

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

SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF- M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME MASTER EN ELECTRONIQUE

OPTION : INSTRUMENTATION

THEME

**Réduction des ondulations de la vitesse d'un moteur
polyphasé : utilisant la commande floue à gain
adaptatif.**

Proposé et dirigé par :

- Dr. FODIL MALIKA

Présenté par :

- CHERHABIL ABDELKARIM

- SACI YASSINE

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2020/2021

N° d'ordre :

Résumé :

La machine asynchrone triphasée présente l'avantage d'être robuste, peut être coûteuse. Néanmoins, le nombre réduit de phases (trois) peut être un handicap dans des domaines particuliers d'applications, notamment dans les systèmes embarqués (bateaux et avions tout électriques.) Ainsi, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine lorsqu'on désire augmenter la puissance. Dans ce travail, nous exposons la modélisation de la machine asynchrone à cinq phases régulièrement décalées entre elles dans l'espace (machine pentaphasée), ensuite on fait une étude comparative entre deux types de commandes. Telle que la commande floue de type Mamdani de trois ensembles flous et commande à gain adaptative dont le but d'obtenir des performances excellentes.

Mots clés : MASP « machine asynchrone pentaphasée », onduleur de tension, techniques, hystérésis, logiciel C-MATLAB / Simulink...etc.

Summary:

The three-phase asynchronous machine has the advantage of being robust and can be expensive. Nevertheless, the reduced number of phases (three) can be a handicap in particular fields of application, in particular in on-board systems (all-electric boats and planes.) Thus, problems appear both at the level of the inverter and of the machine when it is desired to increase the power.

In this work, we expose the modeling of the asynchronous machine with five phases regularly shifted between them in space (pentaphase machine), then we make a comparative study between two types of commands. Such as the fuzzy command of the Mamdani type of three sets fuzzy and adaptive gain control aimed at achieving excellent performance.

Keywords: MASP "five-phase asynchronous machine", voltage inverter, hysteresis techniques, C-MATLAB / Simulink software... etc.

Remerciements

Avant tout, Nous remercions **ALLAH** le tout puissant de nous avoir donné la force, le courage et la volonté pour achever ce modeste travail.

Au début, nos profonds remerciements à notre encadreur de mémoire Madame **FODIL MALIKA** qui a bien voulu nous encadrer et pour ses conseils précieux, sa disponibilité et sa patience.

Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepté d'examiner notre travail.

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

Dédicaces

A mes très chers parents

A mes frères et mes sœurs

A toute ma famille

A toutes mes amies

CHERHBIL ABDELKARIM

Dédicaces

A mes très chers parents

A mes frères et mes sœurs

A toute ma famille

A toutes mes amies

SACI YASSINE

Sommaire

Sommaire

Liste des figures	V
Liste des tableaux	VII
Notation et Symboles.....	VIII
Introduction Générale.....	1

Chapitre I : MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

PENTAPHASEE

I.1.	Introduction.....	3
I.2.	Histoire des machines électriques	3
I.3.	type de machines considérées	4
	I.3.1. les machine multi phases de type 1.....	4
	I.3.2. les machine multi phases de type 2.....	5
I.4.	principe de fonctionnement de la machine polyphasée	7
I.5.	Avantage des machine polyphasées	7
	I.5.1. Segmentation de puissance	7
	I.5.2. La fiabilité.....	8
	I.5.3. Minimisation des onduleurs du couple et des pertes rotorique.....	8
I.6.	Application des MASP.....	9
I.7	le choix de la machine pentaphasée	9
I.8	Description de la MASP.....	9
I.9	Hypothèses simplificatrices.....	10
I.10	Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée.....	11
	I.10.1. Equations différentielles associées au stator.....	11
	I.10.2. Equations différentielles associées au rotor.....	12
	I.10.3. Equation de flux statorique et rotorique.....	13
	I.10.4. Equation mécanique.....	13
I.11	Transformation de Park.....	14
	I.11.1. Choix de repère d, q.....	15
I.12	Application de la transformation de park à la MASP.....	15
	I.12.1. Equations de tensions.....	15
	I.12.2. Equations de flux.....	15
	I.12.3. Equations du couple électromagnétique.....	16
I.13	La machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension.....	16

I.14	Représentation d'état du modèle de la MASP.....	16
I.15	Conclusion.....	18

Chapitre II : ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE

II.	Introduction	20
II.1.	Contrôle direct par hystérésis	21
II.1.1	Structure de l'onduleur	23
II.2	Modélisation de l'onduleur.....	24
II.2.1	Hypothèses.....	25
II.3.	Principe des stratégies de commande	26
II.4.	Différentes stratégies de commande.....	26
II.4.1	Commande en courant par hystérésis	26
II.4.1.1	Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis	27
II.4.2	Commande en pleine onde	27
II.4.2.1	Principe de commande en pleine onde	27
II.4.3	Commande en tension « modulation de largeur d'impulsion » MLI	28
II.4.3.1	Principe de la MLI (sinus-triangle).....	28
II.5.	Conclusion.....	29

Chapitre III : Les concepts de base de la logique floue

III	Introduction	
III.1.	Définition	31
III.2.	Base générale.....	32
III.2.1.	Variable linguistiques.....	32
III.2.2.	Fonction d'appartenance.....	32
III.2.3.	Formats de la fonction d'appartenance.....	32
III.2.4.	Univers de discours.....	33
III.2.5.	L'ensemble flou.....	33
III.2.6.	L'opérateurs en logique floue.....	34
III.2.6.1.	L'opérateur ET.....	34
III.2.6.2.	L'opérateur OU (réunion).....	35

III.2.7.	L'opérateur NON (complément).....	35
III.3.	La structure générale d'un contrôleur flou	36
III.3.1.	Fuzzification.....	36
III.3.2.	le raisonnement flou	37
III.3.2.1.	les regèles flous	38
III.3.2.2	Mécanisme d'inférence.....	38
III.4.	la défuzzification	40
III.4.1.	Méthodes du maximum.....	40
III.4.2.	Méthode par centre de gravité.....	41
III.4.3.	Méthode de la somme pondérée (moyenne des maximums).....	41
III.5.	Différents type de régulateur flous	41
III .5.1.	Régulateur de type Mamdani.....	41
III.5.2.	Régulateur de type Sugeno.....	41
III.6.	Avantages et inconvénients du régulateur flou	42
III.7.	Conclusion.....	42

Chapitre IV : Résultats de simulation

IV	Introduction.....	44
IV.1.	Simulation de la machine asynchrone pentaphasée sous C-Matlab/Simulink.....	45
IV.1.1.	Résultats de simulation de la MASP.....	46
IV.1.2.	Interprétations.....	50
IV.2.	Simulation de la MASP alimenté par Onduleur.....	51
IV.2.1.	Résultats de simulation de la MASP alimenté par Onduleur.....	52
IV.2.2.	Interprétations.....	53
IV.3.	Simulation de différente technique de commande.....	54
IV.4.	Commande par logique floue de la MASP.....	54
IV.4.1.	Régulateur de la vitesse.....	55
IV.4.2.	Simulation de la machine asynchrone pentaphasée avec CF sous C-Matlab/Simulink.....	56
IV.4.3.	Interprétation de résultats.....	60
IV.5.	Régulateur flou a gain adaptatif.....	61
IV.5.1.	Description du régulateur flou à gain de commande adaptatif.....	61
IV.5.2.	Développement de la table de décision.....	62
IV.6.	Simulation de la machine asynchrone pentaphasée avec CGA sous C-Matlab/Simulink.....	64

IV.6.1. Résultats de simulation.....	65
IV.6.2. Interprétation de résultats.....	67
IV.7. Etude comparative de commande.....	68
IV.8. Teste de Robustesse.....	69
IV.8.1. Résultats de simulation	
IV.9. Conclusion.....	71
Conclusion Générale.....	74

Annexe

Bibliographies

Résumé

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I : MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE

Figure (1-1) : Enroulement de la machine pentaphasée.....	10
Figure (1-2) : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels	14

Chapitre II : ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE

Figure (2-1) : Principe de contrôle du courant par hystérésis	20
Figure (2-2) : Principe de génération des ordres de commande	21
Figure (2-3) : Contrôle direct par hystérésis d'un bras d'onduleur	21
Figure (2-4) : Structure générale d'un onduleur pentaphasée	24
Figure (2-5) : Représentation de contrôle de courant par technique à hystérésis.....	26
Figure (2-6) : Principe de commande en pleine onde.....	28
Figure (2-7) : Schéma de principe d'une commande « sinus-triangle » cinq phase	29

Chapitre III : Les concepts de base de la logique floue

Figure (3-1) : sous ensemble flou	33
Figure (3-2) : Opération ET	34
Figure (3-3) : Opération OU	35
Figure (3-4) : Opération NON	35
Figure (3-5) : Structure d'une commande floue	36
Figure (3-6) : Méthode de Fuzzification pour une mesure exacte.....	36
Figure (3-7) : les fonction d'appartenances.....	37
Figure (3-8) : la méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles	38
Figure (3-9) : la méthode d'inférence max-prod pour deux variables d'entrée et deux règles	39
Figure (3-10) : les fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue	40
Figure (3-11) : défuzzification par la méthode du maximum.....	40
Figure (3-12) : défuzzification par centre de gravité.....	41

Chapitre IV : Résultats de simulation

Figure (4-1) : Modèle de la machine asynchrone pentaphasée sous C-Matlab/Simulink	45
Figure (4-2) : Comportement dynamique de MASP à vide	47
Figure (4-3) : Démarrage suivi d'une application couple de charge ($C_r=10\text{Nm}$ à l'instant $t=0.5\text{ s}$	48
Figure (4-4) : Démarrage suivi d'une application couple de charge ($C_r=10\text{Nm}$).....	49
Figure (4-5) : Schéma de simulation de la MASP alimenté par onduleur de tension.....	51
Figure (4-6) : Résultats de simulation de la MASP avec application du couple de charge [$3\text{s} : 10\text{Nm}$]	53
Figure (4-7) : schéma bloc de régulation par régulateur flou.....	54
Figure (4-8) : Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MASP	55
Figure (4-9) : Régulation de vitesse d'une MASP par commande floue	56
Figure (4-10) : Régulation de vitesse d'une MASP par commande floue dans vide	57
Figure (4-11) : Régulation de vitesse d'une MASP par commande floue avec une application de couple $C_r=10$ pour le moment $t=1\text{s}$	58
Figure (4-12) : comportement dynamique de la MASP lors d'une inversion du sens de la marche	59
Figure (4-13) : Schéma d'un régulateur flou avec gain adaptatif flou	61
Figure (4-14) : Fonction d'appartenance du gain de la commande	63
Figure (4-15) : Régulation de vitesse d'une MASP par CGA	64
Figure (4-16) : Régulage de la vitesse avec des régulateurs flous adaptatifs à vide	65
Figure (4-17) : Régulation de vitesse d'une MASP par CGA avec une application de couple $C_r=10\text{Nm}$ pour le moment $t=1\text{s}$	66
Figure (4-18) : comportement dynamique de la MASP lors d'une inversion du sens de la marche	67
Figure (4-19) : la différence entre le temps de réponse entre la commande floue et commande à gain adaptative. Lors de l'application d'un couple de charge ($C_r=0\text{Nm}$).....	68
Figure (4-20) : Comportement dynamique de la MASP lors d'un démarrage avec variations paramétriques	69

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Chapitre I : MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

PENTAPHASEE

Tableau (1-1) : Machines dont le nombre de phases statorique est un multiple de trois type1 43

Tableau (3-2) : Machines dont le nombre de phases statorique est un. Nombre impair type2
..... 46

Chapitre IV : Résultats de simulation

Tableau (4-1) : Table de relation entre variation de la commande et son gain..... 57

Tableau (4-2) : Matrice de décision sur le gain de la commande. 57

Tableau (4-3) : une étude la différence entre les deux commandes..... 57

Notation et Symbole

Notation et symbole

Acronymes

MASP : Machine asynchrone pentaphasée.

Omg : la Vitesse de rotation de la MASP

NG : Négatif grand.

NM : Négatif moyen

NP : Négatif petit

ZE : Environ zéro

PP : Positif petit

PM : Positif moyen

PG : Positif grand

CGA : commande floue à gain adaptatif

CF : commande floue

Symboles

V_A, V_B, V_C, V_d, V_e : Source de tension pentaphasée en [V].

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{sd}$ et V_{se} : Tensions des phases statoriques en [V].

V_{ra}, V_{rb} et V_{rc} : des tensions de phases rotoriques en [V].

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{sd}$ et I_{se} : Courants des phases statoriques en [A].

I_{ra}, I_{rb} et I_{rc} : Courants des phases rotoriques en [A].

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}, \varphi_{sd}$ et φ_{se} Flux des phases statoriques en [Wb].

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}$ et φ_{rc} Flux des phases rotoriques en [Wb].

R_s : La résistance statorique en [Ω].

R_r : La résistance rotorique en [Ω].

L_{ss} Et L_{rr} : Représentent respectivement les matrices d'inductance (propres, mutuelles) Statoriques, rotoriques en [H].

L_{sr}, L_{rs} : Les inductances de couplage entre le stator et le rotor en [H].

L_s : L'inductance propre d'une phase statorique en [H].

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique en [H].

L_{ms} : L'inductance mutuelle au stator en [H].

L_{mr} : L'inductance mutuelle au rotor en [H].

L_m : L'inductance de magnétisante en [H].

J : Le moment d'inertie de la machine en [Kg.m²].

- f : Coefficient de frottements.
 C_e : Le couple électromagnétique en [N.m].
 C_r : Le couple résistant en [[N.m]].
 Ω : La vitesse de rotation de la MASP en [tr/min].
 $T(\theta)$: transformation de Park.
 V_{ds}, V_{dr} Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [V].
 V_{qs}, V_{qr} : Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [V].
 $\varphi_{ds}, \varphi_{dr}$: Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [Wb].
 $\varphi_{qs}, \varphi_{qr}$: Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [Wb].
 I_{ds}, I_{dr} : Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [A].
 I_{qs}, I_{qr} : Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [A].
 \mathcal{G} : Glissement.
 w_s : La vitesse de rotation du champ statorique en [tr/min].
 w_r : La vitesse de rotation du champ rotorique en [tr/min].
 p : Le nombre de pair de pôles.
 f_s : La fréquence d'alimentation en [Hz].
 Ω_s : La vitesse de synchronisme en [tr/min].
 V_m : Tension V_{max} .
 I_d : Courant qui passe varie de filtre.
 U_{red} : tension redressée.
 $U_L(t)$: Tension de la bobine.
 $U_c(t)$: Tension de condensateur.
 C_f : Capacité de condensateur.
 f_p : la fréquence de la porteuse.
 f : la fréquence de la tension de référence.
 f_0 : La fréquence de coupure.
 V_{dc} : la tension d'entrée de l'onduleur qui est continue.
 $V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}, V_{DO}, V_{EO}$: Les tensions composées.
 U_{ref} : Amplitude de la référence.
 U_p : Amplitude de la porteuse.

 m : L'indice de modulation.
 r : Taux de modulation.

Introduction

Générale

INTRODUCTION GENERALE

Pour des raisons historiques, les machines triphasées sont largement diffusées, leurs problématiques de conception et d'alimentation sont aujourd'hui bien maîtrisées. Néanmoins, les machines polyphasées (c'est-à-dire le nombre de phases est supérieur à trois) présentent en comparaison des caractéristiques particulièrement attractives. Tout d'abord l'augmentation du nombre de phases implique une réduction des ondulations du couple électromagnétique (amplitude), La machine polyphasée est une solution intéressante pour des applications. Exigeantes en termes de discrétion vibratoire ou acoustique. Ensuite, une structure à grand nombre de phase accroît les possibilités de fonctionnement en marche dégradée tout en préservant une qualité de couple acceptable (amplitude et ondulation). Cette problématique est fondamentale pour les applications.

La machine asynchrone présente beaucoup d'avantage, la robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien, mais l'absence de découplage naturel, entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens [27, 28].

Devant garantir une excellente continuité de service. Enfin, la multiplication du nombre de phases implique un fractionnement de la puissance, ce qui diminue les contraintes de dimensionnement sur les composants d'électronique de puissance alimentant chaque phase. C'est pourquoi le choix de la structure polyphasée relève parfois de la nécessité pour les applications de grandes puissances. Pratiquement, les moteurs polyphasés sont utilisés dans les domaines de la traction ferroviaire, de la propulsion navale, de l'automobile et de l'aérospatiale. L'objectif de ce travail est de comparer les performances de la commande floue et commande à gain adaptative et améliorer ainsi cette stratégie de commande.

La logique floue permet la représentation et la commande floue à gain adaptatif dont le but d'améliorer cette stratégie de commande. Le nombre d'applications basées sur la théorie de la logique floue a augmenté considérablement ces dernières années. Ceci est dû au fait que la logique floue est exprimée usuellement par des règles linguistiques de la forme SI-ALORS, elle est utilisée pour résoudre les problèmes de décisions en contrôle ou bien pour décrire le comportement dynamique d'un système inconnu ou mal défini.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Il nous apparaît nécessaire de consacrer le premier chapitre sur les généralités des machines pentaphasée et leurs modélisations. Nous présenterons le modèle de la machine polyphasée en vue de sa commande. Pour cibler le vrai problème de telle machine, une alimentation via un onduleur de tension est de rigueur. La modélisation de l'onduleur de tension commandé par hystérésis et leur association avec la machine pentaphasée font l'objet du deuxième chapitre.

Le troisième chapitre est dédié à l'élaboration et l'étude d'une commande par logique floue. Une logique qui permet de traiter mathématiquement des données incertaines et imprécises. On commence de donner les notions de base sur la logique floue juste nécessaires pour notre application, et pour le réglage de la vitesse d'une MASP on va choisir un régulateur flou de type Mamdani à trois ensembles flous. et afin d'améliorer plus les performances de la MASP on propose une commande floue à gain adaptatif, ces deux types de commande seront expliqués en

détail dans le prochain chapitre.

Au quatrième chapitre, on expose les résultats de simulation de la commande de vitesse de la MASP utilisant la commande floue et la commande floue à gain adaptatif. Les résultats de simulation sont présentés pour valider le modèle et justifier le meilleur choix. Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I

***MODELISATION DE LA
MACHINE ASYNCHRONE
PENTAPHASEE***

1.1 Introduction

La machine asynchrone domine assez largement dans le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, robuste, la moins coûteuse, la moins exigeante en termes d'entretien.

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines multi phasées qui sont apparues dans les années 1920 [1].

1.2 Histoire des machines électriques

Les machines considérées dans ce mémoire sont des machines asynchrones radiales à pôles.

- En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique, et Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.
- En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. En parallèle, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.
- L'année suivante Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixi, ont réalisé la génératrice à courant continu.
- En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixi/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.
- En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.
- En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m, Ces moteurs furent utilisés pour les applications industrielles.
- En 1860 la compagnie "l'Alliance" a fabriqué industriellement des génératrices de structures complexes.
- En 1865 l'Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.
- En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique.
- En 1889 l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski réalisait la première machine asynchrone triphasée.

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de

Très forte puissance [1].

I.3 Types de machines considérées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on distingue deux types de "machines multi phasesées" ; celles dont le nombre de phase est ou non un multiple de trois. De plus, on considère rarement les ou le nombre de phases est un nombre pair sauf si celui-ci est un multiple de trois [1]. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera :

- Machines multi phasesées de type 1.
- Machines multi phasesées de type 2.

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre donné de phases suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes. C'est-à-dire le décalage entre les étoiles, pour pouvoir différencier entre les configurations possibles, on peut introduire un autre terme : le nombre de phases équivalent, il est défini comme suit :

$$nph_{\alpha} = \frac{\pi}{\alpha} \tag{I.1}$$

I.3.1 Les machines multi phasesées de type 1

Dans ce type de machines le nombre de phases statorique est un multiple de trois [6] :

$$nph = 3\eta (\eta = 1,2,3, \dots) \tag{I.2}$$

Nombre de phases (nph)	Nombre équivalent de phases (nph_{α})	Décalage angulaire (α) de degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	

6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau (I.1) : machines dont le nombre de phases statorique est un multiple de trois type1[2].

I.3.2 Les machines multi phasesées de types 2

Les machines multi phasesées de type2 sont des machines dont le nombre de phases statorique (nph).

$$nph = 2\eta + 1 (\eta = 1,2,3, \dots) \tag{I.3}$$

Pour le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les phases sont régulièrement décalées de :

$$\alpha = \frac{2\pi}{nph}$$

Nombre de phases (n_{ph})	Nombre équivalent ($n_{ph_{\alpha}}$)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau (I.2) : machines dont le nombre de phases statorique est un nombre impair type 2

1.4 Principe de fonctionnement de la machine polyphasée

On prend comme exemple le principe de fonctionnement de la machine double étoile. Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 est alimentée par des courants triphasés et l'étoile 2 alimentée par les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme ».

Elle est définie comme suite :

$$\Omega_s = f_s / p \quad \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] \quad (\text{I.4})$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse w_r inférieure à celle du synchronisme $w_r < w_s$ ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$w = w_s - w_r$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{w}{w_s} \quad (\text{I.5})$$

1.5 Avantages des machines polyphasées

Les machines multi phasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages, on peut citer : la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques [9].

1.5.1 Segmentation de puissance

Afin de rendre les contraintes électriques subies par les semi-conducteurs moins critiques lors d'une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, l'une des solutions est de segmenter la puissance, pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, on augmente le nombre de phases statoriques. la puissance [7].

Totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multi phases que l'on met le plus en avant de nos jours [8].

1.5.2 La fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une ou plusieurs phases, par la défection des éléments semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commander la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue. Dans les machines multi phases, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(nph-3)$ phases ouvertes, sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine [8].

1.5.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Dans une machine triphasée, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle de fondamentale est principalement créée par les harmoniques cinq et sept de temps. Alors que dans les machines multi-étoiles, ces harmoniques ne créent pas de f.m.m, les harmoniques du couple de ces rangs sont naturellement éliminés. De plus, puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent de f.m.m, les courants pouvant être induits au rotor n'existent pas pour ces harmoniques, par conséquent une machine multi phase aura toujours moins de pertes rotorique qu'une machine triphasée [2].

Inconvénients des machines polyphasées

Cependant, les machines polyphasées présentent des inconvénients tels que [3] :

- L'inconvénient majeur des machines polyphasées est l'apparition des courants harmoniques lors d'une alimentation par onduleur de tension.
- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.

1.6 Applications des MASP

Les machines multi phases sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment etc....

Une autre application concerne l'utilisation des machines multi phases dans les systèmes de production de l'énergie éolienne :

La machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux [10].

1.7 Le choix de la machine pentaphasée

La machine asynchrone pentaphasée est très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromagnétique, son faible coût et sa très bonne standardisation.

1.8 Description de la MASP

La machine étudiée est une machine asynchrone pentaphasée à cage d'écureuil, constituée de deux parties. Une partie fixe (stator) comportant dans les encoches du circuit magnétique cinq enroulements qui sont identiques, dont les axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $\frac{2\pi}{5}$. Le rotor est identique à celui de la machine asynchrone 5 triphasé (rotor à cage d'écureuil).

La machine à induction à 5 phases proposée, 2 pôles, est montrée sur la figure (I.7) [3].

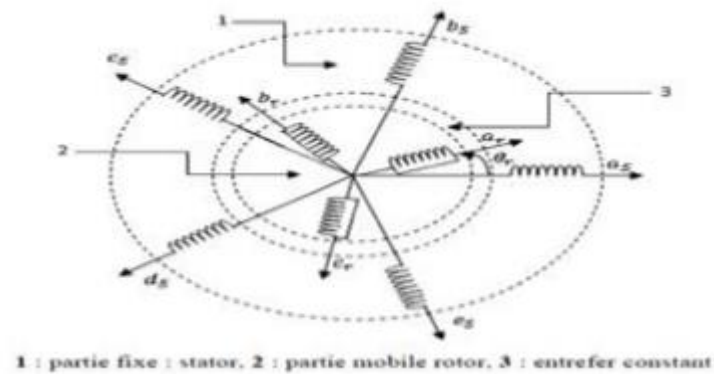


Fig.I.7 : Enroulement de la machine pentaphasée.

Pour étudier la commande d'une telle machine électrique, il est nécessaire de connaître le comportement de la machine en régime transitoire. L'objectif de ce chapitre est de trouver un modèle mathématique simple et général pour cette machine [4].

La modélisation de la machine électrique fait, en général, appel à des équations très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de ces machines rendent leurs modèles difficiles à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté [4].

1.9 Hypothèses simplificatrices

Pour pouvoir élaborer le modèle électrique équivalent de la machine, il est nécessaire de considérer certaines hypothèses [10] :

- * L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- * La saturation du circuit magnétique et les courants de Foucault sont négligeables.
- * Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- * L'effet de peau est négligeable.
- * La F.M.M créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition.

