

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Amar Telidji - Laghouat



Faculté de Technologie

Mémoire de master

Spécialité : Electromécanique

Présentée et soutenue publiquement Par

BEN ABDALLAH Brahim

&

BEN ABDALLAH Abdel Aziz

THEME

**Conception d'un régulateur de Vitesse Flou optimisé
d'un moteur synchrone à aimants permanents
commandé par FOC**

JURY :

Mr	HADJADJ Meroune	Président	MCB	Université Amar Telidji - Laghouat
Mr	AMEUR Aissa	Encadreur	Professeur	Université Amar Telidji - Laghouat
Mr	BESSEDIK Sidahmed	Examineur	Professeur	Université Amar Telidji - Laghouat

Année 2021

DÉDICACES

Je dédie ce modeste travail :

*A mes chers parents, pour leur soutien
inconditionnel, leurs encouragements, et bien sûr
pour
m'avoir permis de réaliser mes études dans les
meilleures conditions.*

A mes frères .

A toute ma famille.

A tous mes amis.

*A tous les enseignants qui m'ont aidé de
proche ou de loin pour être un jour un Master.
A ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée
de mes études.*

Ben abdallah brahim

DÉDICACES

*Je dédie ce modeste travail :
A mes chers parents, pour leur soutien
inconditionnel, leurs encouragements, et bien sûr
pour
m'avoir permis de réaliser mes études dans les
meilleures conditions.*

*A mes frères .
A toute ma famille.
A tous mes amis.*

*A tous les enseignants qui m'ont aidé de
proche ou de loin pour être un jour un Master.
A ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée
de mes études.*

Ben abdallah abdel aziz

Remerciements

REMERCIEMENTS

Avant toute chose, on remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'études.

*Nous sommes très reconnaissants à Monsieur **Mr.AMEUR Aissa** et nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour son soutien, sa gentillesse, ses encouragements, ses conseils et sa patience pendant la période de la réalisation de ce travail.*

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres de jury qui nous ont fait l'honneur en acceptant d'examiner ce travail.

Nos remerciements vont aussi aux enseignants du département de électrotechnique qui ont contribué à notre formation.

Enfin, un remerciement spécial aux étudiants de la 2ème année Master de la spécialité de électromécanique .

Sommaire

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

LISTES DES TABLEAUX

NOTAIONS ET ABREVIATIONS

INTRODUCTION GENERALE..... 01

CHAPITRE I: *Présentation et modélisation de la machine synchrone à aimants permanent*

I.1.Introduction.....	03
I.2. Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP).....	03
I.3.Principedefonctionnementdela MSAP.....	04
I.4.Structure de la machine synchrone à aimants permanents.....	05
I.4.1.Stator	05
I.4.2. Rotor.....	05
I.4.3.Aimants permanents.....	06
I.4.4. Différents types d'aimants permanents	07
I.5.Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents	08
I.5.1. Structures à flux radial (RFPM)	08
I.5.2.Structures à flux axial (AFPM).....	11
I.6.Avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents.....	13
I.6.1.Avantages.....	13
I.6.2.Inconvénients.....	13
I.7. Comparaison entre la machine synchrone classique et la MSAP	13
I.8.domain d'application.....	14
I.9.Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	14
I.9.1.Hypothèses simplificatrices	15
I.9.2.Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c).....	15
I.9.3.Transformation de Park	18

I.9.4 Choix du Référentiel.....	19
I.9.5. Application de la transformation de Park à la MSAP	20
I.10. Conclusion.....	22

CHAPITRE II : *La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents*

II.1. Introduction	23
II.2. Principe de la commande vectorielle.....	23
II.3. Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension	25
II.3.1. Description du système global.....	25
II.3.2. Découplage.....	26
II.3.2.1. Découplage par compensation.....	26
II.4. Modélisation du convertisseur statique	28
II.4.1. Définition de l'onduleur	28
II.4.2. Types d'onduleurs utilisés	29
II.4.3 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé	29
II.4.4 Principe de la Commande MLI (sinus - triangle)	31
II.4.5 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis.....	32
II.5. Synthèse des différents régulateurs.....	33
II.5.1. Calcul des régulateurs.....	33
II.5.1.1. Régulation du courant i_d	34
II.5.1.2. Régulation du courant i_q	36
II.5.1.3. Régulation de la vitesse.....	36
II.6. Résultats de simulation	38
II.6.1. Interprétations des résultats	41
II.7. Conclusion	42

