

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de La recherche scientifique

BADJI-MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY

UNIVERSITE DE BADJI MOKHTARE- ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

**Faculté des sciences de l'ingénieur
Département de l'électromécanique**

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de MAGISTER

**Régulation des onduleurs multi niveaux
par un régulateur à logique floue**

**OPTION
ELECTROMÉCANIQUE**

**Par
GUERFI YUCEF**

Directeur de Mémoire : Dr. SAAD Salah MC U. ANNABA

DEVANT LE JURY

Président : CHEGHIB. H MC U. ANNABA
Examineurs : BOURAS. S MC U. ANNABA
BELHAMRA. A MC U. ANNABA
OMEIRI. A MC U. ANNABA

Année Universitaire 2008/2009

Remerciements

*À l'issue de ce travail, nous adressons nos sincères remerciements
premièrement à dieu tout puissant qui nous a donné la santé, la volonté et
la patience.*

*A mon directeur de thèse monsieur SAAD Salah pour son aide, son
dévouement incessant, ses orientations et surtout sa gentillesse afin de
nous permettre l'accomplissement de ce travail.*

*Je remercie tous les membre de jury pour l'honneur qu'ils me font en
acceptant de participer au jury, en l'occurrence a:*

Monsieur CHEGIB. H Maître de conférence à l'université de Annaba.

Monsieur BOURAS. S Maître de conférence à l'université de Annaba.

Monsieur BELHAMRA. A Maître de conférence à l'université de Annaba.

Monsieur OMEIRI. A Maître de conférence à l'université de Annaba.

*Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont aidé à élaborer et
réaliser ce travail.*

*Et dans le souci de n'oublier personne, que tous ceux qui m'ont aidé de
prés ou de loin, trouvent ici, l'expression de ma gratitude et de mes
respects les plus profonds.*

*Enfin je tiens à exprimer mon reconnaissance à tous mes amis et
collèges pour leur soutien moral et matériel...*

Dédicace

Je tiens à dédier ce modeste travail :

À tous mes amis intimes et mes collègues

ET à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à accomplir ce travail.

G. Youcef

Résumé

Le domaine de variation de la vitesse des machines asynchrones s'est développé d'une manière rapide lors de ces dernières années. Par conséquent, le développement des techniques intelligentes est devenu un domaine d'intérêt de plusieurs chercheurs et industriels. Outre les stratégies de commandes conventionnelles (*PI*, *PID*), d'autres approches appliquées à la commande des machines asynchrones sont également envisageables: il s'agit de la commande par logique floue. Le travail présenté dans ce mémoire consiste à l'application de cette approche intelligente et à l'analyse de ces performances par rapport au régulateur conventionnel. Tous ces régulateurs de vitesse, de couple et de flux, sont implantés en utilisant la méthode du flux orienté, la machine est alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type *NPC* contrôlé par une *MLI* sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaire. Les résultats de simulation obtenus sont montrés, analysés et interprétés.

Nous concluons à partir des résultats obtenus que, la commande vectorielle directe (*CVD*) par l'utilisation des régulateurs à logique floue présente une robustesse par rapport aux variations paramétriques de la machine et vis-à-vis des perturbations introduites par le couple résistant.

Mots clé: machine asynchrone, onduleur de tension triphasé multi niveaux, commande vectorielle directe, régulateur à logique floue et régulateurs classiques.

Abstract

Recently, the field of asynchronous machines variable speed has been developed rapidly as a result; the development of intelligent techniques becomes the area of interest of many research studies. Consequently, the recourse to the development of the intelligent techniques to arouse an interest more and more growing, in industry, in order to satisfy increasingly sever schedules of conditions. In addition to conventional control strategy using *PI*, and *PID* controllers, a fuzzy logic controller is used to control asynchronous machines. The work presented in this thesis consists on the development of this intelligent approach and compared to the conventional controllers. All these speed; flux and torque controllers are implemented using the method of oriented flux. The machine is supplied by a three-level *NPC PWM* voltage source inverter. The obtained results are presented analyzed and discussed.

It can be concluded from these results that the asynchronous machines control using the fuzzy logic controllers have robustness to the parametric variations of the machine and the disturbances introduced by the resistive torque.

Keywords: Asynchronous Machines, Multilevel Voltage Source Inverter, Direct Vector Ordering, Fuzzy Logic Control and conventional controllers.

SOMMAIRE

Introduction générale

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1. INTRODUCTION	3
I.2. PRÉSENTATION DE LA MACHINE	3
I.2.1. CONSTRUCTION	3
I.2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	4
I.2.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS	5
I.3. MODÈLE TRANSITOIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	5
I.3.1. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	5
I.3.2. MISE EN EQUATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	6
I.3.2.1. Equation électrique	6
I.3.2.2. Equation magnétique	7
I.3.2.3. Equation mécanique	8
I.4. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MACHINE TRIPHASÉE	9
I.4.1. PRINCIPE DE LA TRANSFORMATION DE PARK.....	9
I.4.2. EQUATIONS ELECTRIQUES D'UN ENROULEMENT TRIPHASE DANS LES AXES(D,Q)10	
I.4.3. EQUATIONS MAGNETIQUES D'UN ENROULEMENT TRIPHASE DANS LES AXES(D,Q)10	
I.4.4. EQUATION DES TENTIONES.....	10
I.5. CHOIX DU RÉFÉRENTIEL	11
I.5.1. REFERENTIEL IMMOBILE PAR RAPPORT AU STATOR	11
I.5.2. REFERENTIEL IMMOBILE PAR RAPPORT AU ROTOR	11
I.5.3. REFERENTIEL IMMOBILE PAR RAPPORT AU CHAMP TOURNANT	11
I.6. EXPRSSION DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE	12
I.7. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA REPRÉSENTATION D'ÉTAT	13
I.7.1. LE SYSTEME D'EQUATION D'ETAT	13
I.7.2. MODELE D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION.....	13
I.7.3. FORME D'ETAT DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPERE (D, Q) LIE AU CHAMP TOURNANT	14
I.8. TECHNIQUE D'ORIENTATION DU FLUX	15
I.8.1. ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE	15
I.8.2. ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	15
I.9. CONCLUSION	15

Chapitre II: Modélisation de l'alimentation la machine asynchrone

II.1. INTRODUCTION	16
II.2. SYSTÈME D'ALIMENTATION	16
II.3. LES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE	17
II.4. MODELISATION DU REDRESSEUR TRIPHASE DOUBLE ALTERNANCE A DIODES	18
II.5. MODÉLISATION DU FILTRE PASSE-BAS (LC)	19
II.6. LES ONDULEURS MULTI NIVEAUX	20
II.6.1. INTRODUCTION	20
II.6.2. AVANTAGES DES ONDULEURS MULTI NIVEAUX	20
II.6.3. LES DIFFERENTES TOPOLOGIES DES ONDULEURS MULTI NIVEAU	21
II.7. ONDULEUR MULTI NIVEAUX A DIODE DE BOUCLAGE	21
II.7.1.STRUCTURE TOPOLOGIQUE DE L'ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX	21
II.7.2. MODELISATION DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX	22
II.7.2.1. Modèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur	22
II.7.2.2. Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur	22
II.7.2.3. Modèle de commande de l'onduleur	26
II.7.2.3.1. Fonction de connexion	26
II.7.2.3.2. Relation entre les fonctions de connexion	26
II.7.2.3.3. Fonction de connexion des demis – bras	27
II.7.2.3.4. Table d'excitation des interrupteurs	27
II.7.2.4. Modèle de connaissance de l'onduleur	28
II.7.2.4.1. les fonctions de conversion	28
II.7.2.4.2. Matrice de conversion simple	30
II.7.2.4.3. Matrice de conversion composée	31
II.8. STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX	32
II.8.1. LES DIFFERENTES STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR	32
II.8.1.1. Commande classique à pleine onde	32
II.8.1.2. Commande à modulation de largeurs d'impulsions MLI	32
II.8.1.3. Modulation vectorielle	34
II.8.2. COMMANDE A MLI A DEUX PORTEUSES EN DENT DE SCIE UNIPOLAIRES	34
II.8.2.1. Définition des ondes porteuses	34
II.8.2.2. Algorithme de commande	35
II.9. SIMULATION ET INTERPRETATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHINE	35
II.9.1. LES BLOCS DE SIMULATION	36
II.9.2. RESULTATS DE SIMULATION A VIDE	37
II.9.3. RESULTATS DE SIMULATION EN CHARGE À T=0.5 s	38
II.9.4. RESULTATS DE SIMULATION DES TENSIONS	39
II.9.5. INTERPRETATION DES RESULTATS	39
II.10. CONCLUSION	40

Chapitre III: Commande vectorielle de la machine asynchrone

III.1. INTRODUCTION	41
III.2. HISTORIQUE	41
III.3. OBJECTIF DE LA COMMANDE VECTORIELLE	41
III.4. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	42
III.4.1. PRINCIPE DU DECOUPLAGE	42
III.4.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR ORIENTATION DU FLUX	43
a. Description	43
b. Principe de la commande	43
III.4.3. ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	43
III.5.COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE A FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ	47
III.5.1. STRUCTURE DE LA CVD	47
III.5.1.1. Description	47
III.5.1.2. Système d'équations	47
III.5.1.3. Estimateur du flux rotorique	48
III.5.2. SCHEMA COMPLET DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE	49
III.5.2.1. Découplage entrée-sortie	51
III.5.2.2. Découplage par compensation	51
III.5.2.3. Schéma de compensation	53
III.5.2.4. Problèmes posés par le découplage	54
III.5.3. CALCUL DES REGULATEURS	54
III.5.3.1. Régulateur de vitesse	55
III.5.3.2. Régulateur de couple	57
III.5.3.3. Régulateur du flux	58
III.6. SIMULATION, ANALYSE ET INTERPRETATION DE CVD DE MAS	60
III.6.1. DEMARRAGE A VIDE SUIVI D'UNE INTRODUCTION DE COUPLE DE CHARGE	61
III.6.2. REPONSE A UNE INVERSION DE VITESSE	62
III.6.3. REPONSE A BASSE VITESSE	63
III.6.4. ESSAI AVEC VARIATION DU COUPLE DE CHARGE ET INVERSION DU SENS DE ROTATION	64
III.6.5. RESULTATS DE SIMULATION DES TENSIONS	66
III.7. CONCLUSION	66

Chapitre IV: Commande par logique floue

IV.1. INTRODUCTION	67
IV.2. HISTORIQUE	67
IV.3. DEFINITIONS	68
IV.3.1. PROCESSEUR	68
IV.3.2. LOGIQUE FLOUE	68
IV.3.3. PROCESSEUR FLOU	68
IV.4. DOMAINES D'APPLICATION	68
IV.5. PRINCIPES DE LA LOGIQUE FLOUE	69
IV.5.1. INTRODUCTION	69
IV.5.2. STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME FLOUE	69
IV.5.2.1. Eléments de base de la logique floue	70
IV.5.2.2. Différentes formes des fonctions d'appartenance	71
IV.5.2.3. Intervalles d'inférence	73
IV.5.2.4. Variable linguistique	73
IV.5.2.5. Opérateurs de la logique floue	74
IV.5.3. ETABLISSEMENT DES REGLES D'INFERENCE FLOUE	75
IV.5.3.1. Linguistiquement	75
IV.5.3.2. Symboliquement	75
IV.5.3.3. Par matrice d'inférence	75
IV.5.4. FONCTIONS D'APPARTENANCE DE LA VARIABLE DE SORTIE	76
IV.6. CONCEPTION D'UN CONTRÔLEUR À LOGIQUE FLOUE	77
IV.6.1. STRATEGIE DE FUZZIFICATION	77
IV.6.2. BASE DE DONNEES	77
IV.6.3. BASE DE REGLES	78
IV.6.4. INFERENCE	78
a. Méthode d'inférence max-min	79
b. Méthode d'inférence max-prod	79
c. Méthode d'inférence somme-prod	79
IV.6.5. STRATEGIE DE DEFUZZIFICATION	80
a. Méthode du maximum	80
b. Méthode du centre de gravité	80
c. Méthode des hauteurs pondérées	80
IV.6.6. STRUCTURE DU REGULATEUR PAR LOGIQUE FLOUE	81
IV.7. CONCEPTION D'UN CONTRÔLEUR À LOGIQUE FLOUE POUR LE REGLAGE DE LA VITESSE, LE COUPLE ET LE FLUX ..	81
IV.7.1. LE CHOIX DES VARIABLES D'ENTREES ET DE SORTIES	82
IV.7.2. NORMALISATION DES VARIABLES D'ENTREES ET DE SORTIES	82
IV.7.3. INTERFACE DE FUZZIFICATION	82
IV.7.4. INFERENCE	84
IV.6.5. TRAITEMENT NUMERIQUE DE L'INFERENCE	84

IV.8. SIMULATION ET INTERPRETATION DE LA CVD DE LA MAS AVEC UN REGULATEUR A LOGIQUE FLOUE	85
IV.8.1. DEMARRAGE A VIDE SUIVI D'UNE INTRODUCTION DE COUPLE DE CHARGE ...	85
IV.8.2. REPOSE A UNE INVERSION DE VITESSE	86
IV.8.3. REPOSE A BASSE VITESSE	88
IV.8.4. TEST DE VARIATION DU COUPLE DE CHARGE ET INVERSION DU SENS DE ROTATION	89
IV.8.5. RESULTATS DE SIMULATION DES TENSIONS	90
IV.9. CONCLUSION	91

Conclusion générale

Annexe

Bibliographie

NOTATIONS ET SYMBOLES

Modèle de la machine

Symbole	Désignation
MAS	<i>Machine Asynchrone</i>
a, b, c	<i>Indices des phases électriques</i>
s, r	<i>Indices relatif au stator et rotor respectivement</i>
d	<i>Indice de l'axe direct</i>
q	<i>Indice de l'axe en quadrature</i>
o	<i>Indice de l'axe homopolaire</i>
$[V_s]$	<i>Vecteur tension statorique</i>
$[V_r]$	<i>Vecteur tension rotorique</i>
$[I_s]$	<i>Vecteur courant statorique</i>
$[I_r]$	<i>Vecteur courant rotorique</i>
$[\varphi_s]$	<i>Vecteur flux statorique</i>
$[\varphi_r]$	<i>Vecteur flux rotorique</i>
ω_s	<i>Pulsation statorique</i>
ω	<i>Vitesse de rotation électrique</i>
ω_{sl}	<i>Pulsation de glissement</i>
ω_c	<i>La vitesse angulaire du système d'axe (d, q) par rapport au système d'axes triphasé (statorique)</i>
Ω	<i>Vitesse de rotation mécanique</i>
Ω_s	<i>Vitesse de synchronisme</i>
θ	<i>La position angulaire du rotor par rapport au stator</i>
θ_{sl}	<i>L'angle électrique entre l'axe a rotorique et l'axe direct d</i>
θ_c	<i>L'angle électrique entre l'axe a statorique et l'axe direct d</i>

ε_s	<i>Force magnétomotrice</i>
L_m	<i>Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor</i>
l_s	<i>Inductance cyclique propre du stator</i>
l_r	<i>Inductance cyclique propre du rotor</i>
m_s	<i>Inductance mutuelle entre deux phases statoriques</i>
m_r	<i>Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques</i>
m_{sr}	<i>Le maximum de l'inductance mutuelle entre deux phases statorique et rotorique respectivement</i>
j	<i>Moment d'inertie des masses tournantes</i>
f	<i>Coefficient de frottement visqueux</i>
p	<i>Nombre de paire de pôles</i>
R_s	<i>Résistance statorique</i>
R_r	<i>Résistance rotorique</i>
T_s	<i>Constante du temps statorique</i>
T_r	<i>Constante du temps rotorique</i>
σ	<i>Coefficient de dispersion de Blondel</i>
C_e	<i>Couple électromagnétique</i>
C_r	<i>Couple résistant</i>
P_e	<i>Puissance électrique</i>
P_m	<i>Puissance mécanique</i>
$[X]$	<i>Vecteur d'état</i>
$[U]$	<i>Vecteur des entrées</i>
$[Y]$	<i>Vecteur des sorties</i>
$[A]$	<i>Matrice d'évolution</i>
$[B]$	<i>Matrice d'application de la commande</i>
$[C]$	<i>Matrice d'observation</i>
$[D]$	<i>Matrice de transmission directe</i>

Modèle de l'alimentation de la machine

Symbole	Désignation
NPC	<i>Neutral Point Clamping (point neutre des sources continues: M)</i>
MLI	<i>Modulation de Largeur d'Impulsion</i>
L_F	<i>Inductance de filtre</i>
C_F	<i>Condensateur de filtre</i>
V_{red}	<i>Tension de sortie de redresseur</i>
V_{dc}	<i>Tension de sortie de filtre</i>
f_C	<i>Fréquence de coupure</i>
K	<i>Interrupteur bidirectionnel en courant</i>
C_{ij}	<i>Commande de l'interrupteur ($j = 1,4$) du bras d'onduleur ($i = 1,3$)</i>
$U_{C1,2}$	<i>Tensions aux bornes des condensateurs de l'étage continu</i>
E	<i>Tension continue appliquée à l'onduleur</i>
$I_{d1,0,2}$	<i>Courants de l'étage continu</i>
$V_{A,B,C}$	<i>Tensions simples de la machine</i>
$I_{A,B,C}$	<i>Courants de lignes de la machine</i>
$V_{AM,BM,CM}$	<i>Tensions polaires</i>
R_{mn}	<i>Réceptivité de transition entre la configuration (m) et (n)</i>
F_{im}^b	<i>Fonction de connexion du demi – bras i</i>
F_{ij}	<i>Fonction de connexion de l'interrupteur K_{ij}</i>
$[N(t)]$	<i>Matrice de conversion simple</i>
$[M(t)]$	<i>Matrice de conversion composée</i>
$U_{p1,2}$	<i>Porteuses unipolaires en dents de scie</i>
U_{pm}	<i>Décalage entre les deux porteuses</i>
T_p	<i>Période des porteuses</i>

Commande vectorielle de la machine

Symbole	Désignation
CV	<i>Commande Vectorielle</i>
CVD	<i>Commande Vectorielle Directe</i>
FTBO	<i>Fonction de transfert en boucle ouverte</i>
FTBO	<i>Fonction de transfert en boucle fermée</i>
$f.e.m$	<i>Force électromotrice</i>
f_{emd}, f_{emq}	<i>Forces électromotrices de compensation</i>
S	<i>Opérateur de Laplace</i>
X^*	<i>Grandeur de référence</i>
\hat{X}	<i>Grandeur estimée</i>

Réglage par logique flou

Symbole	Désignation
RLF	<i>Régulateur à logique flou</i>
BFF	<i>Bloc fonctionnel flou</i>
μ	<i>Fonction d'appartenance</i>
E_1	<i>Sous ensemble</i>
X	<i>Nom de variable</i>
$T(x)$	<i>Ensemble de terme de variable</i>
U	<i>Univers de discours</i>
ΔU	<i>Décisions de la sortie</i>
e	<i>Variable linguistique</i>

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

Liste des figures

Figure	Titre	Page
<i>Figure (I.1)</i>	<i>Représentation de la construction de moteur a cage d'écureuil</i>	4
<i>Figure (I.2)</i>	<i>Représentation de la MAS triphasée dans l'espace électrique</i>	6
<i>Figure (I.3)</i>	<i>Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q</i>	9
<i>Figure (II.1)</i>	<i>Schéma global de l'alimentation de la MAS</i>	16
<i>Figure (II.2)</i>	<i>Représentation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation</i>	17
<i>Figure (II.3)</i>	<i>Schéma de redresseur triphasé double alternance à diodes</i>	18
<i>Figure (II.4)</i>	<i>Schéma du filtre (LC)</i>	19
<i>Figure (II.5)</i>	<i>Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC</i>	22
<i>Figure (II.6)</i>	<i>Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur</i>	24
<i>Figure (II.7)</i>	<i>Schéma de principe de la technique triangulo – sinusoidale</i>	33
<i>Figure (II.8)</i>	<i>Schéma de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC</i>	36
<i>Figure (II.9)</i>	<i>Schéma de simulation de la MLI sinusoidale à deux porteuses</i>	36
<i>Figure (II.10)</i>	<i>La réponse de la MAS à vide alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC</i>	37
<i>Figure (II.11)</i>	<i>La réponse de la MAS en charge à $t=0.5$ s</i>	38
<i>Figure (II.12)</i>	<i>Les tensions d'alimentation de la machine</i>	39
<i>Figure (III.1)</i>	<i>Principe du découplage pour la MAS par l'analogie de la MCC</i>	42
<i>Figure (III.2)</i>	<i>Orientation du flux rotorique.</i>	44
<i>Figure (III.3)</i>	<i>Description des couplages.</i>	46
<i>Figure (III.4)</i>	<i>Bloc de découplage par orientation du flux rotorique</i>	46

Figure (III.5)	Représentation de l'estimateur	49
Figure (III.6)	Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension	50
Figure (III.7)	Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	52
Figure (III.8)	Commande découplée – expression de I_{sd} et I_{sq}	53
Figure (III.9)	Commande découplée – expression de φ_r et C_e	53
Figure (III.10)	Bloc de compensation f_{emd}	54
Figure (III.11)	Bloc de compensation f_{emq}	54
Figure (III.12)	Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	55
Figure (III.13)	Schéma fonctionnel de la régulation de couple	57
Figure (III.14)	Schéma fonctionnel de la régulation du flux	59
Figure (III.15)	Schéma de simulation de CVD	60
Figure (III.16)	Résultats de simulation de CVD lord du démarrage à vide puis en charge à $t=1s$	61
Figure (III.17)	Réponse du système lord de l'inversion du sens de rotation	63
Figure (III.18)	Réponse du système à basses vitesses	64
Figure (III.19)	Réponse du système lord de variation du sens de rotation et du couple de charge	65
Figure (III.20)	Les tensions d'alimentation de la machine	66
Figure (IV.1)	Schéma général d'un bloc fonctionnel flou	69
Figure (IV.2)	Niveaux d'appartenance en logique booléenne	70
Figure (IV.3)	Niveaux d'appartenance en logique floue	70
Figure (IV.4)	Niveaux d'appartenance en logique floue	71
Figure (IV.5)	Différentes formes de la fonction d'appartenance	72
Figure (IV.6)	Représentation des variables linguistiques	74
Figure (IV.7)	Univers de discours normalisé dans l'intervalle $[-1 +1]$ avec une partition de 3, 5, 7 ensembles flous	77

<i>Figure (IV.8)</i>	<i>Exemple d'inférence à plusieurs règles</i>	78
<i>Figure (IV.9)</i>	<i>Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)</i>	81
<i>Figure (IV.10)</i>	<i>Description des fonctions d'appartenance</i>	83
<i>Figure (IV.11)</i>	<i>Résultats de simulation de CVD par logique floue lord du démarrage à vide puis en charge à t=0.6s</i>	86
<i>Figure (IV.12)</i>	<i>Réponse du système lord de l'inversion du sens de rotation</i>	87
<i>Figure (IV.13)</i>	<i>Réponse du système à basses vitesses</i>	89
<i>Figure (IV.14)</i>	<i>Réponse du système lord de variation du sens de rotation et du couple de charge</i>	90
<i>Figure (IV.15)</i>	<i>Les tensions d'alimentation de la machine</i>	90

Liste des tableaux

Tableau	Titre	Page
<i>Tableau (II.1)</i>	<i>Tableau récapitulatif relatif au bras n° 1</i>	25
<i>Tableau (II.2)</i>	<i>Tableau des excitations relatif au bras (i)</i>	27
<i>Tableau (III.1)</i>	<i>Relation entre $\omega_n t_{rep(5\%)}$ et ζ</i>	57
<i>Tableau (IV.1)</i>	<i>Symbole de cinq intervalles ou sous ensembles flous</i>	73
<i>Tableau (IV.2)</i>	<i>Valeurs associées aux ensembles flous d'une variable linguistique de sortie</i>	76
<i>Tableau (IV.3)</i>	<i>Matrice d'inférence de 7 ensembles flous</i>	84

Introduction générale

Dans le domaine de la vitesse variable, la machine asynchrone assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle.

La résolution du problème de couplage entre le flux et le couple a donnée naissance à la commande vectorielle qui cherche à orienter le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

L'évolution de la micro-informatique et la disponibilité de moyen de contrôle très rapide tels les DSPs et les microcontrôleurs [1] [2] [3] [4], permet aujourd'hui, de réaliser des algorithmes de commande très complexes pour prendre en considération la non linéarité du modèle de la machine asynchrone. Pendant les deux dernière décennies, un essor appréciable à la commande de la machine asynchrone a été donnée, où l'on peut distinguer la commande vectorielle par orientation du flux, la commande directe du couple *DTC* [5] [6] [7] [8], la commande non linéaire et la commande par mode glissant.

La technique de commande de la machine asynchrone triphasée la plus utilisée en ce moment est la commande vectorielle par orientation du flux [9] [10] réalisée par *BLASCHKE* sous le titre commande découplée: découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique.

Notons aussi que, la *MAS* peut atteindre des performances dynamiques comparable à celles de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette dernière présente l'avantage d'être facilement commandable en flux et en couple puisqu'ils sont naturellement découplés.

Malgré les avantages de cette technique de commande, elle à deux inconvénients principales:

- La variation de vitesse ou du couple de charge a donnée naissance à des ondulations ce qui génère des harmoniques sur le signal de la tension de sortie de l'onduleur. Donc la *MAS* avec cette technique de commande devient un générateur des harmoniques.
- Les régulateurs classiques (*PI*, *PID*...) ont besoin d'un modèle de la machine (système), ce qui ne se fait pas dans certains cas d'une manière aisée.

Le développement de l'électronique de puissance et de la micro-informatique a contribué à créer chez plusieurs équipes de recherche un intérêt, de plus en plus croissant, pour les techniques numériques de commande et de régulation appliquées à la machine asynchrone. Parmi ces techniques, nous avons utilisé dans ce travail la logique floue [11] [12] [13] [14] [15] comme régulateur de vitesse, couple et flux. Les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) sont

limités aux applications de faibles et de moyenne puissances seulement ($1.4KV$, $1MVA$). Dans les applications de fortes puissances ($10MVA$, $6KV$), la structure à trois niveaux est la plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent *un taux de distorsion harmoniques* nettement inférieur et les tensions du mode homopolaire sont réduites. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse.

