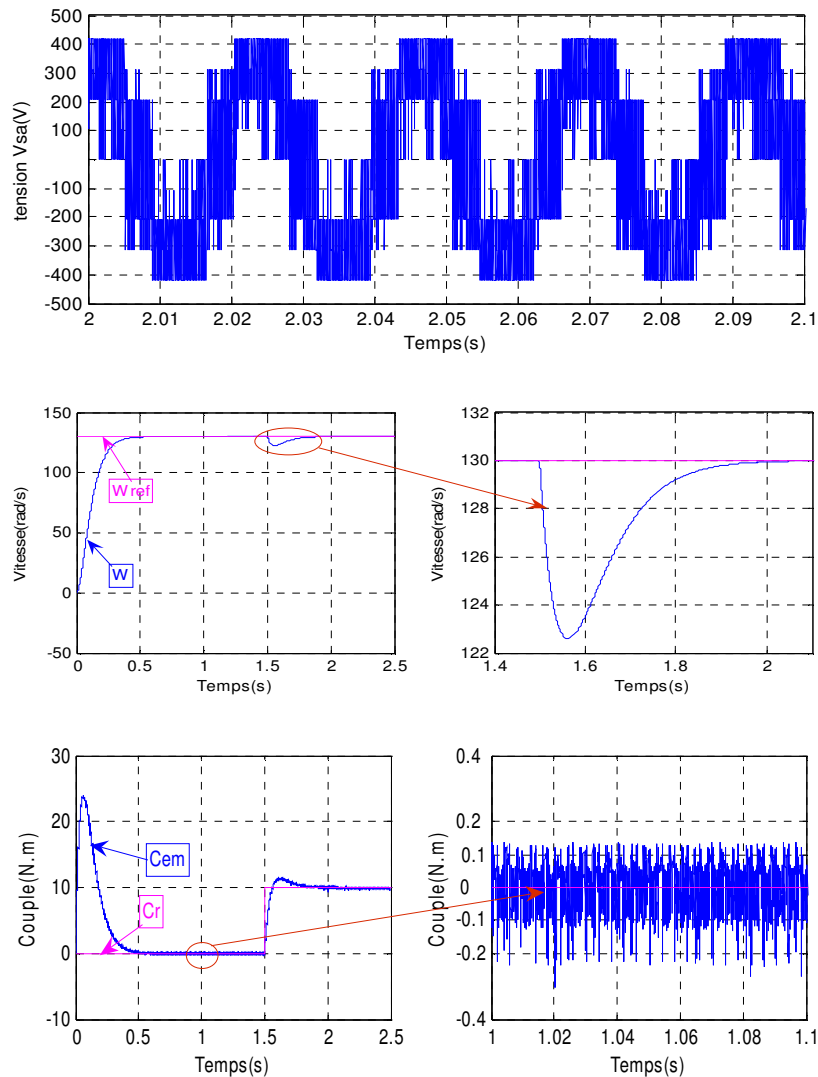
Tableaux (III.2) : les tables de commutation avec onduleur à trois niveaux

III.5.2.2.3 Résultats de simulation

La figure (III.20) 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 moindre 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.



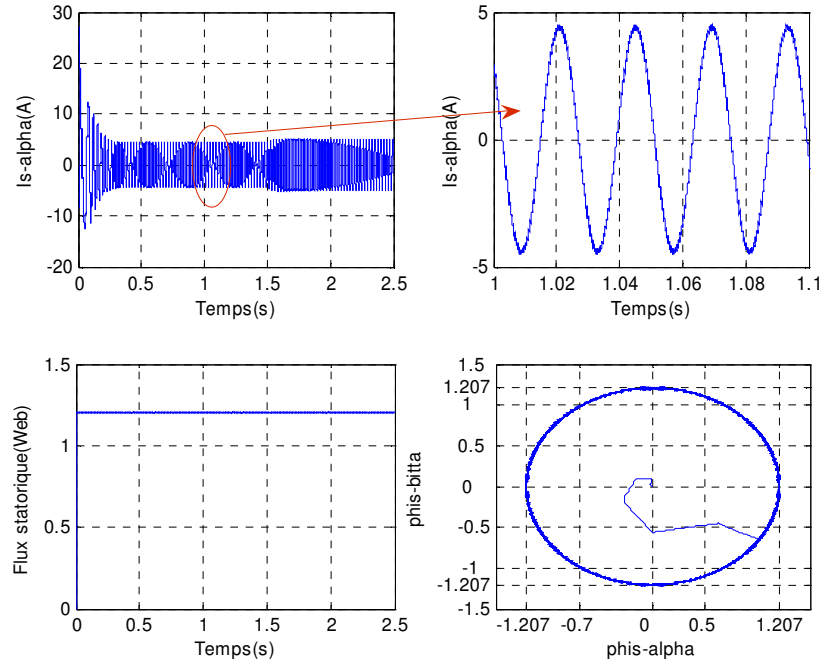


Figure (III.20) : Allures des vitesses, du couple, du courant et du flux statorique

III.6 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.

IV.1 INTRODUCTION

Le cerveau humain est capable de s'adapter, d'apprendre et de décider, et c'est sur ce fait que des chercheurs se sont intéressés à comprendre son principe de fonctionnement et de pouvoir l'appliquer au domaine de l'informatique. C'est ainsi que dans les années cinquante on formalisa le neurone en un modèle mathématique à partir du modèle biologique [30].