I.10 Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée

I.10.1 Equations différentielles associées au stator

Les équations natives des circuits électriques statoriques peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (I.6)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{sd} \\ \varphi_{se} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

I_s , φ_s sont respectivement, le vecteur courant statorique, le vecteur flux statorique, V_s en fonction des vecteurs de la base canonique B

On pose :

$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_{sd} = R_{se} = R_s$ Avec R_s résistance d'une phase du stator.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \\ V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{se} = R_s \cdot I_{se} + \frac{d\varphi_{se}}{dt} \end{cases} \quad (I.9)$$

Les cinq phases statoriques sont non seulement magnétiquement couplées entre elles mais également avec les circuits rotoriques Par conséquent, les courants de boucles rotoriques interviennent dans les équations des cinq flux statoriques.

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (I.10)$$

La matrice des inductances mutuelles $[M_{sr}]$ Entre les cinq phases statoriques et les $(N_r + 1)$ boucles rotoriques se met sous la forme suivante :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + a) & \dots & \cos(\theta + (N_r + 1) \cdot a) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + a - \frac{2\pi}{5}\right) & \dots & \cos\left(\theta + (N_r + 1) \cdot a - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + a + \frac{2\pi}{5}\right) & \dots & \cos\left(\theta + (N_r + 1) \cdot a + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + a - \frac{4\pi}{5}\right) & \dots & \cos\left(\theta + (N_r + 1) \cdot a - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + a + \frac{4\pi}{5}\right) & \dots & \cos\left(\theta + (N_r + 1) \cdot a + \frac{4\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{sd} \\ \varphi_{se} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

I.10.2 Equations différentielles associées au rotor

Les équations natives des circuits électriques rotoriques peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{aligned} 0 &= [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \\ [\varphi_r] &= [L_r][I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \\ [M_{rs}] &= [M_{sr}]^T \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_{rd} = R_{re} = R_r$ Avec R_r résistance d'une phase du rotor.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = 0 \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} = 0 \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

I.10.3 Equations de flux statorique et rotorique

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{sabcde}] \\ [\varphi_{rabc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{SS}] & [L_{SR}] \\ [L_{RS}] & [L_{RR}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{sabcde}] \\ [i_{rabc}] \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$[L_{SS}] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$[L_{RR}] = L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{mr} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$[L_{SR}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Avec :

$$[L_{RS}] = [L_{SR}]^T \quad (\text{I.20})$$

I.10.4 Equation mécanique

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (\text{I.21})$$

Avec :

J : Le moment d'inertie de la machine.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant (couple de la charge).

Ω : La vitesse angulaire de rotation.

F : Coefficient de frottements.

1.11 Transformation de Park

Cette transformation permet le passage d'un système pentaphasée de composantes (a, b, c, d, e) à un autre système diphasé (d, q) équivalent. Elle est donnée par $T(\theta)$, où θ est l'angle de rotation rotorique respectant les axes de référence [6].

$$T(\theta) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Les deux axes d et q, qui serviront à transformer les expressions de la machine sont perpendiculaires et leur position peut être quelconque vue la symétrie cylindrique de la machine.

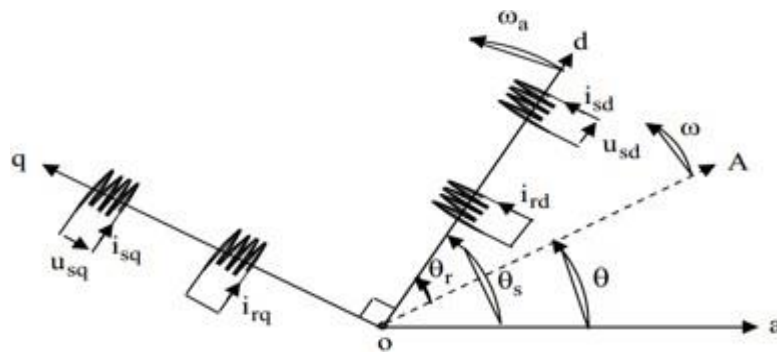


Fig.I.8 : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park).

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire (pour une machine bipolaire) :

$$w_a = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (I.23)$$

Précisons que nous préférons utiliser la transformation de Park plutôt que celle de Park normée pour passer des grandeurs pentaphasée (a, b, c, d, e) aux grandeurs diphasées (d,q), Ce choix de matrice de passage non normée est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs en (d, q). En effet, cela nous permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur [5].

1.11.1 Choix de repère d, q

Ce qui rend la transformation de PARK attrayante, est que l'orientation du repère d, q peut être quelconque. Il existe trois choix importants. Le repère d, q peut être fixé au stator, au rotor

Ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application :

- Repère d'axes d, q fixe lié au stator ou repère stationnaire ($\theta_s = 0$). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.
- Repère d'axes d, q lié au rotor ($\theta_l = 0$). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques ω_{sl} . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).

1.12 Application de la transformation de Park à la MASP

On choisit le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations des tensions (I.9), (I.15) et aux équations des flux (I.17), nous obtenons le système d'équations suivants.

1.12.1 Equations de tensions

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_r \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_{ds} \end{cases} \quad (I.24)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.25)$$

1.12.2 Equations de flux

Pour le stator :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = (L_s + L_m) I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = (L_s + L_m) I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (I.26)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = (L_r + L_m) I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \varphi_{qr} = (L_r + L_m) I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (I.27)$$

1.12.3 Equation du couple électromagnétique

$$C_e = \frac{PM}{L_r} (\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \varphi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (I.28)$$

Où :

P : Le nombre de pôles.

φ_{rd} : Les flux rotorique, suivant l'axe d en [Wb].

φ_{rq} : Les flux rotorique, suivant l'axe q en [Wb].

i_{sq} : Les courants statorique, suivant l'axe q en [A].

i_{sd} : Les courants statorique, suivant l'axe d en [A].

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique en [H].

M : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une Phase rotorique en [H].

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (I.29)$$

1.13 La machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension

Une représentation d'état permet de modéliser un système dynamique "La machine asynchrone pentaphasée " en utilisant des variables d'état. Cette représentation, qui peut être linéaire ou non, continue ou discrète, permet de déterminer l'état du système à n'importe quel instant futur si l'on connaît l'état à l'instant initial et le comportement des variables exogènes qui influent sur le système. La représentation d'état du système permet de connaître son comportement "interne" et pas seulement son comportement "externe", Nous exprimons les variables d'état comme suit :

$$[X] = [\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}]^T : \text{Vecteur d'état}$$

$$[U] = [V_{ds}, V_{qs}, w_r] : \text{Vecteur de commande}$$

C_r : perturbation

1.14 Représentation d'état du modèle de la MASP

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

Avec :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu \\ y(t) = CX + Du \end{cases} \quad (I.30)$$

$$[X] = [[\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}]]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[U] = [V_{s-d}, V_{s-q}] : \text{Vecteur de commande.}$$

[A]: Matrice évaluation d'état du système.

[B] : Matrice du système de commande.

[C] : Matrice de sortie.

[D] : Matrice de lieu direct entrée-sortie.

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} A1 & A2 & A3 & A4 \\ A5 & A6 & A7 & A8 \\ A9 & A10 & A11 & A12 \\ A13 & A14 & A15 & A16 \end{bmatrix}$$

- $A1 = -R_s / (S_g * L_s)$
- $A2 = -W_s$
- $A3 = R_s * L_m / (S_g * L_s * L_r)$
- $A4 = 0$
- $A5 = W_s$
- $A6 = -R_s / (S_g * L_s)$
- $A7 = 0$
- $A8 = R_s * L_m / (S_g * L_s * L_r)$
- $A9 = R_r * L_m / (S_g * L_s * L_r)$
- $A10 = 0$
- $A11 = -(R_r / L_r) * (1 + L_m * L_m / (S_g * L_s * L_r))$
- $A12 = -(W_s - \text{Omg})$
- $A13 = 0$
- $A14 = R_r * L_m / (S_g * L_s * L_r)$
- $A15 = (W_s - \text{Omg})$
- $A16 = -(R_r / L_r) * (1 + L_m * L_m / (S_g * L_s * L_r))$

OÙ :

$S_g = 1.0 - ((L_m * L_m) / (L_s * L_r))$: coefficient de dispersion.

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[C] = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$[D] = 0$$

1.15 Conclusion

Dans ce chapitre, nous sommes en mesure de créer un modèle mathématique pour MASP. Cela nous a permis de créer un modèle Park qui réduit le système d'état électrique de l'appareil de cinq à deux équations et nous avons également appris l'équation d'Etat pour un moteur à cinq phases. Le prochain chapitre expliquera comment relier ce moteur et les technologies utilisées.

Chapitre II

ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE

II Introduction

Le contrôle du courant (Current Control) est recommandé dans toutes les applications centrées autour d'un onduleur de tension, parce qu'il assure d'une part une bonne protection et stabilité, d'autre part une réponse rapide du système. De plus, il autorise le contrôle de la forme d'onde du courant durant une période du réseau ; ce qui permet la compensation des perturbations dues aux transitoires de la charge, aux non linéarités et aux retards de commutation. En effet, des stratégies de commande sont appliquées pour obtenir une modulation rapide de la tension à l'entrée/sortie du convertisseur tel que les techniques MLI. Aussi, le contrôle du courant est indispensable dans certaines applications comme le redressement et le filtrage actif, où le courant doit être piloté instantanément pour imposer des puissances active et réactive données, pour minimiser les courants harmoniques et améliorer le facteur de puissance du système [11].

Le contrôle en courant par hystérésis (Hystérésis Current Control : HCC) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure (II.1) illustre le principe de contrôle en courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [12] [13].

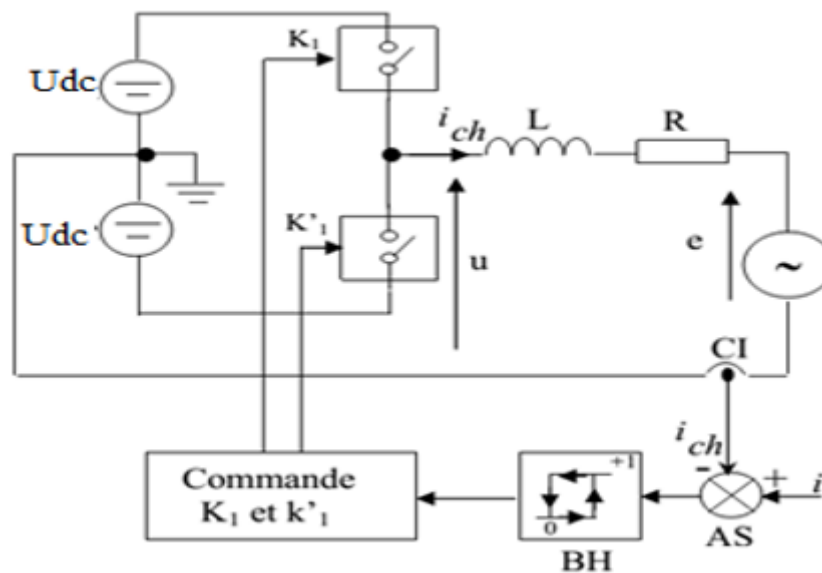


Fig.II.1 : Principe de contrôle du courant par hystérésis.

Cette technique de contrôle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue et variable. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les différentes applications d'onduleurs contrôlés en courant telles que les entraînements électriques et les filtres actifs. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la figure (II.2), où ΔI est la largeur de la bande hystérésis :

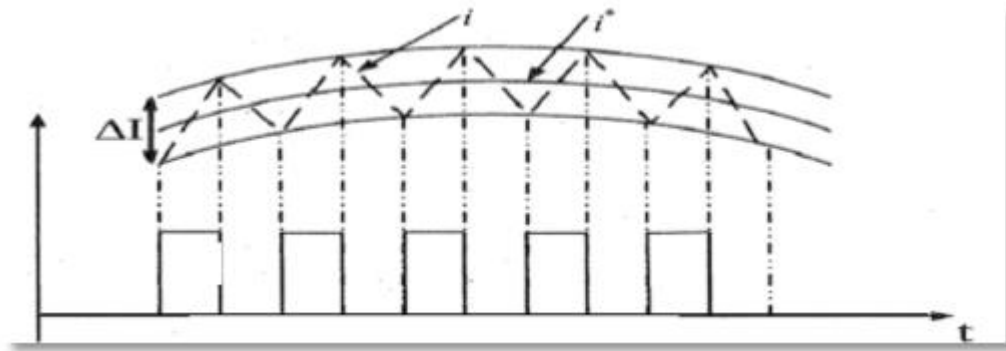


Figure II.2. Principe de génération des ordres de commande.

II.1 Contrôle direct par hystérésis

La structure de ce contrôle est fournie Figure (II.3) pour le cas d'un bras monophasé deux niveaux.

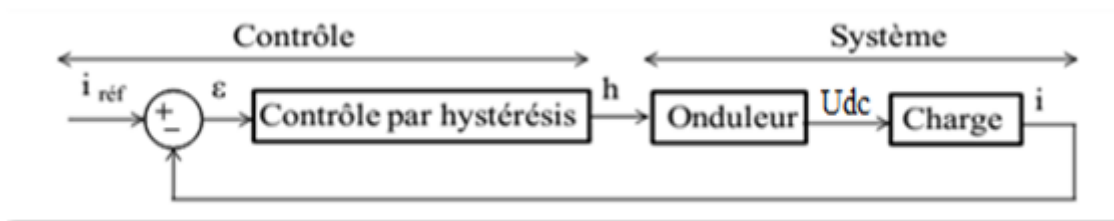


Figure II.3. Contrôle direct par hystérésis d'un bras d'onduleur.

L'objectif de cette commande est d'être capable, dès que i_{ch} s'éloigne trop de i_{ref} , de le faire converger vers sa référence, autrement dit de faire converger l'erreur $\varepsilon(t)$ vers zéro. Pour préciser jusqu'à quelle valeur peut s'éloigner le courant de sa référence, une valeur est introduite ($h/2$). Si $\varepsilon(t)$ augmente et atteint $h/2$, i_{ch} doit diminuer, et si $\varepsilon(t)$ atteint $(-h/2)$, i_{ch} doit augmenter. Une commutation doit avoir lieu à l'instant où i franchit l'une de ces bandes pour changer son sens de variation. On parle alors de contrôle par hystérésis. Une bande centrée autour du courant de référence est donc créée [14].

La période entre deux commutations étant bien inférieure à la période de i_{ref} , le courant de référence peut être supposé quasi-constant entre deux commutations. Par conséquent, entre deux commutations, l'erreur en courant est liée à l'évolution de i_{ch} . Le courant i_{ch} d'un onduleur monophasé deux niveaux est régi par l'équation différentielle du premier ordre suivante aux conditions initiales près :

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + e \Rightarrow i_{ch} = \frac{u-e}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \text{ avec } \tau = L/R \quad (\text{II. 1})$$

Cette équation permet de déduire l'évolution du courant et par conséquent l'évolution de l'erreur entre deux commutations et de comprendre les règles à l'origine de cette stratégie de commande. L'analyse des termes de l'équation (II.1) apporte deux indications essentielles concernant le Comportement du courant :

Le développement limité de l'exponentielle implique une évolution quasi-linéaire du courant (à fréquence moyenne de découpage élevée). La condition de ce développement est vérifiée car le rapport entre l'intervalle de temps entre deux commutations : t et la constante de temps de la charge : τ , (t/τ) avoisine zéro. Ce développement conduit à une expression affine du courant. Sachant que l'erreur en courant changements de la même manière que le courant de charge, si le courant de charge est régi par une droite affine, il en est de même pour l'évolution de l'erreur en courant.

L'équation du courant (II.1) montre que le seul paramètre réglable par le système influant sur L'évolution du courant i_{ch} est la tension u appliquée par l'onduleur L'objectif d'un contrôle direct par hystérésis est de maîtriser l'évolution du courant i_{ch} .

Ce contrôle doit être capable d'assurer le suivi de la référence du courant i_{ref} . Compte tenu de l'équation du courant (II.1), pour contrôler ce courant en garantissant sa convergence vers sa référence, il faut impérativement savoir maîtriser la pente du courant selon les conditions de référence imposées. Ceci revient à savoir contrôler la dérivée de l'erreur du courant de phase

$E(t)$. Ainsi la pente du courant réel doit toujours pouvoir être supérieure ou inférieure à la pente de la référence de courant selon la configuration de l'onduleur. Pour cela, il suffit d'être capable d'imposer une dérivée de l'erreur $\varepsilon(t)$ positive (ou négative) dès que cette erreur franchit sa bande supérieure (ou inférieure) équation (II.2).

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \frac{di_{ref}}{dt} - \frac{di_c}{dt} \quad (II. 2)$$

Or, savoir contrôler la pente du courant revient à savoir produire avec le convertisseur une tension suffisamment grande aux bornes de l'inductance (équation (II.1)) pour provoquer la croissance ou la décroissance nécessaire du courant et donc de l'erreur de courant à tout instant.

Dans nos conditions de fonctionnement et en régime sinusoïdal :

$$i_{ref=I_{max}} \sin(\omega t) \Rightarrow L \frac{di_{ref}}{dt} = \omega I_{max} \cos(\omega t) = u - e \quad (II. 3)$$

Dans le dimensionnement en tension de U_{dc} effectué initialement, on s'est assuré de pouvoir produire un fondamental de u permettant de valider la relation (II.4) en produisant le fondamental adéquat avec l'onduleur pour le courant nominal, condition pour laquelle le système est le plus contraignant. Ainsi, à tout instant, la dérivée de courant de charge peut toujours être supérieure ou inférieure à celle de la dérivée du courant de référence pour $u=+/U_{dc}$ garantissant ainsi la convergence de l'erreur en courant.

II.1.1 Structure de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions d'amplitudes et de fréquence variables à partir d'une source de tension continue [19].

L'onduleur qui sera utilisé est un onduleur pentaphasée à deux niveaux. Il se compose de cinq bras identiques constitué chacun de deux interrupteurs commandables montés en

Série, chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche. Le schéma structurel d'un tel onduleur pentaphasée à deux niveaux illustrés par la figure (II.4).

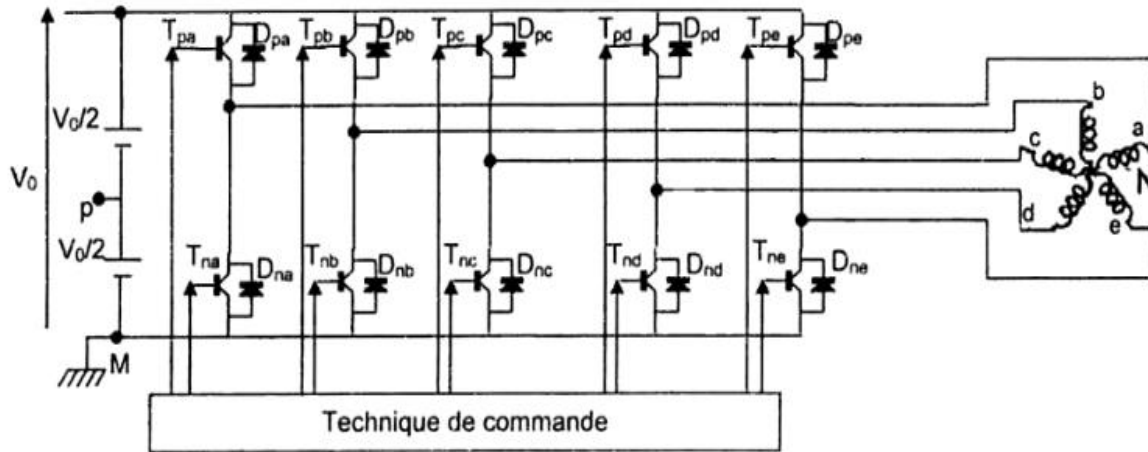


Fig.II.4 : Structure générale d'un onduleur pentaphasée.

Les interrupteurs doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part, et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part.

II.2 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération [17].

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tensions. Ce bras est constitué de deux paires diodes-transistors, chaque paire est bidirectionnelle en courant. Dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, chaque paire diode-transistor, assemblés en parallèle forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire de celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. La figure (II.4) montre bien que les phases de la machine sont alimentées, nous notons les tensions simples par $v_1, v_2, v_3, \dots, v_q$, et l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques. L'onduleur est alors modélisé en associant à chaque bras une fonction logique définie par [17] :

$$S_i = \begin{cases} +1 & K_i \text{ est connecté à la borne (+) de la source} \\ 0 & K_i \text{ est connecté à la borne (-) de la source} \end{cases}$$

Avec : $i = (1, 2, \dots, q)$.

Ainsi les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_1 = U_0(s_1 - s_2) \\ U_2 = U_0(s_2 - s_3) \\ \vdots \\ U_{q-1} = U_0(s_{q-1} - s_q) \\ U_q = U_0(s_q - s_1) \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

Les expressions des tensions simples pour un onduleur polyphasé s'expriment :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{v_0}{q} \begin{bmatrix} q-1 & -1 & \dots & \dots & -1 \\ -1 & q-1 & -1 & -1 & -1 \\ \vdots & \vdots & -1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & -1 & -1 \\ -1 & -1 & \dots & -1 & q-1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

Les expressions des tensions simples pour un onduleur triphasé s'expriment :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{v_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

Et les expressions des tensions simples pour un onduleur pentaphasée s'expriment :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \end{bmatrix} = \frac{v_0}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 11})$$

II.2.1 Hypothèses :

En raison de symétrie des bras de l'onduleur ; on peut simplifier l'étude de ce dernier

En considérant les hypothèses suivantes [15] :

- On néglige la chute de tension aux bornes des interrupteurs.
- La commutation des interrupteurs est supposée instantanée.
- On considère une charge pentaphasée équilibrée couplée en étoile avec un neutre isolé.
- On considère que chaque couple transistor-diode est assimilé à un interrupteur bidirectionnel commandé.

II.3 Principe des stratégies de commande

L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont [18] :

- La commande par hystérésis,
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.4 Différentes stratégies de commande

Nous citons les stratégies suivantes :

- Commande en courant par hystérésis.
- Commande à pleine onde.
- Commande MLI (triangulo-sinusoidale).

II.4.1 Commande en courant par hystérésis

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant, Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation. La figure (Fig. II.5) présente le schéma de principe de cette technique.

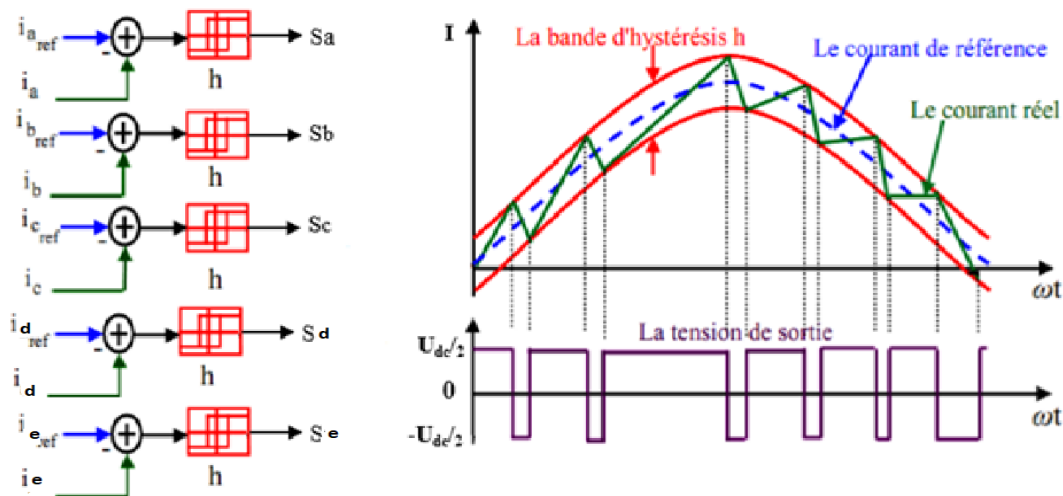


Fig.II.5 : Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis.

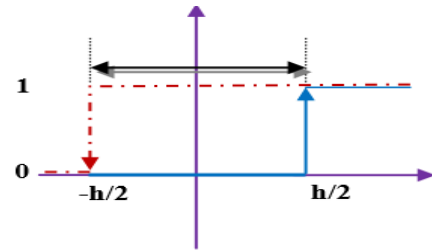
Les courants de référence sont donnés par :

$$\begin{cases} I_{a_{ref}}(t) = I_{max} \cos wt \\ I_{b_{ref}}(t) = I_{max} \cos \left(wt + \frac{2\pi}{5} \right) \\ I_{c_{ref}}(t) = I_{max} \cos \left(wt + \frac{4\pi}{5} \right) \\ I_{d_{ref}}(t) = I_{max} \cos \left(wt + \frac{6\pi}{5} \right) \\ I_{e_{ref}}(t) = I_{max} \cos \left(wt + \frac{8\pi}{5} \right) \end{cases} \quad (II. 12)$$

Ces courants de référence sont comparés avec ceux des phases de chaque bras de l'onduleur, la différence entre le courant de référence $I_{j_{ref}}(t)$ et le courant mesuré $I_j(t)$, c'est l'écart du courant $I_{j_e}(t)$ appliqué à l'entrée du bloc de l'hystérésis qui fournit le signal logique (1 ou 0). Comme montre la figure ci-contre.

$$\begin{cases} \text{si } I_{j_e}(t) \geq \frac{h}{2} & \text{alors } S_j = 1 \\ \text{si } I_{j_e}(t) \leq -\frac{h}{2} & \text{alors } S_j = 0 \end{cases}$$

h : est la bande d'hystérésis



La bande d'hystérésis est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs utilisés et à minimiser les harmoniques des courants [16].