L'objectif de notre travail est d'étudier la *CVD* [16] [17] [18] [19] [20] par un régulateur à logique floue de la *MAS* alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type *NPC* contrôlé par une *MLI* sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaire. Le but est de minimiser les harmoniques et assurer une bonne alimentation de la *MAS* avec bonne commande. Pour atteindre les objectifs fixés nous avons réalisé ce mémoire structuré comme suit :

Dans le **premier chapitre**, nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone commandée en tension, ainsi que le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation à la *MAS* permettra d'avoir un modèle à deux axes représentant l'image du modèle triphasé, puis en le formulant sous forme d'équation d'état.

Le **second chapitre** est consacré à la modélisation de l'alimentation de la machine, en particulier l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type *NPC* contrôlé par une *MLI* sinusoïdale. L'association convertisseur-machine sera simulée pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine.

Le **troisième chapitre** donnera les principes de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la *MAS*, lorsque cette dernière est alimentée en tension. Cette technique permet d'obtenir un découplage entre le couple et le flux. Les boucles de régulation sont réalisées par des régulateurs *PI*.

Au **dernier chapitre**, nous détaillerons les formalismes de base de la logique floue, puis la méthodologie adoptée pour la conception du système de commande basé sur cette approche. Dans cette partie du mémoire, la simulation est effectuée en utilisant les régulateurs à logique floue.

Finalement, une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire, ainsi que la comparaison de la commande avec les régulateurs conventionnels à celle des régulateurs à logique floue.

I.1. INTRODUCTION

La production industrielle selon la demande ou contrainte du marché exige que les systèmes d'entraînement fonctionnent à vitesse variable. Ce qui a poussé les chercheurs à concentrer leurs efforts dans ce domaine. Ainsi, la technique de commande à vitesse variable a bénéficiée des progrès dans le domaine des composants de l'électronique, notamment numérique, et de l'informatique réalisés durant cette dernière décennie.

Le but de ce chapitre est de montrer comment la machine asynchrone peut être utilisée dans des applications d'entraînements réglés.

La machine asynchrone n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire ...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

D'abord on commence par poser les équations en grandeurs de phases. Puis, en appliquant la transformation de **Park**, un système réduit est obtenu qui nous servira pour l'étude de l'association convertisseur - moteur

I.2. PRÉSENTATION DE LA MACHINE

I.2.1. Construction

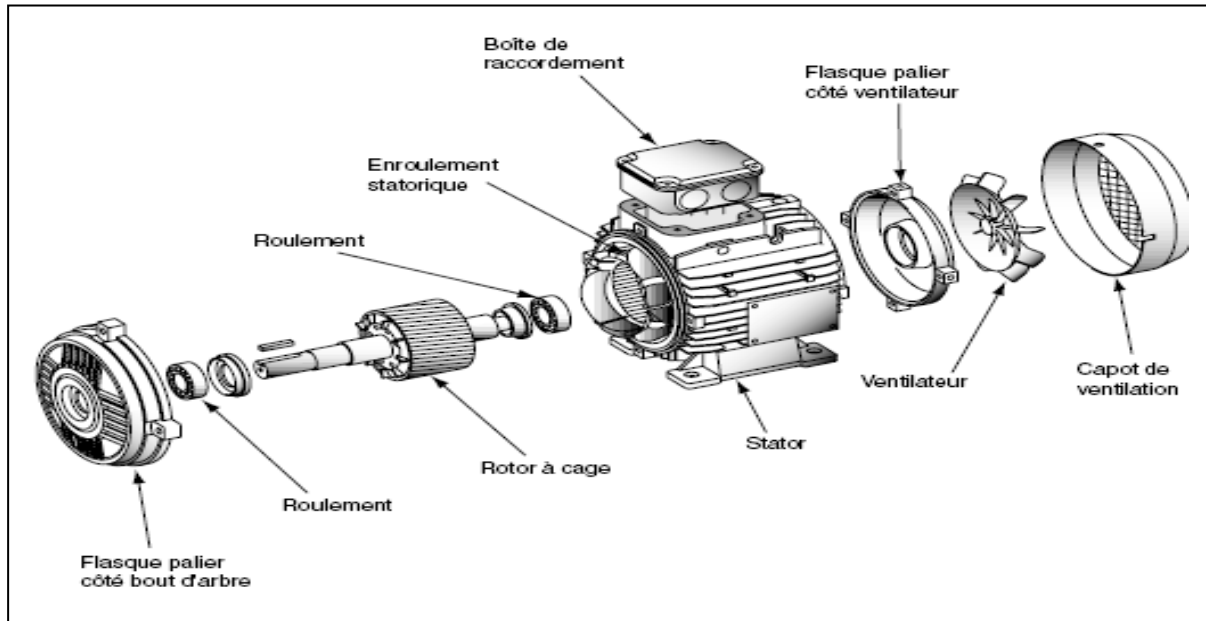
La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. Sur le stator des encoches poinçonnées régulièrement à la périphérie de l'alésage reçoivent les conducteurs de trois enroulements décalé l'un à l'autre de $(2\pi/3)$, à p paires de pôles chacun.

Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit. On peut distinguer deux types de rotor :

- Les rotors à bagues (rotor bobiné) dont un enroulement généralement triphasé, couplé en étoile ou en triangle, logé dans des encoches semi – fermées, est connecté à trois bagues isolées sur lesquelles frottent des balais en charbon.

- Les rotors à cages munis d'un enroulement constitué par des barres conductrices court-circuitées à leurs extrémités par des anneaux (rotor à cage d'écureuil).

D'un point de vue électrique, les deux formes sont équivalentes, or le rotor à cage est plus robuste.



La figure (I.1) Représentation de la construction de moteur "à cage d'écureuil" [21]

I.2.2. Principe de fonctionnement

Les trois courants statoriques i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} de pulsation ω_s engendrent une force magnétomotrice unique \mathcal{E}_s tournante à la vitesse $\Omega_s = \omega_s / P$, cette dernière induit dans les phases rotoriques des forces magnétomotrices et donc des courants de pulsation ω_s .

Le rotor étant à l'arrêt. La force magnétomotrice \mathcal{E}_s induit dans les phases rotoriques des forces électromotrices. Donc les courants de pulsation temporelle ω_s puisqu'un observateur lié au rotor voit défiler P paires de pôles pendant une période de rotation du champ tournant statorique.

D'après la loi de *lenz*, les courants induits rotoriques s'opposent à la cause qui leurs a donné naissance, le déplacement de \mathcal{E}_s par rapport au rotor, par conséquent. L'effet de réaction de cette loi se traduit par le lancement du rotor à la poursuite de \mathcal{E}_s , c'est à dire par la création d'un couple électromagnétique.

Le rotor ne peut pas rattraper le champ tournant statorique, car si s'était le cas, il serait soumis à un champ fixe dans son espace, avec pour conséquence la nullité des courants induits et du couple électromagnétique, ainsi la vitesse du rotor Ω est nécessairement inférieure à la vitesse de synchronisme (Ω_s). Alors, c'est le fonctionnement en asynchrone [16].

I.2.3. Avantages et inconvénients

Le moteur asynchrone à cage est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité, durée de vie très élevée, maintenance quasi inexistante (paliers...).

Les défauts typiques des machines asynchrones, de fortes puissances, sont:

- un défaut au niveau du rotor qui serait une rupture totale ou partielle d'une barre au niveau de l'anneau de la cage d'écureuil, une rupture d'une portion d'anneau,
- un défaut de contact balai - bague dans le cas d'un rotor bobiné,
- un défaut d'alignement prononcé par une irrégularité de l'entrefer qui induirait, des frottements donc des préjudices sur le bobinage du stator,
- un défaut d'isolation électrique au niveau du bobinage du stator suite à un vieillissement prématuré du au milieu de fonctionnement hostile ou non et à la façon dont est alimenté le moteur,
- une dégradation par usure prématurée ou non des roulements à billes,
- vitesse de rotation dépendant fortement de la charge appliquée sur l'axe,
- contrôle électronique de vitesse et de couple complexe.

I.3. MODÈLE TRANSITOIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Il nous faut un modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler le fonctionnement en régime transitoire et d'appliquer un contrôle vectoriel direct.

I.3.1. Hypothèses simplificatrices

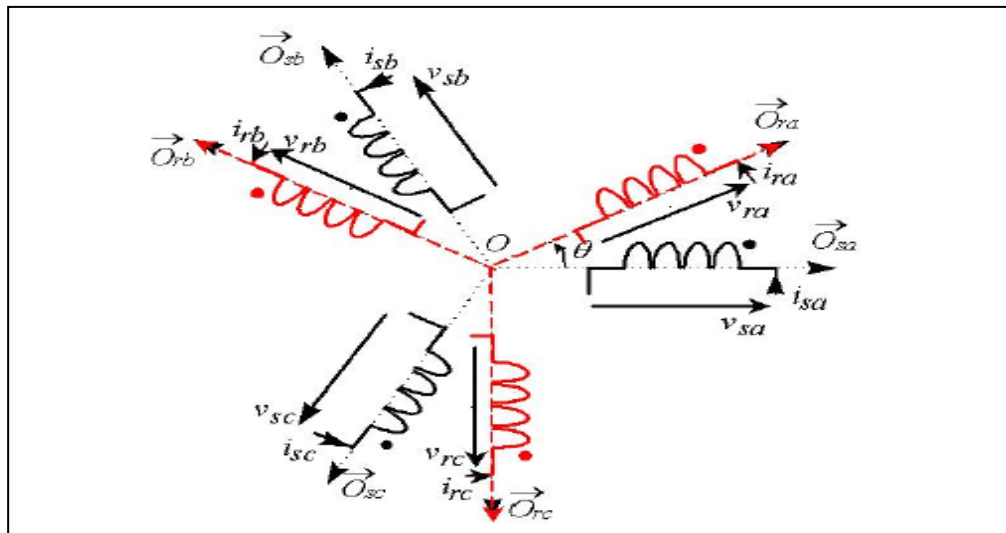
Du fait que la machine est un système complexe et non linéaire, plusieurs phénomènes sont introduits lors du fonctionnement. Ce qui rend la machine difficile à commander et à modéliser. Pour palier à ce problème, on tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes: [21]

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé;
- On néglige l'effet des pertes par fer;
- La répartition de l'induction magnétique dans l'espace est sinusoïdale, et la perméabilité est constante;

- Les effets des courants de Foucault, ainsi que l'effet de peau et d'échauffement sont négligés;
- L'entrefer de la machine est constant et les effets des encoches sont négligés;
- Les inductances propres sont des constantes et les inductances mutuelles ne dépendent que de la position des enroulements.

I.3.2. Mise en équation de la machine asynchrone

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en La Figure (I-2). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes.



La figure (I.2) Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique [21]

I.3.2.1. Equation électrique

Avec les hypothèses, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit [16] [22] [23] :

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \tag{I-1}$$

Pour les trois phases on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$[V_{abc}] = R[i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}] \tag{I-2}$$

• Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

• Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

I.3.2.2. Equation magnétique

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux / inductance propre).

Exemple de la phase *a* statorique :

$$\varphi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr} \quad (I-5)$$

En matriciel :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

Cette matrice des inductances fait apparaître quatre sous matrices :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} ; \text{ Avec : } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (I-7)$$

Où l_s : est l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : est l'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage stator - rotor.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et les axes statoriques qui sont choisis comme axes de références

En remplaçant (I-7) dans (I-3) puis dans (I-4), on obtient finalement le système suivant:

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \\ [V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}([L_r][i_{rabc}] + [M_{sr}]^T[i_{sabc}]) \end{cases} ; \quad (I-9)$$

I.3.2.3. Equation mécanique

L'expression de l'équation mécanique est :

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \cdot \Omega \quad (I-10)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = p [I_{sabc}] \frac{d}{dt} [M_{sr}] \times [I_{rabc}] \quad (I-11)$$

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

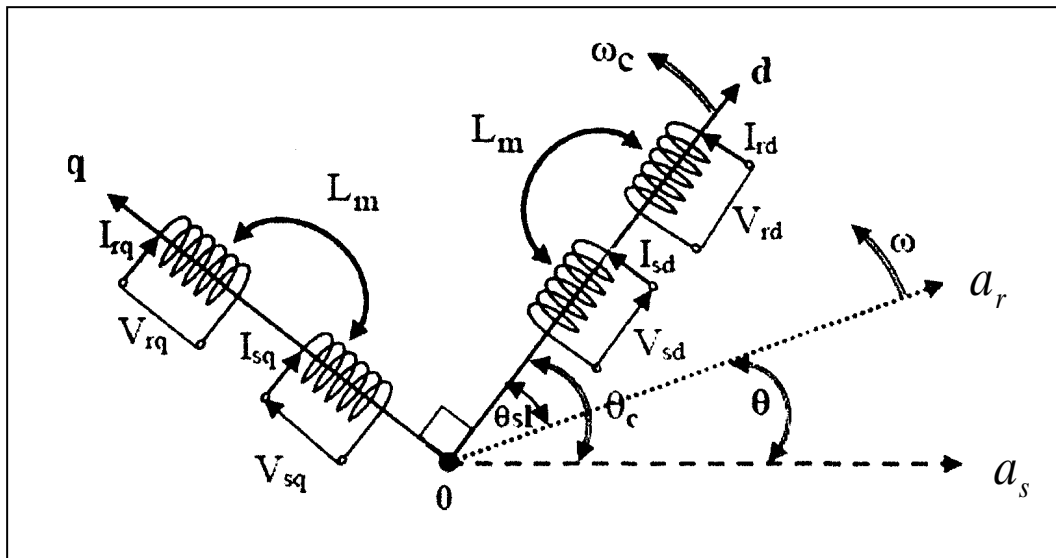
C_r : Couple résistant.

p : Nombre de paire de pôle.

I.4. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MACHINE TRIPHASÉE

I.4.1. Principe de la transformation de Park

La transformation de Park Consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q . Ceci peut être interprète comme la substitution, aux enroulements réel, d'enroulement fictifs d_s , q_s , d_r , q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes d , q conformément à La Figure (I-3).



La figure (I.3) Représentation des enroulements fictifs d'axes d - q [23]

Ce passage est rendu possible pour la transformation des grandeurs physiques par la matrice de Park $[P]$:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_B \\ V_c \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

Soit $[V_{dgo}] = [P][V_{abc}]$; de même $[I_{dgo}] = [P][I_{abc}]$; $[\varphi_{dgo}] = [P][\varphi_{abc}]$.

De même, pour la transformée inverse:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

Soit $[V_{abc}] = [P]^{-1} [V_{dqo}]$.

La composante homopolaire (o) dans un système équilibré est nulle.

L'angle θ qui sert à la transformation de Park est a priori quelconque. Il dépend du choix du référentiel.

I.4.2. Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

En appliquant la transformation du Park au système d'équations (I-3), (I-4), le nouveau système d'équations devient:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix}. \quad (I-14)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}. \quad (I-15)$$

I.4.3. Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

On utilise encore la transformation de Park dans la relation (I-7), nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_m] \\ [L_m] & [L_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (I-16)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_m] \\ [L_m] & [L_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{sq} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I-17)$$

I.4.4. Equation des tentions

Nous devenons remplacer les flux par leurs expressions en fonction des courants; en utilisant (I-16) et (I-17), le modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère d'axe (d, q) sera donné sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_s \omega_c & L_m \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_m \omega_c \\ L_s \omega_c & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & L_m \omega_c & L_m \left(\frac{d}{dt} \right) \\ L_m \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_m \omega_c & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_r \omega_{sl} \\ L_m \omega_{sl} & L_m \left(\frac{d}{dt} \right) & L_r \omega_{sl} & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

I.5. CHOIX DU RÉFÉRENTIEL

L'étude analytique d'une machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. Il existe trois choix importants; on peut fixer le repère d, q au stator, au rotor ou au champ tournant [17].

I.5.1. Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation. Dans ces conditions nous avons:

$$\frac{d\theta_c}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega$$

Les grandeurs dans ce référentiel sont sinusoïdales, de la pulsation égale à la pulsation statorique. Donc les problèmes de détermination de l'angle de la transformation de Park ne se posent plus, et par conséquent, la transformation triphasée – diphasée est linéaire.

I.5.2. Référentiel immobile par rapport au rotor

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régimes transitoires ou la vitesse de rotation est considérée comme constante. Nous avons, donc:

$$\frac{d\theta_c}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = 0$$

I.5.3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant

Il est utilisé lorsque la fréquence d'alimentation est constante et à fréquence variable lors des petites perturbations autour d'un régime donné. Ce type de référentiel est caractérisé par les relations:

$$\frac{d\theta_c}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = \omega_s - \omega$$

Pour cette étude, nous choisissons un repère (d, q) lié au champ tournant pour réaliser la commande vectorielle du fait que les grandeurs d'entrée – sortie sont continues. Ce repère permet d'obtenir une expression scalaire du couple électromagnétique en analogie avec le couple des machines à courant continu [18].

I.6. EXPRESSION DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Dans le cas général la puissance électrique instantanée P_e fournie aux enroulements statorique et rotorique s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q:

$$P_e = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} + V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \quad (\text{I-19})$$

Elle se décompose en trois séries de termes:

1. puissance dissipée en perte Joule:

$$R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r (I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (\text{I-20})$$

2. puissance transmise au rotor sous forme de variation d'énergie magnétique:

$$I_{sd} \left(\frac{d\varphi_{sd}}{dt} \right) + I_{sq} \left(\frac{d\varphi_{sq}}{dt} \right) + I_{rd} \left(\frac{d\varphi_{rd}}{dt} \right) + I_{rq} \left(\frac{d\varphi_{rq}}{dt} \right) \quad (\text{I-21})$$

3. puissance mécanique P_m :

$$P_m = (\varphi_{sd}I_{sq} - \varphi_{sq}I_{sd})\omega_c + (\varphi_{rd}I_{rq} - \varphi_{rq}I_{rd})\omega_{sl} \quad (\text{I-22})$$

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par l'expression:

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} \quad \text{et} \quad \Omega = \frac{\omega}{P} \quad (\text{I-23})$$

Donc on tire l'expression scalaire du couple:

$$C_e = P(\varphi_{sd}I_{sq} - \varphi_{sq}I_{sd}) \quad (\text{I-24})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques:

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd}I_{sq} - \varphi_{rq}I_{sd}) \quad (\text{I-25})$$

$$C_e = PL_m (I_{rd}I_{sq} - I_{rq}I_{sd}) \quad (\text{I-26})$$

Cette relation très importante met en évidence le fait que le couple résulte de l'interaction de composantes de courants statoriques et rotoriques en quadrature [19], [24], [25].

I.7. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA REPRÉSENTATION D'ÉTAT

La représentation d'état est un outil utile à la description des systèmes, à leur analyse, et à la synthèse de lois de commande sophistiquées. C'est une vision élargie de la théorie des systèmes reposant sur le concept d'énergie. En fait, à partir d'un instant donné, les systèmes dépendent non seulement des entrées extérieures mais également de son état énergétique à cet instant [20].

I.7.1. Le système d'équation d'état

Les grandeurs, fonction du temps, représentant les états énergétiques du système sont les composantes du vecteur d'état X . Les équations qui régissent le système sont:

$$\begin{cases} \dot{[X]} = [A].[X] + [B].[U] \\ [Y] = [C].[X] + [D].[U] \end{cases} \quad (\text{I-27})$$

Avec:

[X] : vecteur d'état.

[U] : vecteur des entrées.

[Y] : vecteur des sorties.

[A] : matrice d'évolution.

[B] : matrice d'application de la commande.

[C] : matrice d'observation.

[D] : matrice de transmission directe.

Ce formalisme est beaucoup utilisé dans le domaine de l'automatique.

I.7.2. Modèle d'état de la machine asynchrone alimentée en tension

Nous supposons que la machine est alimentée en tension sinusoïdal, les équations différentielles (I-14), (I-15) et les relations (I-16), (I-17) décrivent d'une manière générale le fonctionnement de la machine et permettent de concevoir une représentation d'état alors le modèle de la machine est décrit par l'équation d'état suivante:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dI_{sd}}{dt} &= -\left\langle \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma} \right\rangle I_{sd} + \omega_c I_{sq} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \varphi_{rd} + \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} &= -\omega_c I_{sd} - \left\langle \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma} \right\rangle I_{sq} - \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \varphi_{rd} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - \omega_{sl} \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \end{aligned} \right. \quad (I-28)$$

Avec:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad ; \quad T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad ; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m}{L_s L_r}.$$

I.7.3. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant

La représentation d'état de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant peut se mettre sous la forme condensée:

$$[X]^* = [A][X] + [B][U] \quad (I-29)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) & \omega_c & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} & \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \\ -\omega_c & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) & -\frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad [X] = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}, \quad [U] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}$$

I.8. TECHNIQUE D'ORIENTATION DU FLUX

Pour simplifier au maximum les modèles précédents, en plus du choix d'un repère de référence on peut utiliser une technique d'orientation du flux à savoir le flux statorique et le flux rotorique, par conséquent nous aurons deux techniques

I.8.1. Orientation du flux statorique

Dans ce cas la composante directe du flux représente le flux total du stator et par conséquent la composante en quadrature de ce flux est nulle. Ceci s'écrit :

$$\varphi_s = \varphi_{sd} \quad \text{et} \quad \varphi_{sq} = 0$$

I.8.2. Orientation du flux rotorique

Dans ce cas la composante directe du flux représente le flux total du rotor et par conséquent la composante en quadrature de ce flux est nulle. Ceci s'écrit :

$$\varphi_r = \varphi_{rd} \quad \text{et} \quad \varphi_{rq} = 0$$

La technique d'orientation du flux elle permet, non seulement, de simplifier le modèle en réduisant son ordre mais aussi elle linéarise l'équation du couple électromagnétique.

Dans ces conditions la machine asynchrone se comporte comme une machine à courant continu classique. Les problèmes de commande sont alors simplifiés.

I.9. CONCLUSION

La modélisation dans l'espace d'état des machines électriques est souvent nécessaire pour pouvoir appliquer les techniques modernes de commande. Essentiellement la commande vectorielle directe.

Donc ce chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée. En un premier temps les équations différentielles qui régissent le comportement dynamique de la machine ont été posées en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Par la suite nous avons procédé à la transformation de Park qui permette de simplifier la modélisation du système, puis on a abordé la représentation d'état qui nous facilite la réalisation de la commande vectorielle.

II.1. INTRODUCTION

Dans beaucoup d'applications d'entraînement à courant alternatif, il est souhaitable d'utiliser un convertisseur de source de tension compacte pour fournir des tensions de sortie sinusoïdales d'amplitude et fréquence variables, et un courant d'entrée sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire à partir d'un réseau d'alimentation industriel.

Ces dernières années les convertisseurs matriciels sont devenus de plus en plus attractifs pour ces applications parce qu'ils remplissent toutes les conditions, ayant le potentiel de remplacer les onduleurs conventionnels à MLI. [26]

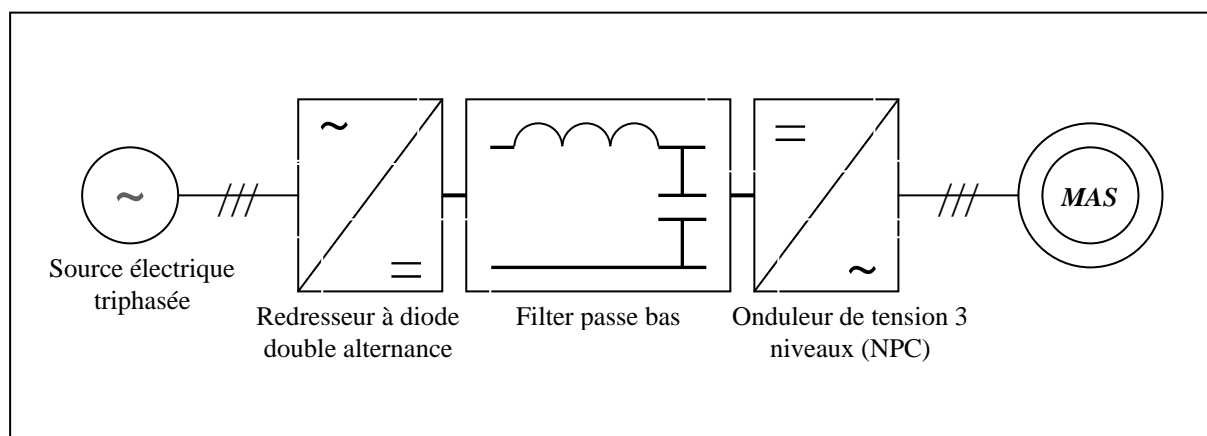
En fait, le convertisseur matriciel fournit un flux de puissance bidirectionnel, les formes d'ondes d'entrée et de sortie sont sinusoïdales et facteur de puissance d'entrée contrôlable.

En outre, le convertisseur matriciel permet une conception compacte due au manque des condensateurs pour le stockage d'énergie.

II.2. SYSTÈME D'ALIMENTATION

Généralement la machine asynchrone est alimentée par deux convertisseurs en cascade, le convertisseur coté machine est un onduleur de tension contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (*MLI*), et le convertisseur coté réseau est un redresseur triphasé double alternance à diodes, séparés par un filtre passe-bas (*LC*).

La figure (II.1) illustre le schéma synoptique d'une machine asynchrone et de son alimentation.



La figure (II.1) Schéma global de l'alimentation de la MAS

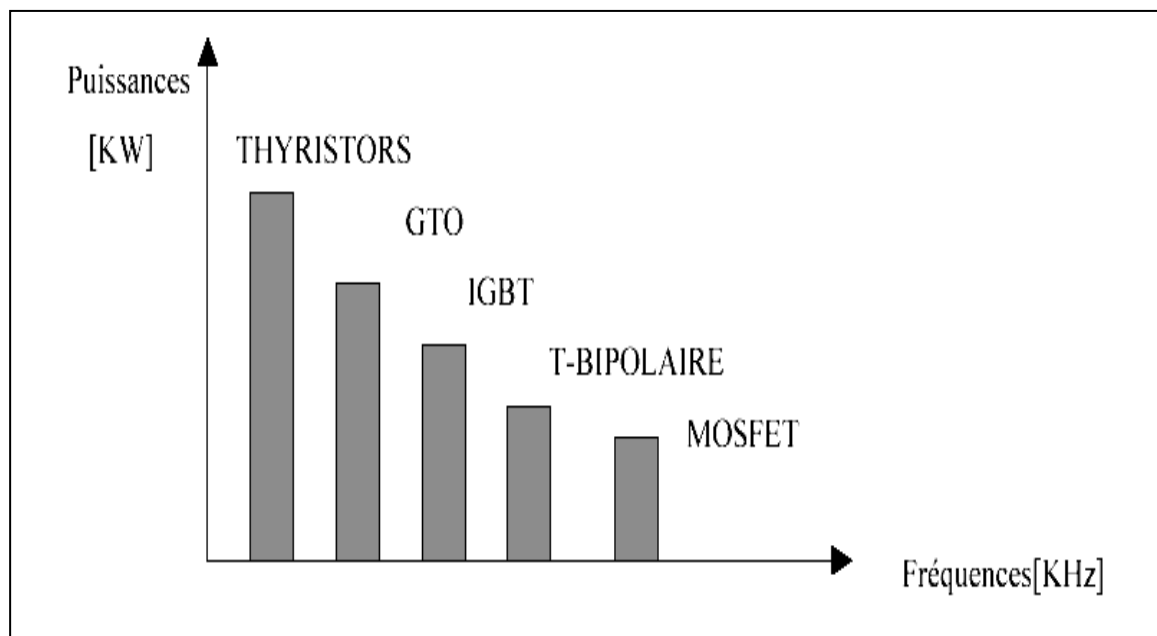
II.3. LES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement.