Les réseaux de neurones ont été employés dans plusieurs applications diverses telles que la reconnaissance des formes, la prévision du marché financier et la modélisation et commande de processus. Pour cette raison, les notations et terminologies utilisées sont, parfois, différentes d'un champ de recherche à l'autre [31].

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 chapitre précédents [30].

IV.2 RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

IV.2.1 Définition

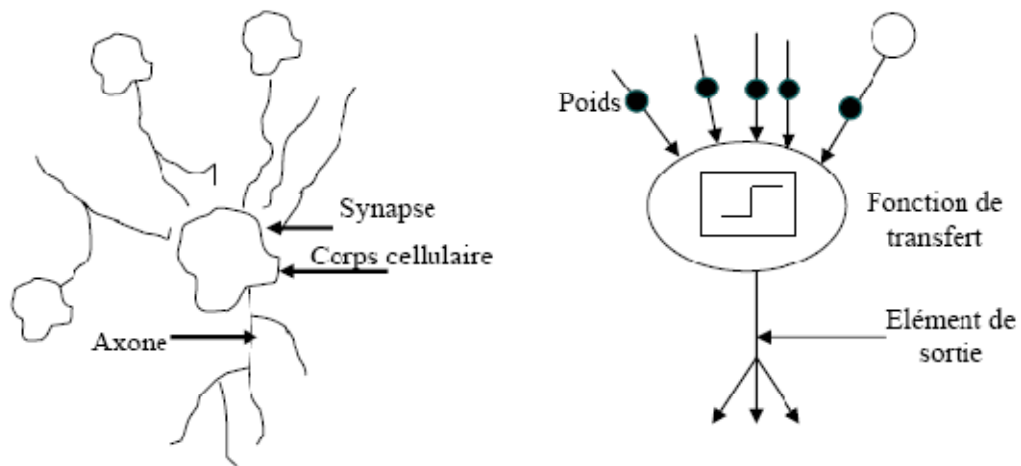
Inspirés des réseaux de neurones biologiques, un réseau de neurones est un système composé de plusieurs unités de calcul simples fonctionnant en parallèle, dont la fonction est déterminée par la structure du réseau, la solidité des connexions, et l'opération effectuée par les éléments ou nœuds (neurones) [31].

IV.2.2 Neurones formels

Le neurone formel est une modélisation mathématique très simple qui a pour but de reproduire le raisonnement « intelligent » d'une manière artificielle, telle que la sommation et la comparaison. Chaque neurone formel calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit.

En s'inspirant de leurs travaux sur les neurones biologiques, **Mc Culloch et Pitts** introduisent la première modélisation d'une cellule nerveuse. Ce dernier est capable de faire une somme des potentiels d'actions venant de n entrées pondérées par des coefficients, dits poids synaptiques (les potentiels des entrées ont des valeurs numériques). La valeur du résultat indique l'état du neurone. Si cette somme dépasse un certain seuil, le neurone est

activé, et il transmet une réponse dont la valeur est celle de son activation. Dans le cas contraire, un zéro se présente à la sortie, le neurone n'est donc pas actif figure(IV.1)[8].



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

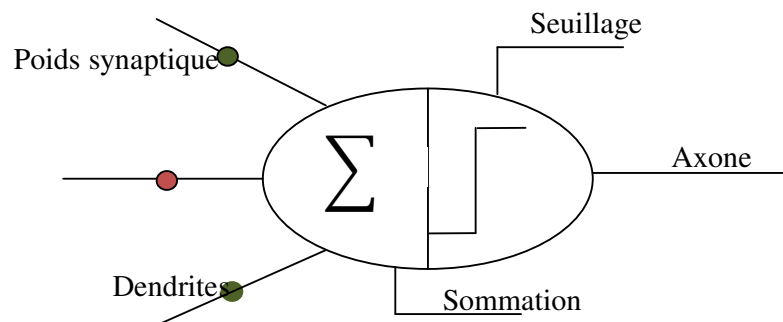
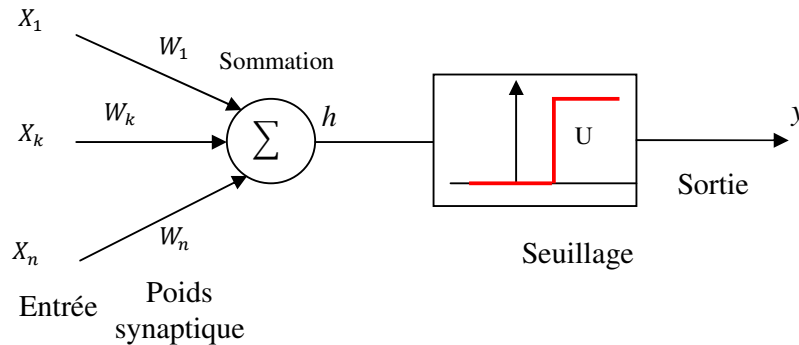


Figure (IV.2): Neurone formel

Le neurone formel est donc une modélisation mathématique qui reprend les principes du fonctionnement du neurone biologique, en particulier la sommation des entrées. Sachant qu'au niveau biologique, les synapses n'ont pas toutes la même «valeur» (les connexions entre les neurones étant plus ou moins fortes), les auteurs ont donc créé un algorithme qui pondère la somme de synapses entrées par des poids synaptiques (coefficients de pondération)[30].