II.4.1.1 Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis

a) *Avantage :*

Cette méthode est facile à mettre en œuvre, elle ne dépend pas du type de charge et ne nécessite pas la connaissance des paramètres de la machine.

b) *Inconvénients :*

Variation aléatoire de la fréquence de commutation, ce qui peut provoquer des pertes par commutation importantes.

Cette méthode qui ne prend compte que de l'amplitude du courant, peut conduire à une perte de contrôle des courants réels lors des régimes transitoires, par déphasage de ce si par rapport à leurs références.

II.4.2 Commande en pleine onde

II.4.2.1 Principe de commande en pleine onde.

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l'onduleur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme suivant.

Si $\sin(\omega.t) > 0 \Rightarrow S(t) = 1$

Si $\sin(\omega.t) < 0 \Rightarrow S(t) = 0$

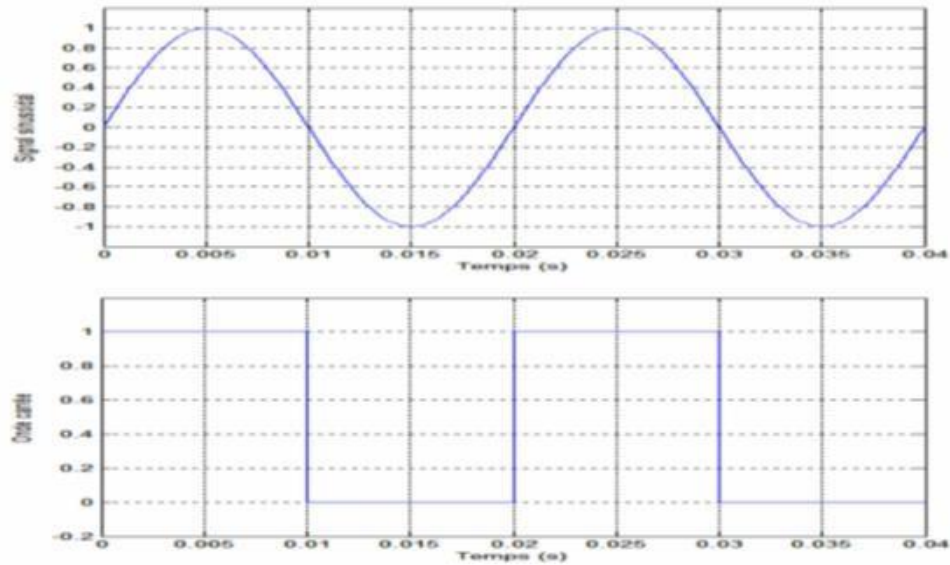


Fig.II.6 : Principe de commande en pleine onde

Où :

$\sin(\omega.t)$: est le signal sinusoïdal.

$S(t)$: est le signal carré résultant de commande.

Remarque :

- 1) Si le récepteur est branché en étoile sans conducteur neutre ou en triangle, les harmoniques de tension de rang trois ou multiples de trois sont absents, des cars ils forment des systèmes homopolaires.
- 2) Le spectre harmonique de la tension simple V_{AN} ; montre bien que les harmoniques les plus dominants sont d'ordre 5 et 7.

II.4.3 Commande en tension « modulation de largeur d'impulsion » MLI

II.4.3.1 Principe de la MLI (sinus-triangle)

La modulation de largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former une succession de créneaux de largeurs convenables.

La MLI utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f_m appelé modulateur, et un signal triangulaire de haute fréquence f_p appelé la porteuse, afin de déterminer les instants de commutation.

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence du modulateur.
$$m = \frac{f_p}{f_m}$$

- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de la porteuse (V_p). $r = \frac{V_m}{V_p}$

La valeur maximale du fondamentale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement.

Le schéma de principe et les signaux de commande sont donnés par les figures suivantes :

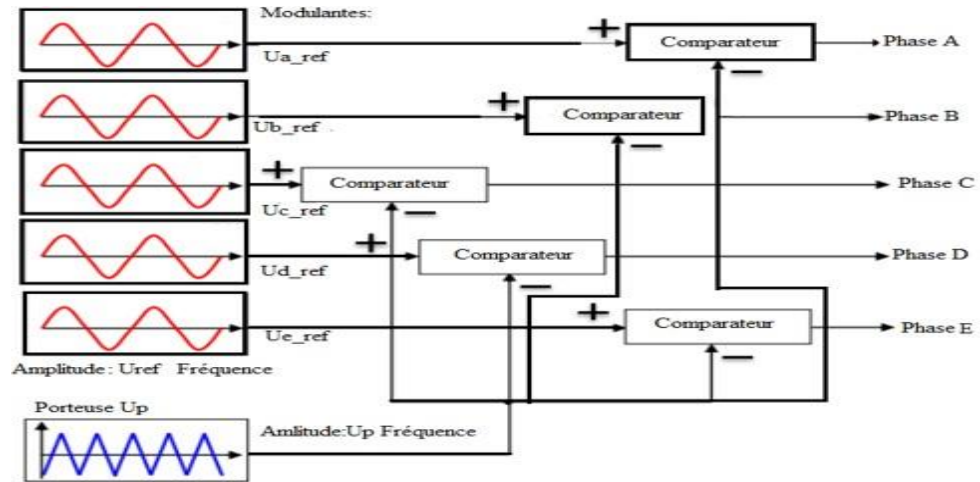


Fig.II.7 : Schéma de principe d'une commande « sinus-triangle » cinq phase.

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants [[17] [19] :

- Repousse les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.
- Le réglage de la tension de sortie.
- Obtention dans la charge des courants dont la variation est proche de la sinusoïde par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques, et grâce à la fréquence des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence de sortie.
- Minimisation des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants ; Ce qui permettra de réduire la pollution en harmonique dans le réseau électrique avec minimisation des pertes et donc amélioration du rendement.

II.5 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la modélisation de la machine associée à un convertisseur

De statique représenté par l'onduleur de tension, commandé par hystérésis, parmi les différentes techniques de commande de l'onduleur on va choisir la commande par hystérésis, cette dernière est largement utilisée dans le domaine de l'électronique de puissance, dont ses principaux avantages sont la très grande simplicité, la robustesse et la rapidité. Cependant, elle souffre du problème majeur qui réside dans l'absence de contrôle de la fréquence de commutation qui présente de forte variation surtout dans le cas des systèmes pentaphasés à neutre isolé où les interactions entre les phases apparaissent lors du fonctionnement.

Chapitre III

*Les concepts de base de la logique
floue*

III Introduction

Dans la commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques des systèmes sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Dans cet objectif, plusieurs outils sont proposés dans la littérature, dont on cite la logique floue. Depuis les travaux de Mamdani (1974), le domaine de contrôle par logique floue est devenu très important, grâce à ces capacités de traiter les informations incertaines. L'algorithme de contrôle par logique floue est constitué d'un ensemble de règles de décisions, il peut être considéré comme un algorithme de contrôle non mathématique contrairement aux algorithmes de contrôle conventionnel.

Dans le domaine de l'asservissement, les contrôleurs flous peuvent concurrencer les correcteurs classiques.

En effet, ils offrent de bonnes caractéristiques en termes de temps de réponse, dépassement et surtout robustesse dans certaines applications.

De plus, ils n'ont besoin que d'une connaissance sommaire du système à contrôler, qui s'exprime sous forme d'un tableau (moteur d'inférence) où l'on enregistre le comportement du correcteur.

Le temps de mise au point est donc beaucoup plus court bien qu'il soit nécessaire d'utiliser soit un microcontrôleur, soit un composant dédié. Dans un souci d'optimiser encore la qualité de l'asservissement, on se propose de trouver un moyen de rendre le contrôleur flou dynamique.

Ainsi, la base devrait se modifier petit à petit en suivant les variations des paramètres du système et assurer un asservissement optimal.

Dans ce chapitre, nous allons présenter en détail les principes de la logique floue et ses applications dans le domaine du réglage puis nous décrirons différentes solutions pour un organe de commande basé sur les principes flous.

III.1 Définition

Le principe du réglage par la logique floue se rapproche de la démarche humaine dans le sens où les variables à traiter ne sont plus des variables logiques, mais des variables linguistiques, comme par exemple, aller vite, freiner, grand, petit, ...etc.

En outre, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font référence si une certaine connaissance du comportement de système à régler.

En effet, sur la base de ce principe, les systèmes flous et l'ensemble de règles qui leur sont rattachées forment une classe de fonctions non linéaires, qui permet de construire par apprentissage une très large classe de modèles et de correcteurs.

La logique floue est une autre tentative pour modéliser les incertitudes.

III.2 Base générale

III.2.1 Variables linguistiques [21]

Les variables linguistiques sont des variables non numériques sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues d'une variable dont sa valeur précise peut être inconnue.

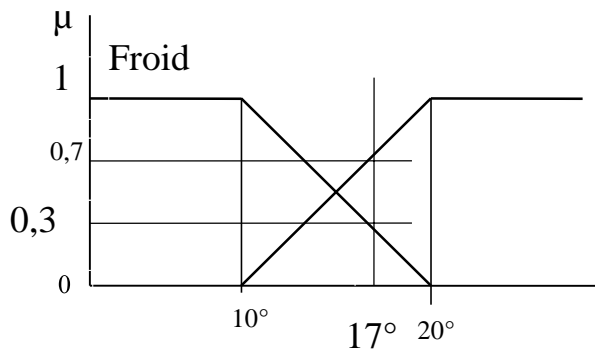
Elles décrivent les états (ou les situations) des phénomènes (ou des procédés) par des mots ou des phrases ou des expressions dans un langage naturel ou artificiel.

Exemple : la variable linguistique « température » peut appartenir aux ensembles flous « Froid », « tiède » ou « chaud ».

III.2.2 Fonction d'appartenance [22]

Au lieu d'appartenir à l'ensemble « vrai » ou à l'ensemble « faux » de la logique binaire traditionnelle, la logique floue admet des degrés d'appartenance à un ensemble donné. Le degré d'appartenance à un ensemble flou est matérialisé par un nombre compris entre « 0 » et « 1 ». Une valeur précise de la fonction d'appartenance liée à une valeur de la variable est notée μ et appelée « facteur d'appartenance ».

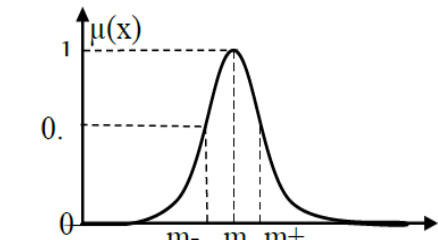
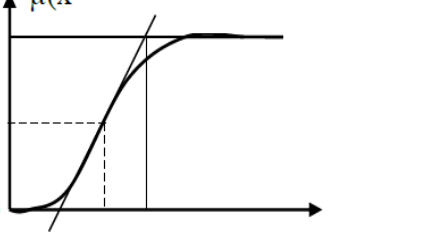
Exemple :



D'après ce graphique, on peut constater que pour une valeur = 17° , le facteur d'appartenance à l'ensemble « froid » vaut $\mu_{\text{froid}} = 0,3$ et le facteur d'appartenance à l'ensemble « chaud » vaut $\mu_{\text{chaud}} = 0,7$

III.2.3 Formats de la fonction d'appartenance [22]

Fonction	La forme algébrique	La forme graphique
Fonction singleton	Une fonction d'appartenance égale a 1 $u_{x_0} \quad x = 1 \text{ si } x = x_0$ $u_{x_0} \quad x = 0 \text{ si non}$	
Fonction triangulaire	Elle est définie par trois paramètres {a, b, c} qui déterminent les coordonnées des trois sommets $\mu_x = \text{Max} \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right)$	
Fonction trapézoïdale	elle définie par quatre paramètre a, b, c, d $\mu_x = \text{Max} \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-d}, 1 \right), 0 \right)$	

<p>Fonction gaussienne</p>	<p>Elle définie par de paramètre m, σ</p> $\mu x = \exp -\frac{(x - m)^2}{2 \sigma^2}$	
<p>Fonction sigmoïdale</p>	<p>Elle définie par deux point a, c</p> $u x = \frac{1}{1 + \exp(-a x - c)}$	

III.2.4 Univers de discours [20]

L'univers de discours représente l'ensemble de référence ou le domaine de variation de la variable linguistique.

III.2.5 II.3.5. L'ensemble flou [20]

Soient U l'univers du discours.

A : un sous-ensemble de U.

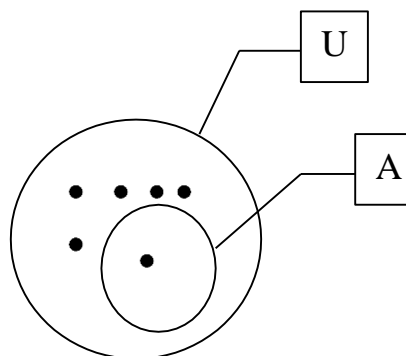


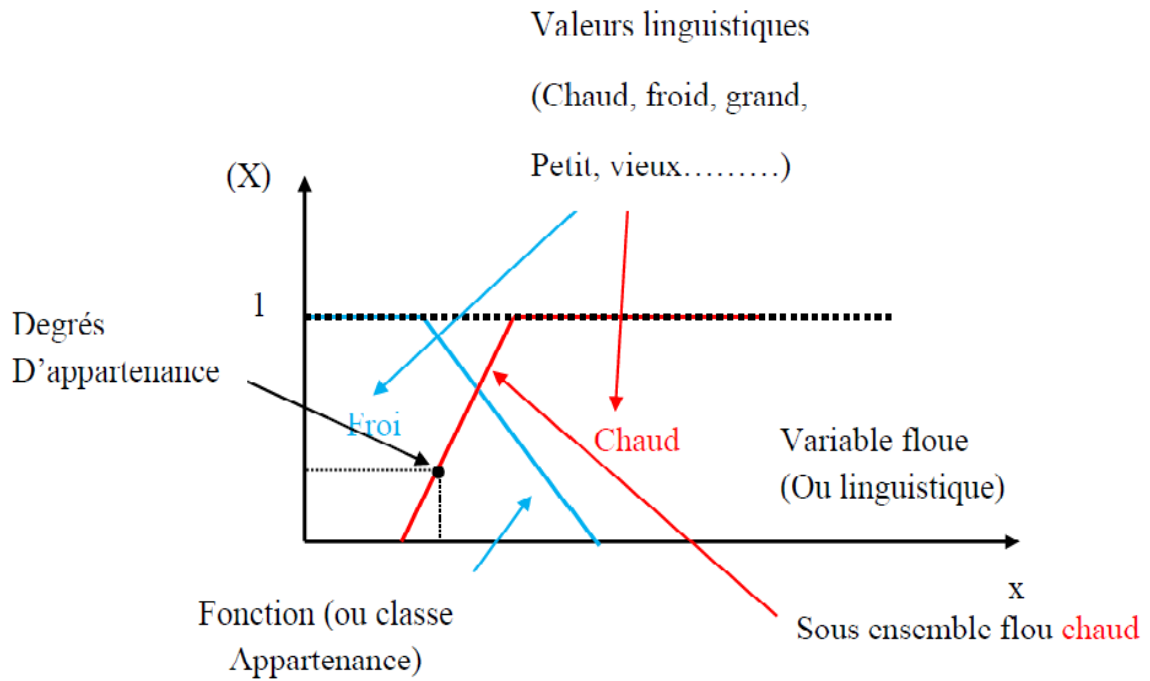
Figure (III.1) : sous ensemble flou.

Concept d'ensemble flou :

Si μ_A est la fonction d'appartenance de l'ensemble flou A.

$$\forall A \in U \mu_A(x) \in [0, 1]$$

Exemple



III.2.6 L'opérateurs en logique floue [20]

Trois opérateurs : et, ou, et la négation.

III.2.6.1 L'opérateur ET

A est l'ensemble flou des personnes petites.

B est l'ensemble flou des personnes moyennes.

L'ensemble flou de personnes petites **ET** moyennes est un ensemble flou de fonction d'appartenance.

$$\mu_{A \cup B} x = \min \mu_A x, \mu_B x \forall x \in \mu$$

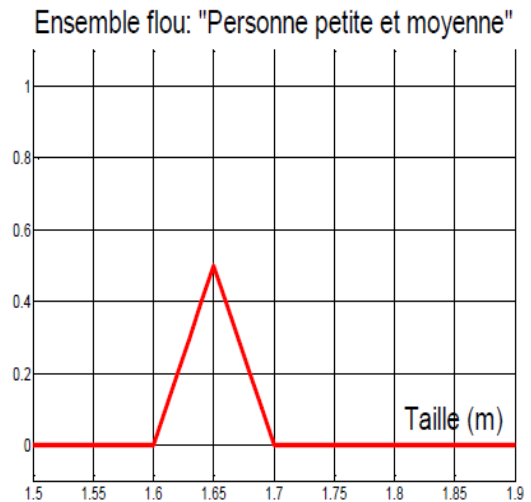
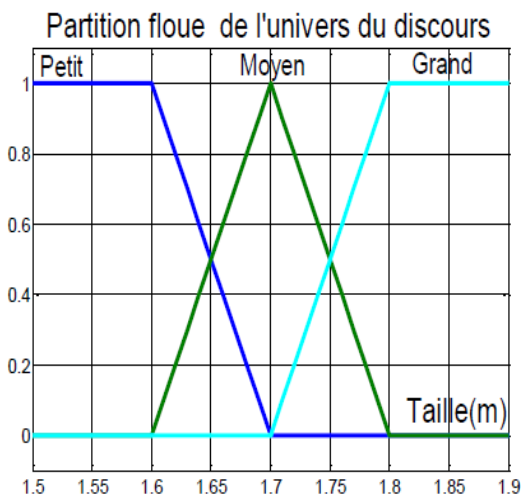


Figure (III.2) : Opérateur ET.

III.2.6.2 L'opérateur OU (réunion)

A est l'ensemble flou des personnes petites.

B est l'ensemble flou des personnes moyennes.

L'ensemble flou de personnes petites **OU** moyennes est un ensemble flou de fonction d'appartenance.

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \forall x \in U$$

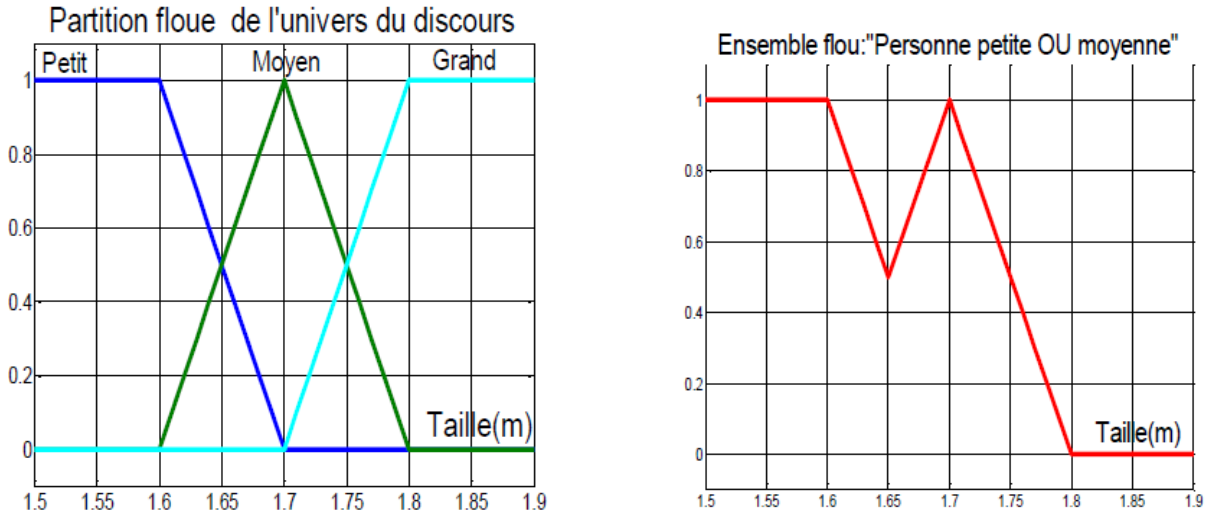


Figure (III.3) : Opérateur OU.

III.2.7 L'opérateur NON (complément)

A est l'ensemble flou des personnes petites.

L'ensemble des personnes NON petites est un ensemble flou de fonction d'appartenance :

$$\mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x) \forall x \in U$$

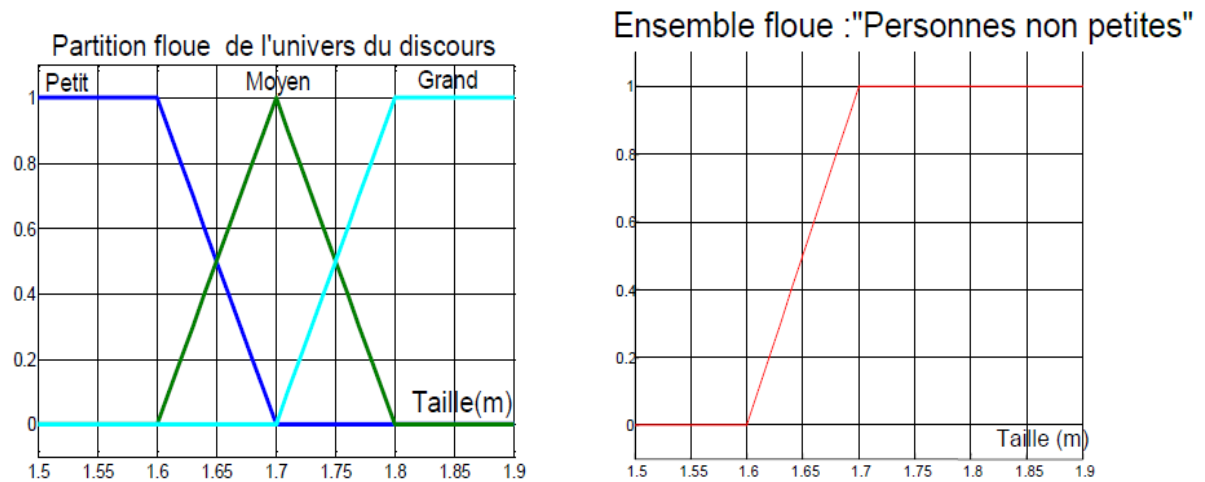


Figure (III.4) : Opérateur NON.

III.3 La structure générale d'un contrôleur flou [21]

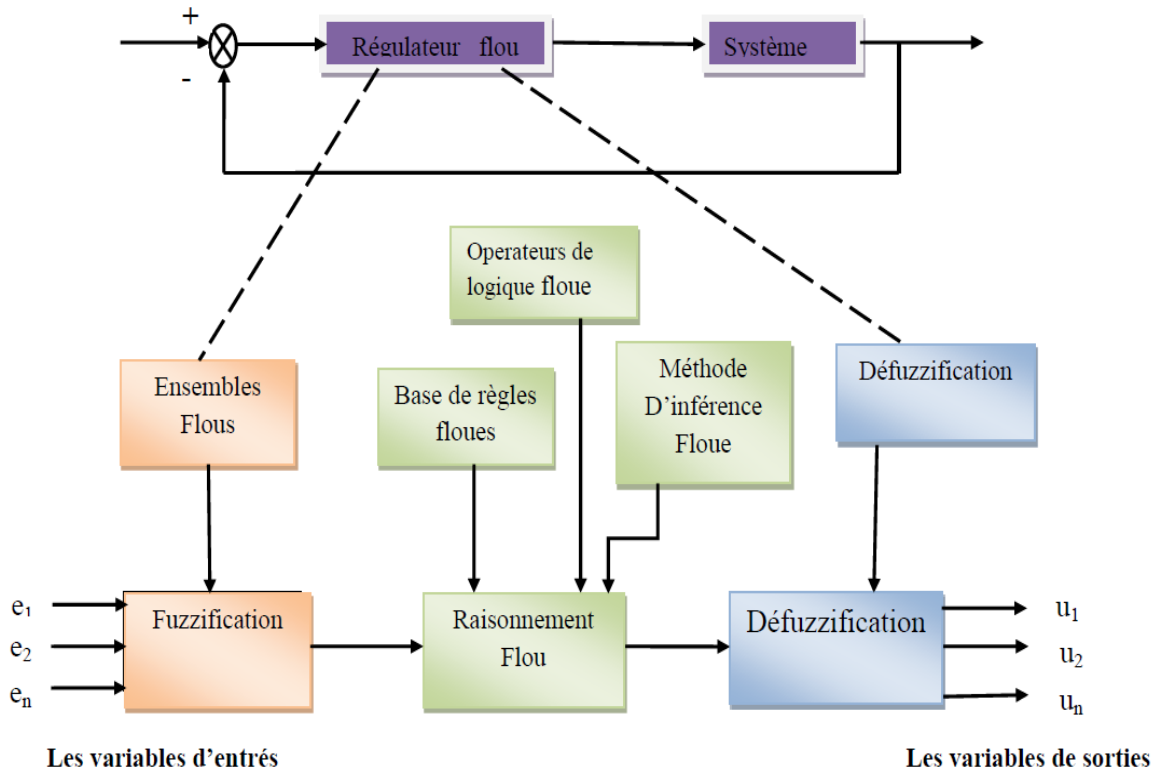


Figure (III.5) : Structure d'une commande floue.