Il est particulièrement vrai que les:

- Transistors **MOSFET** (transistor à effet champ), ces composants sont très rapides mais de puissances relativement faibles.
- Transistor bipolaire, moins rapide que les **MOSFET** mais d'avantage plus puissant (quelque **KHz** à une dizaine de **KW**).
- Transistors **IGBT**, sont des composants de gamme standard (jusqu'à **20 KHz** à des dizaines de **KW**)
- Les thyristors **GTO**, commutent très lentement les grandes puissances.
- Les Thyristors, sont commandés à l'ouverture mais la fermeture dépend du circuit extérieur. [33]

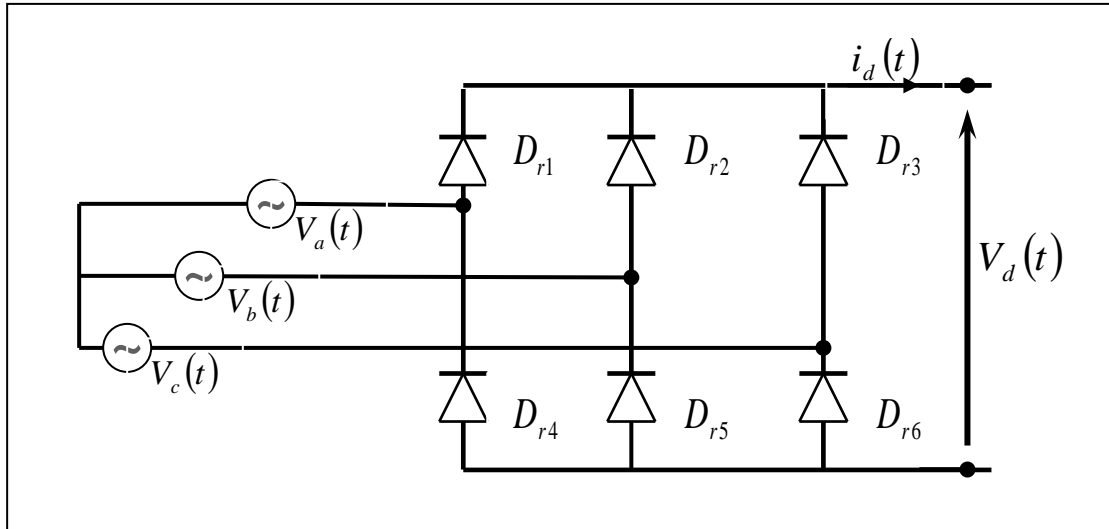
La puissance [**KW**] comme étant la fonction de fréquence [**KHz**] peut être schématisée comme suit :



La figure (II.2) Représentation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation [33]

II.4. MODÉLISATION DU REDRESSEUR TRIPHASÉ DOUBLE ALTERNANCE A DIODES

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune assurant l'aller du courant $I_d(t) : D_{r1}, D_{r2} \text{ et } D_{r3}$, et trois diodes à anode commune assurant le retour du courant $I_d(t) : D_{r4}, D_{r5} \text{ et } D_{r6}$, figure (II.3).



La figure (II.3) Schéma de redresseur triphasé double alternance à diodes

- Si on suppose que le redresseur en question est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tensions:

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_b(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(II-1)}$$

- Et si l'effet de l'empîtement est négligé.

La valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par [16] [27] [28] [29]:

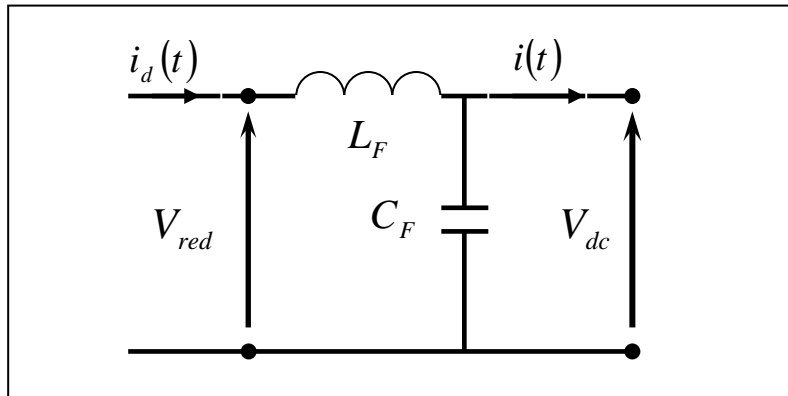
$$V_d(t) = \max(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) - \min(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) \quad \text{(II-2)}$$


Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

II.5. MODÉLISATION DU FILTRE PASSE-BAS (LC)

L'utilisation des convertisseurs statiques a posé de sérieux problèmes car la pollution provoquée par ces derniers peut se traduire par des interférences harmoniques avec d'autres équipements, et un mauvais facteur de puissance [30][31][32].

Pour remédier à cet inconvénient un filtre (**LC**) est insère entre le redresseur et l'onduleur. La capacité supprime les brusques variations de la tension lors des commutations et réduit l'ondulation de cette dernière durant les intervalles entre commutations [28].



La figure (II.4) Schéma du filtre (LC) 

Pour modéliser ce filtre on a les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{red}(t) = L_F \frac{dI_d(t)}{dt} + V_{dc}(t) \\ \frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_F} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

Donc la fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante:

$$F(P) = \frac{V_{dc}(P)}{V_{red}(P)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_F C_F} P)^2} \quad (\text{II-4})$$

Avec: P c'est l'indice de la transformation de Laplace.

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale:

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_F C_F}} \quad (\text{II-5})$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique de $V_{dc}(t)$ cette condition nous permet de déterminer **L** et **C** [10].

II.6. LES ONDULEURS MULTI NIVEAUX

II.6.1. Introduction

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion. Dans les applications de fortes puissances, la structure des onduleurs à trois niveaux est la plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse [33] [34].

Donc ce chapitre présente le principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

II.6.2. Avantages des onduleurs multi niveaux

- La résolution obtenue est plus élevée, le convertisseur est capable de générer plus que deux ou trois niveaux. Le réglage de la tension est plus fin, ce qui permet de réduire les contraintes imposées à la charge qui subit sans cela une tension qui commute entre ses deux valeurs maximales. La taille des filtres passifs parfois nécessaires pour limiter ces sollicitations peut être réduite.
- Dans le même temps, le système gagne une plus grande dynamique et cela permet un réglage plus rapide.
- La tension commutée est réduite à la valeur du pas du convertisseur, c'est - à - dire à la valeur de tension bloquée par ses interrupteurs. Cela réduit d'autant les pertes par commutation. D'autre part, la fréquence de pulsation de chacun de ses éléments est plus basse que la fréquence de pulsation apparente de la tension appliquée à la charge. Cela autorise une augmentation de cette fréquence de pulsation qui permet une réduction de la dimension des filtres ou une amélioration de la qualité des signaux filtrés.
- En terme de production, selon la topologie choisie, il est possible de réaliser un convertisseur modulaire composé de modules identiques. Le nombre de modules peut éventuellement être adapté à la tension de service du convertisseur.
- Moyennant un accroissement de complexité et de coût, il est imaginable d'avoir des modules redondants permettant la poursuite du fonctionnement du convertisseur en cas

de défaillance de modules [36]. Il ne faut toute fois pas trop s'enthousiasmer sur le gain possible en terme de fiabilité, car l'augmentation de complexité va généralement de pair avec la diminution de la fiabilité. En effet, le nombre de défaillances possibles augmente considérablement, il est donc difficile de prévoir ce qui va se passer suite à la défaillance d'un ou de plusieurs modules. Prévoir les moyens de maîtriser la d'un ou de plusieurs modules. Prévoir les moyens de maîtriser la situation dans tous les cas de figure possibles est théoriquement possible, mais cela représente un sérieux défi qui ne figure pas parmi les objectifs de ce travail.

Du point de vue des performances, il est donc intéressant d'utiliser des convertisseurs multi niveaux, même lorsqu'une structure simple est réalisable sans l'aide de macro –interrupteurs.

II.6.3. Les différentes topologies des onduleurs multi niveau

Par définition, l'onduleur de tension multi niveaux possède trois ou plusieurs niveaux.

On a trois topologies de base des onduleurs multi niveaux:

- La topologie à diode de bouclage,
- La topologie au condensateur flotteur,
- La topologie en cascade.

Nous avons limité cette partie aux onduleurs multi niveaux a diode de bouclage.

II.7. ONDULEUR MULTI NIVEAUX A DIODE DE BOUCLAGE (NPC)

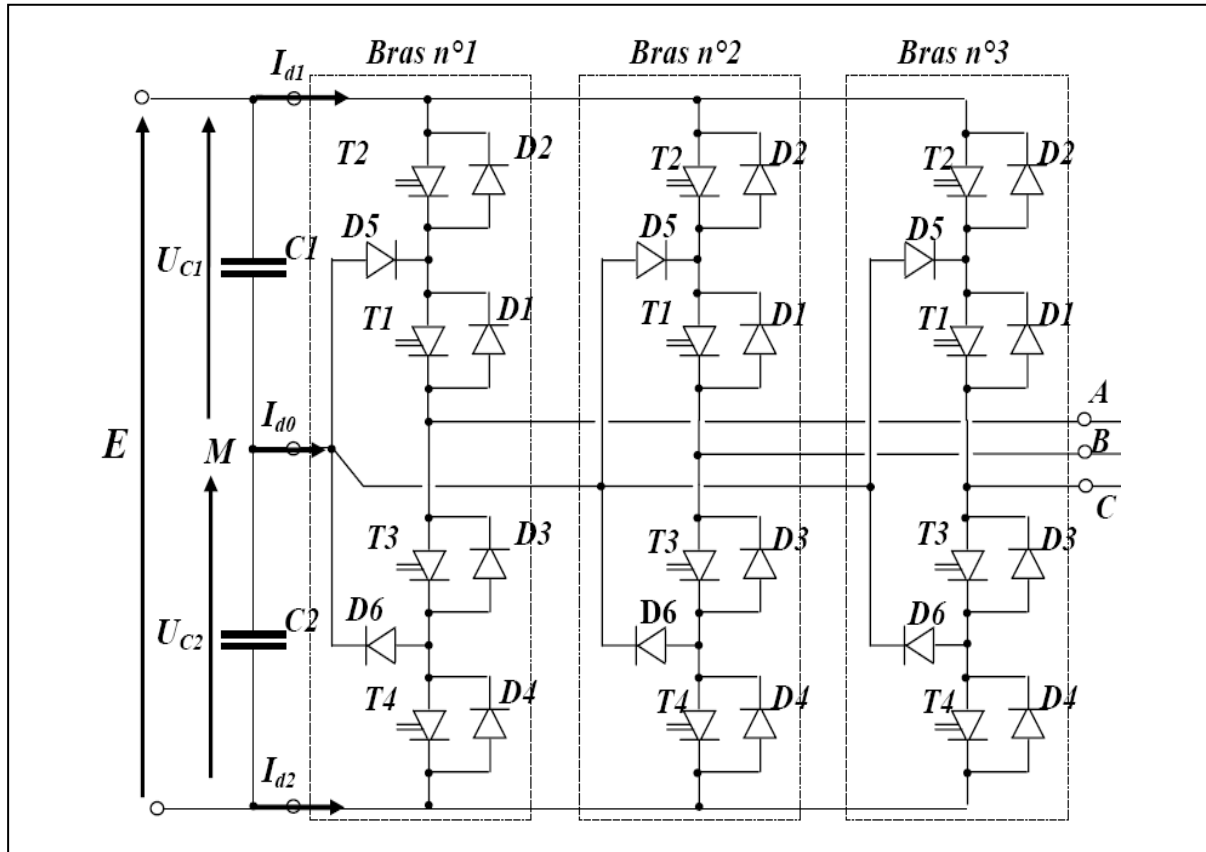
Cette structure d'onduleur multi niveau a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981 [37]. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur.

II.7.1. Structure topologique de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

La figure (II.5) représente la structure topologique d'un onduleur triphasé à trois niveaux. Elle est composée de trois bras monophasés. A partir de la source principale de tension continu, et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ($E/2$). Cette structure crée alors un point neutre (M) entre les deux condensateurs.

Ces derniers sont identiques de manières à éviter le déséquilibre de charge ($C_1=C_2$ & $U_{C1}=U_{C2}$) [38].

Chaque demi – bras de l'onduleur se compose deux interrupteurs (T) en sérié avec leur point commun relié par une diode de bouclage au point neutre des sources (M). Une diode en anti-parallèle est montée sur chaque interrupteur pour assurer la réversibilité des courants dans la charge.



La figure (II.5) Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC [38]

II.7.2. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux

Pour ce faire, on va étudier le modèle d'un bras de l'onduleur, puis on va généraliser l'approche [38].

II.7.2.1. Modèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur

La tension polaire V_{AM} entre la borne A de la charge et le point neutre M est entièrement défini par l'état des quatre interrupteurs bidirectionnels en courant (K) du bras d'onduleur; cette tension doit prendre les trois potentiels $(-U_c, 0, +U_c)$ d'où l'appellation onduleur triphasé à trois niveaux.

II.7.2.2. Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur

Les configurations possibles d'un seul bras de 04 interrupteurs est de $2^4 = 16$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et de 1 suivant l'état des interrupteurs K1, K2, K3 et K4 [38].

Une analyse topologique d'un bras d'onduleur montre cinq configurations électriques possibles:

- **Configuration 0:** $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 0 0)$

Les interrupteurs (K_1, K_2) et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie V_{AM} est imposée par la charge; cette configuration est indésirable pour la commande de l'onduleur.

- **Configuration 1:** $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (1 1 0 0)$

Les interrupteurs (K_1, K_2) sont passants et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie:
 $V_{AM} = +U_C = +E/2.$

- **Configuration 2:** $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (1 0 0 0)$

L'interrupteur K_1 est passant et (K_2, K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie:
 $V_{AM} = 0.$

- **Configuration 3:** $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 1 1)$

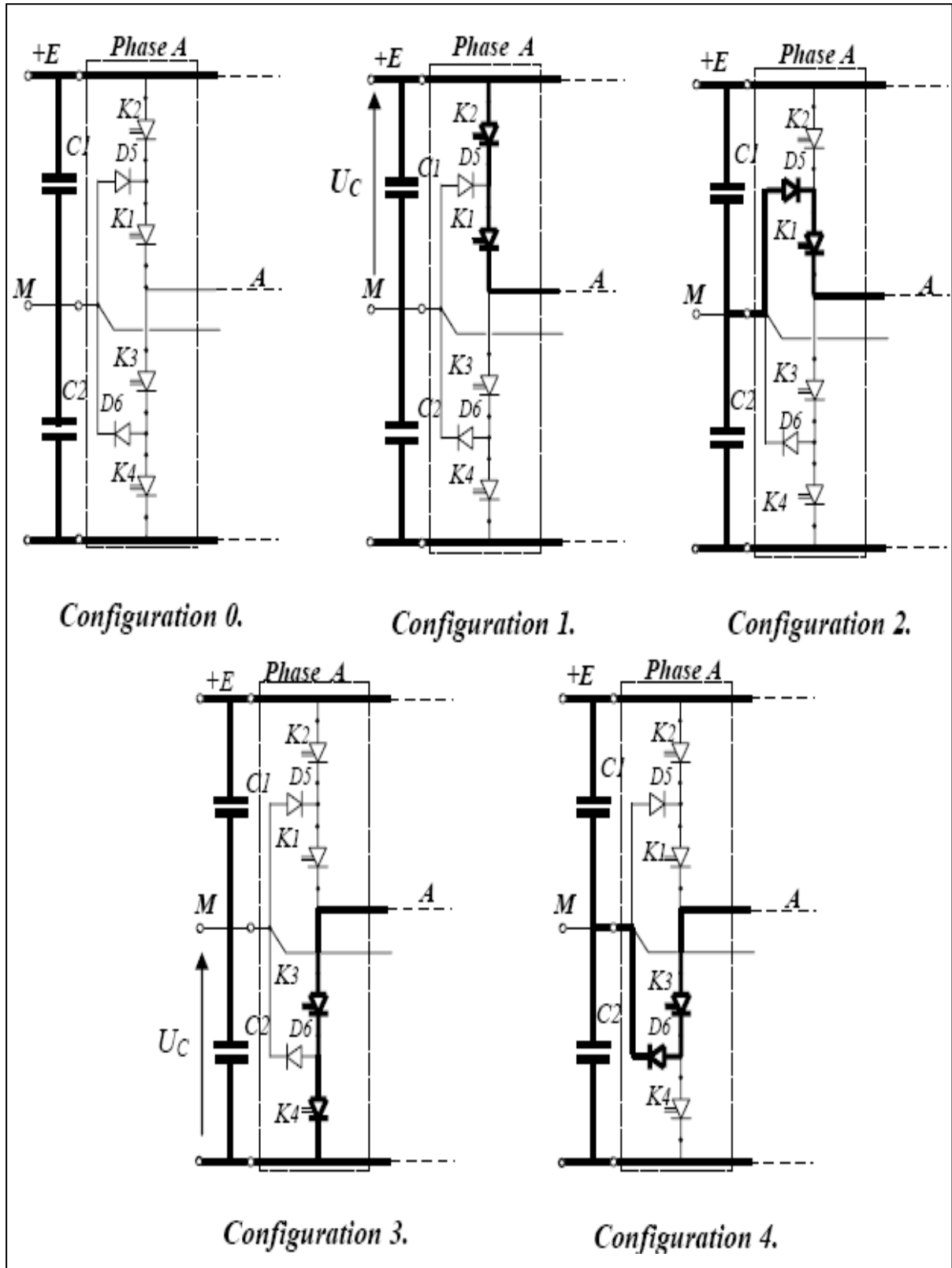
Les interrupteurs (K_1, K_2) sont bloqués et (K_3, K_4) sont passants et la tension de sortie:
 $V_{AM} = -U_C = -E/2.$

- **Configuration 4:** $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 1 0)$

L'interrupteur K_3 est passant et (K_2, K_1, K_4) sont bloqués et la tension de sortie:
 $V_{AM} = 0.$

Les autres configurations sont à éviter, car:

- Soit, elles provoquent le court circuit des sources continues.
- Soit, elles n'assurent pas la connexion de la charge au point neutre des sources continues.



La figure (II.6) Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur [38]

Le tableau ci-dessous récapitule les cinq configurations électriques possibles:

Configuration	Commande	Tension V_{AM}	Courant continu	Observation
Conf 0	$C_{ij} = 0$ $i = 1,3$ $j = 1,4$	<i>Imposée</i> <i>Par la</i> <i>charge</i>	$I_{d0} = I_{d1} = I_{d2} = 0$ $I_A = 0$	Configuration non désirable pour la commande
Conf 1	$C_{11} = C_{12} = 1$ $C_{13} = C_{14} = 0$	$+U_C$	$I_{d1} = I_A$ $I_{d0} = I_{d2} = 0$	Niveau de tension $(+U_C)$
Conf 2	$C_{11} = 1$ $C_{12} = C_{13} = C_{14} = 0$	0	$I_{d1} = I_{d2} = 0$ $I_{d0} = I_A$	Niveau de tension (0)
Conf 3	$C_{11} = C_{12} = 1$ $C_{13} = C_{14} = 0$	$-U_C$	$I_{d1} = I_{d0} = 0$ $I_{d2} = I_A$	Niveau de tension $(-U_C)$
Conf 4	$C_{13} = 1$ $C_{11} = C_{12} = C_{14} = 0$	0	$I_{d1} = I_{d2} = 0$ $I_{d0} = I_A$	Niveau de tension (0)

Tableau (II.1) Tableau récapitulatif relatif au bras n° 1

$i = 1,3$: numéro du bras

$j = 1,4$: numéro de l'interrupteur du bras i

- On doit éliminer la configuration 0, car elle déconnecte totalement la charge de la source continue.
- Garder les (4) configurations utiles qui vont permettre de générer les trois niveaux de tension $(-U_C, 0, +U_C)$ relative à la tension du bras d'onduleur (V_{AM}) .
- Pour avoir un mode commandable du bras d'onduleur, on doit chercher une commande complémentaire optimale.

II.7.2.3. modèle de commande de l'onduleur

II.7.2.3.1. fonction de connexion

A chaque interrupteur (K_{ij}), on lui associe une fonction de connexion F_{ij} , défini par: [38]

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } K_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

Avec:

- $i = 1,3$: numéro du bras
- $j = 1,4$: numéro de l'interrupteur du bras

II.7.2.3.2. relation entre les fonctions de connexion

Si on utilise la commande complémentaire pour un bras (i): [38]

$$C_{i1} = \overline{C_{i4}} \ \& \ C_{i2} = \overline{C_{i3}} \quad (\text{II-7})$$

Alors on peut en déduire les relations entre les fonctions de connexion des différents interrupteurs (K_{ij}) du bras (j):

$$\begin{bmatrix} F_{i1} = 1 - F_{i4} \\ F_{i2} = 1 - F_{i3} \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

On se basant sur cette commande complémentaire, on peut remarquer que pour chaque bras d'onduleur (i), on peut définir deux cellules de commutation à deux interrupteurs chacune:

- Cellule n° 1 constituée par la paire d'interrupteurs: K_{i1} & K_{i4}
- Cellule n° 2 constituée par la paire d'interrupteurs: K_{i2} & K_{i3}

On peut définir des fonctions de commutation pour chaque cellule:

F_i^1 : Fonction de commutation relative à la cellule n° 1

F_i^2 : Fonction de commutation relative à la cellule n° 2

On peut exprimer les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit:

$$F_{i1}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_i^1(t)] \quad (\text{II-9})$$

$$F_{i2}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_i^2(t)] \quad (\text{II-10})$$

$$F_{i4}(t) = \frac{1}{2} \left[1 + F_i^1 \left(t - \frac{T}{2} \right) \right] \tag{II-11}$$

$$F_{i3}(t) = \frac{1}{2} \left[1 + F_i^2 \left(t - \frac{T}{2} \right) \right] \tag{II-12}$$

II.7.2.3.3. fonction de connexion des demi – bras

On définit la fonction de connexion du demi – bras par F_{im}^b , tel que [38]:

- Pour le demi – bras du haut, $m = 1$ et $F_{i1}^b = F_{i1} \cdot F_{i2}$ (II-13)

- Pour le demi – bras du bas, $m = 0$ et $F_{i0}^b = F_{i3} \cdot F_{i4}$ (II-14)

$$\left[\begin{array}{l} F_{im}^b = 1 \\ \forall m = 0,1 \end{array} \right] \Leftrightarrow \left[\begin{array}{l} F_{i1} = F_{i2} = 1 \\ \text{ou} \\ F_{i3} = F_{i4} = 1 \end{array} \right] \Leftrightarrow \left[\begin{array}{l} K_{i1} \ \& \ K_{i2} \ \text{sont} \ \text{fermés} \\ \text{ou} \\ K_{i3} \ \& \ K_{i4} \ \text{sont} \ \text{fermés} \end{array} \right] \tag{II-15}$$

$$\left[\begin{array}{l} F_{im}^b = 0 \\ \forall m = 0,1 \end{array} \right] \Rightarrow \left[\text{dans tous les autres cas} \right] \tag{II-16}$$

II.7.2.3.4. table d'excitation des interrupteurs

Si on considère la commande complémentaire optimale qui permet d'avoir les niveaux $(-U_c, 0, +U_c)$:

V_{iM}	F_{i1}	F_{i2}
$+U_c$	1	1
0	1	0
$-U_c$	0	0

Tableau (II.2) Tableau des excitations relatif au bras (i)

II.7.2.4. modèle de connaissance de l'onduleur

II.7.2.4.1. les fonctions de conversion [38]

a. calcul des tensions polaires V_{AM} , V_{BM} , V_{CM}

Calcul des tensions de sortie de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu (M) de la source continue

$$V_{AM} = V_A - V_M = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} \quad (\text{II-17})$$

$$V_{BM} = V_B - V_M = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} \quad (\text{II-18})$$

$$V_{CM} = V_C - V_M = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} \quad (\text{II-19})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demis – bras (II-13 et 14), on obtient:

$$V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} \quad (\text{II-20})$$

$$V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} \quad (\text{II-21})$$

$$V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} \quad (\text{II-22})$$

On obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \quad (\text{II-23})$$

La forme matricielle obtenue révèle que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux

De plus si on suppose que: $U_{c1} = U_{c2} = U_c = E/2$ (E : tension continu délivrée par l'étage continu), on abouti à:

$$V_{AM} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_c \quad (\text{II-24})$$

$$V_{BM} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_c \quad (\text{II-25})$$

$$V_{CM} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_c \quad (\text{II-26})$$

Ou la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II-27})$$

b. calcul des tensions composées de sorties de l'onduleur

$$V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}^b - F_{10}^b)U_C - (F_{21}^b - F_{20}^b)U_C \quad (\text{II-28})$$

$$V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}^b - F_{20}^b)U_C - (F_{31}^b - F_{30}^b)U_C \quad (\text{II-29})$$

$$V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31}^b - F_{30}^b)U_C - (F_{11}^b - F_{10}^b)U_C \quad (\text{II-30})$$

Ou la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II-31})$$

c. calcul des tensions simples de sorties de l'onduleur

On suppose une charge équilibrée et couplée en étoile et soit (N) le neutre de la charge; on obtient:

$$V_{AN} = V_A - V_N = V_A \quad (\text{II-32})$$

$$V_{BN} = V_B - V_N = V_B \quad (\text{II-33})$$

$$V_{CN} = V_C - V_N = V_C \quad (\text{II-34})$$

D'après le diagramme vectoriel des tensions (*simples et composées*), on obtient:

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3} \\ V_B &= \frac{V_{BC} - V_{AB}}{3} \\ V_C &= \frac{V_{CA} - V_{BC}}{3} \end{aligned} \quad (\text{II-35})$$