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.3): Représentation mathématique du neurone formel.

Pour un nombre compris entre $n=1$ 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_1, \dots, w_n) , 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. D'où la formule:

$$y = f(\sum_{r=1}^n (W_r X_r - B)) \quad (IV.1)$$

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 [30][8].

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

$$y = f(p) = p \quad (\text{IV.2})$$

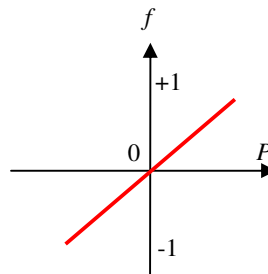
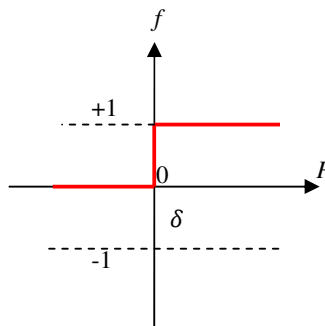


Figure (IV.4): Fonction identité

Ici la fonction f est booléenne, si le produit scalaire p dépasse un certain seuil δ le neurone répond par 1, mais si p est inférieur ou égal à δ , le neurone répond par 0.



Figure(IV.5): Fonction a seuil

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

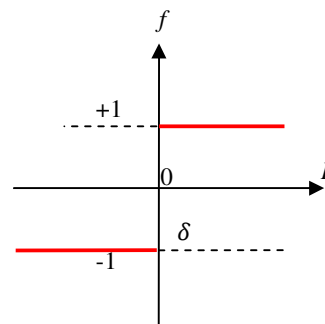
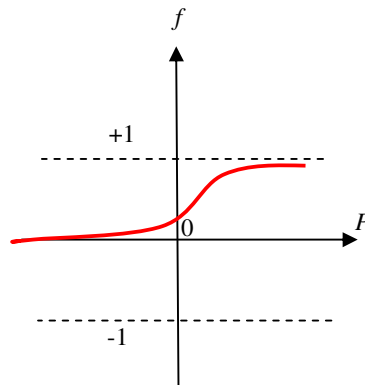


Figure (IV.6): Fonction signe

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

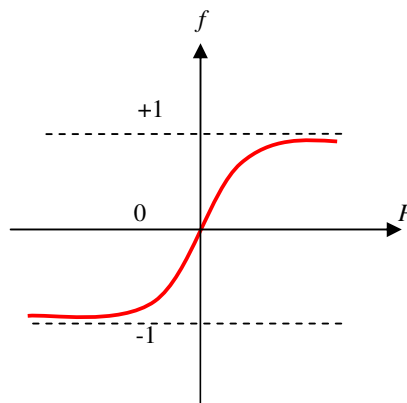
$$f(P) = \frac{1}{1 + e^P} \quad (\text{IV. 3})$$



Figure(IV.7): Fonction log-sigmoïde

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

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



Figure(IV.8): Fonction tan- sigmoïde

IV.3 APPLICATION DES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS POUR LA COMMANDE DTC DE MAS

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

Dans notre travail sur la DTC, 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).

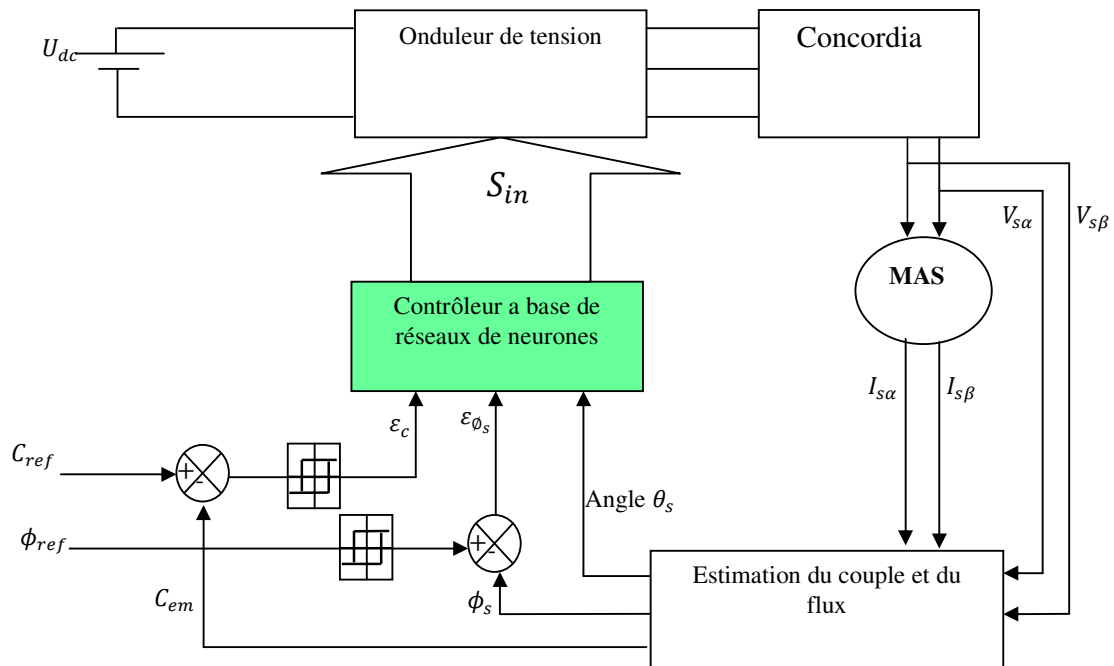


Figure (IV.9): schéma du contrôle direct du couple

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.