III.3.1 Fuzzification [21]

C'est la transformation des grandeurs physiques (entrées) en valeurs linguistiques (sous ensemble flou) représentés par leurs fonctions d'appartenance qui peuvent être traitées ensuite par le mécanisme d'inférence.

Si la mesure est exacte la fonction d'appartenance utilisée singleton est alors définie par :

$$u_{x_0} x = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si non} \end{cases}$$

La Figure (III.5) : montre l'aspect de cette fonction d'appartenance.

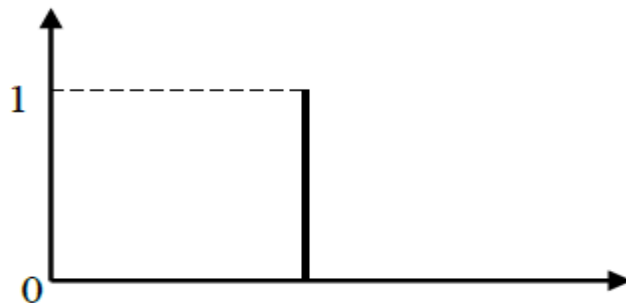


Figure (III.6) : Méthode de Fuzzification pour une mesure exacte.

Si la mesure est incertaine, le sous-ensemble flou doit être représenté par un fait imprécis. Dans ce cas on utilise une fonction d'appartenance sous forme triangulaire ou trapézoïdale, gaussienne.

Triangulaire :

$$\mu_x = \text{Max} \min \frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}, 0$$

Trapézoïdale :

$$\mu_x = \text{Max} \min \frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}, 0$$

Gaussienne :

$$\mu_x = \exp - \frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}$$

La représentation graphique de ces fonctions est représentée sur la figure (III.6).

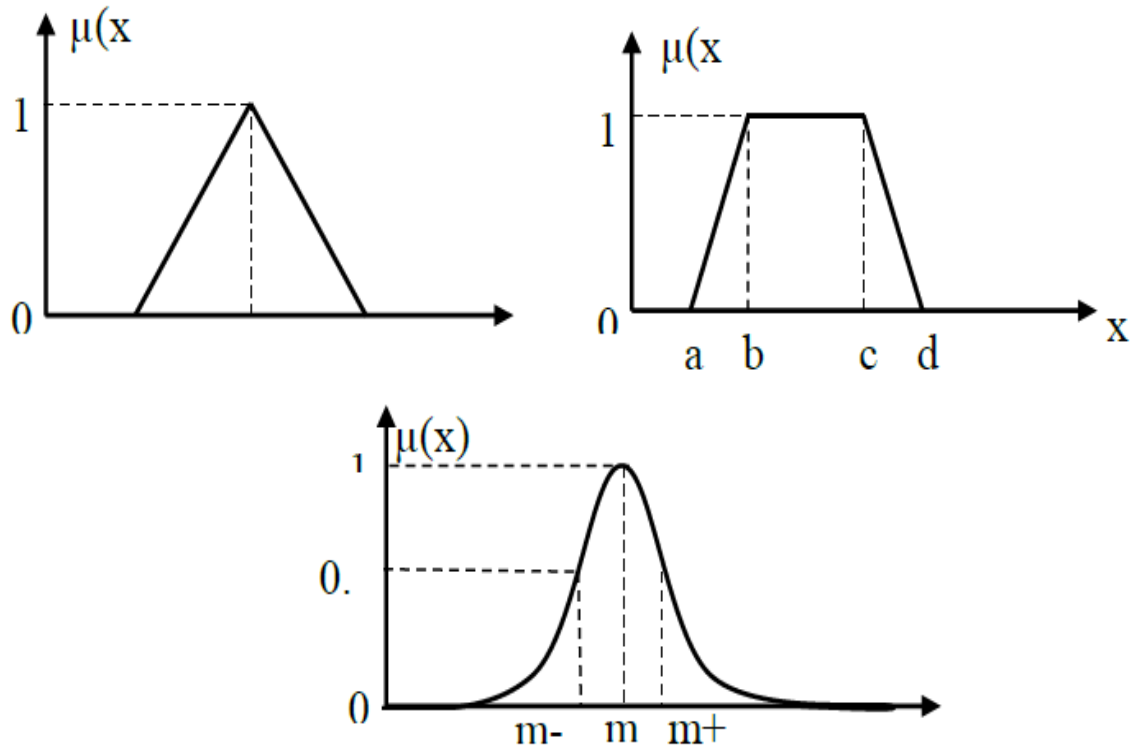


Figure (III.7) : les fonctions d'appartenance.

III.3.2 Le raisonnement flou [21]

Cette partie concerne, en plus des opérateurs logiques flous déjà vus, les bases règles et les mécanismes d'inférences.

III.3.2.1 Les règles floues

Elle rassemble l'ensemble des règles floues de type « Si-Alors » décrivant en termes linguistiques basés sur la connaissance d'un expert le comportement dynamique du système. L'ensemble des règles se présente sous la forme d'une énumération de type : «si p alors q ». Par exemple, si un expert exprime la règle :

« Si la température de l'eau est chaude, il faut ajouter de l'eau froide »

III.3.2.2 Mécanisme d'inférence

Sont des méthodes d'inférence permettant la réalisation des différents opérateurs ET, OU, ALORS..... intervenant dans les règles et s'appliquant aux fonctions d'appartenance.

Trois méthodes sont généralement utilisées :

- Méthode de max-min (Mamdani)
- Méthode d'inférence max-prod (larsen)
- Méthode d'inférence somme –prod (Sugeno)

❖ Méthode de max-min

La méthode d'inférence max-min est réalisée au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

La figure (III.6) : présentation graphiquement le principe de la méthode d'inférence max-

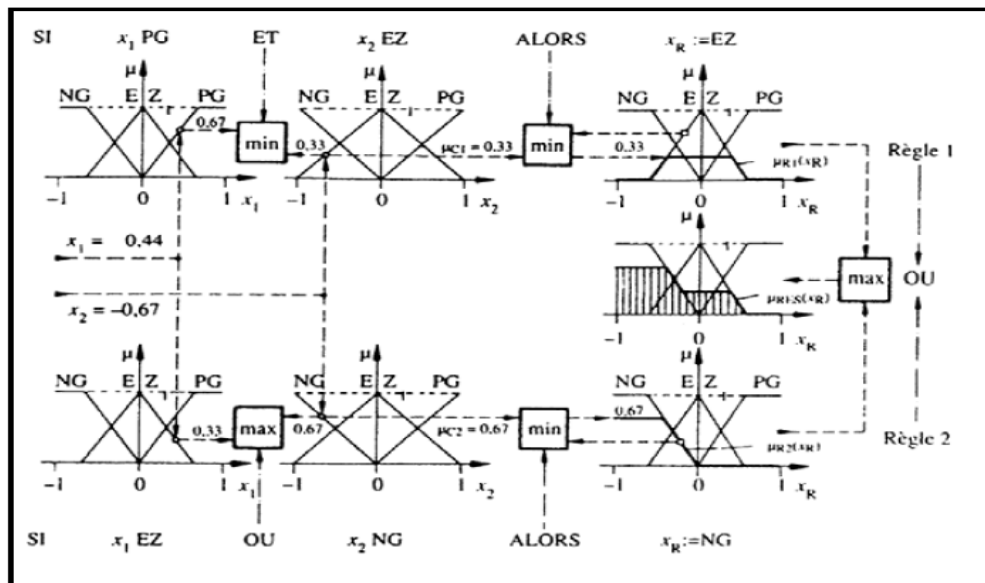


Figure (III.8) : la méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles

❖ **Méthode d'inférence MAX-PROD**

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum.

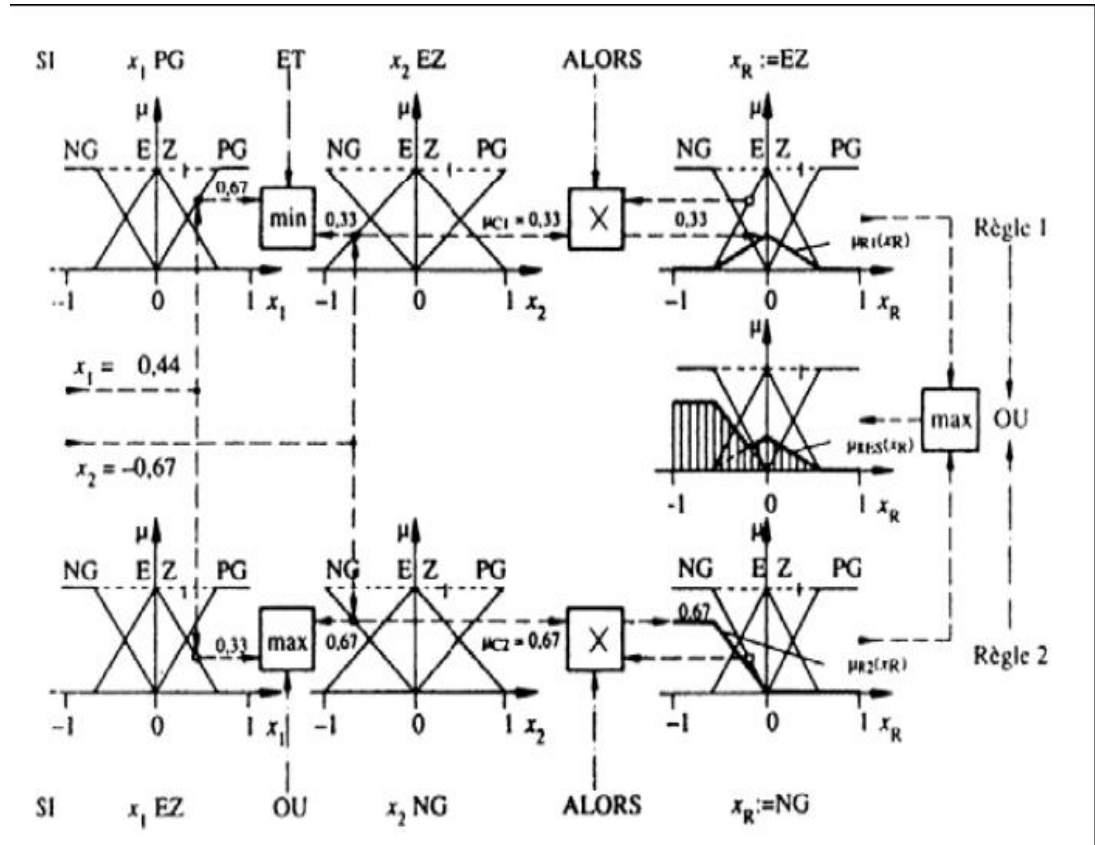


Figure (III.9) : la méthode d'inférence max-prod pour deux variables d'entrée et deux règles

❖ **Méthode d'inférence SOMME-PROD**

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

La représentation graphique du principe de la méthode d'inférence somme-prod est représentée graphiquement à la figure (III.8).

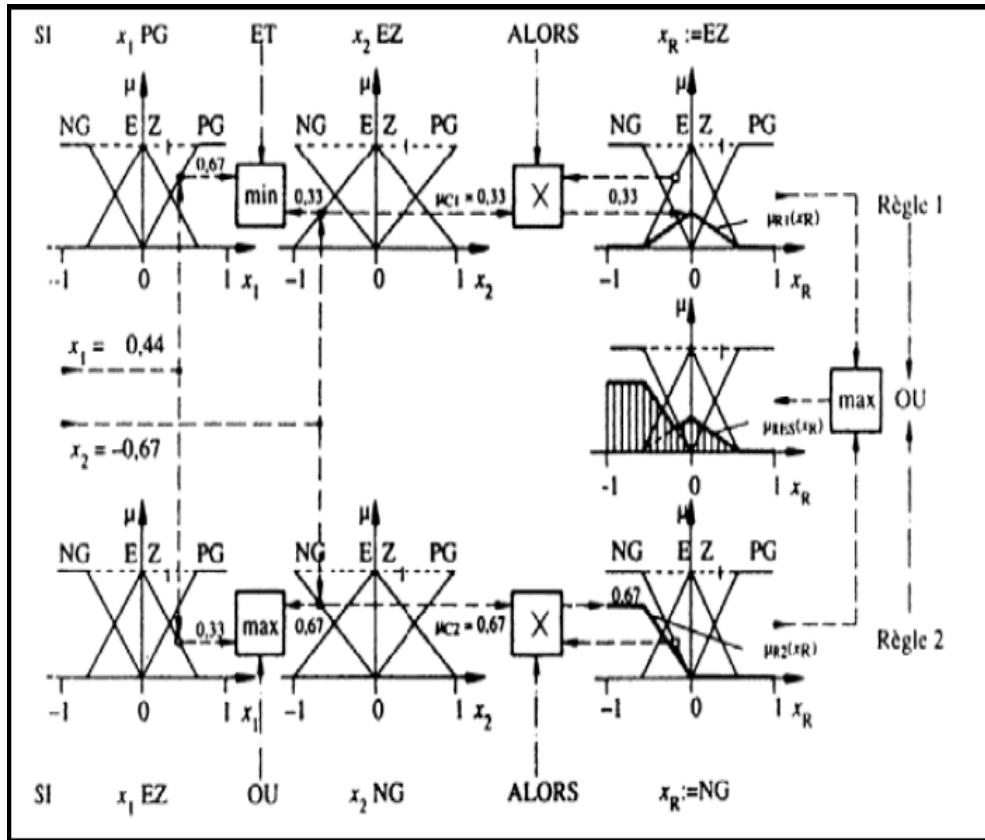


Figure (III.10) : la méthode d'inférence max-prod pour deux variables d'entrée et deux règles.

III.4 La défuzzification [24]

L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'inférence de différentes règles en une valeur numérique unique représentative de cet ensemble, cette valeur numérique est appliquée pour commander un processus réel. Plusieurs méthodes sont utilisées :

III.4.1 Méthodes du maximum

Cette méthode consiste à choisir comme valeur de sortie celle correspondant à l'abscisse du maximum de la fonction d'appartenance.

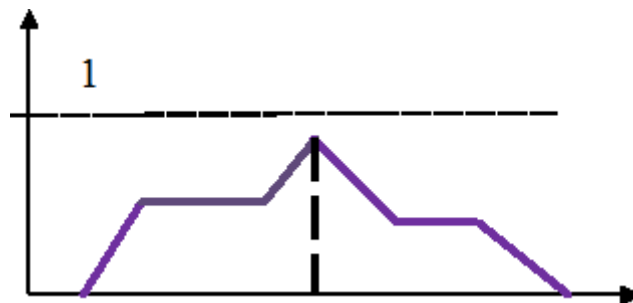


Figure (III.11) : défuzzification par la méthode du maximum.

III.4.2 Méthode par centre de gravité

La défuzzification par centre de gravité consiste à calculer l’abscisse du centre de gravité de la surface de la fonction d’appartenance résultante :

$$X_0 = \frac{\int u^{X_r} \mu(X_r) dX_r}{\int \mu(X_r) dX_r}$$

La figure (III.10) montre le principe de défuzzification.

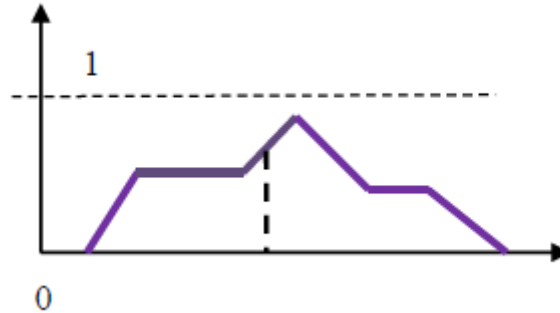


Figure (III.12) : Défuzzification par centre de gravité.

III.4.3 Méthode de la somme pondérée (moyenne des maximums)

C’est la moyenne des valeurs de sorties les plus vraisemblables.

$$\frac{\int s^y dy}{\int dy}$$

III.5 Différents types de régulateur flous

III.5.1 Régulateur de type Mamdani

Dans le régulateur de ce type, on utilise des règles à prémisses et conclusions symboliques (sous ensemble flou) sous la forme suivante :

$$\text{Si } x_1 = A_1 \text{ ET } x_2 = A_2 \text{ ALORS } y = B_1$$

III.5.2 Régulateur de type Sugeno

Dans ce type, les conclusions des règles ne sont pas symboliques mais une fonction linéaire elle d’épand des entrées sous la forme suivante :

$$\text{Si } x_1 = A_1 \text{ ET } x_2 = A_2 \text{ ALORS } y = z_1 x_1 + z_2 x_2 + z_0$$

III.6 *Avantages et inconvénients du régulateur flou*

La commande par logique floue comporte évidemment un certain nombre d'avantages et d'inconvénients.

- La non-nécessité d'une modélisation du processus à commander, ainsi que d'une analyse mathématique profonde.
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser), aussi, cette approche offre la possibilité d'utiliser des processeurs spécialisés (dit processeurs flous), afin d'augmenter la précision ainsi la vitesse de calcul.
- La possibilité de bénéficier et d'implémenter des connaissances et des expertises humaines sur le système à commander.

Les inconvénients sont :

- Le manque de méthodes systématiques précises pour la conception et la synthèse d'une commande par logique floue.
- La cohérence des inférences est non garantie a priori (apparition possible des règles d'inférence contradictoires).
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de commande en toute généralité, (en absence d'un modèle valable).

III.7 **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons vu les éléments de base relatifs à la théorie de la logique floue. Des définitions de base sur les variables floues, les sous-ensembles flous, les différents opérateurs flous. L'utilisation de la logique floue dans la commande a été également présentée en décrivant les différents éléments constitutifs d'un régulateur flou. A travers cette étude, nous constatons que deux types de régulateur sont les plus utilisés celui de Mamdani et de Sugeno. On a vu aussi les avantages et les inconvénients de ce régulateur[29].

Chapitre IV

Résultats de simulation

IV Introduction

La logique floue suscite actuellement un intérêt général auprès des chercheurs et des industriels, mais plus généralement auprès de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par l'être humain [20]. En effet, la logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Son intérêt réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles [20]. La commande floue produit un moyen efficace pour convertir la commande linguistique issue des connaissances d'un expert en un algorithme de commande automatique. Le régulateur flou est utilisé pour la commande des systèmes complexes ou mal définis et ceci sans avoir de données précises ou de modèles pour les représenter. En effet la commande floue est pratique dans le cas où le modèle mathématique du processus est à obtenir ou bien ne peut pas être obtenu sous forme d'équation préétablie. D'un autre côté la commande floue est une technique à coût bas et facile à implémenter.

Le but de ce chapitre est d'utiliser les équations obtenues après modélisation d'une machine asynchrone en cinq phases pour créer un modèle de simulation dans C-Matlab / Simulink, selon les critères choisis. La simulation de ce modèle nous a permis d'obtenir les propriétés suivantes, couple électromagnétique, vitesse Omg, vitesse mécanique, vitesse rotor, courant stator.

La difficulté de contrôler la machine asynchrone est la non-linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs stator et rotor [25, 26].

Dans ce contexte, une nouvelle commande a été proposée pour les machines asynchrones polyphasées symétriques, via la logique floue dans le cas de la machine à cinq phases.

Afin d'avoir une meilleure précision des résultats obtenus, il est judicieux de faire une comparaison entre les différentes commandes ainsi développées, et cette étape constitue une aide importante pour le choix du type de commande en fonction des résultats obtenus et la performance spécifique de chacun. Dans cette étape, nous ferons une comparaison basée sur les réponses de la vitesse dynamique, du couple électromagnétique, Pour les deux types de contrôle ; Commande flou et commande à gain adaptatif, pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone pentaphasée.

IV.1 Simulation de la machine asynchrone pentaphasée sous C-Matlab/Simulink

Les équations obtenues après la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée, peuvent être employées pour établir un modèle de simulation sous C-Matlab selon les paramètres qu'on a choisi.

La simulation de ce modèle nous a permis d'obtenir les propriétés suivantes, couple électromagnétique « Cem », vitesse « Omg », vitesse mécanique « Vméc », vitesse rotor « Vr », courant stator « Is-a, Is-b, Is-c, Is-d, Is-e », courant statorique sur l'axe « d » et « q ».