D'où les tensions simples:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II-36})$$

d. calcul des courants sources

Le but est de trouver les expressions des courants sources continus (I_{d1}, I_{d2} et I_{d0}) en fonction des courants alternatifs de la charge (I_A, I_B, I_C), en utilisant les fonctions de connexions des interrupteurs (II-6):

$$I_{d1} = (F_{11} \cdot F_{12}) \cdot I_A + (F_{21} \cdot F_{22}) \cdot I_B + (F_{31} \cdot F_{32}) \cdot I_C \quad (II-37)$$

$$I_{d2} = (F_{13} \cdot F_{14}) \cdot I_A + (F_{23} \cdot F_{24}) \cdot I_B + (F_{33} \cdot F_{34}) \cdot I_C \quad (II-38)$$

$$I_{d0} = (F_{11} \cdot F_{13}) \cdot I_A + (F_{21} \cdot F_{23}) \cdot I_B + (F_{31} \cdot F_{33}) \cdot I_C \quad (II-39)$$

En introduisant la notion de fonction de connexion des demis – bras (II-13 et 14):

$$I_{d1} = F_{11}^b \cdot I_A + F_{21}^b \cdot I_B + F_{31}^b \cdot I_C \quad (II-40)$$

$$I_{d2} = F_{10}^b \cdot I_A + F_{20}^b \cdot I_B + F_{30}^b \cdot I_C \quad (II-41)$$

L'équation au nœud, permet d'écrire:

$$I_{d0} = I_A + I_B + I_C - I_{d1} - I_{d2} \quad (II-42)$$

Si on remplace les courants continus (I_{d1} et I_{d2}) par leurs expressions relatives, on obtient:

$$I_{d0} = I_A + I_B + I_C - (F_{11}^b + F_{10}^b) \cdot I_A - (F_{21}^b + F_{20}^b) \cdot I_B - (F_{31}^b + F_{30}^b) \cdot I_C \quad (II-43)$$

On aboutit à la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 1 - F_{11}^b - F_{10}^b & 1 - F_{21}^b - F_{20}^b & 1 - F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (II-44)$$

II.7.2.4.2. matrice de conversion simple $[N(t)]$

Si on choisi comme variables d'états pour l'ensemble, sources de tension continues, onduleur de tension à trois niveaux et charge triphasée à caractère inductive, le vecteur d'état suivant:

$$X = [U_{C1} \quad U_{C2} \quad I_A \quad I_B \quad I_C]^T \quad (II-45)$$

Et comme variables d'entrées, le vecteur suivant:

$$U_{SIM} = [V_A \quad V_B \quad V_C \quad I_{d1} \quad I_{d2} \quad I_{d0}]^T \quad (II-46)$$

On obtient, la matrice de conversion simple $[N(t)]$, définie par la relation:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{II-47})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions simples (II-36), on définit la matrice de conversion simple:

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & -\frac{(2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2F_{21}^b - F_{11}^b - F_{31}^b}{3} & -\frac{(2F_{20}^b - F_{10}^b - F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2F_{31}^b - F_{21}^b - F_{11}^b}{3} & -\frac{(2F_{30}^b - F_{20}^b - F_{10}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II-48})$$

II.7.2.4.3. matrice de conversion composée [M(t)]

Si on utilise les tensions composées, le vecteur des entrées devient:

$$U_{COM} = [U_{AB} \quad U_{BC} \quad U_{CA} \quad I_{d1} \quad I_{d2} \quad I_{d0}]^T \quad (\text{II-49})$$

On obtient, la matrice de conversion composée $M(t)$, définie par la relation:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{II-50})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions composées (II-31), on définit la matrice de conversion composée:

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II-51})$$

II.8. STRATÉGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

II.8.1. les différentes stratégies de commande de l'onduleur

Les différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux, peuvent être classées comme suit:

- Commande à pleine onde
- Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale)
- La modulation vectorielle

II.8.1.1. Commande classique à pleine onde [28] [38]

La tension de sortie est formée de créneaux rectangulaire, riche en harmoniques. Le filtrage de cette tension rectangulaire, à la fréquence industrielle, est lourd, coûteux et les résultats médiocres. D'où la nécessité de la modulation de largeur d'impulsion.

II.8.1.2. Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale) [38]

La MLI consiste alors à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adoptant une fréquence de commutation supérieure à celle des grandeurs de sortie de l'onduleur, ainsi elle permet:

- De repousser vers, des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie; ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

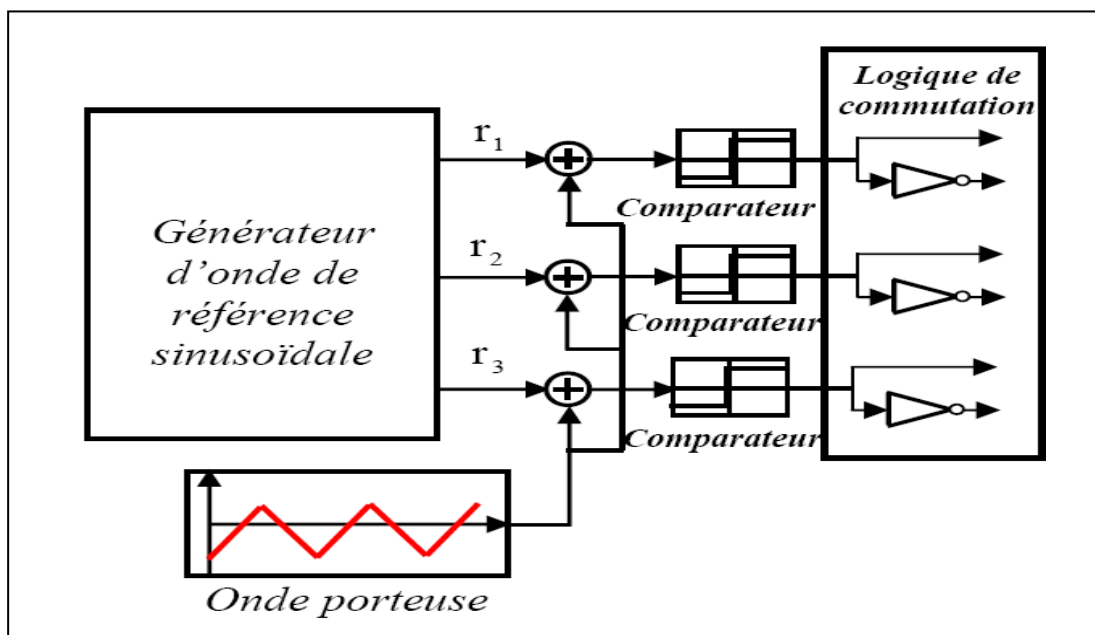
Cependant, l'essor de la modulation MLI est lié aux progrès du développement des interrupteurs semi - conducteurs de puissance, la montée en fréquence de découpage limite la puissance transmise et augmentent les pertes par commutations.

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont [28] [38]

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence: $m = f_p / f_r$
- Le coefficient à tension crête U_{pm} de la porteuse: $r = V_m / U_{pm}$
- Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THD_v, définit par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension:

$$THD_v = \frac{\left(\sum_{i=2}^n V_i^2 \right)^{1/2}}{\left(\sum_{i=1}^n V_i^2 \right)^{1/2}} \tag{II-52}$$

La commande triangulo – sinusoïdale de base [28] [38], consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement triangulaire ou en dents de scie, unipolaires ou bipolaires. Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel, par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois hybride. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.



La figure (II.7) Schéma de principe de la technique triangulo – sinusoïdale [38]

II.8.1.3. Modulation vectorielle [38]

La modulation vectorielle permet de suivre le vecteur tension de référence et non chaque tension de phase séparément d'où la dénomination « *vectorielle* »; elle présente les tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire par un seul vecteur. La transformation de *Clark* permet d'approcher au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation. La génération des signaux de commande des interrupteurs se fait de façon à suivre au mieux le vecteur défini par les composantes de *Clark* du système de tension de sortie de l'onduleur.

La modulation vectorielle permet, d'une façon générale la commande globale des interrupteurs de l'onduleur.

Pour notre cas on s'intéresse à la commande par modulation de largeurs d'impulsions sinusoïdale avec deux porteuses triangulaires

II.8.2. commande à MLI à deux porteuses en dent de scie unipolaires

II.8.2.1. définition des ondes porteuses

Cette stratégie exploite l'équivalence de l'onduleur à trois niveaux à deux onduleurs à deux niveaux. On utilise deux porteuses identiques, triangulaires unipolaires, déphasées, dans le temps, d'une demi période de hachage ($1/2f_p$) et décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} , afin de réduire le taux d'harmoniques des tensions de sorties. Les porteuses triangulaires offrent des tensions de sortie ayant une symétrie par rapport au quart et à la demi période [38]. Les deux ondes porteuses sont définies par les équations suivantes:

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \cdot \frac{t}{T_p}; & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \cdot \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II-53})$$

ET

$$U_{p2}(t) = U_{p1}(t) - U_{pm}$$

II.8.2.2. algorithme de commande

Pour un bras (i), la stratégie de commande se résume en deux étapes: [38]

- **Etape 1** : détermination des signaux intermédiaires V_{i1} , V_{i0}

$$\begin{cases} (V_{ref.i} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{i1} = +U_C \\ (V_{ref.i} < U_{p1}) \Rightarrow V_{i1} = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} (V_{ref.i} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{i0} = 0 \\ (V_{ref.i} < U_{p2}) \Rightarrow V_{i0} = -U_C \end{cases} \quad (\text{II-54})$$

- **Etape 2** : détermination du signal V_{i2} et des signaux de commande C_{ij} des interrupteurs

$$\begin{cases} V_{i2} = +U_C \Rightarrow C_{i1} = 1, C_{i2} = 1 \\ V_{i2} = -U_C \Rightarrow C_{i1} = 0, C_{i2} = 0 \\ V_{i2} = 0 \Rightarrow C_{i1} = 1, C_{i2} = 0 \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} V_{i2} = V_{i0} + V_{i1} \\ C_{i3} = \overline{C_{i2}} \\ C_{i4} = C_{i1} \end{cases} \quad (\text{II-55})$$

II.9. SIMULATION ET INTERPRÉTATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHINE

Après l'étude théorique de la machine asynchrone et son alimentation, nous présentons une analyse par simulation numérique sous l'environnement *Matlab - Simulink*.

Dans cette partie du chapitre, nous avons simulé la *MAS* associé à un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type *NPC*, contrôlé par une *MLI* sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaires. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe 1.

L'objectif de cette partie de simulation est la minimisation des oscillations sur la vitesse, le couple, les courants et aussi les harmoniques à la sortie de l'onduleur.

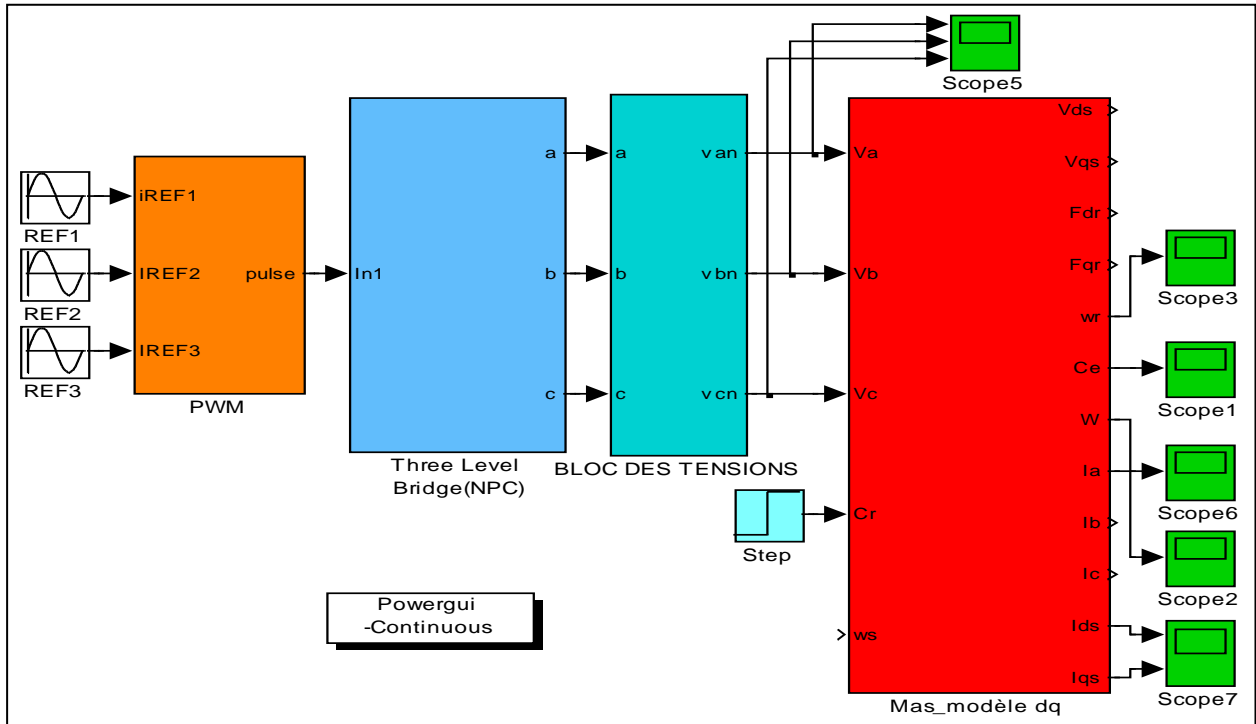
On présente d'abord l'association convertisseur – machine à vide, puis application d'une charge à $t=0,5$ s.

On va choisir les deux paramètres de réglage pour la commande de l'onduleur:

Fréquence des porteuses $f_p=4.95$ GHz.

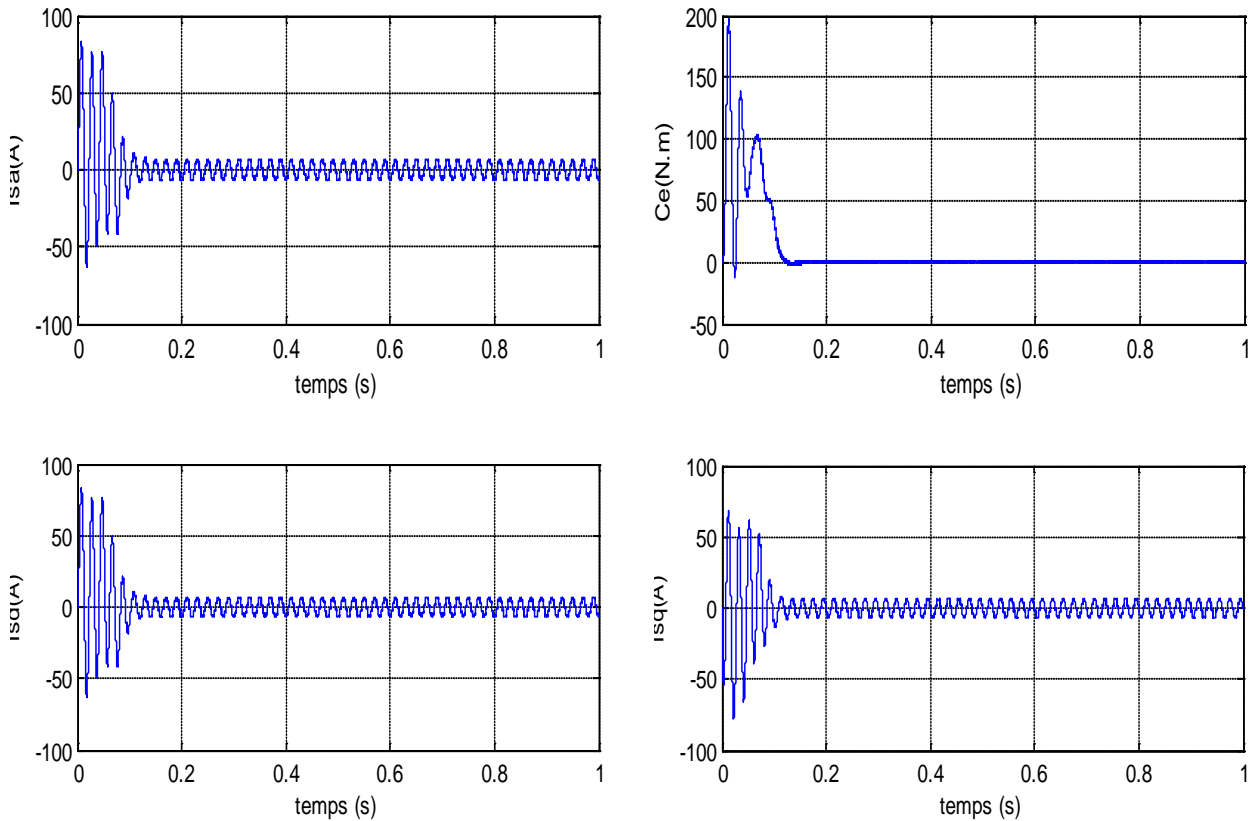
Coefficient de réglage $r=0.866$.

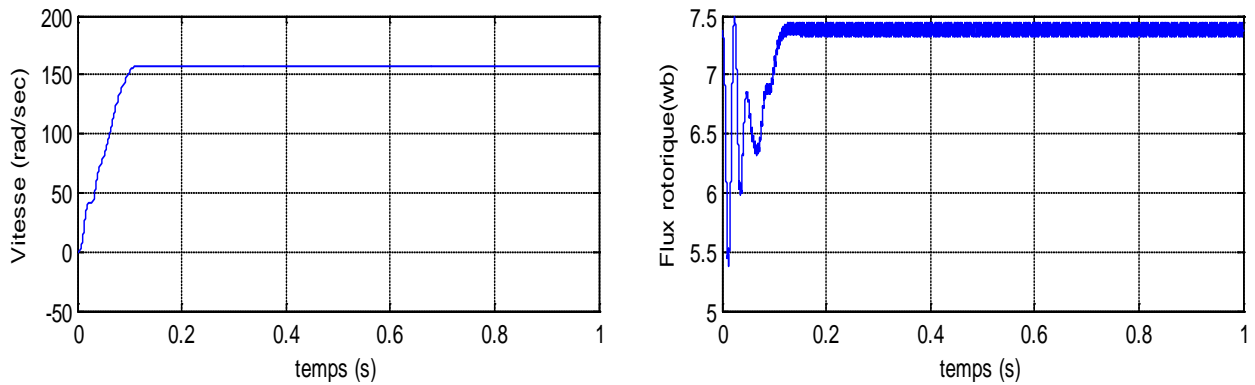
II.9.1. Les blocs de simulation



La figure (II.8) Schéma de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC

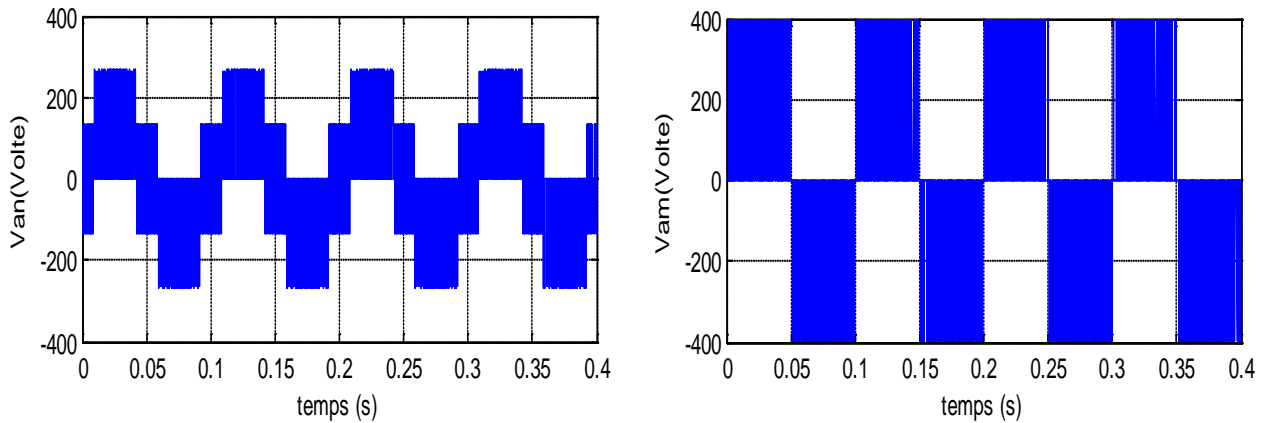
II.9.2. Résultats de simulation à vide





La figure (II.10) La réponse de la MAS à vide alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC

II.9.4. Résultats de simulation des tensions



a) Tension simple de sortie de l'onduleur (3) niveaux (V_{AN})

b) Tension polaire (V_{AM})

La figure (II.12) Les tensions d'alimentation de la machine

II.9.5. Interprétation des résultats

a. à vide

La figure (II.10) présente la réponse de la MAS à vide alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC contrôlé par une MLI sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaire, cette figure illustre que:

- Le courant de démarrage vaut 80 A et sa valeur normale atteinte 8.6 A après un temps de réponse de 0.15s, mais plus riche d'harmoniques.
- Le couple atteindre la valeur zéro après un temps de réponse (régime transitoire) de 0.15s mais aussi plus riche d'harmoniques.
- Même remarque pour la vitesse, atteinte sa valeur normale 157 rad/sec après un temps de réponse de 0.15s.

b. En charge

Pour la figure (II.11) on applique une charge de 25 N.m à $t=0.5s$, cette dernière provoque une diminution en vitesse, flux et une augmentation dans le courant statorique, avec un couple qui temps vers sa valeur finale de 25 N.m avec des ondulations à cause de la pollution harmonique



Il est aussi très important de souligner que la variation du couple dépende la variation des deux composantes du flux, ce qui montre *le couplage* entre le flux et le couple.

c. Tensions d'alimentation de la machine

La figure (II.12-b) présente la tension polaire (V_{AM}) entre la phase (A) de la machine et le point milieu (M) de la source continue. On constate bien les trois niveaux de tensions ($-U_C$, 0, $+U_C$).

La figure (II.12-a) présente la tension simple (V_{AN}) aux bornes de la machine, avec un THD de 0.22%.

II.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté le système d'alimentation de la MAS, c'est-à-dire redresseur à diodes double alternance, filtre passe bas (LC), onduleur de tension. Pour ce dernier nous avons présenté la structure topologique d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC, dit à diode de bouclage, en passant en revue ses avantages par rapport à un onduleur classique à deux niveaux ainsi que ses limites. En définissant le modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant. On a pu définir les cinq configurations électriques possibles d'un bras d'onduleur, puis déterminer son modèle en mode commandable, en optant pour une commande complémentaire optimale des quatre interrupteurs, qui le constituent.

On a pu démontrer que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Par la suite, on a présenté les différentes stratégies de modulation pour la commande de l'onduleur, puis on a opté pour une modulation sinusoïdale à deux porteuses triangulaires, unipolaires, permettant, ainsi, de réduire le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

En fin, on a présenté simulation numérique sous l'environnement *Matlab - Simulink* de la MAS et son alimentation, premièrement à vide et en suite en charge à $t=0.5s$, nous avons montré le couplage entre le couple et les deux composantes de flux, qui provoque la non linéarité de la commande de la MAS, en suite on a présenté les deux tensions d'alimentation (simple et polaire) de la machine.

Donc notre machine est prête à la seconde partie c'est-à-dire *la commande vectorielle de la MAS*.

III.1. INTRODUCTION

La commande vectorielle est appelée aussi commande par orientation du flux et notée *FOC* (*Field Oriented Control*). Les principes de cette commande ont été élaborés dès 1972, par *F.Blaschke* [5] [6] [7] [35]. Depuis, de nombreuses recherches ont été menées dans ce domaine, permettant ainsi le développement de cette commande vectorielle dans de multiples applications industrielles.

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine [9].

La méthode dite du champ orienté consiste à choisir un système d'axe et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux de sorte que les deux composantes du courant statorique I_{sd} et I_{sq} vont être les variables d'entrée d'une machine à courant continu contrôlée, respectivement, le flux et le couple électromagnétique.

III.2. HISTORIQUE

Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par *F.Blaschke* et ses applications effectives ont vu le jour grâce à *Leonhard* dix ans plus tard.

Les publications de *Leonhard* (1983) montrent que l'implantation de la *CV* offre à la *MAS* alimentée en courant et en tension des performances comparables à celles de la machine à courant continu.

Dernièrement, de nombreux développements et raffinements ont été introduits, grâce en grande partie, aux moyens matériels et logiciels permettant la connaissance parfaite de la position instantanée du flux du rotor.

III.3. OBJECTIF DE LA COMMANDE VECTORIELLE

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. En effet dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé.

Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celles de la machine à courant continu, il faut, par un système de commande extérieur à la *MAS*, réaliser un découplage du flux

et de couple, ce évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple. Cela réalise aujourd'hui par la commande vectorielle à flux orienté ou par champ orienté (de l'anglais, *Field Oriented Control* ou *FOC*).

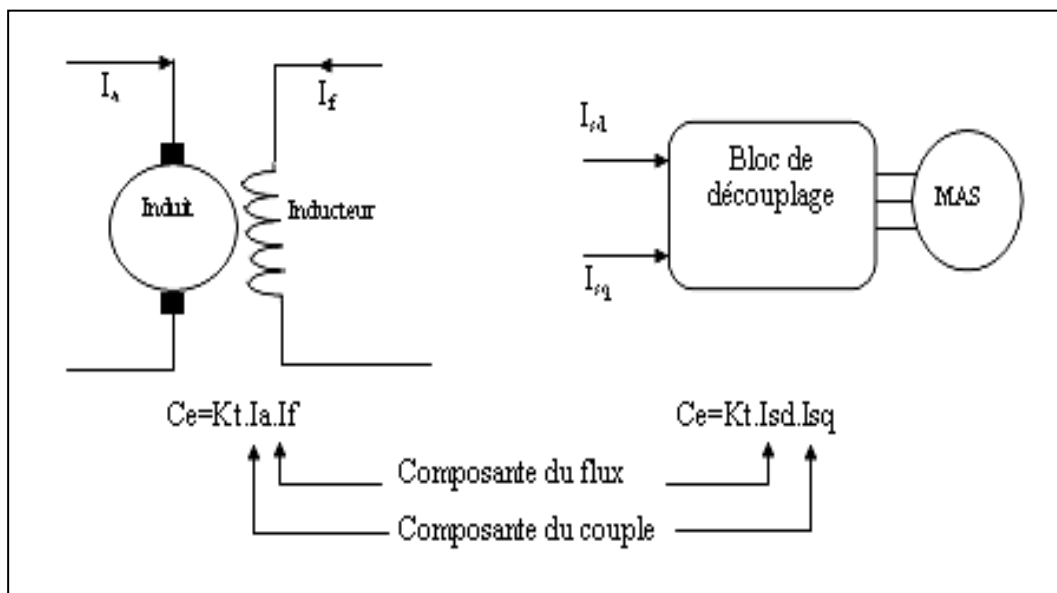
III.4. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

III.4.1. Principe du découplage

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière, que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et de courant d'induit.

Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexe.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple [35] comme le montre *La figure (III.1)*.



La figure (III.1) Principe du découplage pour la MAS par l'analogie de la MCC [35]

III.4.2. Principe de la commande par orientation du flux

a. description

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes de repère (d, q) de flux rotorique et le courant statorique (équation I-25). Elle présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine, et fait apparaître la machine asynchrone comme l'association de deux machines à courant continu. Cependant on remarque la complexité d'un contrôle du couple [16].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant statorique et le couple par l'autre composante de ce même courant [7].

b. principe de la commande

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu.

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux:

1. commande vectorielle à flux rotorique orienté.
2. commande vectorielle à flux statorique orienté.
3. commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées [7] [11] [39].

Pour cela, dans le présent travail, c'est ce type de commande qui sera traité.

Donc le choix du type de CV à flux orienté dépend du choix de l'équation de couple électromagnétique.

III.4.3. Orientation du flux rotorique

Le référentiel lié au flux rotorique est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparable à ceux de la machine à courant continu [40]. Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

➤ **Le couple devient**

Nous avons vu que le couple en régime quelconque (I-25) s'exprime dans le repère d, q comme un produit croisé de courant ou de flux:

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{III-6})$$

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant alors le couple devient:

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_r I_{sq}) \quad (\text{III-7})$$

A l'examen de ces dernières relations, on constate que:

- La composante I_{sd} joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation φ_r .
- La composante I_{sq} joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple.

On retrouve à partir de (III-7) la configuration des machines à courant continu, constituant la base de la commande à flux rotorique orienté.

Donc (III-7) c'est une équation similaire à celle d'une machine à courant continu, d'autre plus si $\varphi_r = cte$, alors le C_e devient directement contrôlable linéairement par I_{sq} .

➤ **La pulsation de glissement devient**

À partir de l'écriture matricielle (I-15) et le système d'équation (III-1) on obtient:

$$V_{rq} = 0 = R_r \cdot I_{rq} + \omega_{sl} \cdot \varphi_r \quad (\text{III-8})$$

Et à partir de l'écriture matricielle (I-17) et le système d'équation (III-1) on obtient:

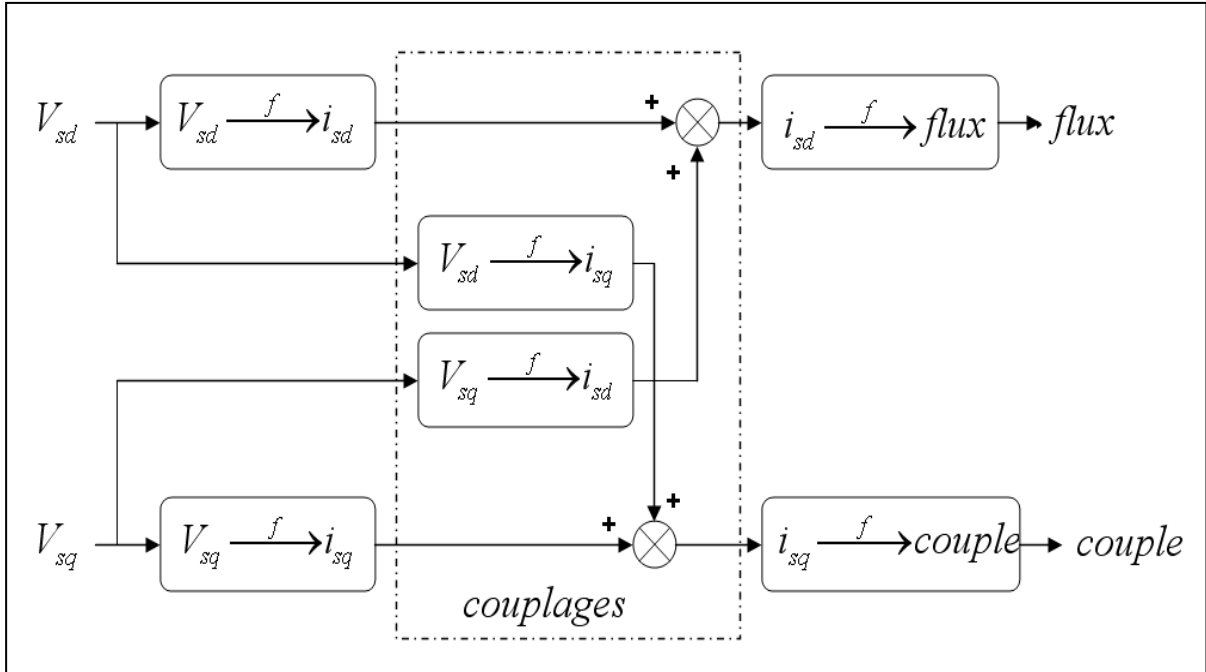
$$\varphi_{rq} = 0 = L_r \cdot I_{rq} + L_m \cdot I_{sq} \quad (\text{III-9})$$

En remplaçant (III-9) dans (III-8) on obtient :

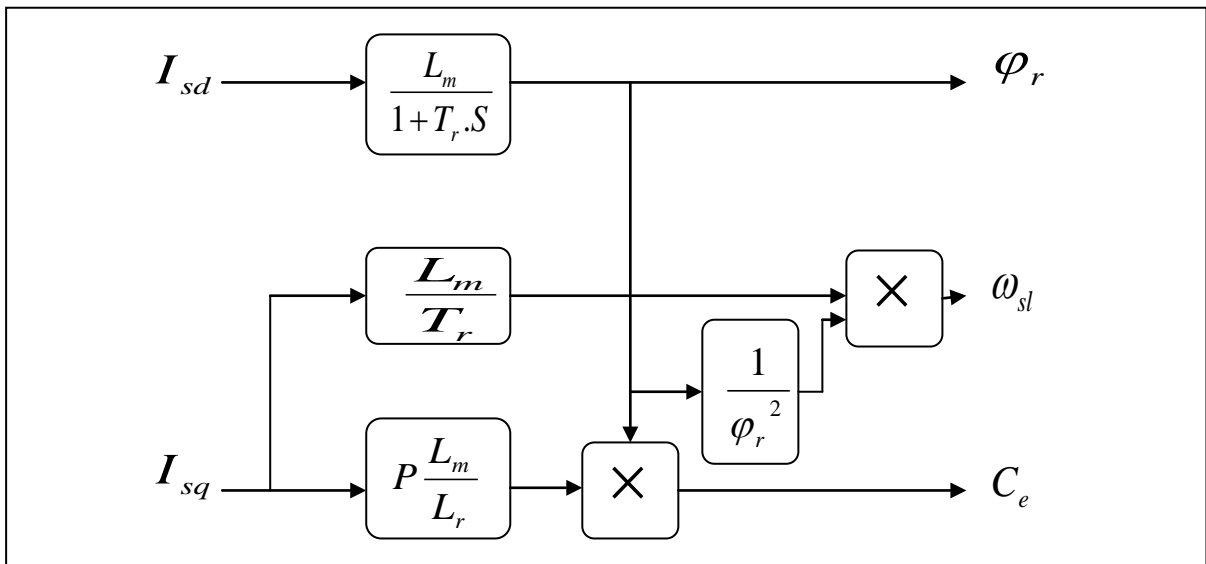
$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\varphi_r \cdot T_r} I_{sq} \quad (\text{III-10})$$

L'équation (III-10) signifie que si le flux est établi a sa valeur de référence, éventuellement par un contrôle linéaire, alors la pulsation de glissements ω_{sl} devient proportionnelle a la composante I_{sq} , qui est naturellement une composante image du couple donnée par (III-7).

- D'après les équations (III-5) et (III-7), nous pouvons contrôler indépendamment le flux φ_r et le couple C_e en agissant respectivement sur les composantes I_{sd} et I_{sq} du courant statorique.



La figure (III.3) Description des couplages [40]



La figure (III.4) Bloc de découplage par orientation du flux rotorique

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée *méthode directe* qui a été développée par *F. Blaschke*, la seconde connue par *méthode indirecte* développée par *K. Hasse*.

Dans notre travail, nous introduirons le principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone basée sur l'orientation de flux rotorique par la méthode directe.

III.5. COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE A FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, ...etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement [7].

III.5.1. Structure de la CVD

III.5.1.1. Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statorique et la vitesse du champ tournant.

III.5.1.2. Système d'équations

D'après le chapitre (I) en faisant appel au modèle (I-28) de la machine dans le repère lié au champ tournant comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\left\langle \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma} \right\rangle I_{sd} + \omega_c I_{sq} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \varphi_{rd} + \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_c I_{sd} - \left\langle \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_s \sigma} \right\rangle I_{sq} - \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \varphi_{rd} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - \omega_{sl} \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{III-11})$$

$$\text{Avec: } T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

T_r : Constante de temps rotorique.

T_s : Constante de temps statorique.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axe (d, q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de φ_r .

Le flux φ_r étant orienté sur l'axe d , l'équation d'état (I-29) nous permet d'exprimer V_{sd} et V_{sq} , φ_r et ω_{sl} avec:

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

En substituant (III-12) dans (III-11) et en tenant compte de (III-7), on obtient:

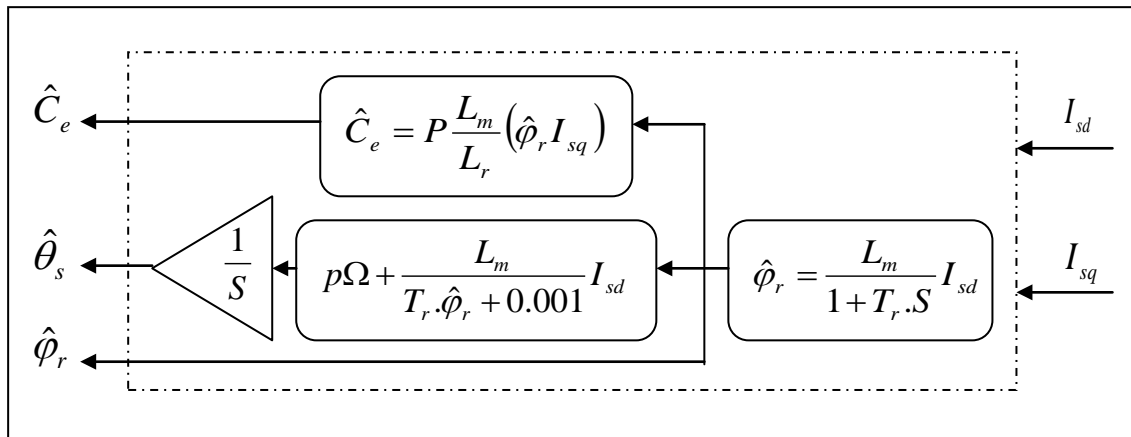
$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \varphi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega \varphi_r \\ T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = L_m I_{sd} \\ \frac{L_m}{T_r} I_{sq} = \omega_{sl} \varphi_r \\ C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_r I_{sq}) \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

III.5.1.3. Estimateur du flux rotorique

L'orientation du flux rotorique est déterminée moyennant une mesure directe par des capteurs dont la réalisation pratique est délicate. Dans la majorité des cas, ces capteurs sont proscrits et on a recours à des techniques d'estimation ou d'observation du flux à partir des grandeurs dites mesurables (tension, courant, vitesse).

Un estimateur du vecteur flux $\hat{\varphi}_r$, établi dans (d, q) à partir du système d'équation (III-13).

Le schéma bloc correspondant à cette équation est donnée par la figure (III.5).



La figure (III.5) Représentation de l'estimateur

III.5.2. Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

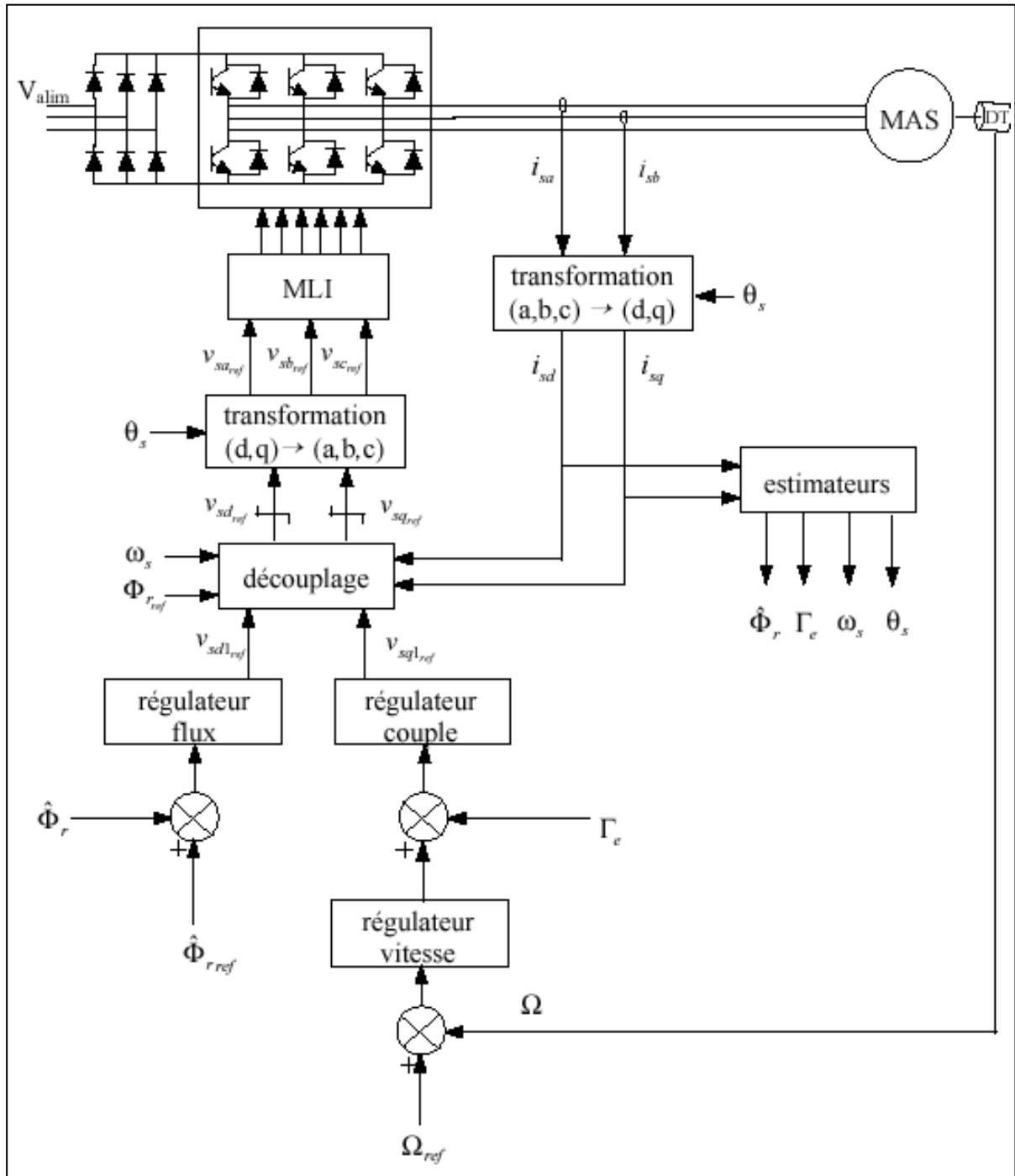
Le schéma que nous proposons sur la figure (III.6), est une commande vectorielle de type direct:

Le flux rotorique est asservi à une consigne de flux [35]. Une commande indirecte ne comporterait pas de régulateur de flux.

Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique déterminés précédemment.

Les grandeurs mesurées dont nous avons besoin sont les suivantes:

- Vitesse Ω donnée par le codeur incrémental monté directement sur l'axe du moteur,
- Courants I_{sa}, I_{sb} , donnée par des sondes à effet Hall.



La figure (III.6) Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension [35]

III.5.2.1. Découplage entrée-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

A partir du système des équations (III-13) on obtient:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sd} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r} \varphi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sq} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega \varphi_r \end{cases} \quad (III-14)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un gros inconvénient:

L'équation (III-14) montre que les tensions V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur I_{sd} et I_{sq} , donc sur le flux et le couple (couplage entre les axes d et q). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage entre V_{sd} et V_{sq} qui permet de contrôler de manière indépendante (le couple par la composant I_{sq} et le flux rotorique par le composant I_{sd}).

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur [41], découplage par retour d'état, *découplage par compensation*. Nous présentons ce dernier type.

III.5.2.2. Découplage par compensation

Cela revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que V_{sd1} n'agisse que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq} . Nous présentons V_{sd1} et V_{sq1} comme suit:

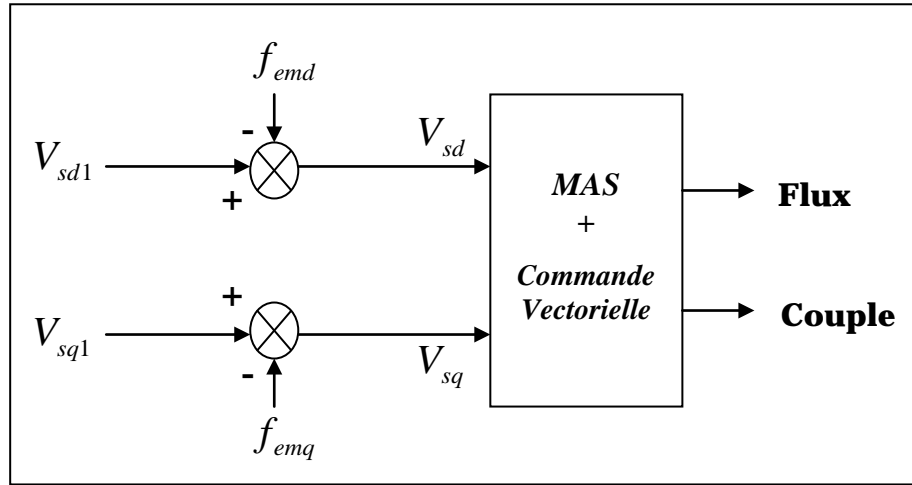
A partir de système des équations (III-14) on pose

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - f_{emd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - f_{emq} \end{cases} \quad (III-15)$$

Avec:

$$\begin{cases} f_{emd} = \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r} \varphi_r \\ f_{emq} = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_r + \frac{L_m^2}{T_r L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (III-16)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} . La figure (III.7):



La figure (III.7) Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Nous définissons ainsi un nouveau système (figure III.8) pour lequel:

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} \end{cases} \quad (III-17)$$

Le système (III-17) peut être représenté sous forme matricielle comme suit:

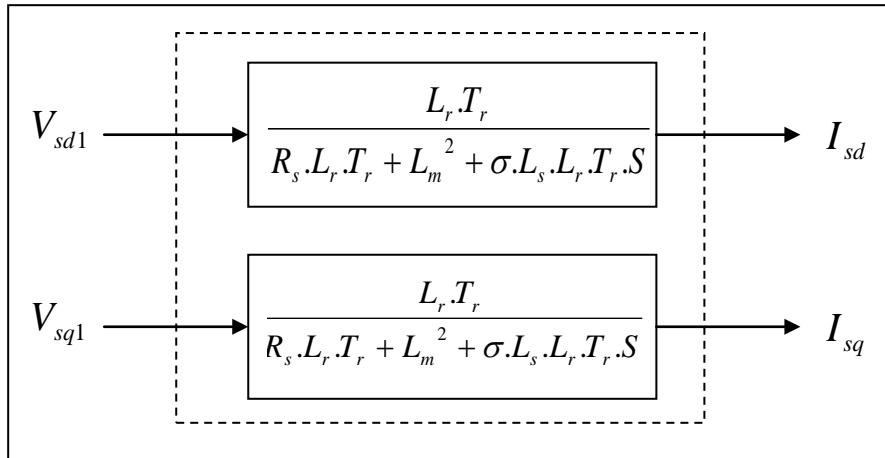
$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \end{bmatrix} \quad (III-18)$$

Avec:

$$M = \begin{bmatrix} \frac{L_r \cdot T_r}{R_s \cdot L_r \cdot T_r + L_m^2 + \sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r \cdot S} & 0 \\ 0 & \frac{L_r \cdot T_r}{R_s \cdot L_r \cdot T_r + L_m^2 + \sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r \cdot S} \end{bmatrix} \quad (III-19)$$

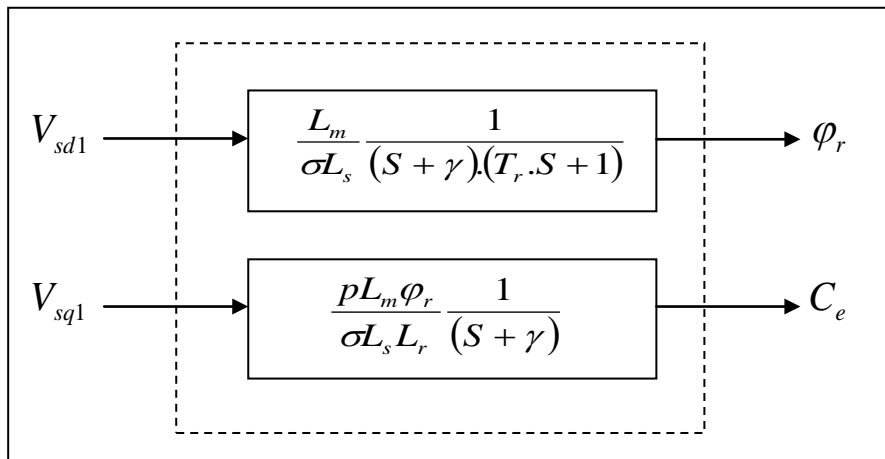
f_{emd} et f_{emq} : des f.e.m des perturbations partiellement liées aux courants et introduisant le couplage non linéaire.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.



La figure (III.8) Commande découplée – expression de I_{sd} et I_{sq}

En faisant apparaître de manière explicite le flux (III-13) et le couple (III-7), nous obtenons



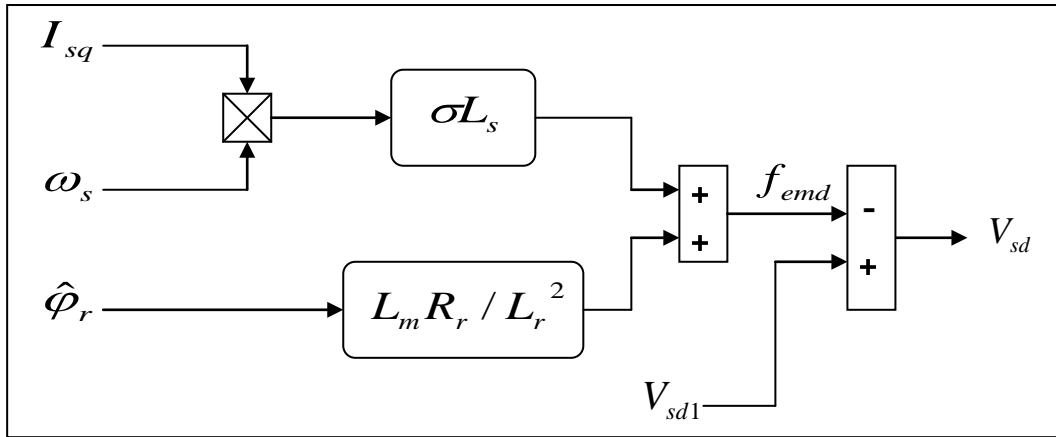
La figure (III.9) Commande découplée – expression de φ_r et C_e

Avec:
$$\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} \tag{III-20}$$

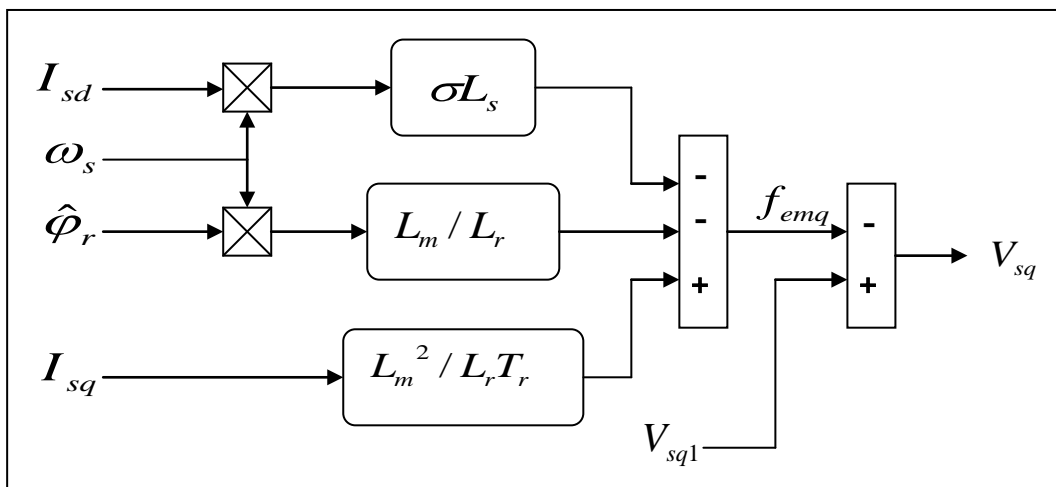
III.5.2.3. Schéma de compensation

Les termes (f_{emd}, f_{emq}) représentent les forces électromotrices de compensation que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur, afin de reconstituer le vecteur tension modulant appliquée à la machine. Ces f.e.m de compensation permettent de confirmer le découplage.

D'après les équations des tensions, nous présentons le bloc de compensation comme suit:



La figure (III.10) Bloc de compensation f_{emd}



La figure (III.11) Bloc de compensation f_{emq}

III.5.2.4. Problèmes posés par le découplage

Nous pouvons montrer que, dans le type de découplage proposé, un risque d'instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et pose donc un problème de robustesse de la commande.

Dans le cas du découplage par compensation, si celle-ci est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement de l'action, et donc divergence du système. Une solution consiste, par exemple, à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. C'est la technique que nous utiliserons pour l'implantation réelle de la commande.

En pratique, les paramètres R_s, R_r évoluent avec la température.