CHAPITRE III : *Conception d'un régulateur intelligent PI Flou*

III.1. Introduction	43
---------------------------	----

III.2.Régulateur PID.....	44
III.2.1.Réglage des coefficients	45
III.2.1.1.Méthode de Ziegler-Nichols	46
III.2.1.2.Méthode avancée	47
III. 3.Régulateur flou.....	48
III.3.1.Domains D’application	48
III.3.2. Avantages et inconvénients de la commande par la logique flou.....	49
III.3.3. Concept de la logique flou... ..	49
III.3.4.Notions de base de la logique flou.....	50
III.3.4.1 Ensemble flou	50
III.3.4.2Fonction d’appartenance	51
III.3.4.3Variables linguistiques	52
III.3.5.Operateurs de la logique floue	53
III.4.Commande par la logique floue	54
III.4.1.Interface de fuzzification	55
III.4.2.Base des règles	56
III.4.3.Mécanisme d’inférence flou	57
III.4.4.Interface de défuzzification	58
III.5.Application à la commande de vitesse de MSAP	59
III.5.1.Structure de base d’un contrôleur flou de vitesse	59
III.5.2.Fuzzification	60
III.5.3.Base des règles	62
III.5.4.Défuzzification	63
III.5.4.1.Défuzzification par centre de gravite	63
III.5.4.2.Défuzzification par valeur maximale	64
III.5.4.3.Défuzzification par la valeur moyenne des maxima	65
III.5.5.Différentes approches pour la détermination des règles	66
III.6.Résultats de simulation	68
III.6.1.Interprétations des résultats	70
III.7.Conclusion	71

**CHAPITRE IV : *Optimisation des Régulateurs Flous d'un FOC
appliquée au MSAP par PSO et AGs***

IV.1. Introduction	72
IV .2. Optimisation par Essaim Particulaire	72
IV .2.1.Principe de l'Algorithme PSO	74
IV .2.2.Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO	74
IV .2.3.Exemple d'application	77
IV .2.4.La notion du voisinage	77
IV .2.4.1. Topologie en étoile	78
IV .2.4.2.Topologie en Anneau	79
IV .2.4.3.Topologie en rayon	79
IV .3.Algorithmes génétiques (AGs)	80
IV .3.1.Définition	80
IV .3.2.Principe Généraux	81
IV .3.3.Fonctionnement d'un algorithme génétique	83
IV .3.4.Procédure d'optimisation des deux régulateurs	84
IV.3.5 Domaine d'application	85
IV.3.6 Operateurs et paramètres de l'algorithme génétique	85
IV.3.6.1 Codage des chromosomes.....	85
IV.3.6.2 Initialisation de la population	86
IV.3.6.3 Fonction d'adaptation	86
IV.3.6.4 Evaluation	86
IV.3.6.5 Sélection	87
IV.3.6.5.1 Sélection par la roulette	87
IV.3.6.5.2 Sélection par ordonnancement	89
IV.3.6.5.3 Sélection par tournoi	89
IV.3.6.5.4 Sélection uniforme	89
IV.3.6.6 Croisement	90
IV.3.6.6.1 Croisement à un point de coupure ou discret	90
IV. 3.6.6.2 Croisement à deux points	91
IV. 3.6.6.3 Croisement multiple (multi-points)	92

IV. 3.6.6.4 Croisement continu (uniforme)	92
IV. 3.6.6.5 Croisement arithmétique (barycentrique)	93
IV. 3.6.7 Mutation	94
IV. 3.6.7.1 Mutation uniforme	94
IV. 3.6.7.2 Mutation non uniforme	95
IV.3.7 Choix des paramètres d'un algorithme génétique	95
IV. 3.7.1. Taille de la population	95
IV. 3.7.2. Probabilité des opérateurs génétiques	96
IV. 3.7.3 Nombre de générations	96
IV.3.8 Optimisation du régulateur PI flou	96
IV.3.9 Résultats des simulations	97
IV.3.9 1.Interprétations des résultats	103
III.7.Conclusion	103

CONCLUSION GENERALE

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXE

RESUME

Liste des figures et tableaux

Liste des figures

CHAPITRE I : *Présentation et modélisation de la machine synchrone à aimants permanent*

Figure I.1: Machine synchrone à aimants permanents.....	04
Figure I.2 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	04
Figure I.3: Machine synchrone à aimants permanents et différents types de rotors	05
Figure I.4 : Structure de la machine synchrone à aimant permanent	06
Figure I.5: Courbe de désaimantation.....	07
Figure I.6: Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.....	08
Figure I.7: Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.....	09
Figure I.8: Machine synchrone à aimants permanents montés en surface.....	09
Figure I.9: Machine synchrone à aimants permanents insérés.....	10
Figure I.10: Machine synchrone à aimants permanents chapeautés.....	10
Figure I.11: Machine synchrone à aimants enterrés	11
Figure I.12: Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.....	12
Figure I.13: Structure à flux axial avec double rotor et un stator.....	12
Figure I.14: Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.....	12
Figure I.15: Schéma de la MSAP dans le repère abc.....	15
Figure I.16 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).....	18