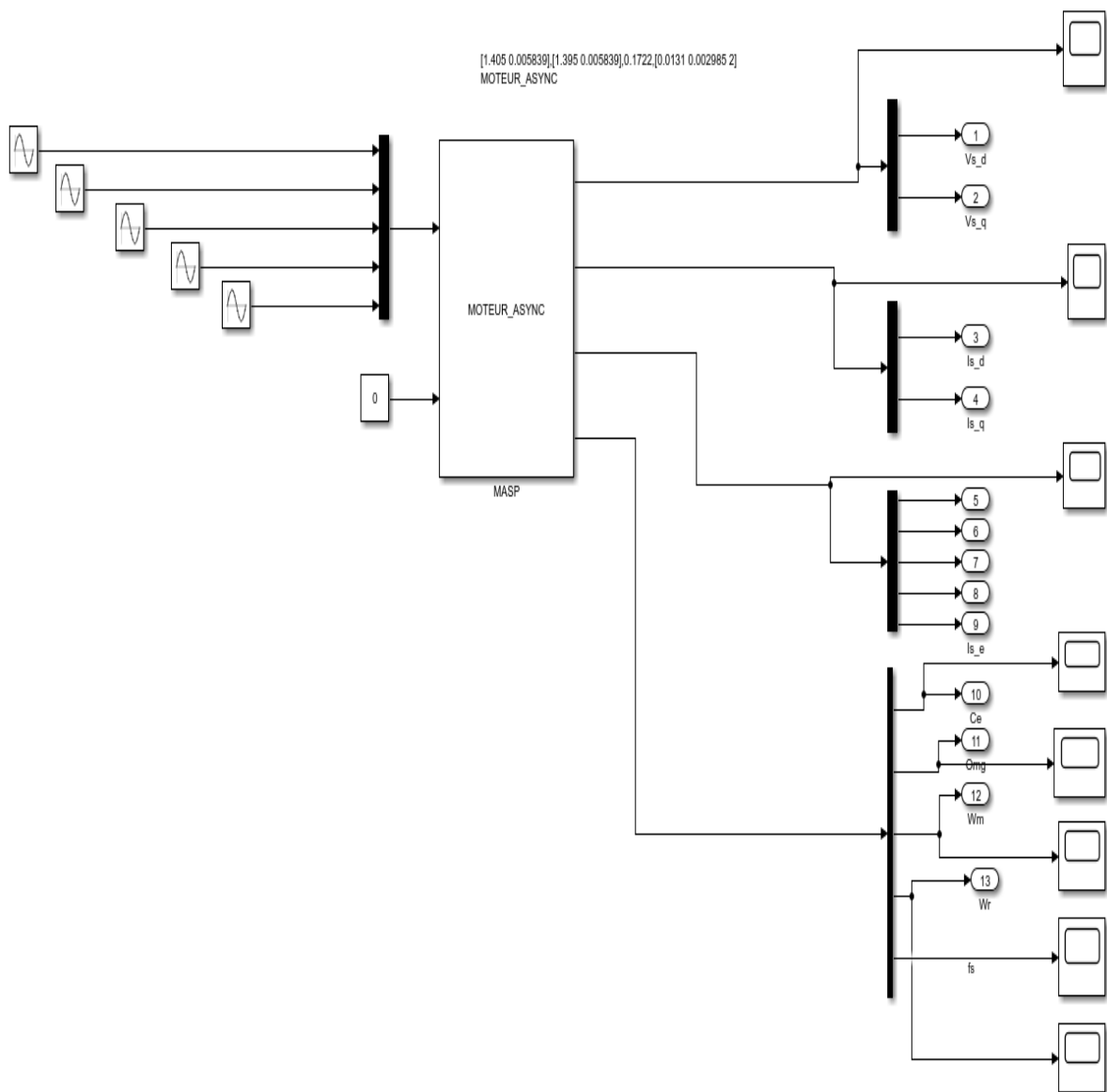
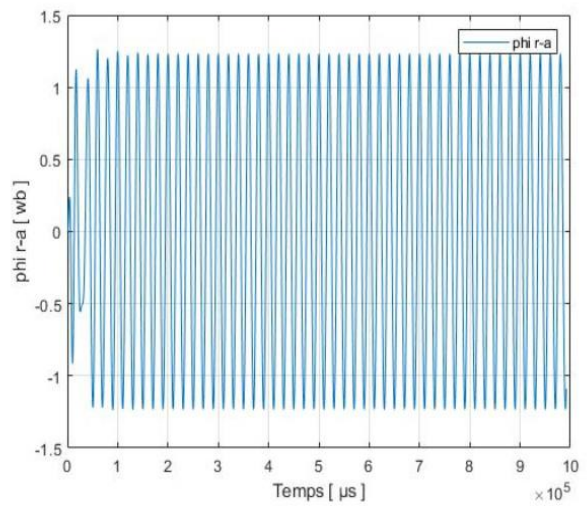
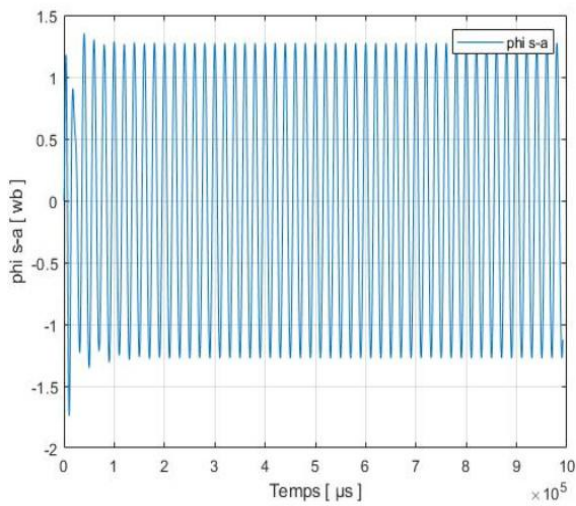
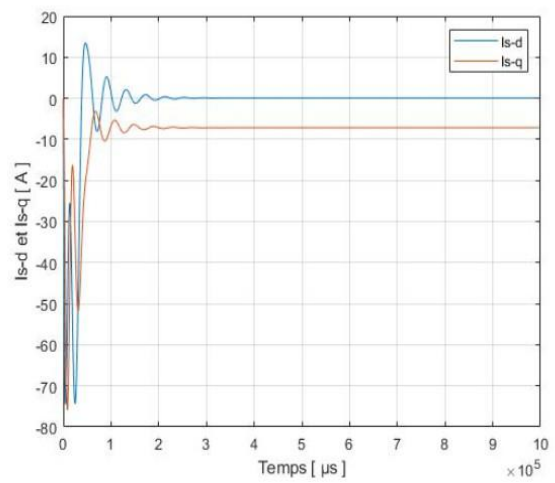
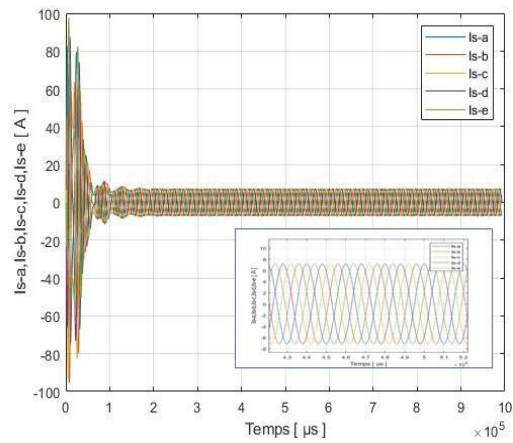
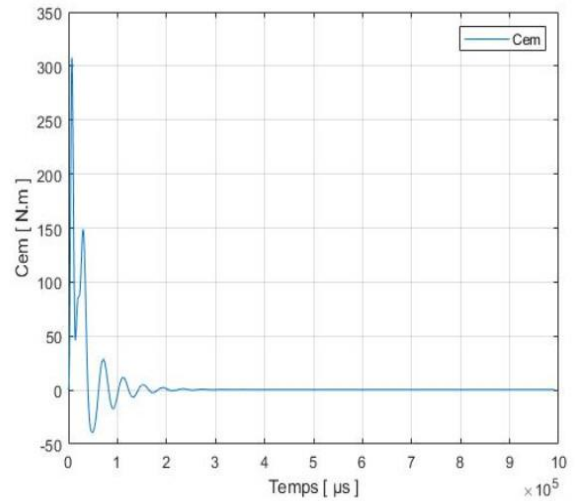
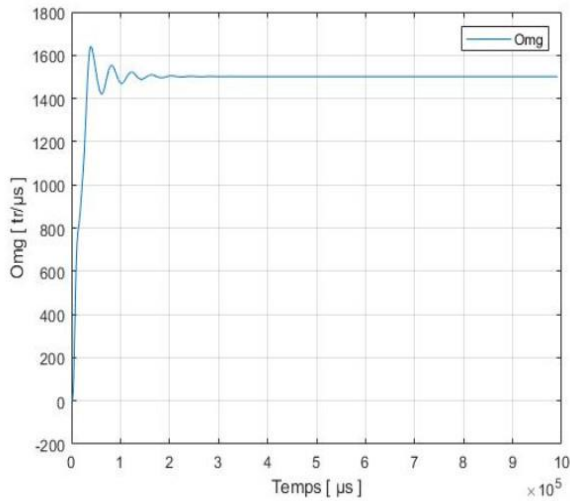


Fig.IV.1 : Modèle de la machine asynchrone pentaphasée sous C-Matlab Simulink.

IV.1.1 Résultats de simulation de la MASP



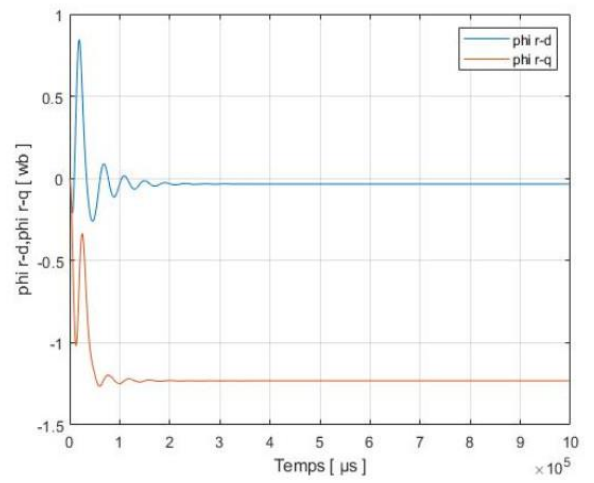
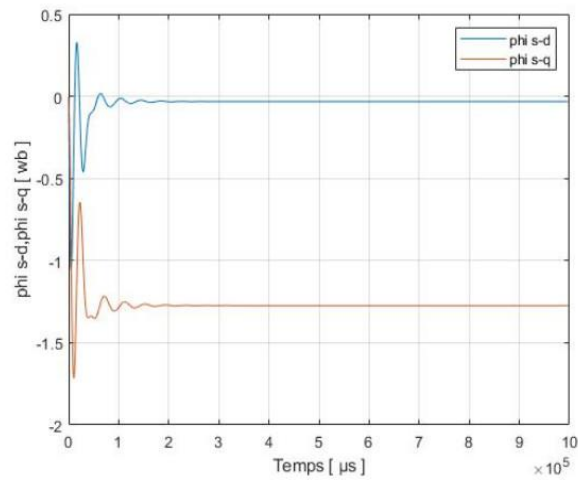
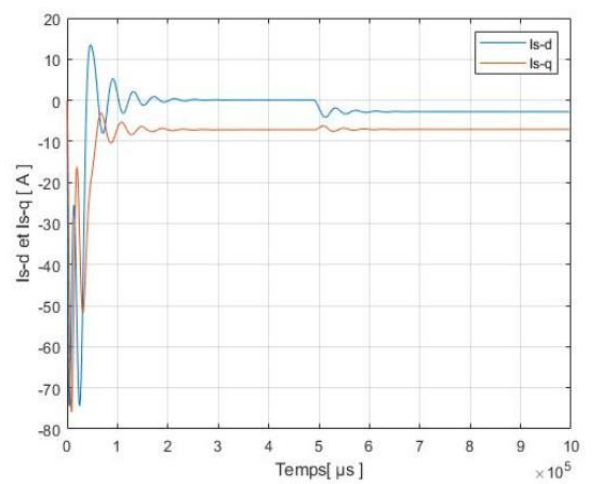
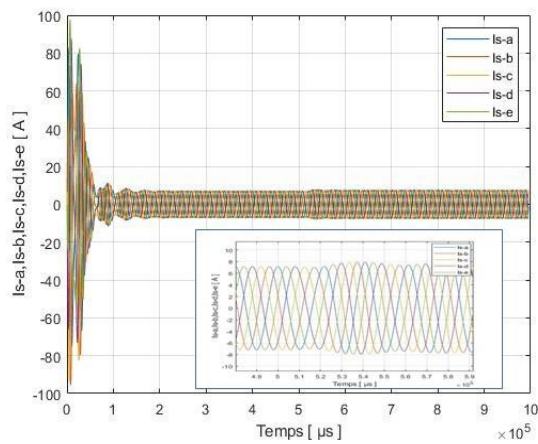
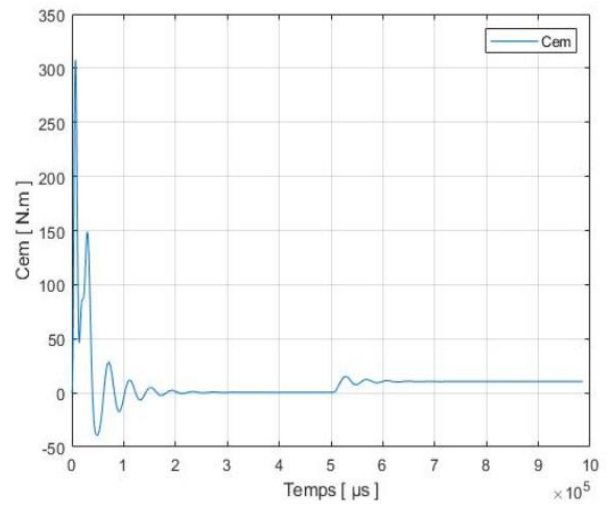
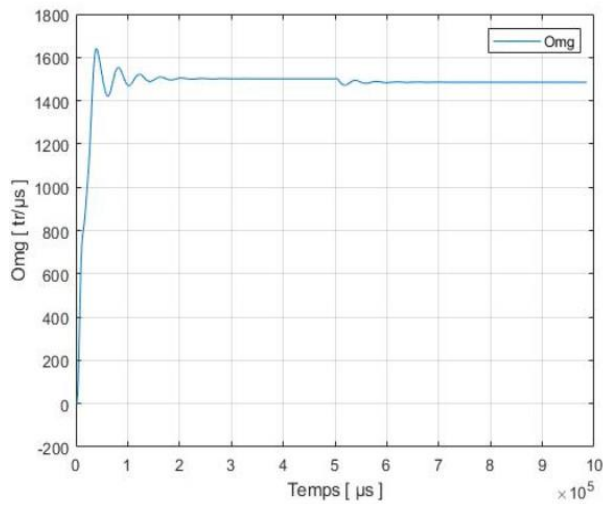


Fig.IV.2 : Comportement dynamique de MASP à vide.



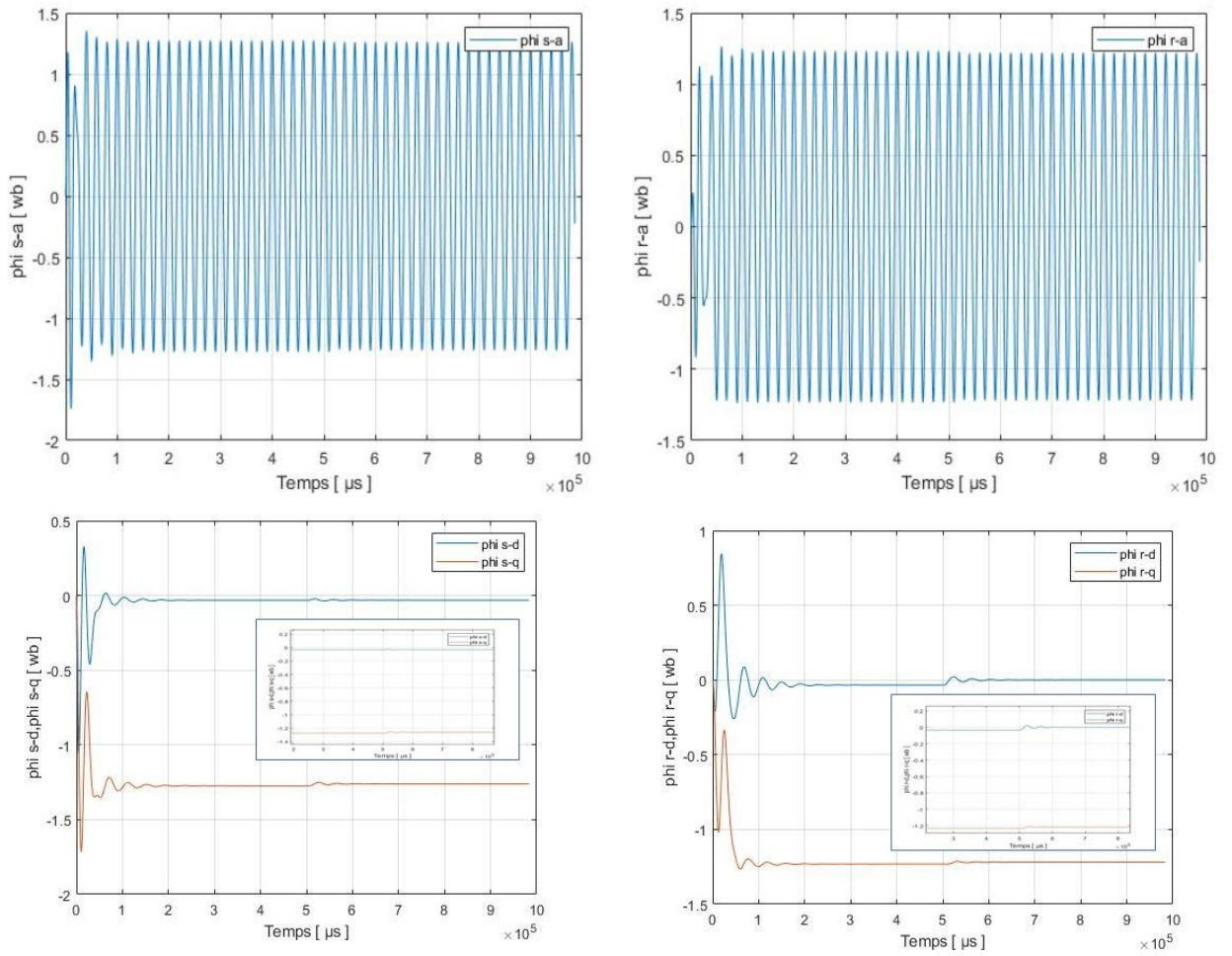


Fig.IV.3 : Démarrage suivi d'une application couple de charge ($C_r=10\text{Nm}$) à l'instant $t=0.5 \text{ s}$.

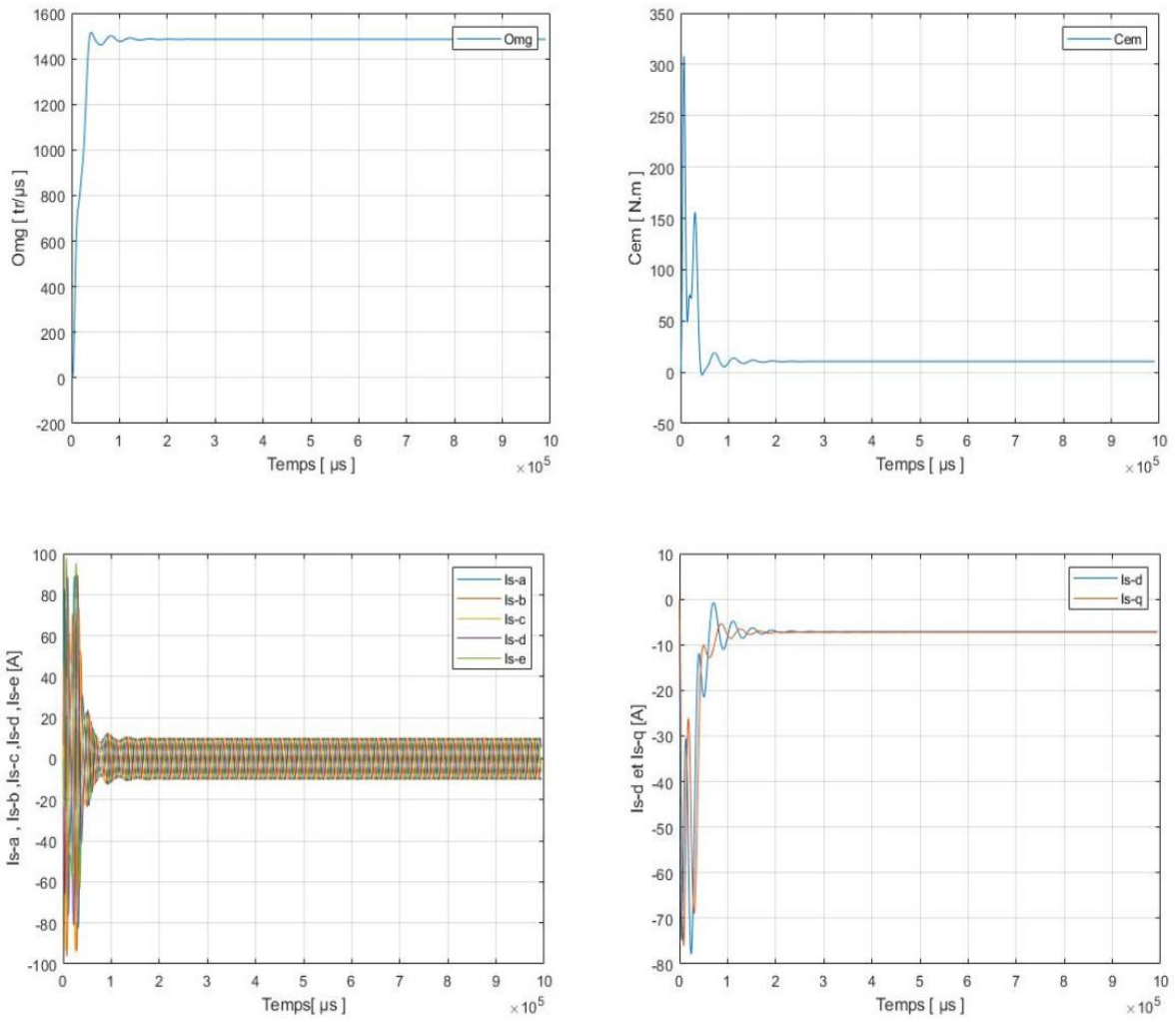


Fig.IV.4 : Démarrage suivi d'une application couple de charge ($C_r=10\text{Nm}$).

IV.1.2 Interprétations

Le moteur pentaphasé étudié a été alimenté directement par un réseau pentaphasé équilibré. Les paramètres de ce moteur sont donnés dans l'annexe A.

Les résultats de la simulation (Fig. IV.2) montrent que lors du démarrage à vide, la réponse en vitesse de Ω_{mg} est du système du second ordre, son régime transitoire a duré 0.2502 s, qui correspond au démarrage de la machine, puis se stabilise à 314.6 tr/s.

Le couple électromagnétique au régime transitoire représente un couple pulsatoire apériodique, avec un couple de démarrage qui atteint une valeur importante ($C_{em} = 307.9$ N.m). Puis il atteint son régime permanent après 0.2537 s.

Au régime transitoire un pic de courant s'établit dans le moteur, ce sont les courants de démarrage pour vaincre l'inertie du rotor, ces courants représentent l'un des grands problèmes de la machine asynchrone pentaphasée, La force contre-électromotrice qui s'oppose à la tension appliquée est nulle au démarrage, il apparaît un courant intense, ce courant est de l'ordre de 8 fois le courant nominal, ce qui crée à la fois une contrainte au moteur lui-même et une gêne pour le réseau [29].

Beaucoup de solutions sont apportées pour réduire le courant de démarrage, comme par exemple, « le démarrage étoile-triangle, démarrage par rhéostat » et le démarrage par variateur de fréquence à l'aide des méthodes d'électronique de puissance.

Également les courants rotoriques ont la même allure que les courants statoriques, mais avec une faible fréquence puisque le moteur tourne à vide.

Durant le régime permanent, nous avons appliqué à l'instant $t = 0.5$ seconde une charge nominale de 10 N.m (Fig. IV.3). Nous avons remarqué qu'une diminution permanente de la vitesse apparaît, le couple oscille autour d'une valeur de 20 N.m. Cette période représente le régime transitoire. À partir de l'instant $t=0.5$ s le couple chute brusquement jusqu'à atteindre une valeur très faible. Après l'application d'un couple résistant le couple augmente, pour compenser le couple de charge appliqué.

En ce qui concerne (Fig. IV.4), nous avons appliqué un couple résistif " C_r ", il est évalué 10 N.m depuis le début de la simulation, on remarque plus le C_r est élevé, plus le système amortit, et vice versa. Autrement dit, chaque fois que C_r est décroissant, le système bien amorti.

Extraire toutes les propriétés de vitesse Ω_{mg} (Fig. IV.2).

- Pseudo-période $T_p = 0.04088$ S
- Temps de pic $T_{pic} = 0.03917$ S
- Temps montée $T_m = 0.03314$ S
- Temps de réponse $T_r = 0.059933$ S

Toutes les propriétés de la (Fig. IV.4),

- Pseudo-période $T_p = 0.03928$ S
- Temps de pic $T_{pic} = 0.05991$ S
- Temps montée $T_m = 0.05415$ S
- Temps de réponse $T_r = 0.08012$ S

IV.2 Simulation de la MASP alimenté par Onduleur

Pour assurer l'alimentation d'une machine asynchrone pentaphasée à vitesse variable on doit utiliser un onduleur de tension à cinq phases.

La figure suivante présente le schéma bloc de la MASP alimenté par un onduleur de tension commandé par la technique Hystérésis utilisant le logiciel C- Matlab/Simulink.