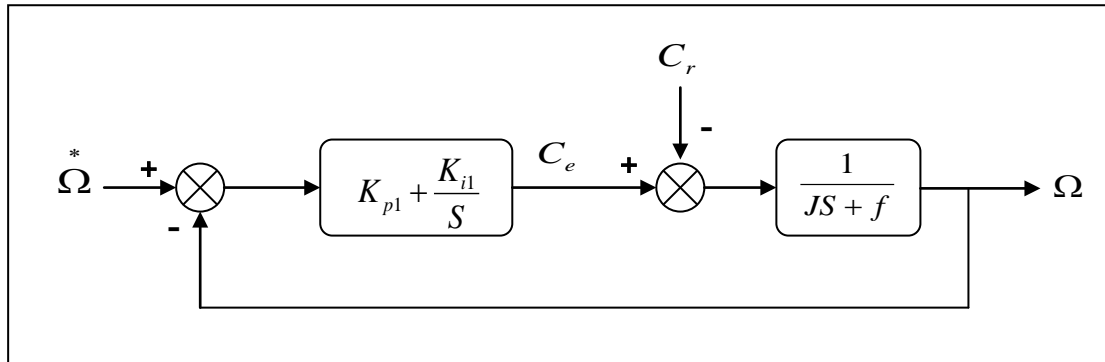
III.5.3. Calcul des régulateurs

Pour les réglages industriels, quelques structures de base sont introduites, comme le réglage classique, le réglage d'état, le réglage par mode de glissement et le réglage en cascade.

Dans le cas de ce chapitre nous représentons le réglage classique avec de régulateur **PI** qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité), et car les grandeurs à régler sont des grandeurs continues.

III.5.3.1. Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant (figure III.12):



La figure (III.12) Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Avec:

f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur.

Nous avons:

$$\Omega = \frac{1}{JS + f} (C_e - C_r) \tag{III-21}$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur **PI** classique, Ω s'écrit alors:

$$\Omega = \frac{1}{JS + f} \left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{JS + f} C_r \tag{III-22}$$

Soit

$$\Omega = \frac{K_{p1}S + K_{i1}}{JS^2 + (K_{p1} + f)S + K_{i1}} \Omega^* - \frac{S}{JS^2 + (K_{p1} + f)S + K_{i1}} C_r \tag{III-23}$$

On considère que le courant I_{sq} est parfaitement régulé et $C_r = 0$, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par:

$$\frac{\Omega(S)}{\Omega^*(S)} = \frac{\left(\frac{1}{JS+f}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right)}{1 + \left(\frac{1}{JS+f}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right)} = \frac{1 + \tau_1 S}{1 + \left(\tau_1 + \frac{f}{K_{i1}}\right)S + \frac{J}{K_{i1}}S^2} \quad (\text{III-24})$$

Avec:

$$\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{i1}} \quad (\text{III-25})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{ème} ordre. On compare l'équation caractéristique (*dénominateur*) de la fonction de transfert (III-24) avec la forme canonique de second ordre (III-26):

$$\frac{1}{1 + \frac{2\zeta_1}{\omega_n}S + \frac{S^2}{\omega_n^2}} \quad (\text{III-26})$$

On trouve que:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\zeta_1}{\omega_n} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (\text{III-27})$$

Avec:

ζ_1 : Coefficient d'amortissement.

ω_n : Pulsation du système.

Pour un coefficient d'amortissement ζ_1 de 1, nous avons $\omega_n t_{rep1} = 4,75$.

t_{rep1} : représentant le temps de réponse en vitesse du système (Tableau III-1).

ζ	$\omega_n t_{rep(5\%)}$
0,4	7,7
0,5	5,3
0,6	5,2
0,7	3
1	4,75

Tableau (III.1) Relation entre $\omega_n t_{rep(5\%)}$ et ζ

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants:

$$\begin{cases} K_{i1} = J \left(\frac{4,75}{t_{rep1}} \right)^2 \\ K_{p1} = J \frac{9,5}{t_{rep1}} - f \end{cases} \tag{III-28}$$

III.5.3.2. Régulateur de couple

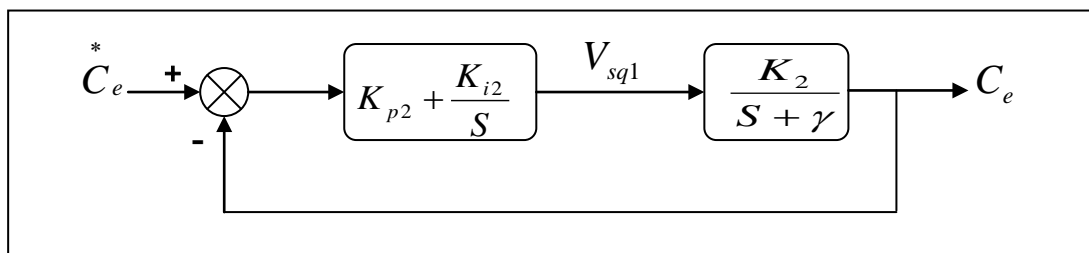
Les équations de découplage proposées (figure III-9) permettent d'exprimer C_e :

$$C_e = \frac{K_2}{S + \gamma} V_{sq1} \tag{III-29}$$

Avec:

$$K_2 = \frac{pL_m \varphi_r^*}{\sigma L_s L_r} \tag{III-30}$$

Les paramètres du régulateur seront donc dépendants de la consigne de flux φ_r^* . L'utilisation d'un régulateur proportionnel - intégral donne le schéma en boucle ouverte suivant (figure III-13):



La figure (III.13) Schéma fonctionnel de la régulation de couple

Compensons le pôle $S + \gamma$ par $S + \frac{K_{i2}}{K_{p2}}$, ce qui se traduit par la condition:

$$\frac{K_{i2}}{K_{p2}} = \gamma \quad (\text{III-31})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{K_{p2} K_2}{S} \quad (\text{III-32})$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps τ_2 .

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{\frac{K_{p2} K_2}{S}}{1 + \frac{K_{p2} K_2}{S}} = \frac{1}{S\tau_2 + 1} \quad (\text{III-33})$$

Avec:

$$\tau_2 = \frac{1}{K_{p2} K_2} \quad (\text{III-34})$$

Et, d'après les équations (III-31) et (III-33) nous obtenons les paramètres du régulateur de couple comme suit:

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{1}{K_2 \tau_2} \\ K_{i2} = \gamma K_{p2} \end{cases} \quad (\text{III-35})$$

III.5.3.3. Régulateur du flux

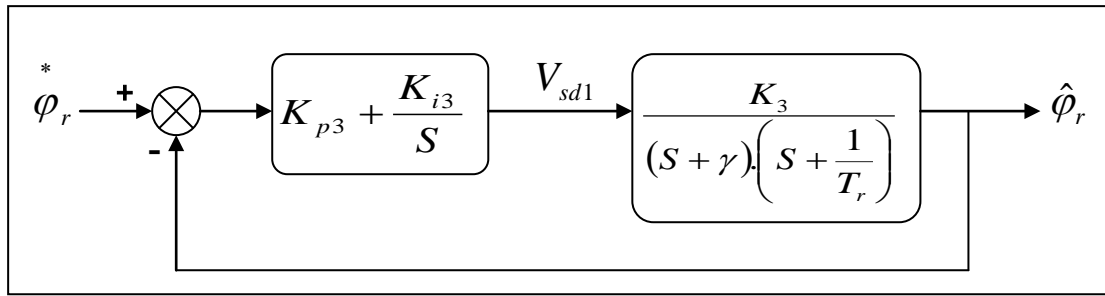
Le découplage proposé à la figure (III.14) permet d'écrire:

$$\varphi_r = \frac{K_3}{(S + \gamma) \left(S + \frac{1}{T_r} \right)} V_{sd1} \quad (\text{III-36})$$

Avec:

$$K_3 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \quad (\text{III-37})$$

Nous pouvons représenter le système par le schéma suivant (figure III-14):



La figure (III.14) Schéma fonctionnel de la régulation du flux

La compensation des pôles les plus lents par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur donne la condition:

$$\frac{K_{i3}}{K_{p3}} = \frac{1}{T_r} \tag{III-38}$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert du système s'écrit maintenant:

$$FTBO(S) = \frac{K_{p3}K_3}{S(S + \gamma)} \tag{III-39}$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante:

$$\frac{1}{K_{p3}K_3}S^2 + \frac{\gamma}{K_{p3}K_3}S + 1 = 0 \tag{III-40}$$

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2nd ordre, nous avons donc à résoudre le système suivant:

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p3}K_3} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{K_{p3}K_3} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases} \tag{III-41}$$

Le gain K_{p3} est donné par:

$$K_{p3} = \frac{\gamma^2}{K_3(2\zeta)^2} \tag{III-42}$$

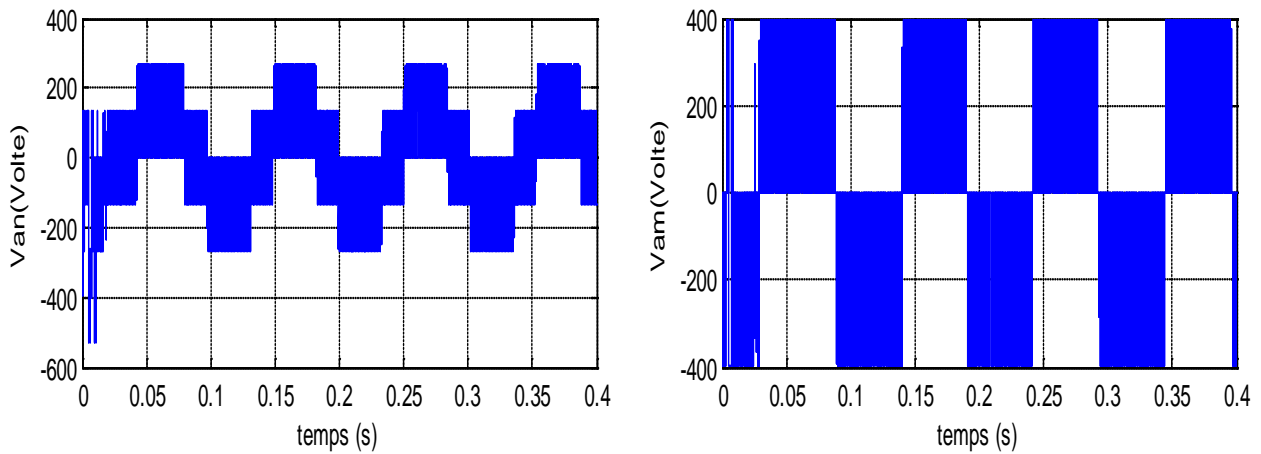
L'équation (III-38) permet de réduire K_{i3} :

$$K_{i3} = \frac{1}{T_r} K_{p3} \tag{III-43}$$

Donc, d'après (III-42) et (III-43) les paramètres du régulateur du flux sont:

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{\gamma^2}{K_3(2\zeta)^2} \\ K_{i3} = \frac{1}{T_r} K_{p3} \end{cases} \tag{III-44}$$

III.6.5. Résultats de simulation des tensions



a) Tension simple de sortie de l'onduleur (3) niveaux

b) Tension polaire (V_{AM})

La figure (III.20) Les tensions d'alimentation de la machine

La figure (III.20-b) présente la tension polaire (V_{AM}) entre la phase (A) de la machine et le point milieu (M) de la source continue. On constate bien les trois niveaux de tensions ($-U_C$, 0 , $+U_C$), mais après un temps de réponse de $t=0.025s$.

La figure (III.20-a) présente la tension simple (V_{AN}) aux bornes de la machine, avec un temps de réponse de $t=0.025s$ et une distorsion harmonique (THD)= 7.23% à cause des ondulations des signaux précédents.

III.7. CONCLUSION

A travers ce chapitre, nous avons établi la technique de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique. Grâce à cette technique de commande intelligentes, la machine asynchrone est assimilable à une machine à courant continu.

Les résultats de simulation montrent que les objectifs de régulation ont été atteints en découplant le flux et le couple, mais cette technique de commande est affectée par les perturbations de la variation de vitesse et de l'application de couple de charge, ce qui influe sur les signaux des tensions d'alimentations de la machine (augmentation des harmoniques).

IV.1. INTRODUCTION

Depuis quelques années déjà, on trouve sur le marché des appareils de grande consommation (appareils de photos, vidéo, ...) qui sont présentés comme faisant intervenir un réglage par logique floue ou « *fuzzy-logic* » ou encore « *fuzzy-control* ». Au delà de l'argument publicitaire évident, il est intéressant de comprendre ce nouveau concept de réglage et de l'appliquer à certains types de problèmes de réglage rencontrés par l'ingénieur [11].

Le principe du réglage par logique floue part du constat suivant: dans les problèmes de régulation aux quels il est confronté, l'homme ne suit pas, à l'image de ses inventions, un modèle mathématique fait de valeurs numériques et d'équations. Au contraire il utilise des termes tel que « un peu trop chaud, aller beaucoup plus vite, freiner à fond, etc... » ainsi que ses propres connaissances qu'il a dans le domaine. Ces connaissances sont, le plus souvent, acquises de façon empirique. Le principe du réglage par la 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 de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système à régler. Sur la base de ce principe, différentes réalisations ont vu le jour et, actuellement, on trouve deux types d'approche pour le réglage par logique floue. Dans l'une de ces approches, les règles sont appliquées aux variables à l'aide d'une approche numérique par le biais d'un microprocesseur spécialisé ou non ou d'un ordinateur. Dans l'autre approche, les règles sont appliquées aux variables de façon analogique. Ces deux approches permettent de développer des organes de contrôle par le flou que l'on désigne par *processeur digital flou* ou par *processeur analogique flou* [12].

IV.2. HISTORIQUE

Dans les années trente, exactement en 1937, la logique floue présentée par le philosophe *Max Black*, mais le concept fut réellement introduit en 1965 par *Lotfi Zadeh*, un professeur d'électronique à l'université de *Berkeley (Californie-USA)*, jette véritablement les bases théoriques de la logique floue dans son livre "*fuzzy set theory*".

En 1973, le professeur *Lotfi Zadeh* propose d'appliquer la logique floue aux problèmes de réglage.

En 1975, le professeur *Mamdani* réalise le premier contrôleur flou expérimental dont, quatre ans plus tard, on trouve la première application dans un four, puis dans une turbine à vapeur et en 1983 sur un épurateur.

En 1985, premiers produits industriels (*Japon*) utilisant le principe de la logique floue appliqué à des problèmes de réglage et de commande.

Depuis, la grande majorité des travaux sur la logique floue a été menée au *Japon* où cette théorie est très prisée. Là-bas, il existe de nombreux ustensiles et appareils électroménagers utilisant cette méthode et même le fameux métro de Sendai en est dépendant. On peut expliquer ce revirement des recherches en Orient par le fait que la pensée occidentale est trop marquée par le cartésianisme qui rend aberrante « la violation du *principe du tiers exclus* » alors que cette idée est volontiers admise au *Japon*.

En clair, la logique floue n'est surtout pas une logique imprécise mais bien une logique qui s'adapte à l'être humain en laissant une place entre la certitude du vrai et la certitude du faux.

IV.3. DEFINITIONS [13]

IV.3.1. Processeur

On appelle processeur un « organe capable d'assurer le traitement complet d'une série d'informations » (*Larousse*).

IV.3.2. Logique floue

« Logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs «vrai» ou «faux», les valeurs intermédiaires «vrai» ou «faux» avec une certaine probabilité. » (*Citation: cf. supra*).

IV.3.3. Processeur flou

Processeur capable de traiter des informations en faisant intervenir les principes de la logique floue.

IV.4. DOMAINES D'APPLICATION

Les principaux domaines de recherche et d'application de la logique floue sont les suivants:

- Automatisation de la production du fer et de l'acier, purification de l'eau, chaînes de montage et robots de fabrication,
- Commande des instruments (capteurs, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères,
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement, développement, horaires de train),
- Commande des unités arithmétiques, des micro-ordinateurs, et réalisation des opérateurs,
- Traitement d'information telles que les données, recherche de l'information, modélisation des systèmes,...etc.

IV.5. PRINCIPES DE LA LOGIQUE FLOUE

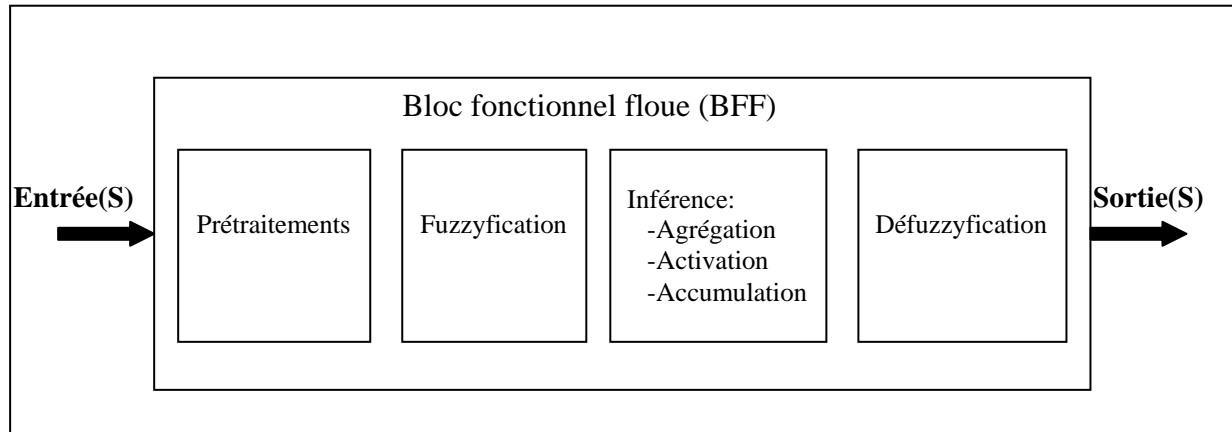
IV.5.1. Introduction

La logique floue est une branche des mathématiques et, à ce titre, toute une série de notions fondamentales sont développées. 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.

IV.5.2. Structure générale d'un système floue

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux [11] [12] [13] [14]:

- Une base de connaissance sous forme de règles floues et paramètres des fonctions d'appartenance;
- Un bloc de décision ou un moteur d'inférence,
- Une fuzzification qui consiste en la transformation des entrées précises en degrés d'appartenance,
- Une défuzzification qui consiste en la transformation des résultats flous en des sorties précises.



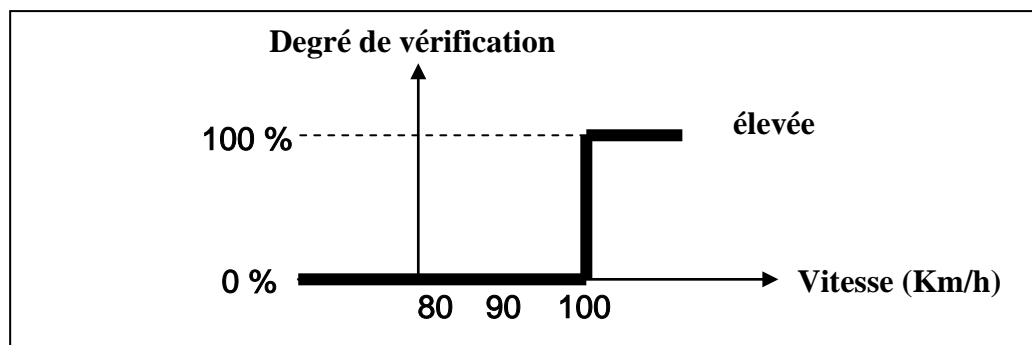
La figure (IV.1) Schéma général d'un bloc fonctionnel flou

Cette définition des blocs fonctionnels flous les rend compatibles avec les langages de programmation tels que le Grafset et les diagrammes fonctionnels,...etc

Les BFFs peuvent alors être utilisés comme des sous programmes par ces langages et peuvent être aussi intégrés dans tous les automatismes.

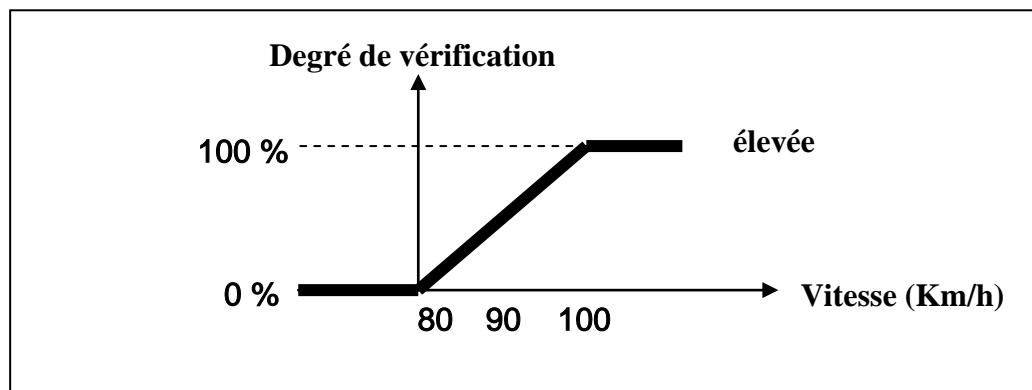
IV.5.2.1. Eléments de base de la logique floue

A l'inverse de la logique booléenne, la logique floue permet à une condition, d'être en un autre état que *vrai* ou *faux*. Il y a plusieurs degrés de vérification d'une condition. Considérons par exemple la vitesse d'un véhicule sur une route nationale. La vitesse normale est 90 Km/h . Une vitesse peut être considérée comme élevée au dessus de 100 Km/h , et comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h . La logique booléenne envisagerait les choses de la manière suivante: La figure (IV.2) [4]



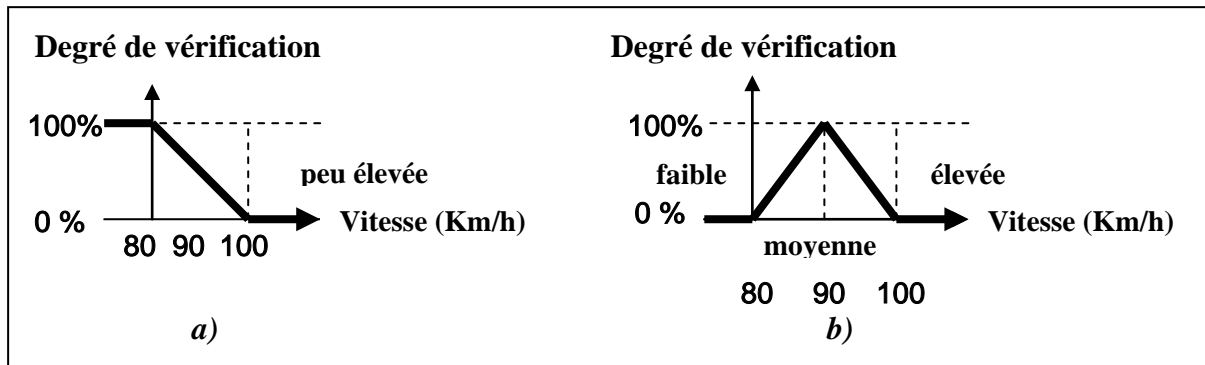
La figure (IV.2) Niveaux d'appartenance en logique booléenne

La vitesse est considérée à 100% comme élevée à partir de 100 Km/h , et 0% en dessous. La logique floue, à l'inverse, permet des degrés de vérification de la condition " La vitesse est-elle élevée ? " La figure (IV.3)



La figure (IV.3) Niveaux d'appartenance en logique floue

La vitesse est considérée comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h . On peut donc dire qu'en dessous de 80 Km/h , la vitesse est élevée à 0%. Elle est considérée comme élevée au dessus de 100 Km/h , elle est donc élevée à 100% au dessus de 100 Km/h , et elle est élevée à 50% à 90 Km/h , et à 25% à 85 Km/h . De la même manière, les fonctions " La vitesse est-elle peu élevée ? " et " La vitesse est-elle moyenne ? " seront définies. La figure (IV.4 a) et b).



La figure (IV.4) Niveaux d'appartenance en logique floue

IV.5.2.2. Différentes formes des fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance, leurs positions ainsi que leurs chevauchements peuvent être choisis librement. Elles (les fonctions d'appartenance) peuvent être symétriques, régulièrement distribuées ou avoir une distribution non uniforme, cependant, il convient de respecter certaines règles [42]:

- Leur forme doit être convexe,
- Les sous-ensembles d'entrées (souvent des trapèzes et des triangles) doivent se chevaucher partiellement afin qu'il n'y ait pas de zones indéterminées, tandis que pour ceux de sorties (souvent des trapèzes et des triangles), cette précaution n'est pas nécessaire,
- Eviter d'imbriquer plus de deux sous-ensembles, sinon il y aura des problèmes d'instabilité.

On peut choisir des formes quelconques de fonctions d'appartenance: une forme de cloche, trapézoïdale, ou triangulaire. Mais le plus souvent on choisira une forme triangulaire ou trapézoïdale car formée de segments de droite, le calcul est plus rapide, entre autres, le calcul de la surface de la fonction. Pour la variable "Environ zéro", on doit éviter de prendre une forme trapézoïdale susceptible d'entraîner des erreurs de réglage [4] [13] [42].