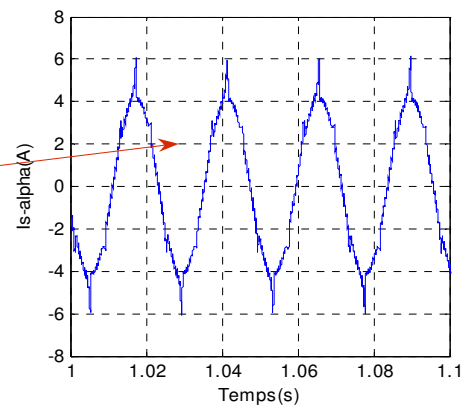
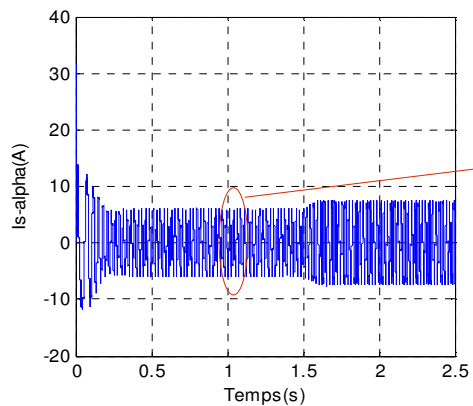
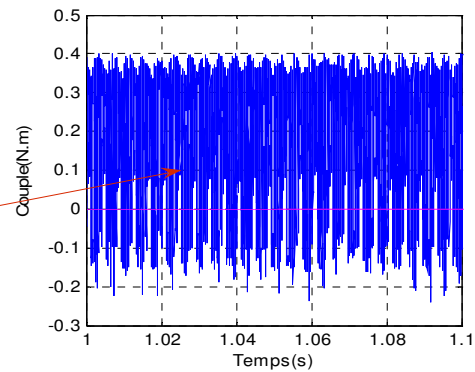
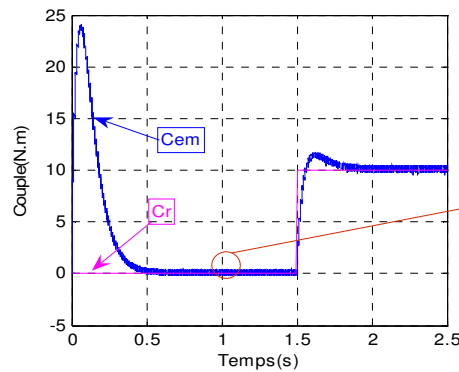
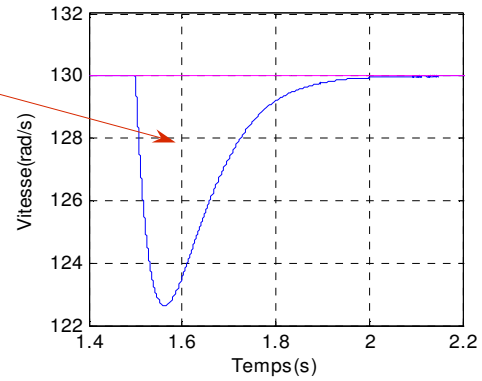
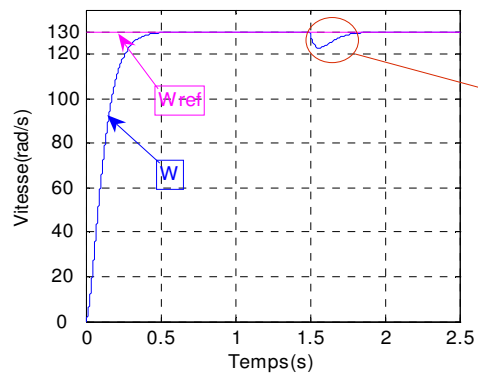
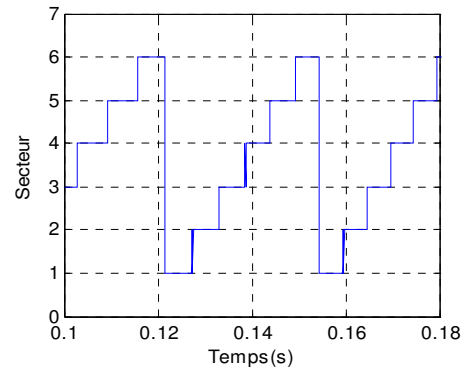
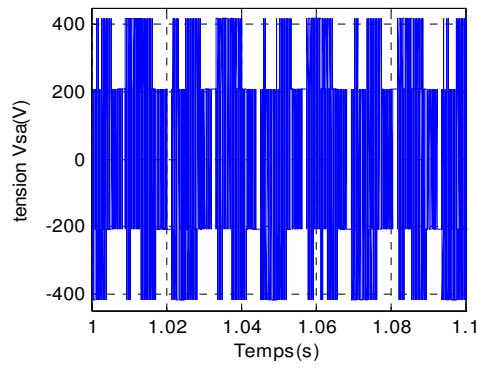
IV.3.3 Construction de la base d'apprentissage