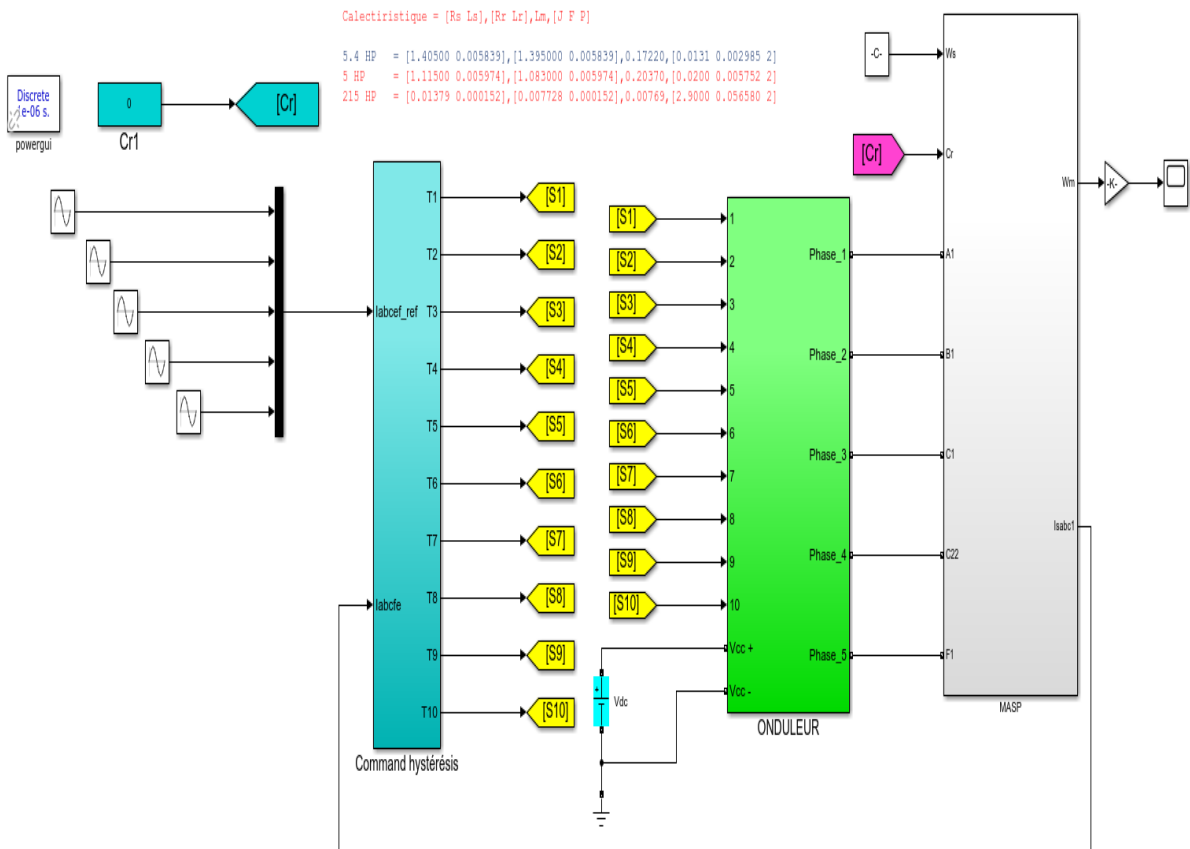
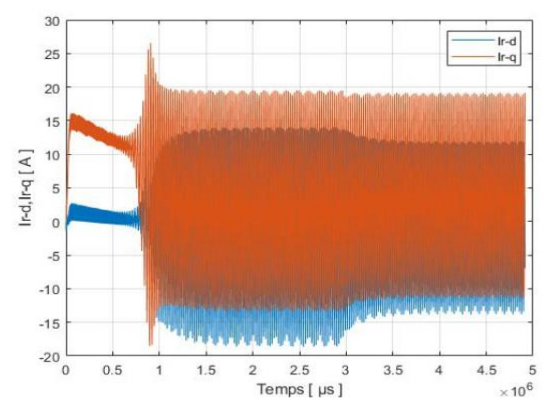
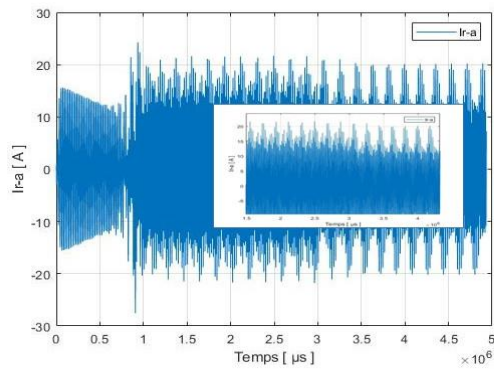
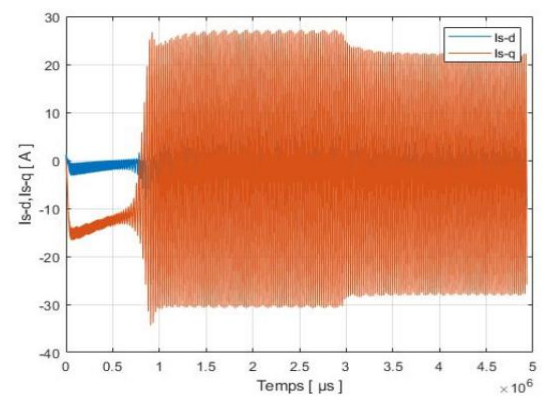
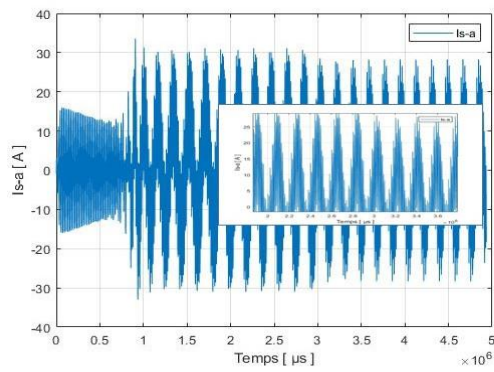
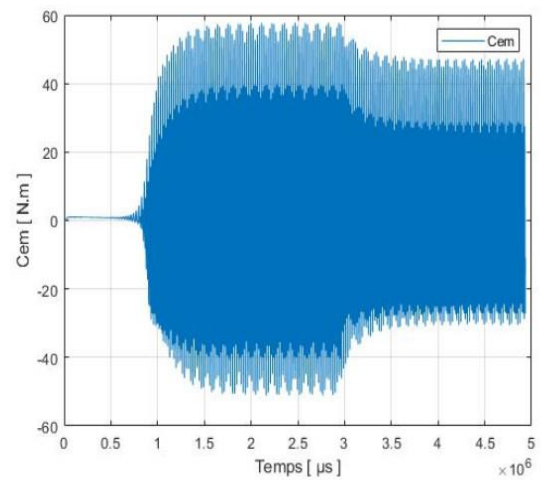
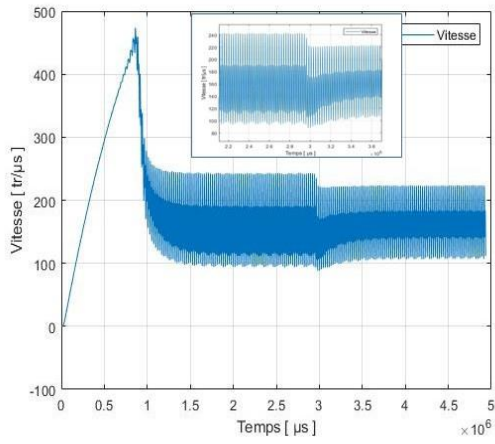


Fig.IV.5 : Schéma de simulation de la MASP alimenté par onduleur de tension.

IV.2.1 Résultats de simulation de la MASP alimenté par Onduleur



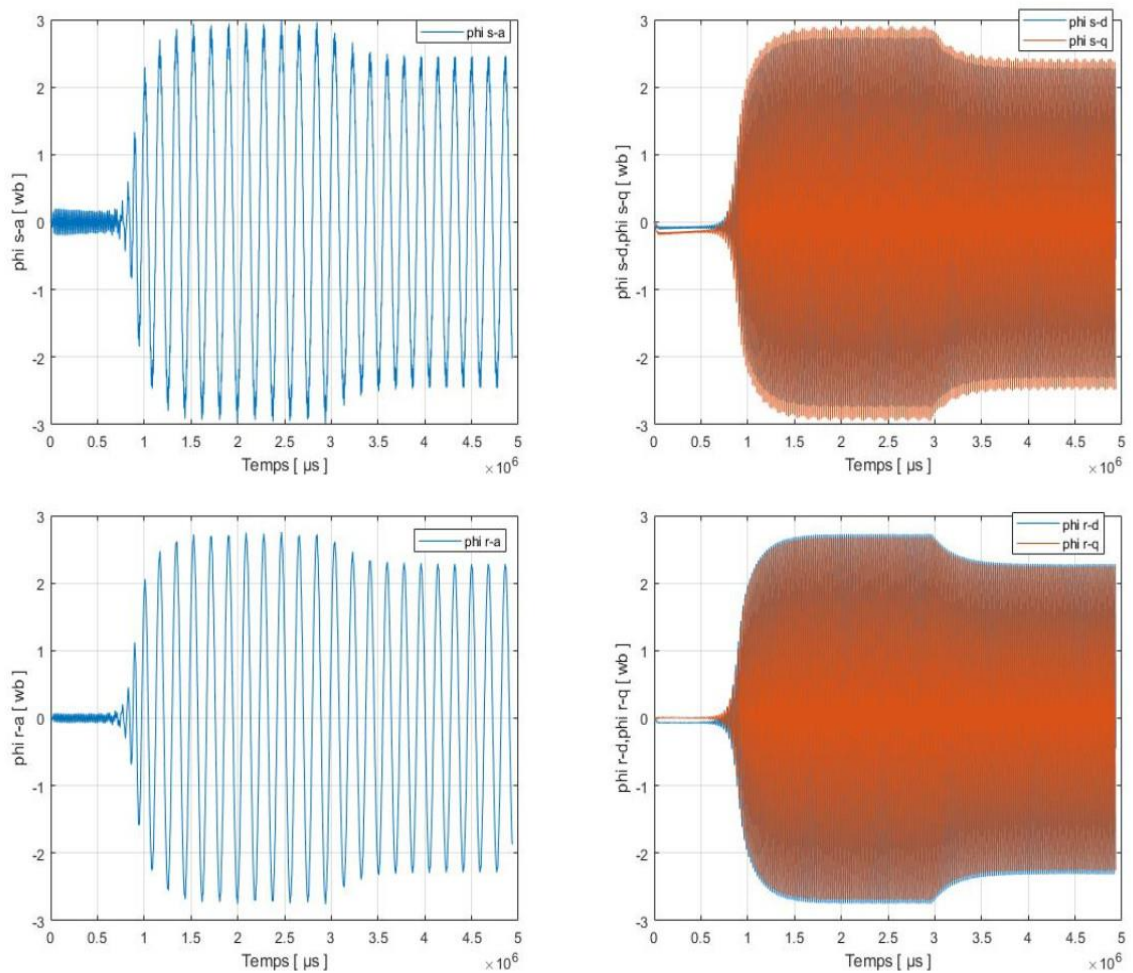


Fig.IV.6 : Résultats de simulation de la MASP avec application du couple de charge [3s: 10Nm]

IV.2.2 Interprétations

Par l'application d'un échelon du couple résistant C_r de (10 N.m) à l'arbre de la machine après une durée de (3s), on constate que :

Le couple électromagnétique compense instantanément cette sollicitation du couple résistant, Une chute de la vitesse traduite par un glissement supplémentaire de la machine et Nous remarquons également un changement dans I_{s-d} , I_{s-q} , I_{r-a} , I_{s-a} , ϕ_{ir-d} , ϕ_{ir-q} , ϕ_{is-d} , ϕ_{is-q} et cela est dû aux harmoniques générés par l'onduleur.

IV.3 Simulation de différente technique de commande

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes développées sur le MASP.

Nous étudierons deux types de contrôle qu'ils sont :

- Commande floue.
- Commande à gain adaptative.

Et voyez son impact sur MASP.

IV.4 Commande par logique floue de la MASP

Dans cette section nous présentons un type de régulateur flou de type Mamdani pour le réglage de la vitesse d'une MASP.

En 1974, E.H. Mamdani est le premier qui a appliqué la technique de réglage par la logique floue utilisant le premier contrôleur flou, celle-ci est construite d'un organe de décision utilisant des règles subjectives et imprécises données par des experts qui connaissent bien le système.

La majorité des régulateurs utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes MIMO mono-entrée/mono-sortie, ce schéma est représenté par la figure (IV.7) suivante :

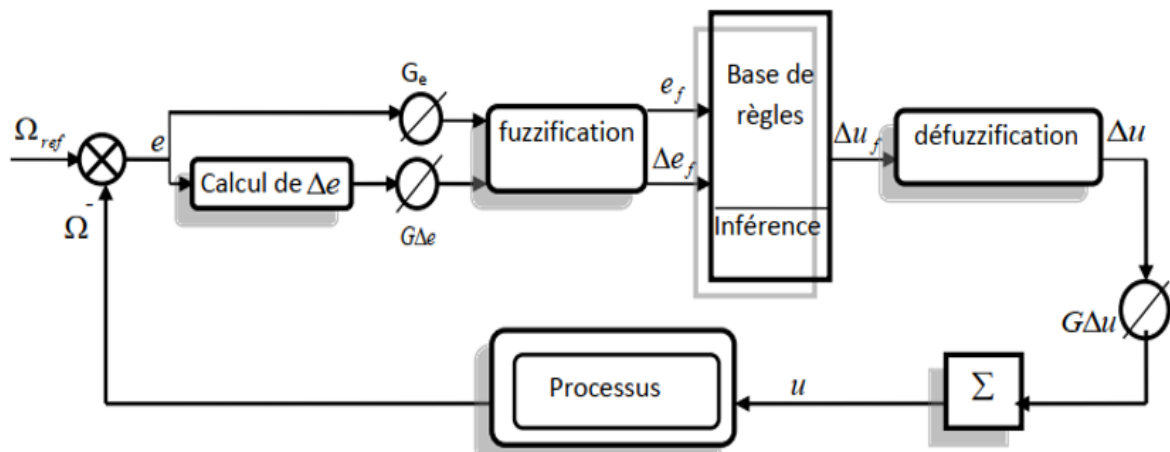


Fig.IV.7 : Schéma bloc de régulation par régulateur flou.

IV.4.1 Régulateur de la vitesse

Pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone pentaphasée, on utilise une structure à deux régulateurs de même type (régulateur de type Mamdani), ces régulateurs sont le régulateur flou de vitesse et le régulateur flou de flux.

Les sorties des deux régulateurs sont les courants statoriques de référence suivant l'axe q et d (I_{qref} , I_{dsref}), et après la transformation inverse de Park on aboutit aux courants réels statoriques qui donnent la vitesse réelle du moteur.

La structure globale de cette commande est représentée par la figure (IV.8).

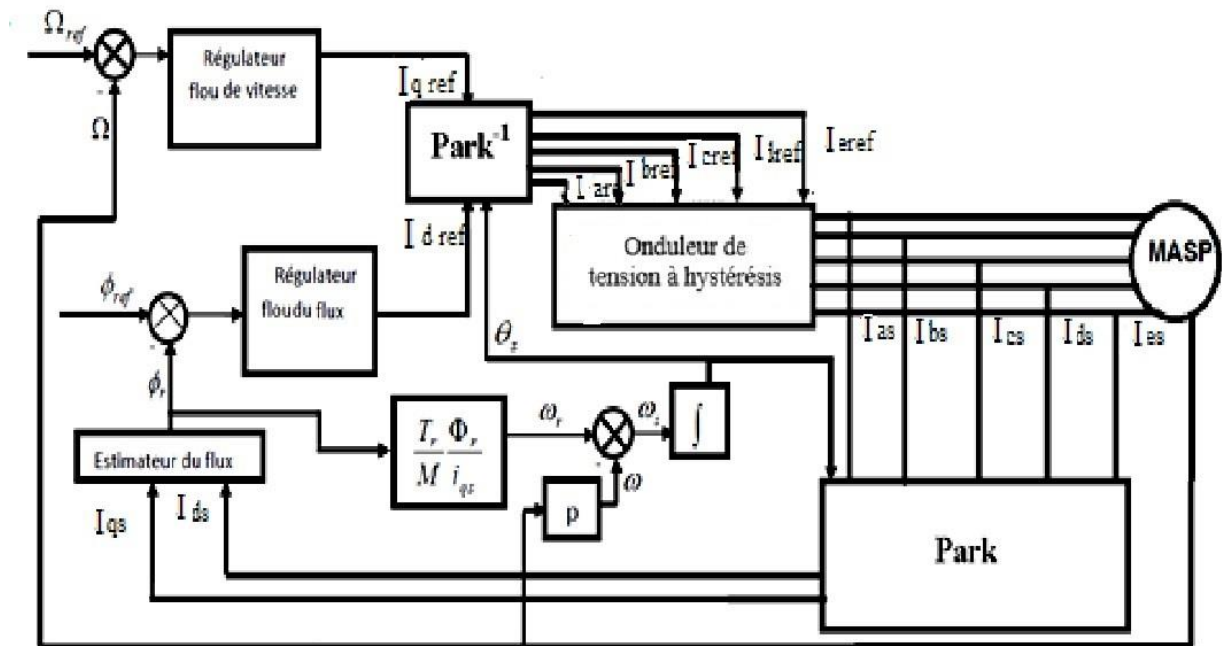


Fig.IV.8 : Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MASP.

IV.4.2 Simulation de la machine asynchrone pentaphasée avec CF sous C-Matlab/Simulink

Afin de valider la méthode de commande floue avec trois fonctions d'appartenance pour chaque variable d'entrées et de sortie appliquée à une machine asynchrone pentaphasée, Nous montrons une perturbation de couple de 0 N.m la figure (IV.10) et 10 N.m dans la figure (IV.11), Présentons les résultats sans charge puis avec charge et lors de l'inversion du sens de rotation (IV.12).

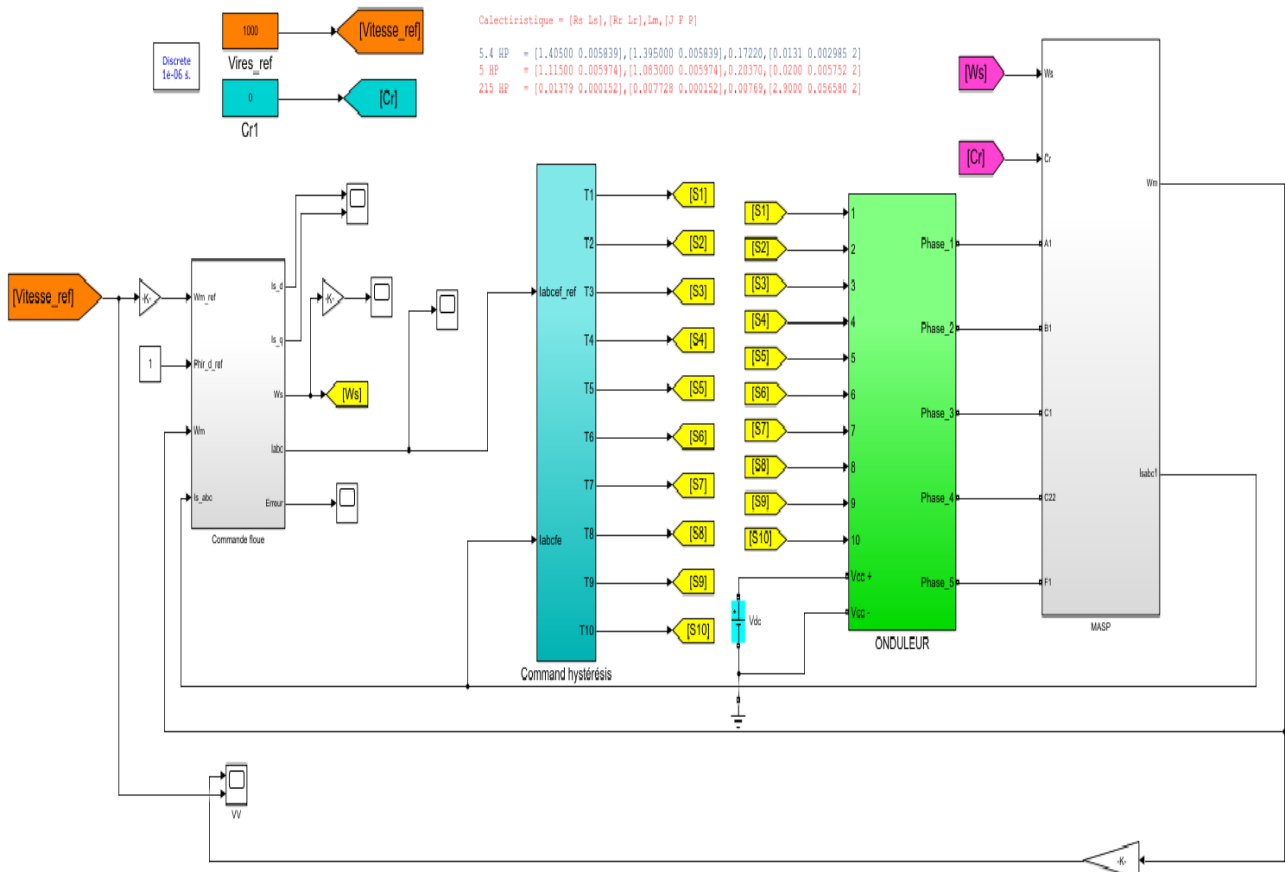


Fig.IV.9 : Régulation de vitesse d'une MASP par commande floue.

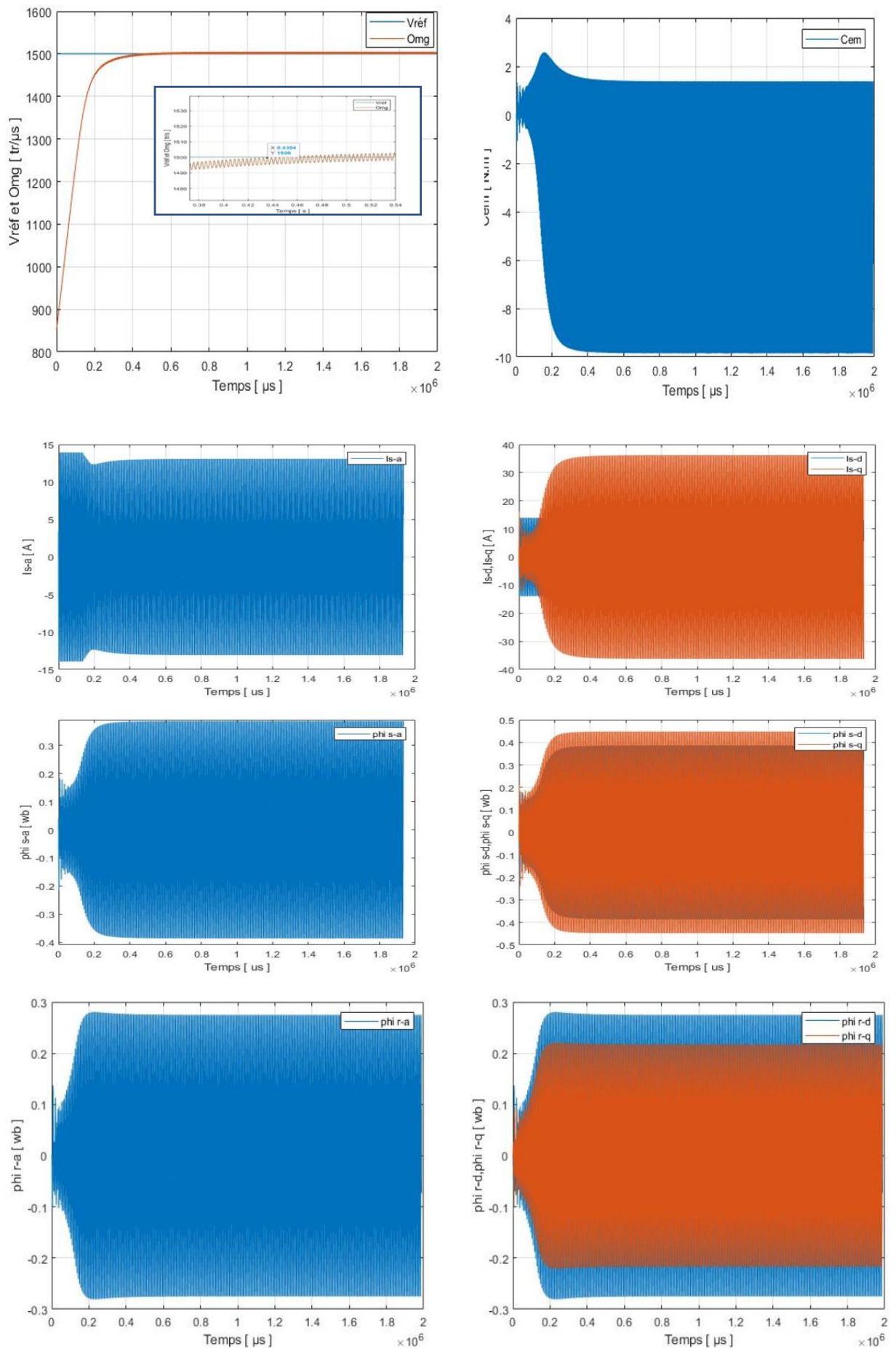


Fig.IV.10 : Régulation de vitesse d'une MASP par commande floue dans vide

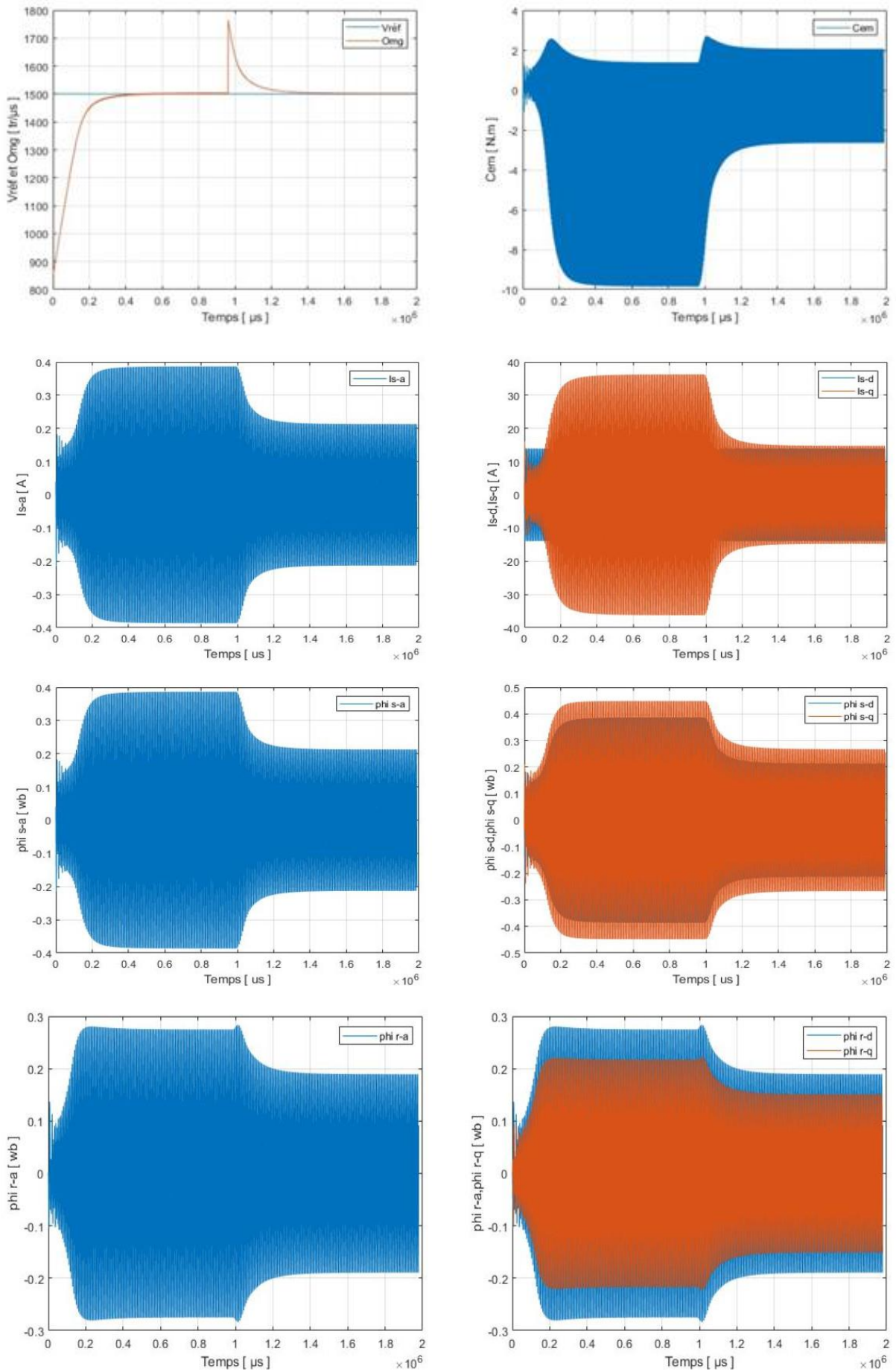


Fig.IV.11 : Régulation de vitesse d'une MASP par commande floue avec une application de couple $C_r=10$. Pour le moment $t=1\text{s}$.