CHAPITRE II : *La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents*

Figure II.1 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP.....	25
Figure II.2: Description des couplages.....	26

Figure II.3 :Schéma bloc de la compensation.....	27
Figure II.4 :Principe de découplage par compensation.....	28
Figure II.5 :Commande découplée.....	28
Figure II.6 : Schéma de l'onduleur de tension.....	29
Figure. II.7 : Schéma de l'onduleur triphasé.....	29
Figure II.8 : M.L.I à échantillonnage naturel.....	31
Figure II.9 : Illustration de la bande de courant à hystérésis.....	32
Figure II.10 :Régulateur PI.....	34
Figure II.11 :Boucle de régulation du courant Id.....	34
Figure II.12 :Réponse d'un système régulé de premier ordre.....	36
Figure II.13 :Boucle de régulation du courant Iq.....	36
Figure II.14 :Boucle de régulation du la vitesse.....	37
Figure II.15 :Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à t=0.04s pour une consigne de vitesse de 175rad/s	40
Figure II.16 :Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide du cens de rotation inverse suivie d'une perturbation du couple de charge à t=0.04s pour une consigne de vitesse de -175 rad/s.....	41

CHAPITRE III : Conception d'un régulateur intelligent PI Flou

Figure III.1 : Discret PID contrôle.....	44
Figure III.2 :Modélisation sous Maple de la réponse à un échelon dans un asservisse- ment en position.....	45
Figure III.3 :Modélisation sous Maple montrant l'apparition d'oscillations dans un asservissement en position de type P.....	46
Figure III.4 : Structure de la commande Floue (subsystem).....	48
Figure III.5 :Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	52
Figure III.6 :Représentation graphique des ensembles flous d'une variable linguistique.....	53

Figure III.7 : Schéma bloc général d'un régulateur à logique flou.....	55
Figure III.8 : Description des fonctions d'appartenance.....	56
Figure III.9 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.....	60
Figure III.10 : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance.....	61
Figure III.11 : Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée.....	61
Figure III.12: Défuzzification par valeur maximale.....	65
Figure III.13: Discontinuité lors de la défuzzification par valeur maximale.....	65
Figure III.14: Ecriture du jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle.....	67
Figure III.15: schéma bloc de simulation MSAP par logique Flou.....	68
Figure III. 16: Résultats de simulation d'un comparaison entre PI classique et PI Flou pour une consigne de vitesse de 175 rad/s.....	70

**CHAPITRE IV : *Optimisation des Régulateurs Flous d'un FOC
appliquée au MSAP par PSO et AGs***

Figure IV.1 : Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles.....	73
Figure IV.2 : Schéma vectorielle du déplacement d'une particule.....	76
Figure IV.3 : Organigramme de l'algorithme de PSO.....	76
Figure IV.4 : Fonction de Rastrigin, (a) : avec plusieurs optimums locaux. (b) : optimum global au point $f(0,0)=0$	77
Figure IV.5 : Déplacement d'une particule.....	78
Figure IV.6 : Voisinage étoile.....	79
Figure IV.7 : Voisinage Anneau.....	79
Figure IV.8 : Voisinage rayon.....	80
Figure IV.9 : Organigramme des AGs.....	82
Figure IV.10 : Cycle génétique.....	83
Figure IV.11 : Procédure d'optimisation des gains du régulateur de vitesse par l'algorithme génétique.....	84

Figure IV.12 :Exemple de sélection par la roulette.....	88
Figure IV.13 :Croisement à un point de coupure (exemple d'individus à six gènes).....	90
Figure IV.14 : Croisement à deux points (exemple d'individus à six gènes).....	91
Figure IV.15 : Croisement multiple (cas de 4 points de coupure).....	92
Figure IV.16 : Croisement uniforme.....	92
Figure IV.17 : Croisement arithmétique.....	93
Figure IV.18 : Résultats de simulation d'un comparaison enter PI classique optimisé PSO et PI classique optimisé Ga pour une consigne de vitesse de 175 rad/s.....	99
Figure (IV.19) : Résultats de simulation d'un comparaison enter PI Flou optimisé PSO et PI Flou optimisé GA pour une consigne de vitesse de 175 rad/s.....	102

LISTES DES TABLEAUX

CHAPITRE III: *Conception d'un régulateur intelligent PI Flou*

Tab III.1 :Récapitulatif de l'action des coefficients..... 45

Tab III.2:Opérateurs de base de la logique floue..... 53

Tab III.3:Implication floue..... 54

Tab III.4:Matrice d'inférence floue..... 57

Tab III.5:Méthodes usuelles de l'inférence floue..... 58

Tab III.6:Matrice d'inférence des règles floues..... 62

Tab III.7:Trajectoire de phase du comportement décrit sur la figure III.14..... 67