Mathématiquement, la fonction d'appartenance μ comprise entre 0 et 1 est associée aux sous ensembles E_1 de $T(x)$ et à la variable x , dont l'ensemble des valeurs possible est $T(x)$. Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable u ait la qualité associée au sous-ensemble E_1 . Elle est utilisée pour le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur [15]. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance dont ces fonctions sont les suivantes:

a) fonction d'appartenance triangulaire

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (IV-1)$$

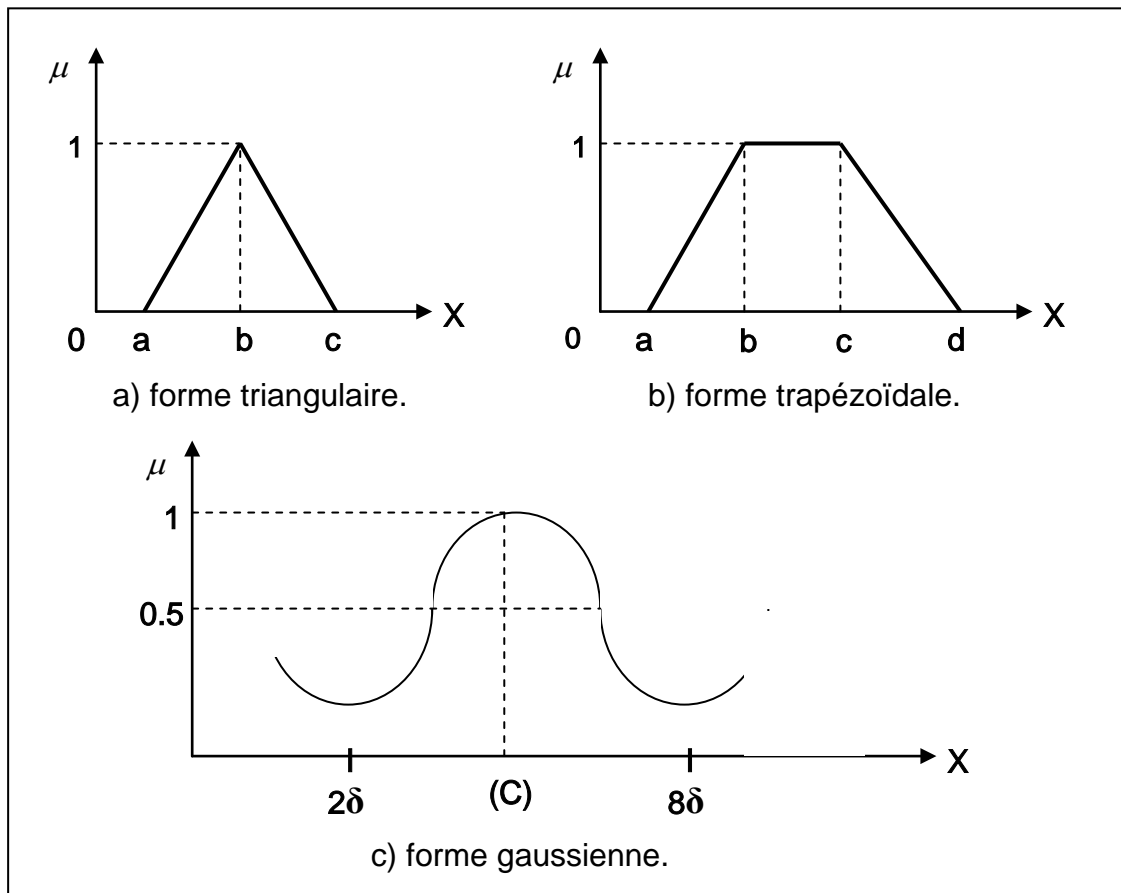
b) fonction d'appartenance trapézoïdale

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a < x \leq b \\ 1 & \text{si } b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (IV-2)$$

c) fonction d'appartenance gaussienne

$$\mu(x) = \exp\left[-\left(\frac{x-m}{\delta}\right)^2\right] \quad -\infty < x \leq +\infty \quad (IV-3)$$

La figure (IV.5) représente les formes de ces trois types de fonction d'appartenance.



La figure (IV.5) Différentes formes de la fonction d'appartenance

IV.5.2.3. Intervalles d'inférence

Les intervalles flous définissent le nombre de variables floues associées à une grandeur d'entrée. Dans le cas du réglage, *trois* à *cinq* intervalles s'avèrent suffisants. De façon générale ils sont caractérisés à l'aide de symboles tels que ceux présentés dans *le tableau (IV.1)*.

Symbole	Signification
NG	Négatif Grand
NM	Négatif Moyen
EZ	Environ Zéro
PM	Positif Moyen
PG	Positif Grand

Tableau (IV.1) Symbole de cinq intervalles ou sous ensembles flous

Un nombre de valeurs linguistiques supérieures à sept n'apporte en générale aucune amélioration du comportement dynamique du réglage. Par contre, un tel choix compliquerait la fonction des règles d'inférences [2] [4] [13].

IV.5.2.4. Variable linguistique

Une variable linguistique est caractérisée par un triple $(x, T(x), u)$ ou:

X : le nom de variable

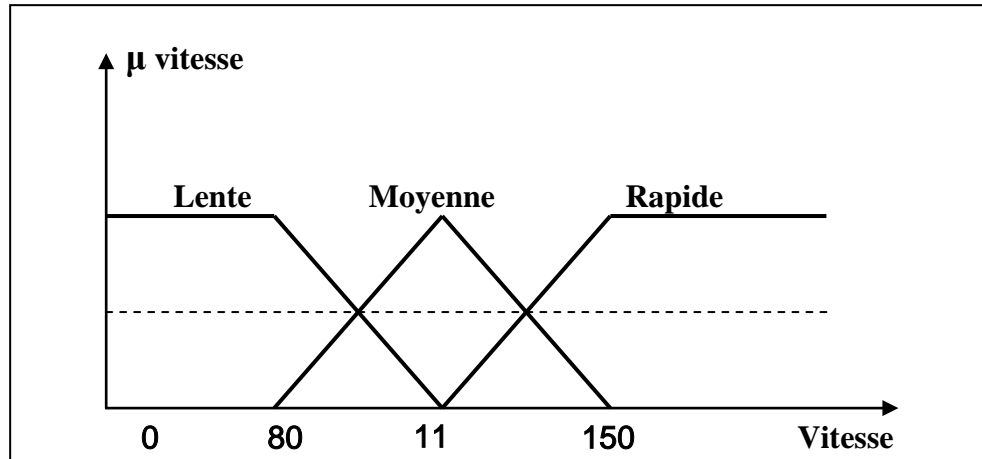
$T(x)$: ensemble de terme de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous ensemble flou défini dans U .

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

$T(vitesse) = (lent, moyenne, rapide, ...)$

Ou chaque terme dans $T(vitesse)$ est caractérisé par un ensemble flou dans l'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 supérieurs ou égales à 150 intervient la variable linguistique (*rapide*). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur *La figure (IV.6)*.



La figure (IV.6) Représentation des variables linguistiques

IV.5.2.5. Opérateurs de la logique floue

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles. L'extension de certains opérateurs définis sur les ensembles de la logique classique aux cas des ensembles floue pose certaines difficultés. Donc, il n'est possible d'appliquer directement la logique booléenne qui manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (*0 et 1*). Pour pallier à ce problème, sont introduits quelques définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous.

Il existe plusieurs lois de composition des différents opérateurs de la logique floue, mais les plus couramment utilisées sont les suivantes [11] [12] [13] [14].

- **Cas de l'opérateur ET:** il est réalisé par plusieurs méthodes tel que *le maximum* ou *le produit* des degrés d'appartenance $\mu(x_1)$ et $\mu(x_2)$ aux deux ensembles flous en question soit:

$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1i}(x_1)\mu_{2j}(x_2) \quad (IV-4)$$

- **Cas de l'opérateur OU:** la réalisation de cet opérateur se fait par exemple par le calcul du *maximum* ou par la formation de *la moyenne arithmétique* des deux degrés d'appartenance $\mu_{1i}(x_1)$ et $\mu_{2j}(x_2)$ aux deux ensembles flous *i* et *j* de x_1 et x_2 respectivement, c'est-à-dire:

$$\mu(x_1, x_2) = \frac{1}{2}(\mu_1(x_{1i}) + \mu(x_{2j})) \quad (IV-5)$$

- **Cas de l'opérateur ALORS:** cet opérateur permet d'évaluer le degré de vérité des propositions floues, il est réalisé par plusieurs méthodes tel que *le produit* des deux fonctions d'appartenance $\mu_{1i}(x_1)$ et $\mu_{2j}(x_2)$ des deux ensembles flous *i* et *j* de x_1 et x_2 respectivement, c'est-à-dire:

$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1i}(x_1)\mu_{2j}(x_2) \quad (IV-6)$$

Les opérations *minimum* et *maximum* présentent l'avantage de la simplicité des calculs, par contre, elles privilégient l'une des deux variables. Les opérations de *produit* et valeur *moyenne* sont plus complexes à calculer mais elles produisent un résultat qui tient compte des valeurs de deux variables [12].

IV.5.3. Etablissement des règles d'inférence floue

En logique floue, les règles que l'on établit n'ont qu'un but: lier les entrées aux sorties. Selon les valeurs d'entrée, on applique une règle et on obtient une (ou plusieurs) valeur(s) de sortie. Cela définit le fonctionnement d'un système qui, une fois les données et les règles établies, peut se suffire à lui-même.

Le concept repose sur le principe suivant: plus la condition sur les entrées est vraie, plus l'action préconisée en sortie doit être respectée [4] [12]. C'est-à-dire, plus la valeur d'entrée aura un degré d'appartenance fort à un état, plus la valeur de sortie en aura un fort aussi. Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons:

IV.5.3.1. Linguistiquement

Dans ce cas, on écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant [2] [4] [12] [14] [42]:

- **Si** condition 1 **et/ou** condition 2 (**et/ou...**) **alors** action sur les sorties.

Prenons l'exemple de la conduite automobile à l'approche d'un carrefour contrôlé par des feux tricolores: Pour un conducteur normal, le processus de conduite met en œuvre les quelques règles élémentaires suivantes:

- **Si** la vitesse est très grande et **Si** le feu rouge est proche **alors** on freine fort,
- **Si** la vitesse est faible et **Si** le feu vert est proche **alors** on accélère,
- **Si** la vitesse est faible et **Si** le feu rouge est loin **alors** on maintient la vitesse,
- **Si** ma vitesse est moyenne et **Si** le feu orange est loin **alors** on freine doucement
- ...etc.

IV.5.3.2. Symboliquement

Dans ce cas, il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

IV.5.3.3. Par matrice d'inférence

Dans ce cas, une matrice dite d'inférence rassemble toutes les règles d'inférence sous forme d'un tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées.

L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

En terme d'intelligence artificielle, ces règles résument en fait *l'expérience de l'expert* et elles ne sont en général pas définissables de façon unique puisque chaque individu crée ses propres règles [2] [4].

IV.5.4. Fonctions d'appartenance de la variable de sortie

La variable de sortie x_r du régulateur flou doit aussi être fuzzifiée. Les remarques faites précédemment sur les ensembles flous et la forme des sous-ensembles reste valables.

Cependant, les lacunes sont admises au niveau de la fuzzification de la variable de sortie x_r , voire même souhaitée (calculs plus rapides). Par exemple, on peut choisir de sous-ensembles "discrets" à des singletons.

La grandeur de sortie peut être définie aussi à l'aide d'un certain nombre d'ensembles flous caractérisés par des fonctions d'appartenance de diverses formes. Toutefois, en pratique, cette définition peut sembler assez lourde et le concepteur (*l'expert*) peut choisir d'associer une seule valeur à chaque intervalle flou [2] [4] [14] [42]. Par exemple, pour une grandeur à cinq intervalles flous, on peut définir les valeurs du *tableau (IV.2)*.

Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. On va présenter les méthodes d'inférence qui permettent d'y arriver. Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisés les opérateurs de la logique ("*ET*", "*OU*", et "*ALORS*" dans ce cas) utilisés dans les règles d'inférence. On trouve trois méthodes d'inférence usuelles; *Maximum-Minimum*, *Maximum-Produit*, *Somme-Produit* (la plus utilisée) [4] [11] [12] [13] [42].

Intervalle	Valeur en % du degré de vérité
Très Petit	0
Petit	25
Moyen	50
Grand	75
Très Grand	100

Tableau (IV.2) Valeurs associées aux ensembles flous d'une variable linguistique de sortie

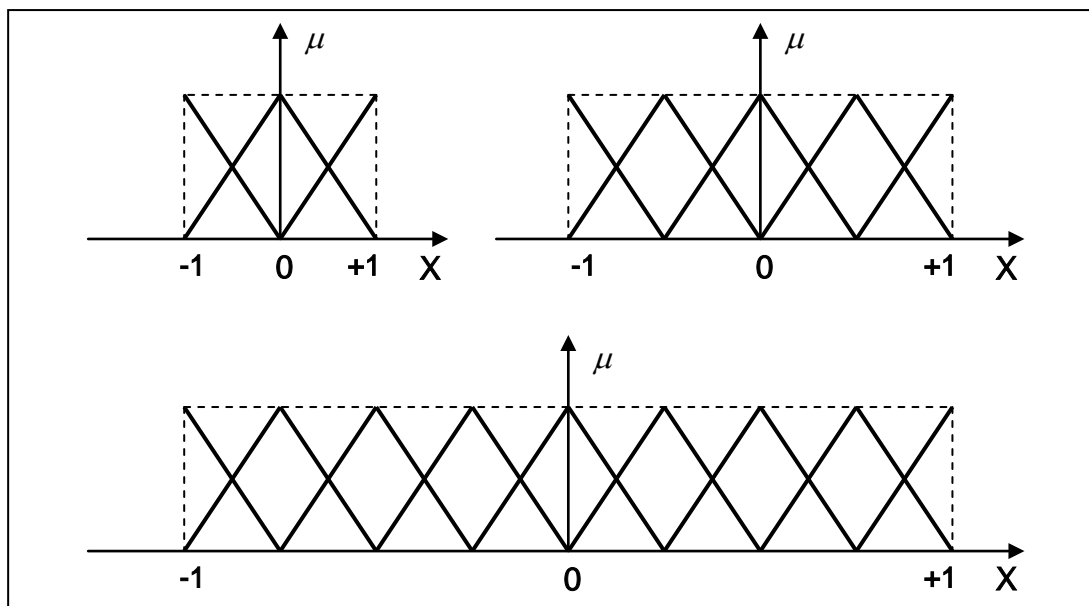
IV.6. CONCEPTION D'UN CONTRÔLEUR À LOGIQUE FLOUE

Les étapes de conception d'un contrôleur à logique floue sont les suivantes:

IV.6.1. Stratégie de fuzzification

La fuzzification est fondée sur la théorie des ensembles flous et joue un rôle essentiel pour la manipulation des données dans un contrôleur flou. Elle consiste à convertir les valeurs numériques à l'entrée du contrôleur en valeurs linguistique via des fonctions d'appartenances et ce, par une projection de ces valeurs dans l'univers de discours U en utilisant un facteur d'échelle k_e . On peut dire que la stratégie de fuzzification est un choix de l'univers de discours et des fonctions d'appartenance.

- *Univers de discours*: l'univers de discours représente l'intervalle de variation des grandeurs d'entrée du contrôleur flou après une normalisation par un facteur d'échelle.
- *Facteur d'échelle*: est le moyen de normalisation des grandeurs physiques dans une intervalle de $[-1, +1]$. Le facteur d'échelle doit être choisi sur la base de l'étude du système de sortie à condition que lors de petits phénomènes transitoire, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doivent pas être dépassés.



La figure (IV.7) Univers de discours normalisé dans l'intervalle $[-1, +1]$ avec une partition de 3, 5, 7 ensembles flous

IV.6.2. Base de données

- *Normalisation*: elle consiste à normaliser l'univers de discours U dans un intervalle bien déterminé.
- *Partition floue de l'espace d'entrée et de sortie*: c'est la division de l'univers de discours en plusieurs ensembles flous.

IV.6.3. Base de règles

Il existe quatre possibilités pour l'exploitation de la base de règles. La première est basée sur l'expertise humaine, la deuxième est fondée sur les actions de contrôle fournies par un opérateur, la troisième est l'utilisation du modèle flou du processus, la quatrième et la dernière qui est la plus récente, est basée sur un algorithme d'apprentissage pour l'élaboration des règles.

IV.6.4. Inférence

Il existe deux types d'inférence:

- *Inférence à une seule règle:* c'est la comparaison de plusieurs concurrents dans une même situation et le résultat c'est le choix de l'optimum, ce type d'inférence n'est pas utilisé pour le contrôle flou.
- *Inférence à plusieurs règles:* dans ce type d'inférence, la prise de décision pour une ou plusieurs variables est différente pour chacun des variables, c'est l'inférence qui est utilisée dans les problèmes de réglage et de commande par logique floue. Les variables sont, soit des variables déterministes, ou des variables floues [11]. L'exemple de réglage de température d'un locale est cité pour bien cerner ce type d'inférence.

La règle c'est la variation de la position de la valve ainsi l'objet de réglage c'est de minimiser l'écart. Pour se faire, les étapes suivantes dites règle d'inférences sont appliquées.

Si $e > 0$ alors $\Delta U > 0$ ou

Si $e < 0$ alors $\Delta U < 0$ ou

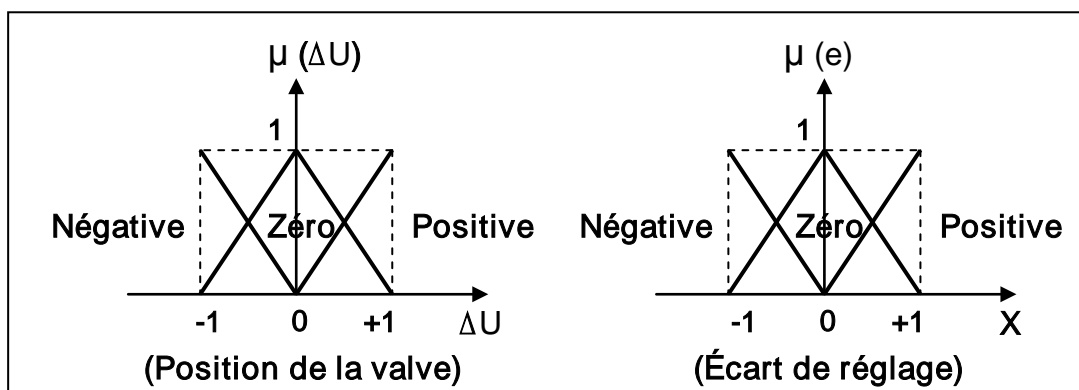
(IV-7)

Si $e = 0$ alors $\Delta U = 0$

Avec ΔU : une variable floue

e : variable linguistique

Les décisions de la sortie ΔU sont données par l'expérience humaine, les règles d'inférence peuvent être représentées par La figure (IV.8).



La figure (IV.8) Exemple d'inférence à plusieurs règles

- *Traitement numérique des inférences:*

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 à exécuter [40].

- *Méthode d'inférence max-min*
- *Méthode d'inférence max-prod*
- *Méthode d'inférence somme-prod*

Considérons un ensemble de deux règles définies par:

R_1 : si x est A_1 et y est B_1 , alors Z est C_1 ou

R_2 : si x est A_2 et y est B_2 , alors Z est C_2

a. méthode d'inférence max-min

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type " Mandani " [13]. Dans ce mode de raisonnement, la $i^{ème}$ règle aboutit à la décision de contrôle: $\mu_{Ri} = \mu_{RM}$

$$(\alpha_i, \mu_{ci}(Z)) = \min(\alpha_i, \mu_{ci}(Z))$$

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

Le résultat des deux règles est construit comme suit:

$$\mu_{Res}(Z) = \max(\mu_{R1}(Z), \mu_{R2}(Z)) \tag{IV-8}$$

b. méthode d'inférence max-prod

C'est la méthode appliquée au contrôleur dit de type " Larsen " [42] cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la $i^{ème}$ règle donne la décision:

$$\mu_{Ri} = \alpha_i \cdot \mu_{ci}(Z)$$

Avec : $\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_o), \mu_{Bi}(y_o)) = \min(\mu_{Ai}(x_o), \mu_{Bi}(y_o))$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par:

$$\mu_{Res}(Z) = \max(\mu_{R1}(Z), \mu_{R2}(Z)) \tag{IV-9}$$

c. méthode d'inférence somme-prod

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type " Zadeh ". Elle définie comme suit:

$$\mu_{Ri} = \alpha_i \cdot \mu_{ci}(Z)$$

$$\alpha_i = \mu_{Rp}(\mu_{Ai}(x_o), \mu_{Bi}(y_o)) = \mu_{Ai}(x_o), \mu_{Bi}(y_o)$$

$$\mu_{Re,s}(Z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu Ri \quad (IV-10)$$

Avec m : nombre de règles.

IV.6.5. Stratégie de défuzzification

Pour bien définir la loi de commande, le contrôleur flou doit avoir une procédure de fuzzification jouant le rôle de la conversion de la commande floue en valeur physique pour chaque état du processus. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification dont les plus utilisées sont [8]:

- *Méthode d'inférence maximum;*
- *Méthode du centre de gravité;*
- *Méthode des hauteurs pondérées;*

a- méthode du maximum

Pour cette méthode, la commande est égale à la commande locale ayant la fonction d'appartenance maximale:

$$U = \text{Max } z \in S (\mu_{Re,s}(Z)) \quad (IV-11)$$

Avec S : est le support des $\mu_{Re,s}$

b- méthode du centre de gravité

C'est la méthode la plus utilisée qui consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{Re,s}(Z)$.

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{Re,s}(Zi) Zi}{\sum_{i=1}^n \mu_{ci}(Zi)} \quad (IV-12)$$

Avec n est le nombre des niveaux de la sortie du contrôleur. Par cette méthode, on aboutit à une solution unique.

c- méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode consiste à calculer la sortie du contrôleur en utilisant les centres de gravité Z^* de chacun des ensembles Ci

$$U = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot Z^*(Zi)}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci}(Zi)} \quad (IV-13)$$

Avec m est le nombre d'ensembles flous associés à la variable de sortie U .

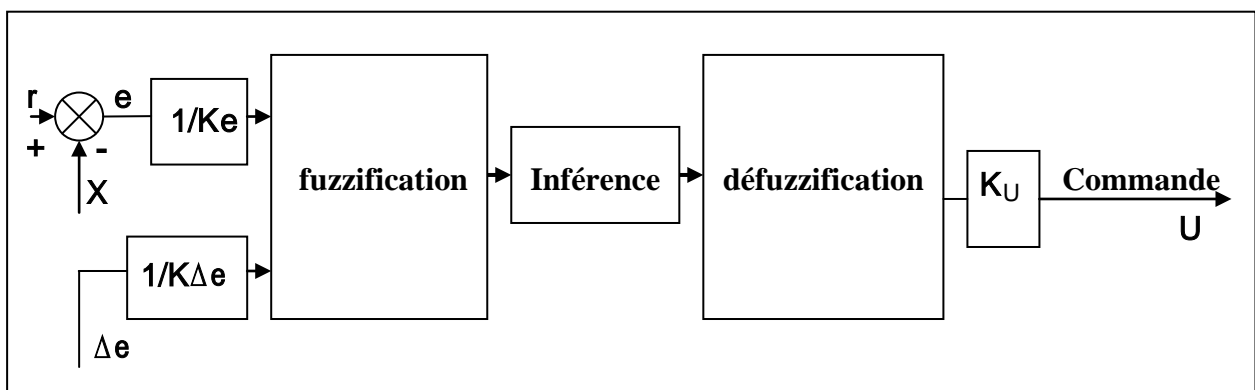
IV.6.6. Structure du régulateur par logique floue

Le régulateur à logique floue possède en générale deux entrées, l'erreur "e" ($e = r - x$) et la variation de l'erreur " Δe " ($\Delta e = e - e_0$). Pour un régime transitoire convenable et un bon réglage de vitesse, on utilise un facteur d'échelle K_e et $K_{\Delta e}$, K_u le domaine normalisé coïncide avec la variation maximale du signal de commande U_{com} . Pour cela on choisit une forme triangulaire pour la fonction d'appartenance distribuée de manière équidistante avec chevauchement ce qui conduit à une caractéristique linéaire ou quasi-linéaire [1].

Le bloc *R.L.F* est l'organe principale du régulateur contenant l'interface de fuzzification qui représente l'univers de discours et les variables linguistiques, puis l'inférence qui fournit l'action (la décision) de la commande, et l'inférence de défuzzification qui transforme la commande floue à une commande non floue pour contrôler notre système.

A la sortie du *R.L.F*, la variable de sortie est multipliée par un facteur d'échelle K_u pour fournir la variable normalisée U de la commande.

La configuration interne d'un contrôleur par logique floue est donnée par La figure (IV.9).



La figure (IV.9) Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)

IV.7. CONCEPTION D'UN CONTRÔLEUR FLOUE POUR LE REGLAGE DE LA VITESSE, LE COUPLE ET LE FLUX

Le choix des variables d'entrée et de sortie est la première étape à mener pour la conception d'un contrôleur flou. Les étapes suivantes: la normalisation de ces variables dans un domaine bien défini, la fuzzification, l'inférence et son traitement et finalement la défuzzification.

IV.7.1. Le choix des variables d'entrées et de sorties

Pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone, nous avons choisi comme variables d'entrées l'erreur "e" qui est la différence entre la vitesse de référence Ω^* imposée par l'opérateur, et la vitesse de rotation du rotor de la machine. L'autre variable d'entrée est la dérivée de l'erreur qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente ($\Delta e = e - e_0$). Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence C^* est choisie.

Pour le réglage du couple de la machine asynchrone, nous avons choisi comme variables d'entrées l'erreur "e" qui est la différence entre le couple de référence C^* qui est le variable de commande de la vitesse et le couple estimé à la sortie de la machine. L'autre variable d'entrée est la dérivée de l'erreur qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente ($\Delta e = e - e_0$). Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le courant de référence I_{sq}^* est choisie.

Pour le réglage du flux de la machine asynchrone, nous avons choisi comme variables d'entrées l'erreur "e" qui est la différence entre le flux de référence φ^* imposée par l'opérateur, et le flux estimé à la sortie de la machine. L'autre variable d'entrée est la dérivée de l'erreur qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente ($\Delta e = e - e_0$). Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le courant de référence I_{sd}^* est choisie.

IV.7.2. Normalisation des variables d'entrées et de sorties

La normalisation se fait par une division des variables e, Δe et le variable de commande U respectivement par les coefficient k_e , $k_{\Delta e}$ et k_u de telle sorte qu'elles évoluent dans le domaine [-250 250] pour toutes les variables de la vitesse, et dans le domaine [-1000 1000] pour toutes les variables du couple, et dans le domaine [-1.3 1.3] pour toutes les variables du flux.