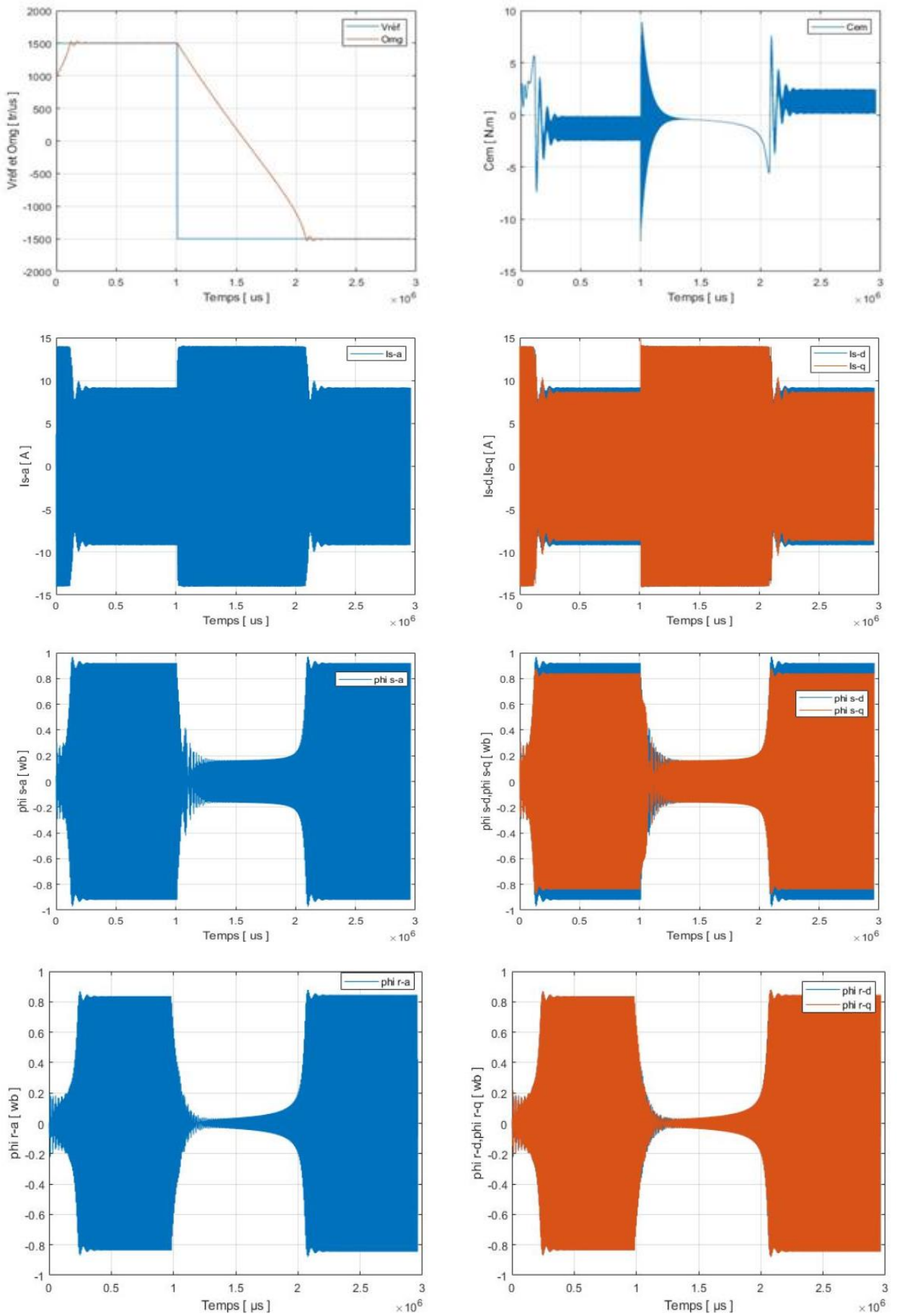


Fig.IV.12 : Comportement dynamique de la MASP lors d'une inversion du sens de la marche.

IV.4.3 Interprétations de résultats

Afin de valider la méthode de commande floue avec trois fonctions d'appartenance pour chaque variables d'entrées et de sortie appliquée à une machine asynchrone triphasée soumis à une perturbation de couple de 10N.m puis une inversion du sens de marche de -1500tr/min à 1500tr/min. les figures (IV.10) et (IV.12) illustrent les courbes de vitesse, le couple et les flux Statorique et rotorique ainsi que les courants statoriques suivant les deux axes (d q), pour une durée de Perturbation de 1s.

A partir de la figure (IV.11), nous en déduisons que le couple affecte le temps de réponse et les différentes vitesses et L'application du couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal.

Pour la figure (IV.12), nous simulons le comportement dynamique de la machine asynchrone pentaphasée lors d'un démarrage pour une consigne de 1500 tr/min avec variation de charge et puis lors d'une inversion du sens de marche de 1500 tr/min à -1500 tr/min avec le régulateur flou de type Mamdani à trois ensembles flous de formes triangulaires appliqués aux variables d'entrées et des singletons pour la variable de sortie. L'analyse des résultats montre que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes et un rejet total de la perturbation. D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement et l'application d'un couple résistant n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée.

IV.5 REGULATEUR FLOU A GAIN ADAPTATIF

Dans la plupart des études effectuées sur la régulation floue, le gain associé à la sortie de la commande est constant et le plus faible possible dans le but d'éviter le problème d'instabilité. Cela augmente, en général, considérablement le temps de réponse du système.

Pour résoudre ce problème, on considère le gain de sortie comme étant une variable floue. Une table de décision pour le gain est nécessaire pour augmenter les performances dynamiques du système.

IV.5.1 Description du régulateur flou à gain de commande adaptatif

Le schéma de la commande floue à gain adaptatif est représenté par la figure (IV.13).

En prenant comme variables d'entrée l'erreur et sa variation :

$$\begin{cases} e(k) = y_{ref}(k) - y(k) \\ \Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \end{cases} \quad (IV.1)$$

L'erreur et sa variation sont normalisées dans un univers de discours.

Avec :

$$\begin{cases} e_i(k) = G_e \cdot e(k) \\ \Delta e_i(k) = G_{\Delta e} \cdot \Delta e(k) \end{cases} \quad (IV.2)$$

Où $G_e, G_{\Delta e}$, représente des gains constants, ils jouent un rôle extrêmement important, en effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. La variable de sortie est normalisée dans le même univers de discours.

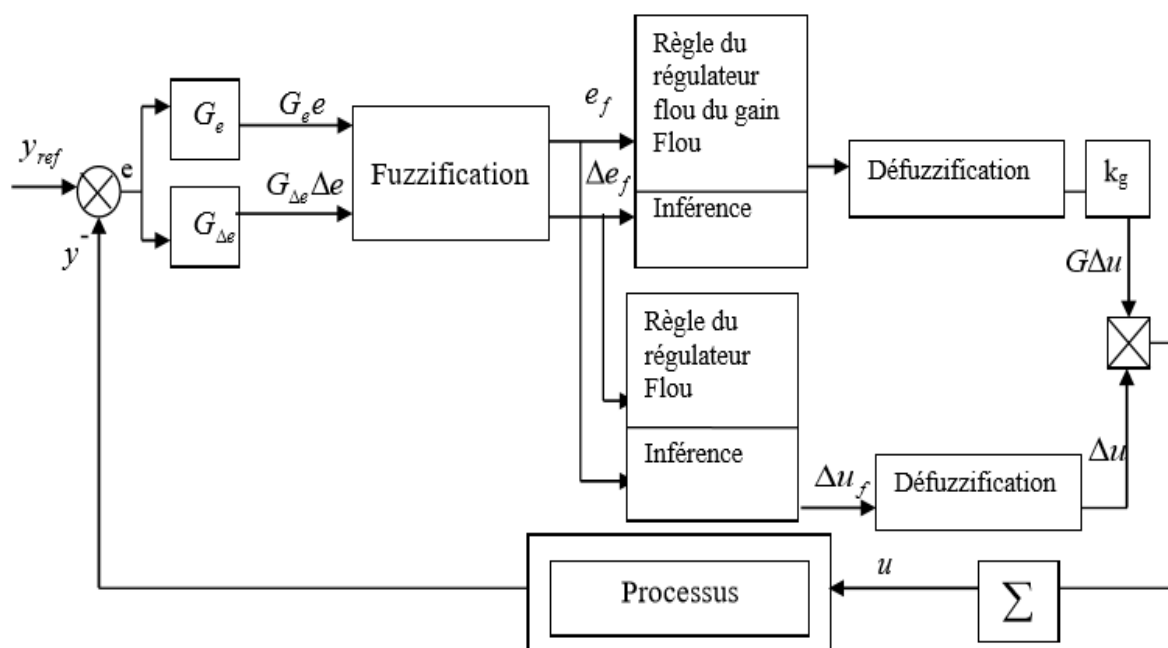


Fig.IV.13 : Schéma d'un régulateur flou avec gain adaptatif flou.

IV.5.2 Développement de la table de décision

A partir de la table de décision de la commande, la variation de la commande entre les instants t_k et t_{k+1} est donnée par :

$$U_{k+1} = U_k + G_{\Delta U_{k+1}} * \Delta U_{k+1} \quad (IV.2)$$

L'intérêt d'avoir un gain variable est :

- D'assurer une bonne stabilité du système.
- D'adapter l'algorithme flou à chaque situation du système.

Pour se faire, il faut considérer le gain comme étant une variable floue dont il faut définir les différents ensembles flous. Ceci nous amène à définir une table de décision pour le gain basé sur l'erreur et la variation de l'erreur.

Sachant que le développement des règles de décision se fait sur la base de l'expérience. Nous constatons d'après les résultats obtenus précédemment que la table de décision sur la commande donne de bons résultats du point de vue raisonnement flou. Pour l'améliorer, nous donnons un gain proportionnel au module de la décision de la commande.

C'est pourquoi, on fait correspondre pour chaque ensemble flou de la commande, l'ensemble flou du gain, de même genre mais toujours strictement positive.

ΔU	$G\Delta U$
PTP-ZE-NTP	PTP
PP-NP	PP
PM-NM	PM
PG-NG	PG
PTG-NTG	PTG

Tableau (IV.1) : Table de relation entre la variation de la commande et son gain.

Nous avons choisi les ensembles flous du gain adaptatif dont la fonction d'appartenance correspondante est représentée comme suit :

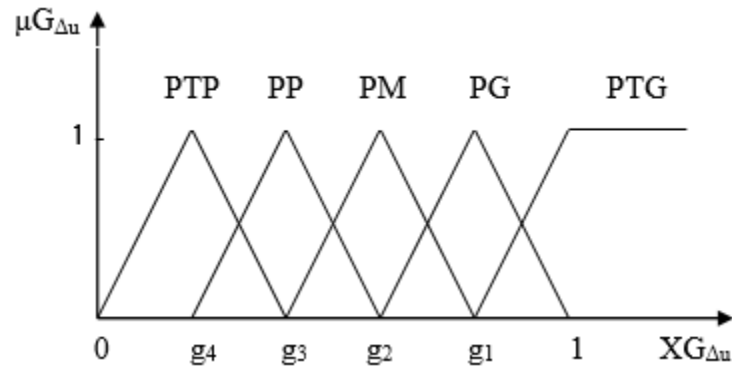


Fig.IV.14 : Fonction d'appartenance du gain de la commande.

La matrice de décision sur le gain de la commande est représentée comme suit :

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	PTG	PTG	PG	PM	PP	PTP	PTP
NM	PTG	PG	PM	PP	PTP	PTP	PTP
NP	PG	PM	PP	PTP	PTP	PTP	PP
ZE	PM	PP	PTP	PTP	PTP	PP	PM
PP	PP	PTP	PTP	PTP	PP	PM	PG
PM	PTP	PTP	PTP	PP	PM	PG	PTG
PG	PTP	PTP	PP	PM	PG	TG	PTG

Tableau (IV.2) : Matrice de décision sur le gain de la commande.

IV.6 Simulation de la machine asynchrone pentaphasée avec CGA sous C-Matlab/Simulink

Simulations utilisées dans cette partie permettent de mettre en évidence les performances que l'on peut espérer obtenir pour le réglage de vitesse d'un moteur asynchrone commandé au moyen d'un régulateur flou à gain adaptatif afin d'assurer la stabilité et l'adapter à chaque situation du système, Afin de valider la méthode de commande floue à gain adaptatif, Exposons les résultats à vide puis en charge et lors d'une inversion de sens de rotation.

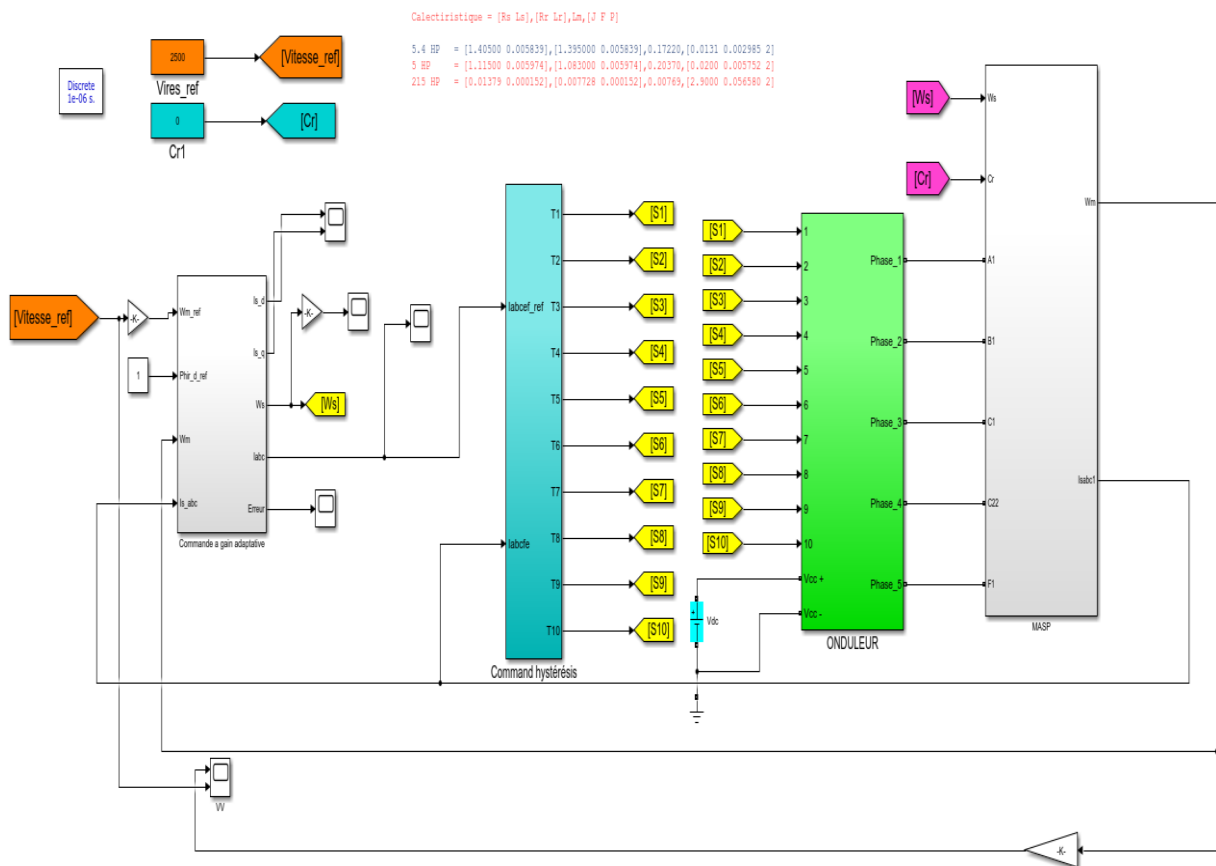


Fig.IV.15 : Régulation de vitesse d'une MASP par CGA.

IV.6.1 Résultats de simulation

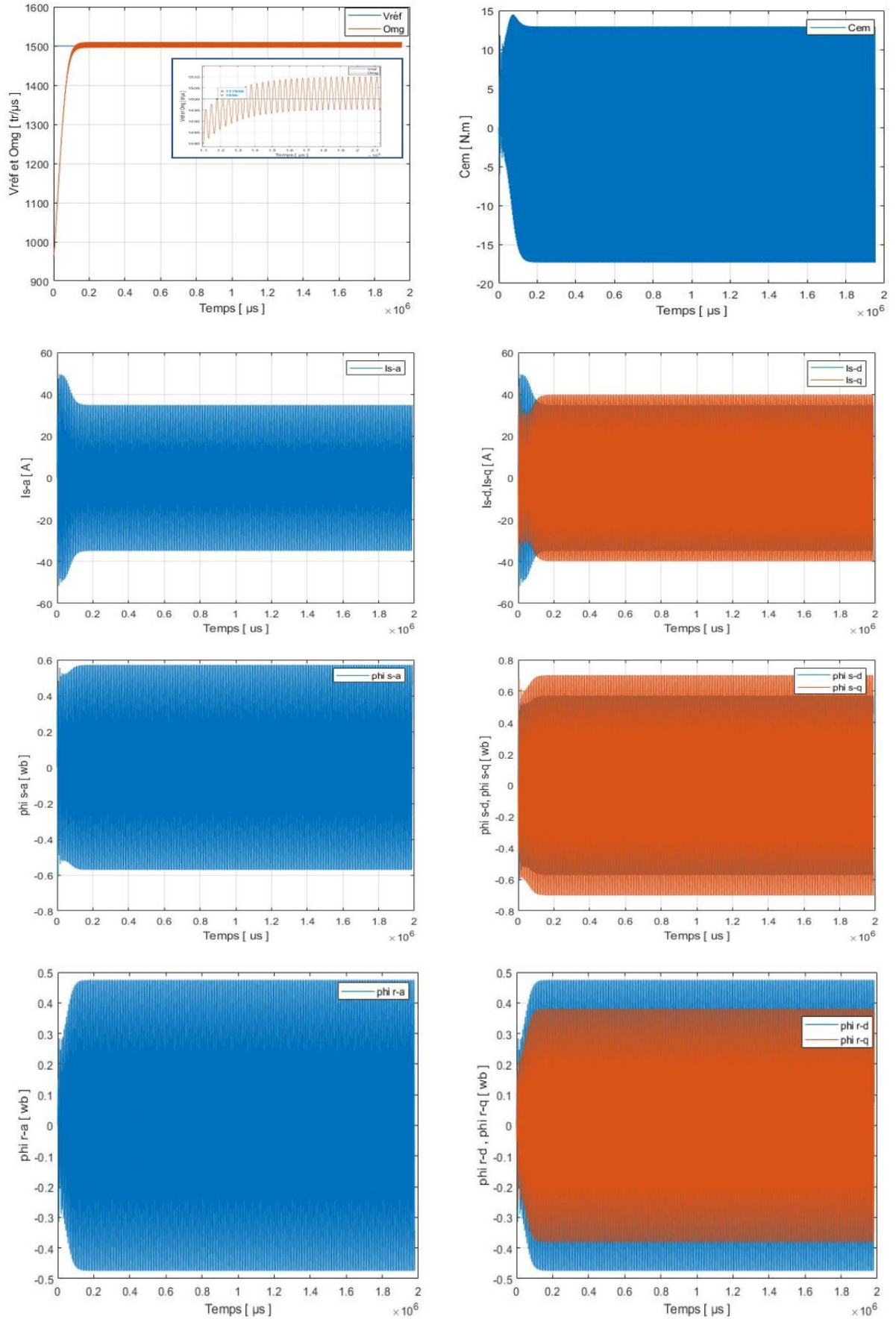


Fig.IV.16 : Réglage de la vitesse avec des régulateurs flous adaptatifs à vide.

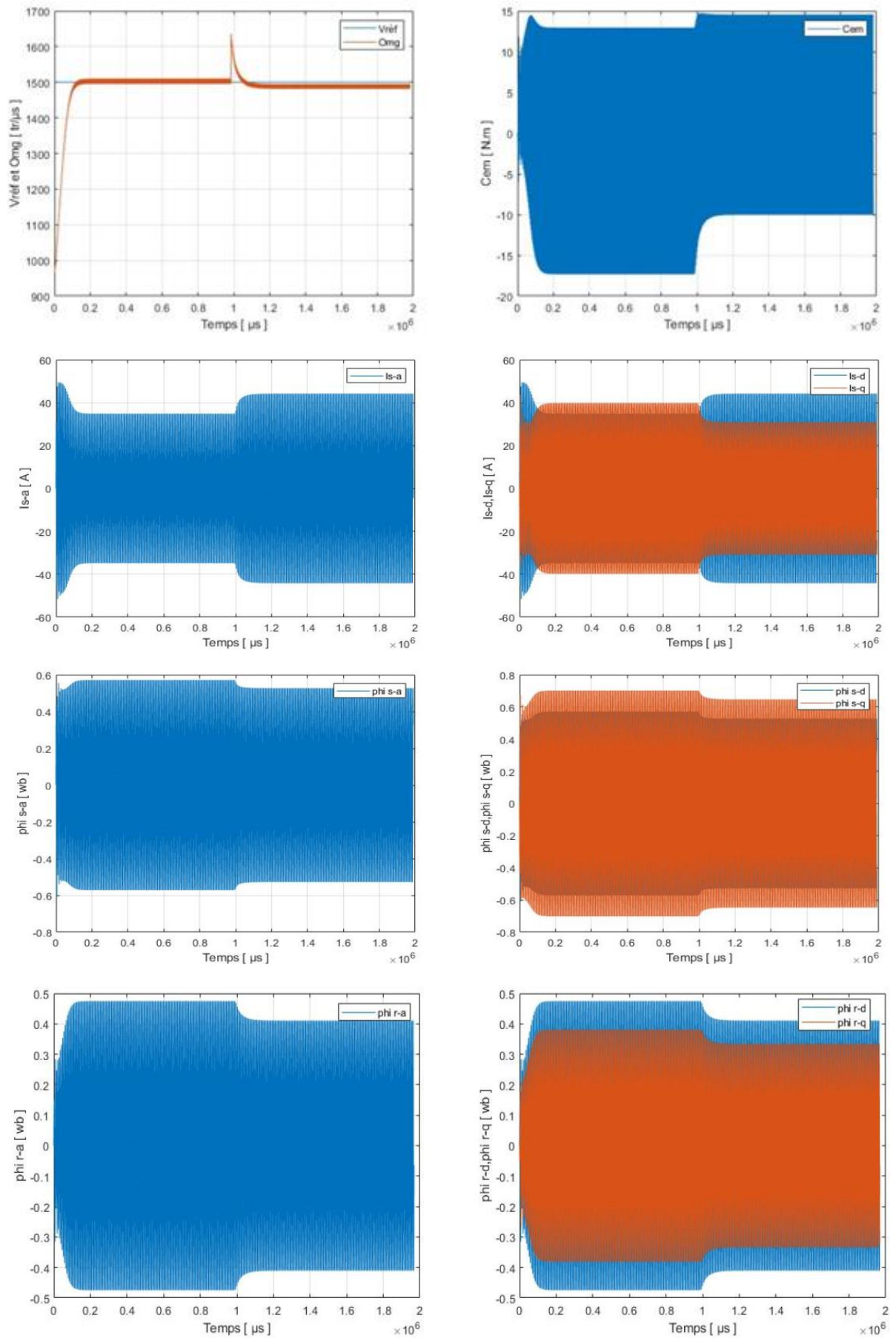


Fig.IV.17 : Régulation de vitesse d'une MASP par CGA avec une application de couple $C_r=10$. Pour le moment $t=1$ s.