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
CV	Commande vectorielle
PSO	Particle Swarm Optimization.
AGs	Algorithmes génétiques.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion.
PI	Correcteur Proportionnel-Intégral.
PID	Proportionnel, dérivée et intégrale
$[P(\theta)]$	Matrice de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de Park inverse.
K_p, K_i	Coefficients du régulateur de vitesse.
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
R_s	Résistance statorique.
L_s	Inductance statorique
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_{sf}	Matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.
L_d	Inductance cyclique directe.
L_q	Inductance cyclique quadrature.
θ	Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.
J	Moment d'inertie
f	Coefficient du frottement.
P	Nombre de paires de pôles.
$[V_a V_b V_c]^T$	Les tensions des phases statoriques.
K	Coefficient
K_p	Paramètre de l'action proportionnelle
K_i	Paramètre de l'action intégrale
K_d	Paramètre de l'action dérivée
$\varepsilon(t)$	L'erreur statique
FP	Facteur de puissance
$[I_a I_b I_c]^T$	Les courants des phases statoriques.
I_d, I_q	Courants statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
V_d, V_q	Courants statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
u_{ao}, u_{bo} et u_{co}	Des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue).
$[\Phi_a \Phi_b \Phi_c]^T$	Vecteur flux statoriques.
Φ_{dr}, Φ_{qr}	Composantes du flux rotorique dans le référentiel (d,q)

NOTATIONS ET ABBREVIATIONS

Φ_f	Flux des aimants
Φ_d	Flux statorique instantané dans l'axe d
Φ_q	Flux statorique instantané dans l'axe q.
ω_r	Vitesse électrique du rotor.
Ω	Vitesse de rotation de la machine.
ω_s	Pulsation statorique
ω	Pulsation rotorique
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant.
X_{ref}	Valeur de référence

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages : une faible inertie rotorique, une dissipation de chaleur efficace et un couple massique important. De plus, l'élimination des balais réduit les bruits et supprime la nécessité de leurs maintenances. Les recherches actuellement ont pour but de remplacer les Machines à Courant Continu (MCC) par des MSAP dans le domaine industriel initialement occupé par la commande des MCC. Le moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique et une régulation de son courant d'induit permet de maîtriser son couple. Pour la MSAP, la fonction du collecteur est réalisée par un onduleur synchronisé avec la position du rotor .

Il existe de nombreux principes de commande des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel).

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique de couple peut être très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines-outils, la traction électrique .

Les régulateurs conventionnels type PI et retour d'états largement utilisés. Ils sont sujets à une détérioration des performances en présence des perturbations de charge et des variations paramétriques. Pour pallier ces dégradations, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes est plus que nécessaire. Un certain nombre de ces commandes ont été déjà appliquées à la machine synchrone à aimants permanents telles que la commande floue, la commande adaptative et les réseaux de neurones .

Aujourd'hui, de nouvelles techniques de commande plus compétitives, plus aptes à surmonter les non linéarités des systèmes et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse sont proposées à la recherche. En particulier, la logique floue (Fuzzy logic) constitue une autre alternative intéressante .

Plusieurs avantages lui, sont reconnus : le raisonnement proche du raisonnement naturel de l'opérateur, l'indépendance d'une modélisation, la maîtrise des systèmes à réguler avec un comportement non linéaire, l'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques et ses qualités intrinsèques de robustesse.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier, par simulation numérique, la commande en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension, avec orientation du flux, par des régulateurs de différents algorithmes (régulateurs classiques et régulateurs flous) [1].

Le premier chapitre concerne, dans une première partie la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents à partir des hypothèses classiques de linéarité. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI.

Le deuxième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI.

Le troisième chapitre nous allons présenter les notions de base de PID, et présenter un aperçu sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montre comment construire un régulateur PI flou qu'on applique un réglage de vitesse d'un MSAP à flux orienté.

Le quatrième chapitre nous allons présenter brièvement le principe de fonctionnement des AGs ainsi que les PSO en mettant en évidence leurs similitudes et leurs différences.

CHAPITRE I :
Présentation et
modélisation de la machine
synchrone à aimants
permanent

I.1. Introduction

Les progrès technologiques enregistrés dans le domaine des matériaux magnétiques (aimants permanents) ont permis à la MSAP plusieurs applications industrielles en particulier dans la robotique. Elle offre plusieurs avantages à savoir une puissance massique élevée, un couple de démarrage important, une réduction de l'entretien etc....Mais un des inconvénients de cette machine est l'impossibilité du réglage de l'excitation. Le champ de l'aimant varie avec le temps et la température mais de manière non significative .