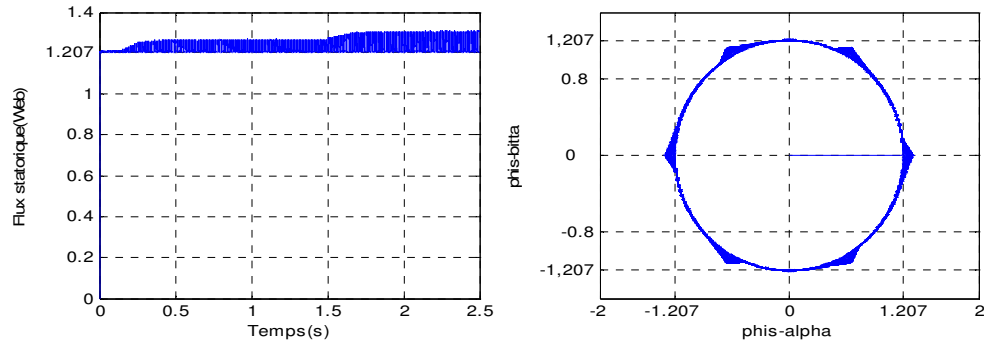
La base d'apprentissage du RNA est mise sous forme de fichier ou de tableau matrice). Le réseau de neurones que nous avons utilisé est un réseau multicouche à connexion local qui utilise l'algorithme de rétro-propagation pour leurs apprentissages.

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 DTC à un onduleur à deux niveaux et 6 secteurs) :

a=[1 1 1;	d=[1 1 0;
	1 1 0;		0 1 0;
	1 0 1;		1 0 1;
	1 0 0;		0 0 1;
	2 1 1;		0 1 0;
	2 1 0;		0 1 1;
	2 0 1;		1 0 0;
	2 0 0;		1 0 1;
	3 1 1;		0 1 1;
	3 1 0;		0 0 1;
	3 0 1;		1 1 0;
	3 0 0;		1 0 0;
	4 1 1;		0 0 1;
	4 1 0;		1 0 1;
	4 0 1;		0 1 0;
	4 0 0;		1 1 0;
	5 1 1;		1 0 1;
	5 1 0;		1 0 0;
	5 0 1;		0 1 1;
	5 0 0;		0 1 0;
	6 1 1;		1 0 0;
	6 1 0;		1 1 0;
	6 0 1;		0 0 1;
	6 0 0];		0 1 1];





Figure(IV.11) : Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux et onduleur à deux niveaux tension par les réseaux de neurones artificiels

IV.4 APPLICATIONS DES RNA SUR LA DTC POUR DES CORRECTEURS DE COUPLE A TROIS NIVEAUX (SIX SECTEUR)

La figure (IV.12) 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 trois niveaux du correcteur du couple et deux niveaux pour le flux statorique.

Les résultats de simulations obtenues dans la figure (IV.12) 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.