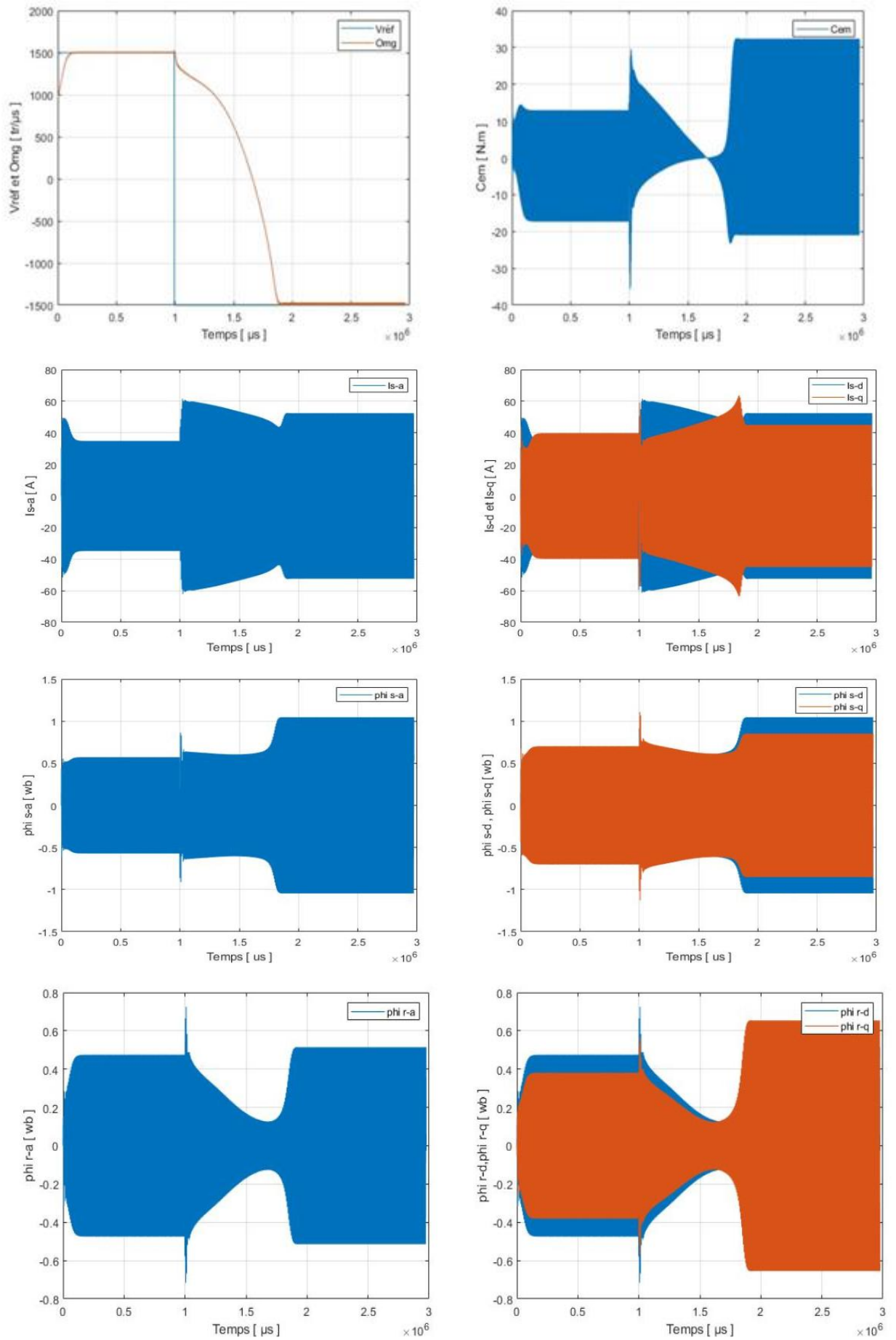


Fig.IV.18 : Comportement dynamique de la MASP lors d'une inversion du sens de la marche.

IV.6.2 *Interprétations de résultats*

Les simulations utilisées dans cette partie permettent de mettre en évidence les performances que l'on peut espérer obtenir pour le réglage de vitesse d'un moteur asynchrone commandé au moyen d'un régulateur flou à gain adaptatif afin d'assurer la stabilité et l'adapter à chaque situation du système.

Sur les figures (IV.16) et (IV.18), nous donnons les résultats de simulation concernant le réglage de vitesse lors d'une application d'un couple de charge de 10 Nm. Ainsi lors d'une inversion du sens de marche, les performances du réglage sont satisfaisantes, la vitesse suit parfaitement sa référence, un rejet très rapide de la perturbation et l'inversion du sens de rotation s'effectue au bout 0.1178s sans dépassement.

Sur la figure (IV.17), un couple de 10N.m est appliqué .au moment $t=1s$, la vitesse suit parfaitement sa référence, un rejet très rapide de la perturbation, on note également une diminution de la valeur de la $V_{méc}$ et V_r .si on applique un couple résistif C_r .

Il est à signaler que le flux rotorique suivant l'axe (d) diminue légèrement de sa valeur de référence puis revient pendant que le régime permanent est établi, de même pour le courant statorique qui présent une pointe importante lors du changement du sens de marche, mais ce dernier s'installe à zéro dans le régime permanent.

IV.7 *Étude comparative de commande*

On va également discuter l'influence de l'application de charge sur la machine pentaphasée pour faire une étude comparative entre la commande floue et commande floue à gain adaptatif, sur les réponses dynamiques de vitesse figure (IV.19).

Le tableau ci-dessous montre la différence entre deux commandes.

Commande floue	Commande à gain adaptative
Temps de réponse « $t_r=0.4354 S$ »	Temps de réponse « $t_r=0.1178 S$ »
Rapid	Plus Rapid
Stable	Bonne stabilité
La simplicité dans la représentation des règles floues.	La simplicité dans la représentation des règles à gain adaptative.
La flexibilité dans l'implémentation.	La flexibilité dans l'implémentation.
	D'adapter l'algorithme flou à chaque situation du système
gain fixe	gain variable.
Un grand nombre de règles ambiguës.	Un petit nombre de règles obscures.

Tableau (IV.3) : une étude la différence entre les deux commandes.

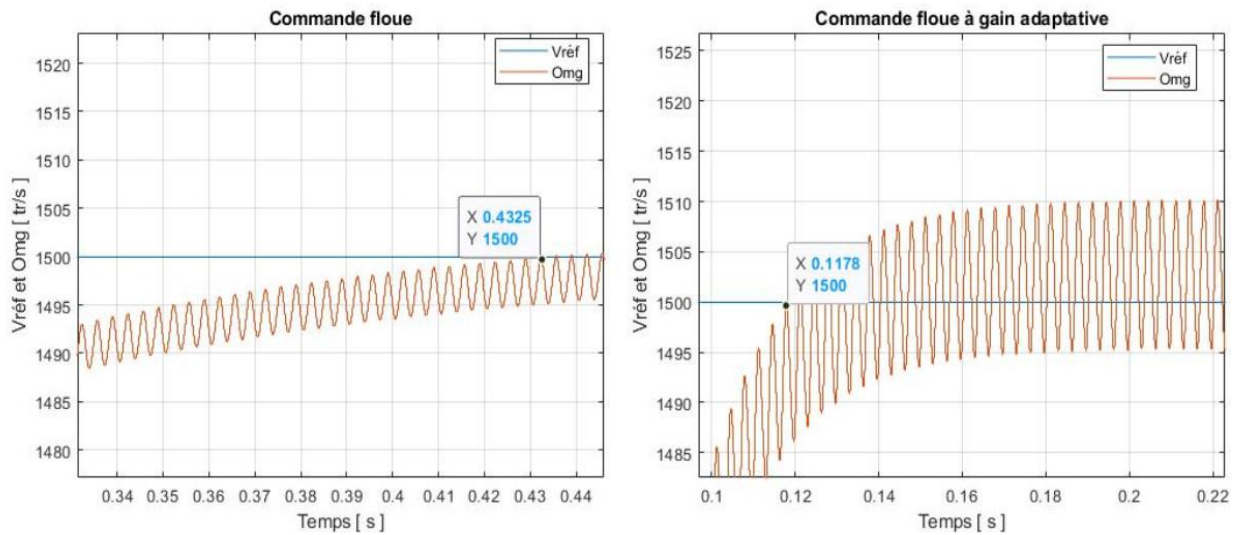


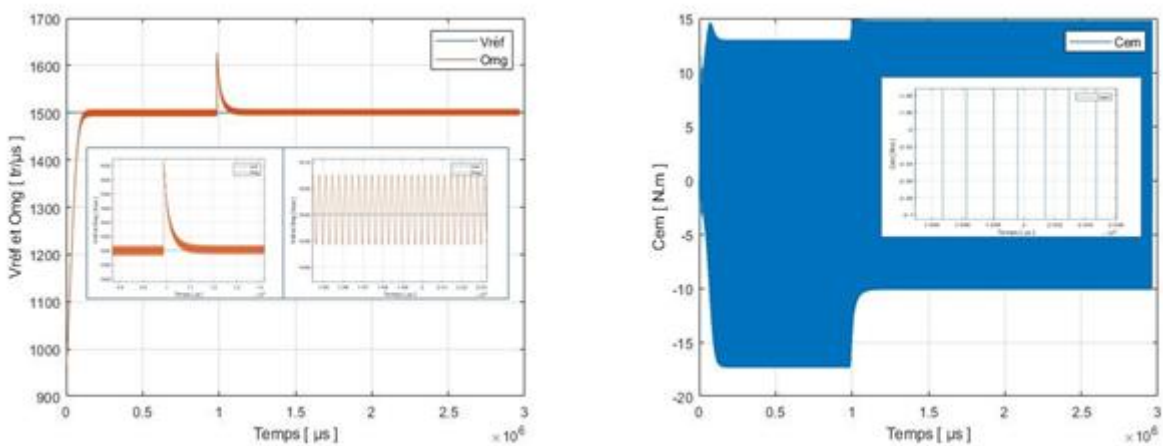
Fig.IV.19 : la différence entre le temps de réponse entre la commande floue et commande à gain adaptative. Lors de l'application d'un couple de charge ($C_r = 0 \text{ N.m}$).

IV.8 Test de robustesse

Pour démontrer la capacité d'adaptation de la commande floue vis-à-vis les variations paramétriques, nous avons appliqué à l'instant $t = 1$ seconde une charge nominale de 10 N.m suivi d'une variation paramétrique sur la résistance rotorique 20% de sa valeur maximale R_r (1.25Ω) à l'instant $t=2\text{s}$.

Les résultats obtenus sur la figure (IV.20) montrent une forte robustesse en présence de la variation paramétrique, la dynamique de poursuite de la consigne n'est pas affectée par la variation introduite sur le système, ce qui prouve l'efficacité de l'algorithme de commande utilisé, Pour la continuation du présent travail dans le futur.

IV.8.1 Résultats de simulation



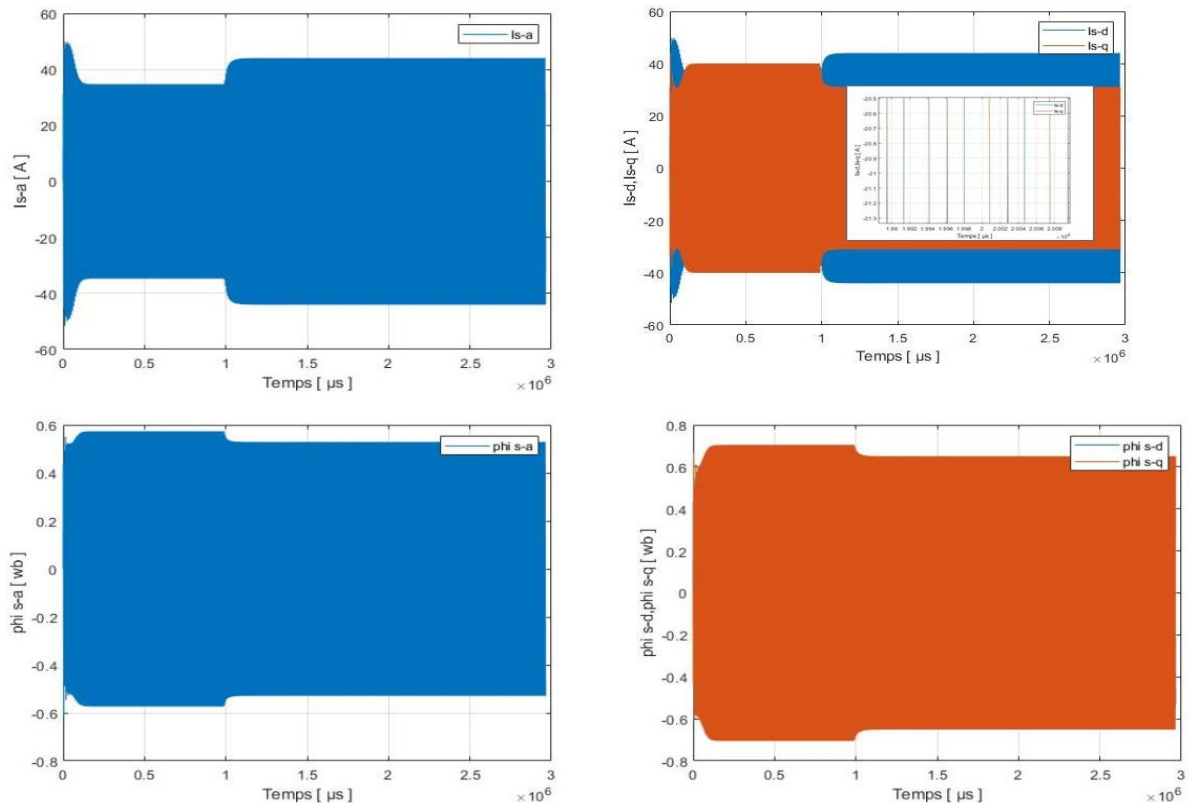


Fig.IV.20 : Comportement dynamique de la MASP lors d'un démarrage avec variations paramétriques

IV.9 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, on expose les résultats de simulation utilisant le logiciel C-Matlab/Simulink pour le réglage de la vitesse de la MASP appliquant les régulateurs floue et les régulateurs à gain adaptatif. Le but d'obtenir de bonnes performances.

Le choix de la commande par logique floue présente plusieurs avantages : raisonnement proche du celui de l'homme c'est-à-dire traite l'imprécis, l'incertain et le vague, sa capacité à commander des systèmes non linéaire, obtention de meilleures performances dynamiques et ses qualités intrinsèques de robustesse.

Dans la commande par logique floue, la description linguistique de l'expertise de l'être humain est présentée sous forme de règles floues afin de commander le système. Dans ce sens, deux types de régulateurs ont été utilisés dans ce chapitre, le premier est un régulateur flou basé sur à gain fixe et le deuxième un régulateur à gain flou.

Nous constatons d'après les résultats obtenus précédemment que la table de décision sur la commande donne de bons résultats du point de vue raisonnement flou. Pour l'améliorer, nous donnons un gain proportionnel au module de la décision de la commande.

C'est pourquoi, on fait correspondre pour chaque ensemble flou de la commande, l'ensemble flou du gain, de même genre mais toujours strictement positive.

D'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que la commande par logique floue pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone par l'utilisation des deux types de régulateurs nous donne de meilleures performances aussi bien en présence de perturbation que lors d'une inversion du sens de rotation.

Conclusion Générale

Dans ce dernier chapitre, on expose les résultats de simulation utilisant le logiciel C-Matlab/Simulink pour le réglage de la vitesse de la MASP appliquant les régulateurs floue et les régulateurs à gain adaptatif. Le but d'obtenir de bonnes performances.

Pour atteindre nos objectifs, Nous avons commencé à aborder en détail l'essentiel des machines polyphasées en présentant leurs caractéristiques générales, on a distingué deux types de machines polyphasées, type1 et type2, puis nous avons modélisé la MASP à travers un modèle mathématique. Cela nous a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de cinq à deux équations et d'exposer les résultats de simulation de la modélisation de la MASP utilisant le logiciel C-Matlab/Simulink.

Le deuxième chapitre a été consacré pour la présentation des performances de l'association MASP-Onduleur, nous avons intéressé par la présentation des différentes stratégies de commande d'un onduleur de tension, ainsi sa modélisation. Puis on applique la Commande en courant par la technique Commande Hystérésis sur notre onduleur.

Les résultats obtenus avec cette technique de commande sont satisfaisants vu la qualité des performances de la MASP.

Dans le troisième chapitre, nous avons vu les éléments de base relatifs à la théorie de la logique floue. Des définitions de base sur les variables floues, les sous-ensembles flous, les différents opérateurs flous. L'utilisation de la logique floue dans la commande a été également présentée en décrivant les différents éléments constitutifs d'un régulateur flou. A travers cette étude, nous constatons que deux types de régulateur sont les plus utilisés celui de Mamdani et de Sugeno. On a vu aussi les avantages et les inconvénients de ce régulateur.

Pour remédier à ces inconvénients, on propose le commande floue à gain adaptative qui a une grande capacité d'apprentissage et de prise de décisions dans les environnements incertains.

Dans le quatrième chapitre, on expose les résultats de simulation trouvés par le logiciel C-Matlab/Simulink de la commande floue appliqué sur une machine asynchrone pentaphasée utilisant deux types de régulateurs puis on fait une étude comparative entre la commande floue et commande floue à gain adaptative, sur les réponses dynamiques de vitesse, d'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que la commande floue à gain adaptative pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone par ,nous donne des performances très satisfaisantes par rapport aux commande floue "trois ensemble ou sept ensemble", soit en présence de perturbation ou lors d'une inversion du sens de rotation.

Les résultats obtenus ont permis de juger que ces techniques présentent une bonne robustesse et les performances de réglage de vitesse ne sont pas affectées par ces variations ce qui prouve l'efficacité de la commande utilisée. Pour la continuation du présent travail dans le futur.

Nous préférons énumérer certains des points de vue pour améliorer les deux types de commande floue, ce qui nous proposons comme suite à cette étude, à savoir :

- L'amélioration de la commande floue vers la commande floue à gain adaptatif pour commander la machine asynchrone polyphasée.
- La commande hybride pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone polyphasée.

Annexe

ANNEXE A

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE :

Puissance nominale	1.08 KW
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	2.83/ 4.91A
Nombre de pole	2
Cos φ	0.8
La vitesse de rotation	1500 tr/ min

Paramètres électriques :

Résistance statorique	4.85 Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance cyclique du stator	0.274 Ω
Inductance cyclique du rotor	0.274 Ω
Inductance mutuelle	0.258 Ω

Paramètres mécaniques :

Moment de d'inertie du rotor	0.031 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.008 SI

Bibliographies

- [1]. M. Bernard, « Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable » Revue 3E. In°3. pp. 3–8, Juin 1995.
- [2]. E. ROBERT-DEHAULT. « Modélisation Dynamique, Commande et Conception de Machines Pentaphasées Alimentées par des Onduleurs MLI », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Nantes. Juin. 2005.
- [3]. É. SEMAIL. « Outils et Méthodologie d'Étude des Systèmes Électriques Polyphasés-Généralisation de la Méthode des Vecteurs d'Espace », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille I. Juin. 2000.
- [4]. F. SCULLER. « Développement d'Outils de Conception de Machines Polyphasées à Aimants Utilisant l'Approche Multi machine », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, École Nationale Supérieure D'Arts et Métiers de Lille (ENSAM). Déc. 2006.
- [5]. S. Alloune « commande des machines polyphasées » mémoire de magister. Université de BEJAIA.2005.
- [6]. J. CHATELAIN, « Machines Électriques », vol.2. Ed. Dunod. 1983.
- [7]. S. GATARIC. «A Polyphase Cartesian Approach to Control of Polyphase AC Machines», IEEE-IAS. oct. 2000.
- [8]. S. Alloune « commande des machines polyphasées » mémoire de magister. Université de BEJAIA.2005.
- [9]. Vizireanu, D., S. Brisset, X. Kestelyn, P. Brochet, Y. Milet et D. Laloy, Investigation on multi-star structures for large power direct-drive wind generator Electric Power Components and Systems, 2007. 35 : p. 135-152.
- [10]. Sculler, F., Développement d'outils de conception de Machines polyphasées _a aimants utilisant l'Approche multi machines in Génie Électrique Déc. 2006, École Nationale Supérieure D'Arts et Métiers de Lille (ENSAM).
- [11]. A. E. Bouafia : " techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : application aux redresseurs à MLI ", Thèse de docteur l'université Ferhat Abbas - Sétif, 2010.
- [12]. E. G. Shahraki : "Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques", Thèse de docteur le l'université de Henri Poincaré, Nancy 1, 2003.
- [13]. A. Tripathi and al, "Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters", IEEE Trans on IE, Vol.39, N°1, pp, 63-73 February 1992.
- [14].: R. Davoodnezhad: "hysteresis current regulation of voltage source inverters with constant switching frequency", the degree of Doctor of Philosophy, School of Electrical and Computer Engineering RMIT University Australia, 2014.

- [15]. IFFOUZAR, K., Etude et Contrôle des Machines Asynchrones Polyphasées en Modes Normal et Dégradé. Application dans un Système Embarqué., 2016, University of Bejaia.
- [16]. Séguier, G., Electronique de puissance. Dunod, 2004. 1(Paris).
- [17]. IFFOUZAR, K., Etude et Contrôle des Machines Asynchrones Polyphasées en Modes Normal et Dégradé. Application dans un Système Embarqué., 2016, University of Bejaia.
- [18]. Belaid, Mr., Commande vectorielle par onduleur de tension MLI d'une machine synchrone, 2013/2014, Université Abderrahmane Mira de Bejaia.
- [19]. Miloudi, A., Etude et conception de régulateurs robuste dans différentes stratégies de commande d'un moteurs asynchrone, thèse., . , 2006, U.S.T: Oran.
- [20]. ANTOINE CORNUEJOLS, « Introduction à la Logique Floue ». Cours d'I.A.
- [21]. DOUDOU SOFIANE, « Contribution à la commande moderne des systèmes non linéaires multi variables non affines », thèse doctorat, spécialité : automatique, université SETIF1, année 2013.
- [22]. F.E. THAU, « Observing the State of Non –Linear Dynamic Systems », international journal of control, American Control Conference, SANFRANCISCO, USA, 1993.
- [23]. GACOGNE, LOUIS, « Eléments de Logique Floue ». Paris : Hermès ,1997.
- [24]. LOFT1 BEN AMOR, « Commande non linéaire d'un moteur à l'inductance variable », thèse doctorat, université de MONTREAL, octobre 1996.
- [25]. P. Borne, J.R., J.Y. Dieulot, L. Dubois, Introduction à la commande Floue Edition Technip, 1998.
- [26]. Mahmoudi, M.O., Sur la Commande de la MAS Alimentée en Tension. Etude de l'Étage d'Alimentation de la MAS : Commande par Mode de Glissement avec Orientation du Champ, 1999, Ecole Nationale Polytechnique : Algérie.
- [27]. H.A. Tolyat, S.P.W., et T.A. lipo, analysis and simulation the five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of an gap ». MMF... IEEE transaction on industry application, April 1998.
- [28]. Pasqualini, G., alimentation par convertisseur statique, régimes transitoires, 1997.
- [29]. M.Khayreddine SAIDI: Commande adaptative floue d'un système non-linéaire (Application: pendule inversé).in Automatique 2015,UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN ELECTRONIQUE.

SPECIALITE : INSTRUMENTATION

Proposé et dirigé par : **Dr. FODIL.MALIKA**

Présenté par : **CHERHABIL. ABDELKARIM**
SACI. YASSINE

Thème

Réduction des ondulations de la vitesse d'un moteur polyphasé : utilisant la commande floue à gain adaptatif.

Résumé

La machine asynchrone triphasée présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse. Néanmoins, le nombre réduit de phases (trois) peut être un handicap dans des domaines particuliers d'applications, notamment dans les systèmes embarqués (bateaux et avions tout électriques.) Ainsi, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine lorsqu'on désire augmenter la puissance.

Dans ce travail, nous exposons la modélisation de la machine asynchrone à cinq phases régulièrement décalées entre elles dans l'espace (machine pentaphasée), ensuite on fait une étude comparative entre deux types de commandes. Telle que la commande floue de type Mamdani de trois ensembles flous et commande à gain adaptative dont le but d'obtenir des performances excellentes.

Mots clés : MASP « machine asynchrone pentaphasée », onduleur de tension, techniques, Hystérésis, logiciel C-MATLAB / Simulink...etc.

N° d'ordre :