IV.7.3. Interface de fuzzification

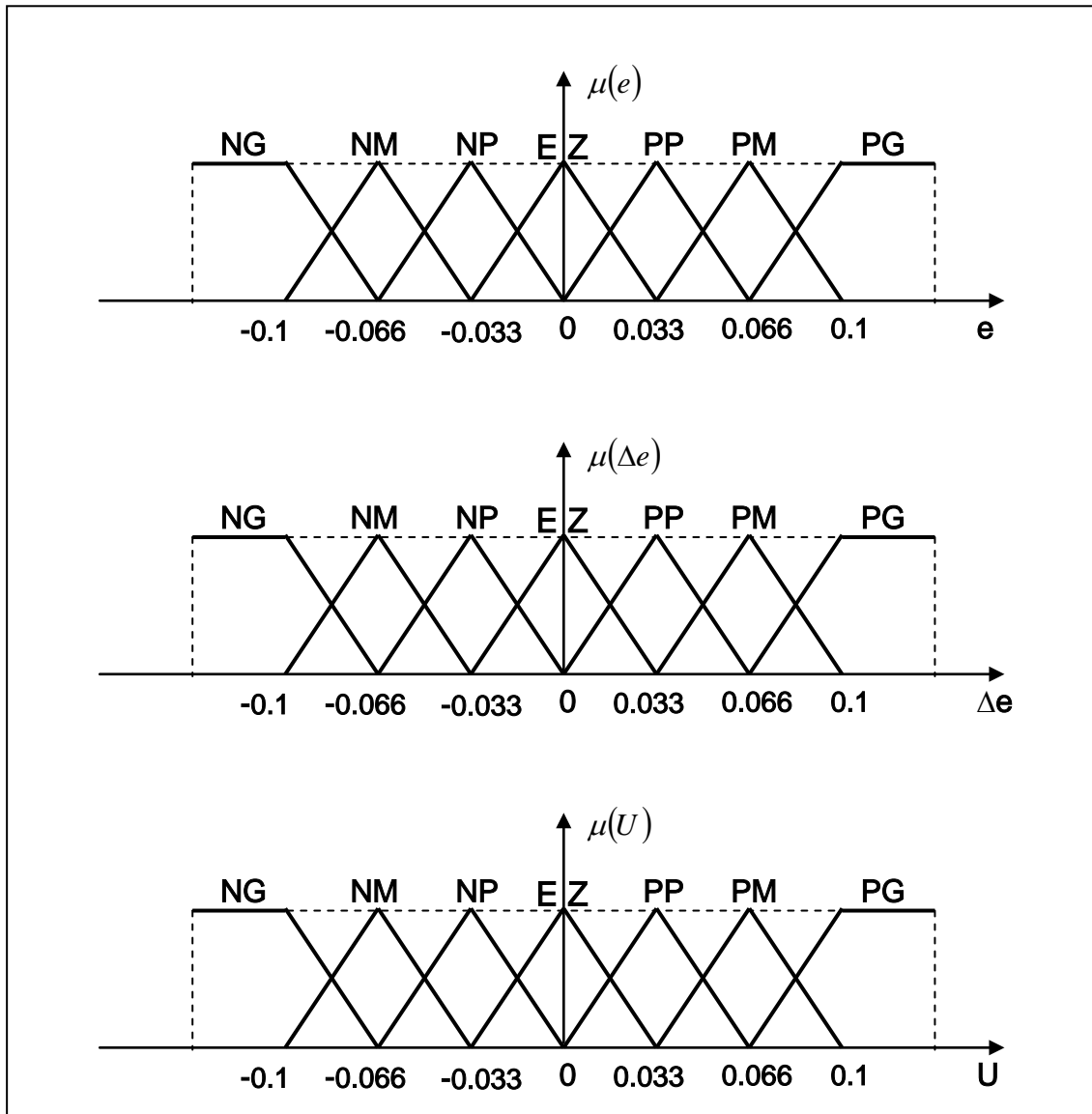
La fuzzification représente d'une part le choix de l'univers de discours des variables linguistique. Ce choix est généralement basé sur l'expérience de l'opérateur. L'intervalle de l'univers de discours est choisi entre [-0.1 0.1], pour toutes les variables et pour toutes les régulations.

D'autre part la fuzzification consiste à choisir la forme des fonctions d'appartenance. Pour une raison de simplification en vue d'avoir le même effet de réglage dans les sens de rotation, les

fonctions d'appartenance de forme triangulaire avec intersection de 50% placées symétriquement par rapport à zéro sont utilisées. Le nombre des ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement noté:

NG: Négatif Grand; **NM**: Négatif Moyen; **NP**: Négatif Petit; **EZ**: Environ Zéro; **PP**: Positif Petit; **PM**: Positif Moyen; **PG**: Positif Grand.

La représentation de ces ensembles flous est donnée par La figure (IV.10).



La figure (IV.10) Description des fonctions d'appartenance

IV.7.4. Inférence

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humaine en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence, les règles d'inférence utilisées sont de type:

$$\text{Si } e \text{ est } x_1 \quad \text{Et } \Delta e \text{ est } x_2 \quad \text{ALORS } U \text{ est } x_3$$

Le nombre des ensembles flous pour e et Δe est sept donc il faut $7 \times 7 = 49$ règles d'inférence. Sachant qu'il n'existe pas un loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important.

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau (IV.3).

IV.7.5. Traitement numérique de l'inférence

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Sachant que l'opérateur *ET* est le minimum, l'opérateur *OU* est le maximum et l'opérateur *ALORS* est le maximum. La méthode retenue sera la méthode *min/max*.

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	EZ	NM	PP	NM	EZ	EZ	PM
NM	PM	EZ	NM	NP	EZ	EZ	EZ
NP	NG	NP	NP	EZ	NM	EZ	PP
EZ	NM	NP	NP	PM	PP	PP	PM
PP	EZ	NM	EZ	NM	PP	PP	PG
PM	EZ	PM	EZ	PP	PM	PM	PG
PG	PM	EZ	EZ	NM	NM	PM	NM

Tableau (IV.3) Matrice d'inférence de 7 ensembles flous

IV.8. SIMULATION, ANALYSE ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

Après simulation sous *Matlab – Simulink* de la CVD de la machine asynchrone en utilisant les régulateurs *PI*, nous présentons une analyse par simulation numérique de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MAS en utilisant le régulateur à logique floue.

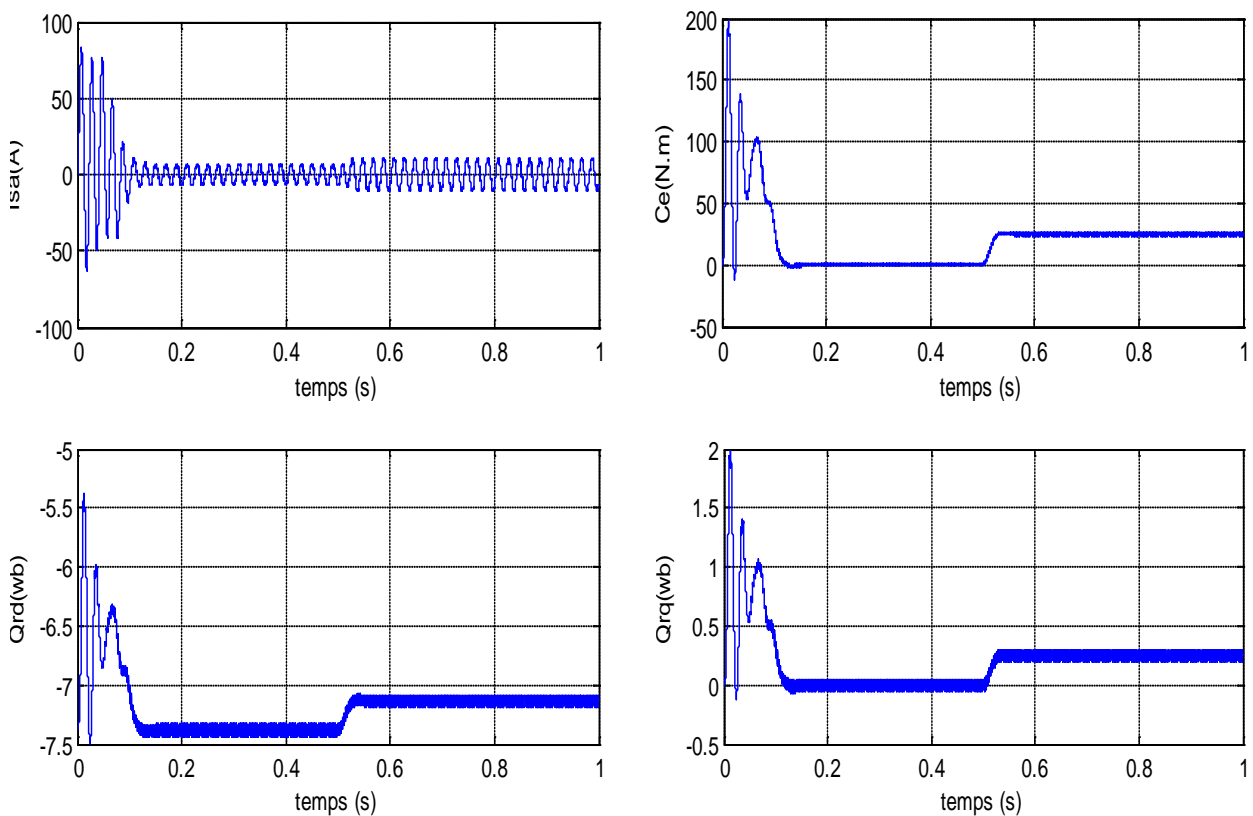
Dans ce chapitre nous avons simulé pour les mêmes modes de fonctionnement que ceux présentés dans le chapitre précédant mais en utilisant le régulateur à logique floue c'est-à-dire:

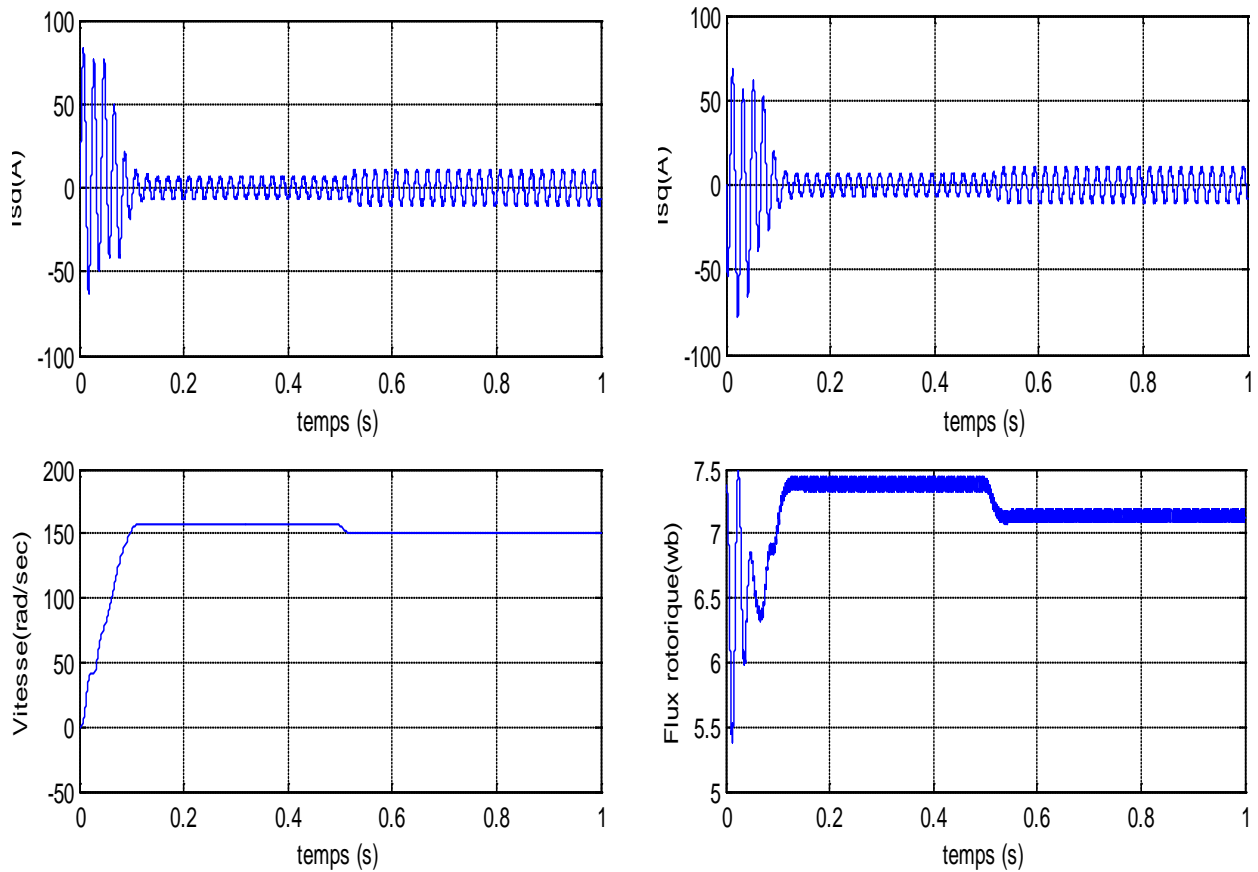
- Démarrage à vide puis introduction du couple de charge.
- Inversion du sens de rotation.
- Réponse à basse vitesse.
- Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge en même temps.

IV.8.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/sec et un flux de référence de 1.2 wb, puis la réponse à un échelon de couple résistant $C_r=25$ N.m appliquée à l'instant $t=0.6$ sec.

Les résultats de simulation sont présentés dans La figure (IV.11).



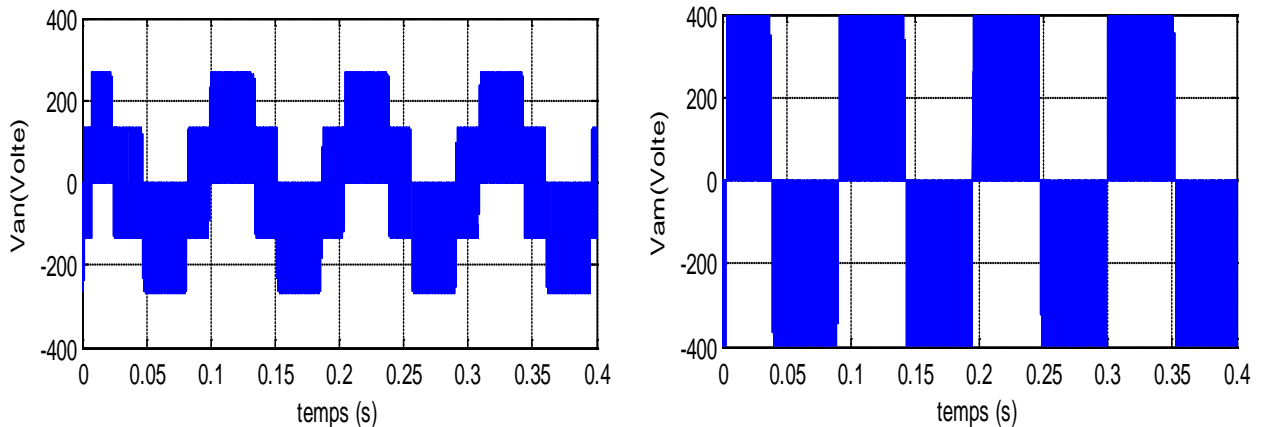


La figure (IV.11) Résultats de simulation de CVD par logique floue lord du démarrage à vide puis en charge à $t=0.6s$

Ces résultats nous permettent de constater que la commande vectorielle avec les régulateurs à logique floue est plus efficace comparativement aux régulateurs classiques pendant les changements brusques du couple électromagnétique, synonyme de grandes capacités dynamiques.

Concernant les flux rotoriques des axes d et q tout au long du même essai, en remarque que le flux d'axe q est nul comme souhaité et le flux d'axes d correspond à la consigne, ceci est la preuve du *découplage* entre le flux et le couple.

IV.8.5. Résultats de simulation des tensions



a) Tension simple de sortie de l'onduleur (3) niveaux

b) Tension polaire (V_{AM})

La figure (IV.15) Les tensions d'alimentation de la machine

La figure (IV.15-b) présente la tension polaire (V_{AM}) entre la phase (A) de la machine et le point milieu (M) de la source continue. On constate bien les trois niveaux de tensions ($-U_C$, 0, $+U_C$), et un régime transitoire négligeable.

La figure (IV.15-a) présente la tension simple (V_{AN}) aux bornes de la machine, avec un temps de réponse négligeable et une distorsion harmonique (THD)=2.07%.

IV.9. CONCLUSION

Le réglage par logique floue, permet à la commande d'être insensible aux variations des paramètres et la vitesse est peu affectée par les perturbations et suit sa consigne.

On peut conclure que la commande par logique floue associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone. Elle assure une bonne orientation du flux rotorique et donc un bon découplage entre le flux et le couple, de plus elle minimise les ondulations des signaux et le temps de réponse donc l'élimination des harmoniques.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire constitue une contribution à la mise en œuvre de technique non conventionnelle de commande numérique. Nous avons élaboré une stratégie de contrôle de la vitesse, le couple et le flux, de la machine asynchrone basée sur la logique floue. L'alimentation de cette machine est assurée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type *NPC* contrôlé par une *MLI* sinusoïdale.

Dans un premier temps, et avant d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter le modèle de la machine. La modélisation de la *MAS* est basée sur la transformation de Park, ce qui permet de simplifier les équations de la machine électrique, les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine.

Puis, nous avons présenté la modélisation de l'alimentation de la machine, cette partie, nous a permis de mettre en évidence, l'apport d'un onduleur à trois niveaux dans la conduite de la *MAS*. On a commencé par présenter la structure topologique d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type *NPC*, dit à diode de bouclage, en passant en revue ses avantages par rapport à un onduleur classique à deux niveaux. En définissant le modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant, on a pu déterminer son modèle en mode commandable, en optant pour une commande complémentaire optimale des interrupteurs. Par la suite on a présenté les différentes stratégies de modulation pour la commande de l'onduleur, ensuite, on a opté pour une modulation sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaires, permettant, ainsi, de réduire le taux d'harmoniques des tensions de sortie. L'association convertisseur-machine a été simulée pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine, et aussi pour montrer le couplage entre le couple et les deux composantes de flux.

La troisième partie a donné les principes de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la *MAS* alimentée en tension. Les boucles de régulation sont associées avec des régulateurs *PI*. L'étude de simulation de cette technique de commande, nous a permis de valider les performances du système d'entraînement associé à cette technique de commande. D'une part, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux, d'autre part, ces résultats montrent aussi que la commande vectorielle directe présente une dynamique très performante.

Mais le problème majeur de la commande vectorielle réside dans la variation de vitesse ou du couple de charge, elle a donné naissance à des ondulations ce qui génère des harmoniques sur le signal de la tension de sortie de l'onduleur. De plus les régulateurs classiques (*PI*, *PID*...)

ont besoin d'un modèle de la machine, ce qui ne se fait pas dans certains cas d'une manière facile. Par contre les régulateur a logique floue ne nécessite pas une bonne connaissance du modèle de la machine.

Dans la dernière partie, nous avons présenté les formalismes de base de la logique floue, puis la méthodologie adoptée pour la conception du système de commande basé sur cette approche. Les résultats de simulation obtenus nous permettent de montrer que cette technique, peut être utilisée, surtout en milieu industriel, elle est bien adaptée lorsqu'on a des contraintes sévères au niveau de la régulation. Les systèmes de contrôle de vitesse, du flux ou du couple de la machine asynchrones utilisant la logique floue présentent des performances intéressantes.

En perspective nous proposons les points suivants:

- Utilisation des onduleurs de tension avec des niveaux élevés (cinq ou sept niveaux), pour améliorer les performances spectrales des grandeurs de sortie ainsi que la conduite de la machine asynchrone.
- Introduire la *MLI* vectorielle, comme stratégies de commande de l'onduleur multi niveaux.
- Utilisation des réseaux de neurones, comme stratégies de contrôle de la vitesse des machines asynchrones pour améliorer sa commande.
- Faire une étude expérimentale pour bien valider les résultats obtenus.

ANNEXE

PARAMTRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1. caractéristiques principales de la machine

• Puissance nominale	4 KW
• Couple de charge nominale	25 N.m
• Courant nominale	15/8.6 A
• Tension nominale	220/380 V
• Fréquence statorique nominale	50 Hz
• Vitesse nominale de rotation du rotor	1440 tr/mn
• Facteur de puissance nominale	0.437
• Nombre de paire de pôles	2

2. paramètres électriques

• Résistance d'une phase du stator	$R_s=1.2 \Omega$
• Résistance d'une phase du rotor	$R_r=1.8 \Omega$
• Inductance propre d'une phase statorique	$L_s=0.1554 \text{ H}$
• Inductance propre d'une phase rotorique	$L_r=0.1568 \text{ H}$
• Inductance mutuelle	$L_m=0.1500 \text{ H}$

3. paramètres mécaniques

• Moment d'inertie des masses tournantes	$J=0.02 \text{ Kgm}^2$
• Coefficient de frottement	$f=0.0035 \text{ N.m/rad/sec}$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **W. Leonhard**, " Control of a. c. Machine with the help of Microelectronics ", *In 3 rd IFAC Symposium on Control. Inpow.*1983.
- [2] **B. Mokhtari**, " Implantation de la DTFC par des techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronal ET floue: Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux ", *Thèse de Magister, Université de Batna*, 2004.
- [3] **M.E. Haque, And M. F. Rahman** " Influence of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Performance an dits Compensation ", *In Proceedings of the thirty-sixth IEEE Industry Applications Conférence (IAS-2001), vol. 4,pp. 2563-2569, Chicago, USA, 2001*
- [4] **L. Cabrera, M. Elbuluk, and I. Husain**, " Tuning the Stator Resistance of Induction Motors Using Artificial Network ", *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 5, pp. 879-886, 1997.*
- [5] **Y. A. Chapuis**, " Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le contrôle Direct de son Flux Statorique ", *Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.*
- [6] **J. Luukko**, " Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine - Analysis and Implementation ", *Doctorate Thesis, Helsinki University of Technology, Finland, 2000.*
- [7] **C. Carlos**, "Modélisation contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrones 1 ", *Edition Hermes Science Publications Europe, Paris 2000.*
- [8] **P. A. Arias**, " Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors ", *Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.*
- [9] **C. Dass, A. Benbouali**, " Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone ", *Mémoire d'ingénieur, Ecole Militaire Polytechnique, UER. Electrotechnique, 1999.*
- [10] **K. Kouzi**, " Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur vitesse par un réglage PI - Flou à gains - Flous adaptés associé à un observateur d'état par modes de glissement ", *Thèse de magister, Université Batna, Sep 2002.*
- [11] **L.Bagli**, " 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 Nancy-I, Janvier 1999.*
- [12] **K. Benlarbi**, " Optimisation floue, Neuronale et Neuro-floue d'un Système de Pompage Photovoltaïque Entraîné par Différentes Machines ", *Thèse de Magister, Université de Batna, 2003*
- [13] **O. Landolt, P. Marchal et E. Vittoz**, " Processeurs Flous ", *Eisi-Micro Swiss, Semaine d'Enseignement Spécifique, Exposé on St-Imier, Décembre 2000.*
- [14] **J.-C de Barros**, " Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone ", *Thèse de doctorat, Université Aix-Marseille III, France, 2003.*
- [15] **Earl Cox**, " Fuzzy Fundamentals ", *IEEE Spectrum, pp 58-61octobre 1992.*
-

- [16] **J. P. Caron, J. P. Hautier**, " Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone ", *Editions Technip*, France, Octobre 1995.
- [17] **L. Bagli**, " Modélisation et commande de la machine asynchrone ", cours de commande *IUFM de Lorraine UHP*, 2003/2004
- [18] **J. Gognat**, " Modélisation et simulation d'une commande vectorielle sous le logiciel MATLAB", *Rapport de stage, Université d'Aix-Marseille, Juin 1999*.
- [19] **P. Brunet**, " Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones", *LTEG Henri BRISSON Vierzon*, France.
- [20] **D. Aguglia**, " Identifications des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle " *Mémoire de maîtrise, Université Laval Québec*, Canada, Décembre 2004
- [21] **Franck Morand**, " Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vitesse en vue de la commande des machines asynchrones ", *thèse de doctorat université de lion*, 2005.
- [22] **G. Seguiet, F. Notelet**, " Electrotechnique industrielle ", *Editions Technip*, 1990.
- [23] **P. J. Barre, J. P. Caron, J. P. Hautier, M. Legrand**, " Systèmes automatiques. Tome 1:Analyse et modèles", *Edition Ellipses*, 1995, ISBN 2-7298-5515-7.
- [24] **J. Chatelain**, " Machines électriques 1 ", *Presse Polytechniques romandes*, 1983.
- [25] **M. Pinard**, " Commande électronique des moteurs électriques " *Edition Dunod*, Paris 2004
- [26] **L. Huber, D. Borojevic**, " Space vector modulated three phase to three phase matrix converter with input power factor correction ", *IEEE Trans. on industry applications, vol. 31, no. 6, nov/dec 1995*.
- [27] **Y. Amara**, " Contribution à la Conception et à la Commande des Machines Synchrones à Double Excitation Application au Véhicule Hybride ", *Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI*, France, Décembre 2001.
- [28] **F. Labrique, G. Seguiet et R. Bausier**, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance, *Volume 4 : La conversion continu - Alternatif* ", *Lavoisier*, 1995.
- [29] **P. S. Bastiani**, " Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble *convertisseur - machine alternative* : Application à la traction électrique ", *Thèse de Doctorat se l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon*, France, Février 2001.
- [30] **F. Rabbouch**, " Modélisation des convertisseurs en pont bidirectionnels en courant. Applications au redressement et au filtrage ", *Thèse de Doctorat, Paris VI*, France 1993.
- [31] **J. P. Plateaux**, " La conception et la réalisation d'un redresseur à Modulation de Largeur d'Impulsion à faible pollution harmonique ", *Mémoire CNAM, Paris 1993*.
- [32] **P. Delarue, R. Bausière**, " Filtre actif: commande directe des courants de lignes ", *SPCM Nancy 95*, France.
- [33] **B. K. Bose**, " Power Electronics And AC Drives", *Edition Practice Hall*, 1986.
- [34] **A. M. Trzynadlowski**, " Introduction To modern Power Electronics ", *A Wiley Introduction Publication W John & Sons, Inc USA*.
-

- [35] **G. Guy, C. Guy**, " Actionneurs Electriques, Principes Modèle Commande ", *Edition Eyrolles*, Paris 2000.
- [36] **S. Mariéthoz, A. Rufer**, " Resolution and efficiency improvements for three – phase cascade *multilevel inverters* ", *PESC'04 Conference*, June 2004.
- [37] **S. Mariéthoz**, " Mesure et amelioration des performances des modulateurs *multiniveaux* ", *Conference JCGE'03*, Juin 2003.
- [38] **O. Fadli**, " Modélisation et Commande Non Linéaire de l'Association: Machine synchrone a Aimants Permanents – Onduleur de Tension à Trois Niveaux ", *Thèse de Magister, Université de Batna*, 2006.
- [39] **X. Roboam, J. C. Hapiot, B. de Fornel, C. Andrieux**, " Contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse ", *Journal de Physique III.2*,pp.439-453, Mars 1992.
- [40] **K. Chaiche, M^{ed}. Ben Halis**, " Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ", *Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf M'sila* Juin 2003.
- [41] **P. Borne, G. Dauphin, J. P. Richard, F. Rotella, I. Zambettakis**, " Commande et optimisation des processus ", *Editions Technip*. 1990.
- [42] **H. Buhler**, " Réglage par Logique Floue ", *Collection Electricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes*, 1994.
-