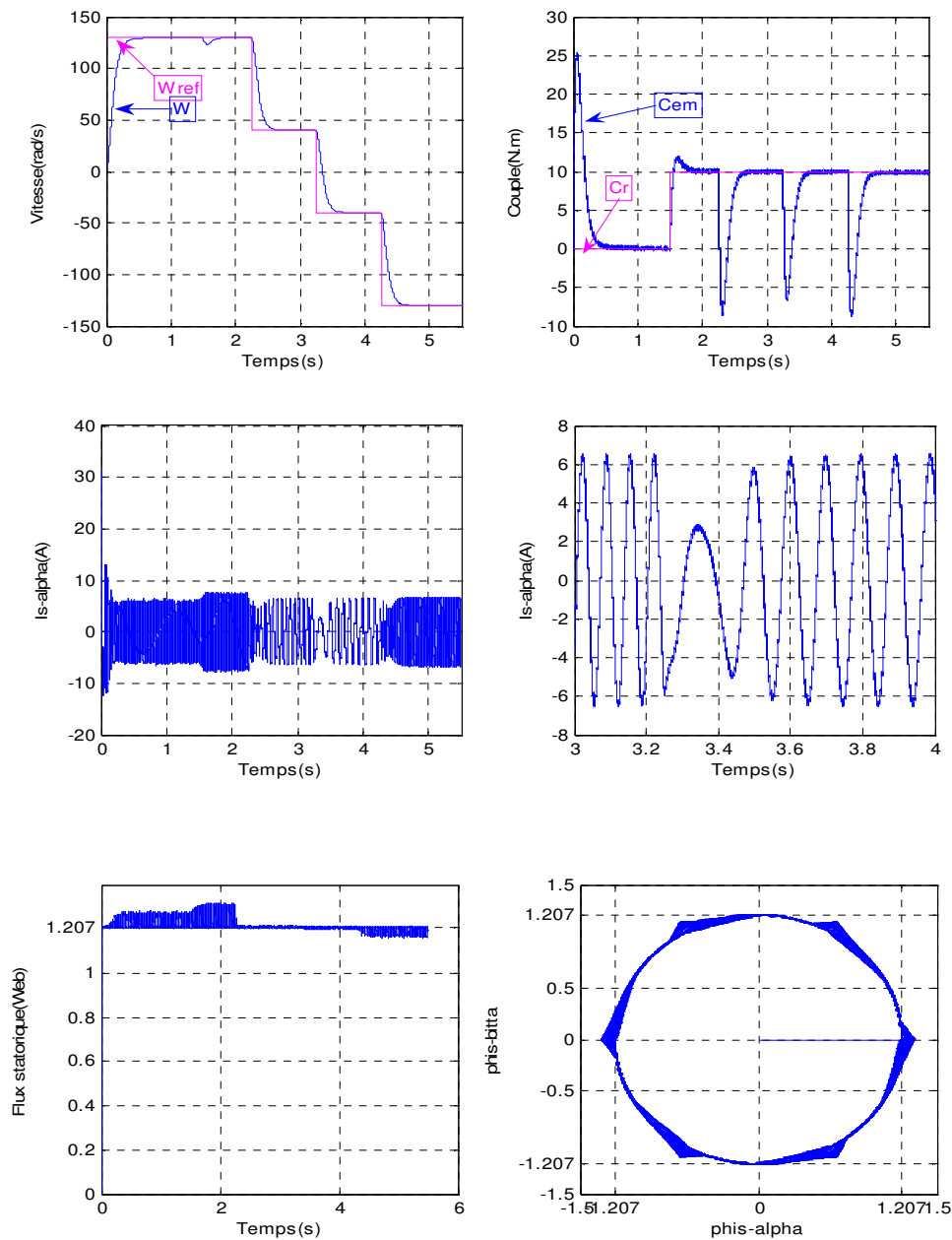


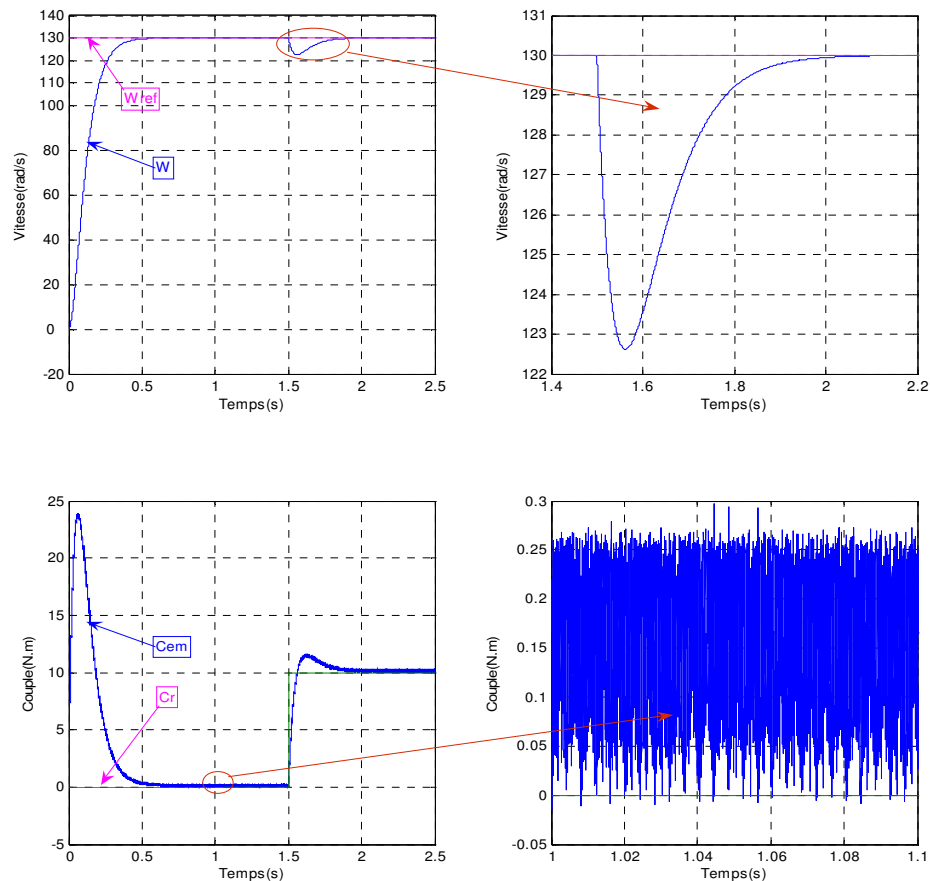
Figure (IV.12) : Résultats de simulation avec correcteur du couple à trois niveaux et sans vecteurs tension nuls par les réseaux de neurones artificiels