Le moteur étudié dans ce mémoire fait partie des moteurs alimentés en courant alternatif. Les moteurs synchrones avec les aimants placés au rotor, le stator gardant sa structure bobinée, ce qui constitue leur principal intérêt, remplacent peu à peu les moteurs à courant continu [1].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable pour la simulation numérique.

I.2. Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre est égale à celle du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants permanents, soit par un circuit d'excitation.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles:

- les machines synchrones à rotor bobiné
- les machines synchrones à réductance variable
- les machines synchrones à aimants permanents.

Ces machines électriques peuvent être à flux radial, axial ou transverse [4].



Figure I.1: Machine synchrone à aimants permanents.

I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.[2]

Nous obtenons pour cette structure. $P_{\theta} = 90^{\circ}$ Ceci correspond au passage de la figure (I.2.a) à la figure (I.2.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.2.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [1]

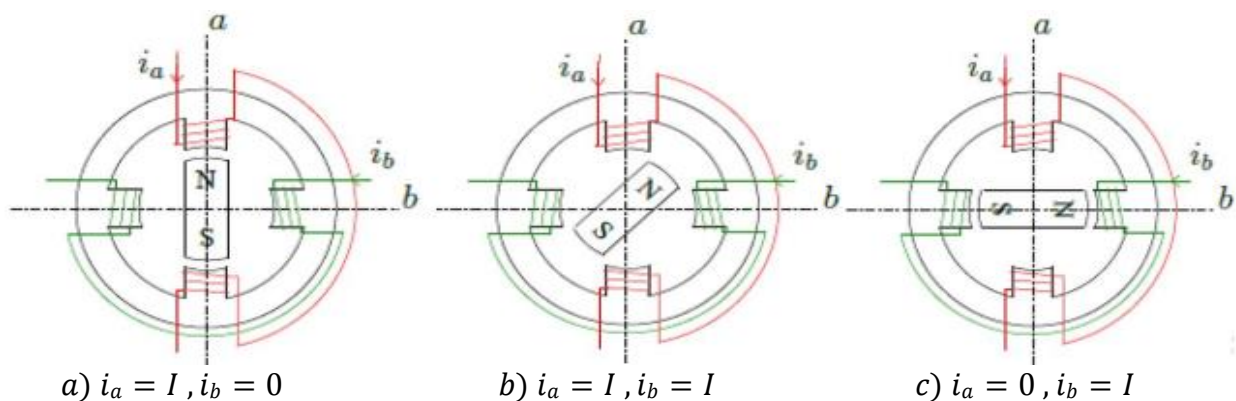


Figure I.2 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

I.4. Structure de la machine synchrone à aimants permanents

Le moteur synchrone à aimants permanents est constitué de deux parties, une partie mobile où rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

I.4.1. Stator : Le stator d'une machine synchrone triphasé est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée.

I.4.2. Rotor : Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statorique et induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone [5].

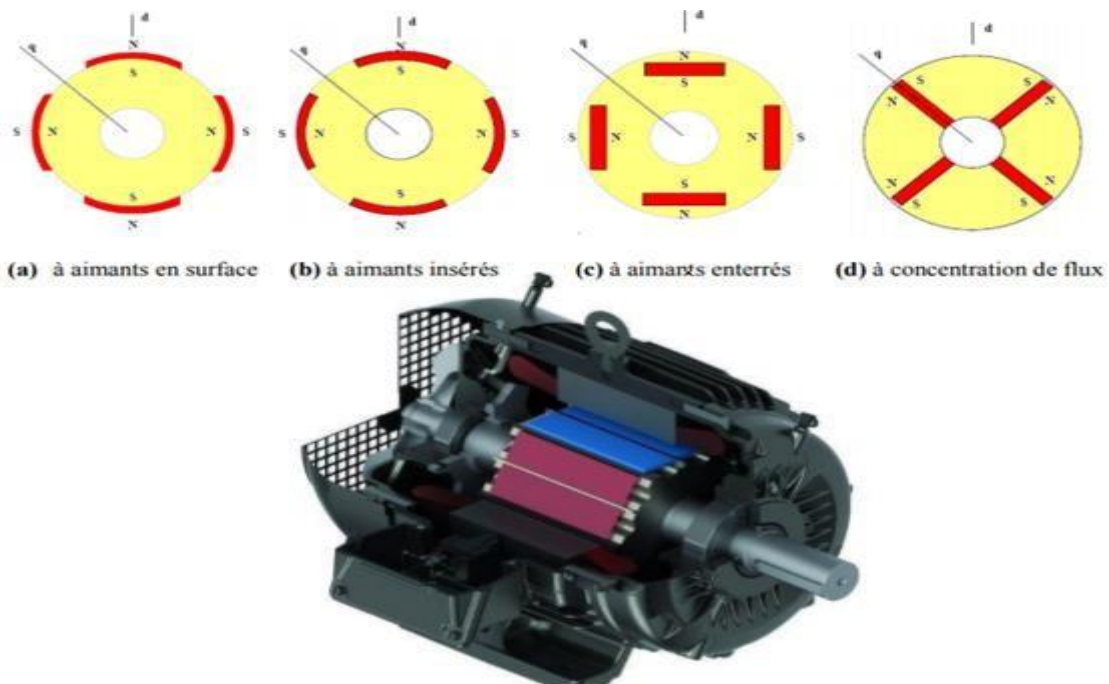


Figure I.3: Machine synchrone à aimants permanents et différents types de rotors.



Figure I.4 : Structure de la machine synchrone à aimant permanent.

I.4.3. Aimants permanents

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible.

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite ($AFe_{12}O_{19}$ ou $A=Ba, Sr, Pb, \dots$).

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H, figure(I.6). Cette courbe est caractérisée par :[3]

- L'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé,
- Le champ coercitif de l'induction H_{CB} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable,
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$ [5].

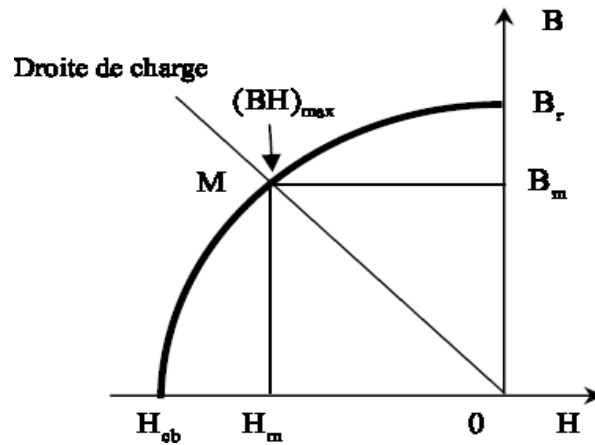


Figure I.5: Courbe de désaimantation.

I.4.4. Différents types d'aimants permanents

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres comme suit :

Les AlNiCo : sont des alliages à base d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, de cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. Les aimants AlNiCo sont utilisés dans les instruments de mesure où leur grande stabilité thermique constitue un paramètre essentiel, ainsi que comme capteurs[4].

Les ferrites : sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Les aimants ferrites, trouvent l'essentiel de leurs applications dans les moteurs de faible puissance, utilisés dans l'industrie automobile[4].

Les terres rares tels que :

- Les Samarium-Cobalt (Sm-Co) sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. Les Sm-Co sont utilisés dans des applications particulières (télécommunications, aéronautique), dont les propriétés à haute température et la résistance à l'oxydation sont supérieures.
- Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C). Dans le cadre de notre travail, on a utilisé ce type d'aimant.

Les aimants de type Nd-Fe-B sont principalement utilisés dans la microinformatique et les télécommunications. Ils constituent en particulier l'élément central des actionneurs de têtes de lecture. La figure (I.6) donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants[4].

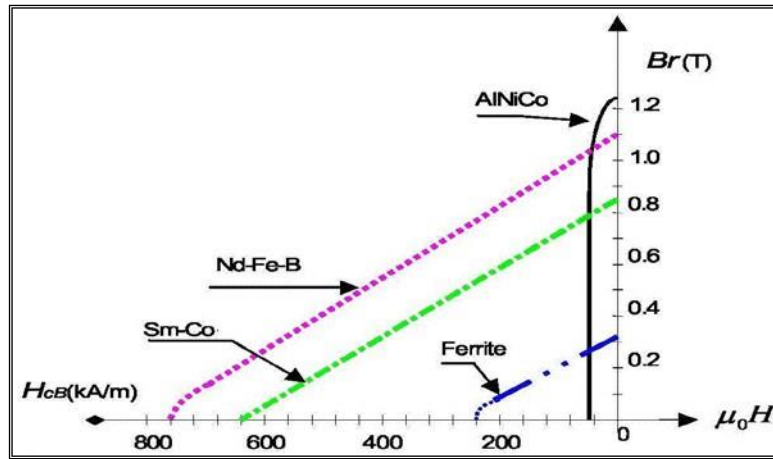


Figure I.6: Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

I.5. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial[5].

I.5.1. Structures à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimants la plus conventionnelle. Grâce à sa simplicité de construction les industriels en ont fait une des machines les plus utilisées sur le marché de l'éolien, Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (Figure I.7). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés[5].