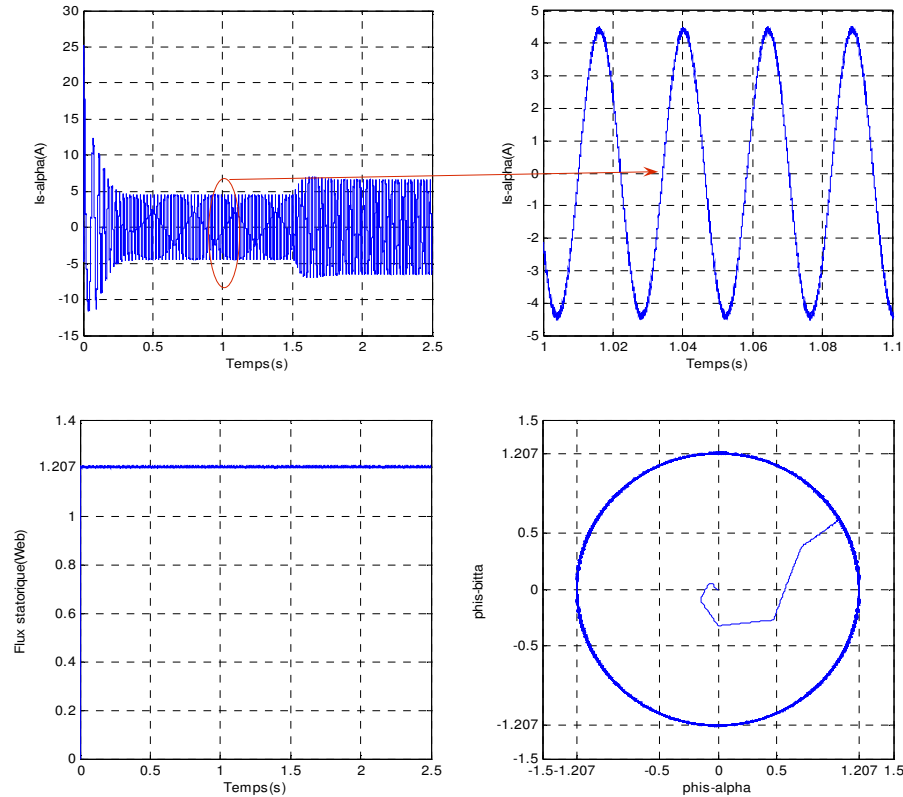
IV.5. APPLICATIONS DES RNA SUR LA DTC POUR DES CORRECTEURS DE COUPLE A QUATRE NIVEAUX (DOUZE SECTEURS)

La figure (IV.13) 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.

On note que le couple électromagnétique suit précisément sa référence et on relève sa temps de réponse (0.4 sec), et on peut voir toujours qu'il y a une diminution sur les ondulations du couple électromagnétique par rapport le même cas dans le chapitre II.

On voit aussi que la trajectoire du flux statorique est nette au celle dans le chapitre II. Le courant statorique répond bien aux variations imposées par le couple et que sa forme est proche de la sinusoïde. Mais on ne voit pas une amélioration sur la diminution des harmoniques toujours au celle dans le chapitre II.





Figure(IV.13) : Résultats de simulation avec correcteur de couple à quatre niveaux avec les vecteurs tension nuls et actifs par les réseaux de neurones artificiels

IV.6 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.

CONCLUSION GENERALE

L'intérêt pour le moteur électrique comme actionneur va croissant dans les applications industrielles. Cet intérêt se justifie par l'efficacité des progiciels de conception des machines, qui permet l'élaboration de moteurs spéciaux dédiés à une application donnée.

Le travail présenté dans ce thème montre la faisabilité de l'application de la technique de contrôle DTC sur une machine asynchrone.

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 artificielles 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 les 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 démontré dans le quatrième chapitre. A cet effet, on pourrait avoir 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 1

Les paramètres de la machine utilisée

<i>Tension nominale</i>	$220 / 380 \text{ (V)}$
<i>Courant nominal</i>	$6.4 / 3.7 \text{ (A)}$
<i>Puissance nominale</i>	1.5 (kW)
<i>Nombre de paires de pôles</i>	$p = 2$
<i>Résistance statorique par phase</i>	$R_s = 4.85 \text{ (\Omega)}$
<i>Résistance rotorique par phase</i>	$R_r = 3.805 \text{ (\Omega)}$
<i>Inductance cyclique du stator</i>	$L_s = 0.274 \text{ (H)}$
<i>Inductance cyclique du rotor</i>	$L_r = 0.274 \text{ (H)}$
<i>Inductance mutuelle cyclique</i>	$L_m = 0.258 \text{ (H)}$
<i>Moment d'inertie de la partie tournante</i>	$J = 0.031 \text{ (Kgm}^2 \text{)}$
<i>Vitesse nominale</i>	$N = 1420 \text{ (tr /min)}$
<i>Coefficient du frottement visqueux</i>	$f_r = 0.000114 \text{ (kg.m}^2 \text{ / sec)}$
<i>Tension d'entrée de l'onduleur</i>	$U_{dc} = 514 \text{ (V)}$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : H.Tamrabet, «Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone » Thèse de magister en électrotechnique, Batna. Mai 2006
- [2] : B.Mokhtari, «Implantation de la DTFC par des technique de l'intelligence artificielle Neuron-Flou ; Application à la MAS alimentée par des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux» Thèse de magister, Batna. Novembre 2004
- [3] : L.Edouard, «Méthodologie multi modèles pour l'identification et la commande de machine asynchrone » Thèse de doctorat Ecole normale. Supérieur de Cachan. 2000
- [4] : L.Baghli, «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.» Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy-I. janvier 1999
- [5] : L.Baghli « Modélisation et commande de la machine asynchrone» coures de commande IUFM de lorraine UHP, 2003/2004
- [6] : Y.Daili «Contrôle de la fréquence de commutation des hystérésis utilisés dans les commandes d'une machine asynchrone » Thèse de magister en électrotechnique, Batna. Novembre 2007
- [7] : S.Amamra «Commande par réseaux de neurones d'une machine asynchrone avec linéarisation hybride» thèse de magister ENP Alger. Octobre 2005
- [8] : K.Imarazene «application des réseaux de neurones a la commande par élimination d'harmoniques des onduleurs multi niveaux »Thèse magister, ENP. Alger. Juin 2005
- [9] : M.Hadef «Contrôle direct du couple des machines asynchrone avec et sans capteurs mécaniques» Thèse de magistère, Bejaia. Novembre 2002
- [10] : 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
- [11] : R. Zaimeddine «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux»Thèse de doctorat en génie électrique ENP Alger.2007
- [12] : L.Checouche B.Mokhtarie « Etude et simulation d'un moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension multi-niveaux » PFE M'sila. 2005
- [13] : S.boulekherachef «Analyse et commande d'un onduleur à structure NPC application à la machine asynchrone commandé par logique floue » Thèse de magister ENP Alger. 2001