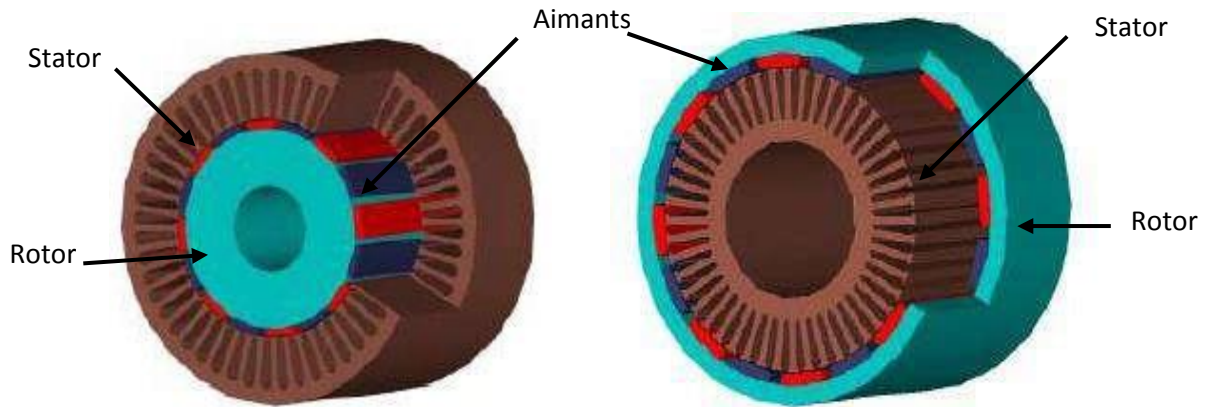


Figure I.7: Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.

a. Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS)

Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses[5].

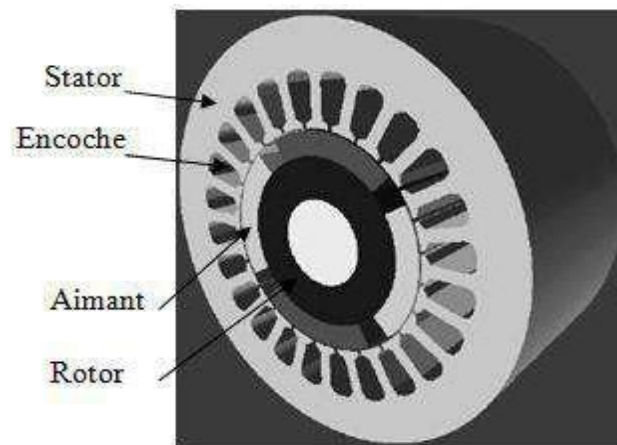


Figure I.8: Machine synchrone à aimants permanents montés en surface.

b. Machine synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)

A partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique. Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces inter polaires qui rajoutent de la

saillance. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS[2].

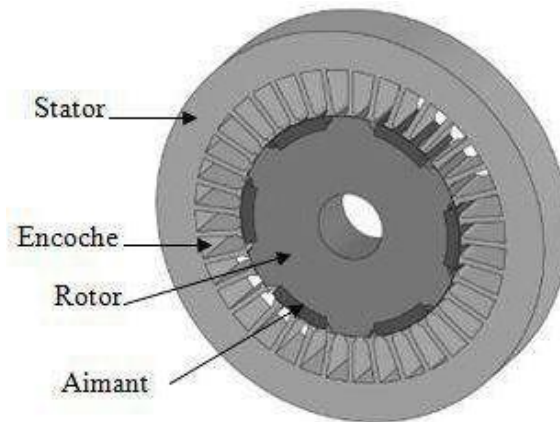


Figure I.9: Machine synchrone à aimants permanents insérés.

c. Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC)

Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) : Cette structure est déduite de celles avec des aimants permanents montés en surface. On place sur les aimants des pièces polaire généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.e.m au stator en agissant sur le profil de la pièce[2].

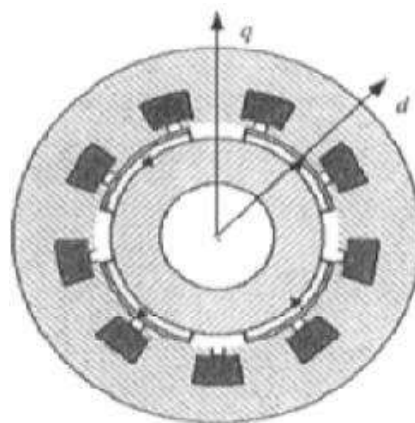


Figure I.10: Machine synchrone à aimants permanents chapeautés.

d. Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)

Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) : Le principe de cette

structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents. En fait, les pièces polaires canalisent le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer [2].