- [14] : A.Marie ARCKER «Contrôle Direct du Couple électromagnétique de Machines Asynchrones de grande puissance » Thèse de doctorat, INP Toulouse.1999
- [15] : J.Arza «Contrôle vectoriel sans capteur mécanique d'une machine asynchrone» Thèse de doctorat, INP Grenoble.1999
- [16] : B.Malika «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone» Thèse de magistère, Batna
- [17] : A.Albacha, M.T.Lamchich, M.Charkaoui «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement» Physical and Chemical News ISSN 1114-3800PP, 2006
- [18] : A.M.Trzynadlowski « Control of induction motors » academic press 2001
- [19] : I.EL Hassan «Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple» Thèse de doctorat, INP Toulouse.1999
- [20] : 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
- [21] : J.Belhadj «Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone
- Structures d'observation
- Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs» Thèse de doctorat, INP Toulouse.2001
- [22] : Y.Massinissa, B.Zidane « Commande direct du couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux types d'onduleurs» PFE, ENP Alger. 2007
- [23] : M.Abd Errahman, B.Bachir «commande sans capteur de vitesse d'une machine à induction» PFE, M'sila 2006/2007
- [24] : S.Bezzaoucha «DIFFERENTES STRATEGIES DE COMMANDE FLOUE APPLIQUEES À UNE COLONNE D'ABSORPTION» Thèse de magister en Automatique, ENP Alger. 2007
- [25] : M.C.Madaoui «Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct AC/AC monophasé à structure minimale. Application à l'alimentation d'une machine asynchrone monophasée» Thèse de magister en Automatique, ENP.2007
- [26] : F.Zidani « Contribution au contrôle et au diagnostique de la machine asynchrone par la logique floue » Thèse de doctorat d'état, Batna. 2003

- [27] : L .Fakani, M.Aissaoui «DIAGNOSTIC PAR LOGIQUE FLOUE APPLIQUE À LA MACHINE ASYNCHRONE» PFE, M'sila. 2006/2007
- [28] : S.Labiod «Contribution à la commande adaptative floue des système non linéaires» Thèse De doctorat, ENP Alger. 2005
- [29] : A.Larabi «Contribution à l'étude de la commande vectorielle discrète de la machine asynchrone» Thèse de doctorat d'Etat en Electronique, ENP Alger. 2005
- [30] : Y.Boulfani, S.Doumandji «Implémentation sur DSP TMS320C5000 de filtres optimaux appliqués aux images et introduction de réseaux neurones» Thèse d'ingénieur, ENP, 2004
- [31] : R.Haddouche «Simulation et contrôle d'une colonne d'absorption» Thèse de magistère, ENP, 2006
- [32] : K.Guenifi, R.Direm «Détection, classification et localisation des défauts dans les réseaux par les techniques intelligentes» Thèse d'ingénieur, ENP, 2006

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VU DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE**

Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple

CHEBABHI Ali, ROUABAH Nedjm Eddine et GUERBAI Elhassen

Département d'Electrotechnique
Université Med Boudiaf de M'sila,
28000 M'sila, Algérie.

Résumé :

Ce travail consiste à appliquer des techniques de l'intelligence artificielle à savoir : la logique floue et les réseaux de neurones artificiels pour la conception d'une commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone. L'alimentation de cette dernière est testé par deux onduleurs de tension à deux niveaux et 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. Chose qui nous a permis de minimiser les ondulations du couple et les harmoniques au niveau des courants statoriques notamment pour l'onduleur de tension à trois niveaux. Toutefois, malgré les résultats satisfaisants obtenus, la logique floue provoque un temps de calcul très important. En revanche, en profitant les 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.

Mots clés : Machine asynchrone, Contrôle direct du couple, Logique floue, Réseaux de neurones artificiels, Onduleurs à de tension à trois niveaux.