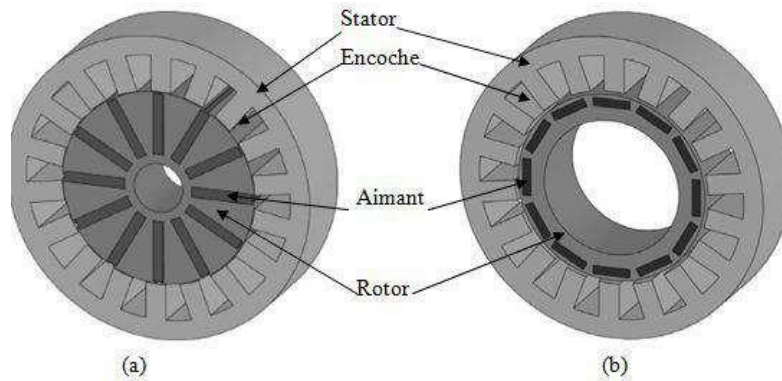


Figure I.11: Machine synchrone à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique.

I.5.2. Structures à flux axial (AFPM)

Cette machine dite « discoïde » ou AFPM est une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elle est pourvue de disques fixes bobinés et de disques mobiles supportant les aimants permanents. L'avantage déterminant provient de l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales.

Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent : celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (Figure I.12) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (Figure I.13) ou un seul rotor inséré entre deux stators (Figure I.14).

L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse[5].

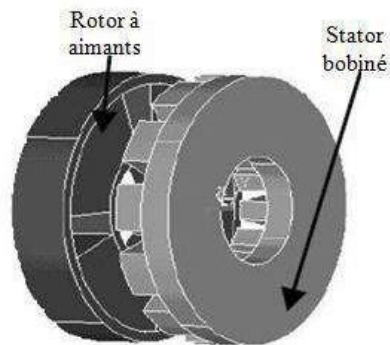


Figure I.12: Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.

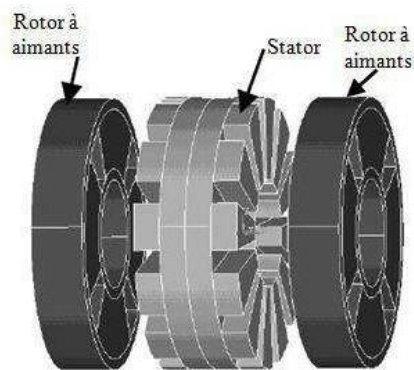


Figure I.13: Structure à flux axial avec double rotor et un stator.

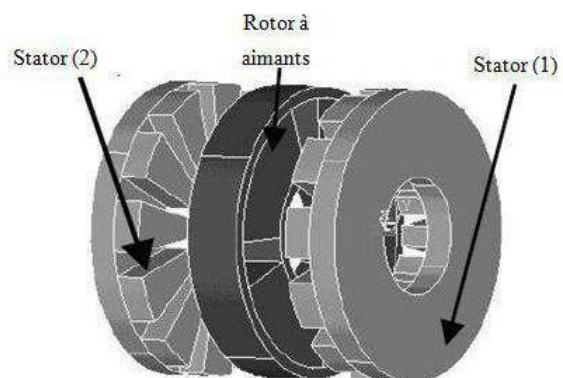


Figure I.14: Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.

I.6. Avantages et inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents

I.6.1. Avantages

La machine synchrone a beaucoup d'avantages par rapport aux autres types de machine à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone [1]:

Parmi les avantages peut citer :

- Meilleure caractéristique thermique la localisation des pertes fers et joules au stator simplifie le refroidissement de la machine.
- Pas de contacts glissants.
- Rendement et facteur de puissance élevés.
- Pas de courant d'excitation.
- Une capacité de fonctionnement avec une grande vitesse.
- Puissance massique élevée.

I.6.2. Inconvénients

Parmi les inconvénients de la MSAP on cite [1][2][5]:

- Coût de la machine élevé.
- Les vibrations et les chocs influent sur la structure de la machine.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les contraintes comme la température max, courant max....etc.

I.7. Comparaison entre la machine synchrone classique et la machine synchrone à aimants permanents

- La (MSAP) n'exige pas d'excitation, et grâce à l'absence des pertes par excitation et dans les contacts frottants, elle possède un rendement élevé. Dans la machine synchrone classique, l'excitation est nécessaire, l'enroulement d'excitation tournant et les balais présentent assez fréquemment des défaillances de plus, d'où le rendement est

relativement faible .

- La (MSAP) n'exige aucun entretien, et se caractérise par une sécurité de fonctionnement plus élevée, mais dans les machines synchrones classiques, l'entretien est exigé avec moins de sécurité .
- La machine synchrone classique peut avoir trois modes de fonctionnement , à excitation optimale, sous excitée et sur excitée. Ce qui la rend capable d'améliorer le facteur de puissance d'une installation comportant des appareils consommateurs de puissance réactive, ces avantages ne peuvent être donnés par un (MSAP) .
- La présence de l'inducteur à courant continu dans la machine synchrone la rend plus coûteuse qu'une (MSAP), elle nécessite de plus une alimentation et un réglage de l'excitation [8].

I.8. domain d'application

Les machines synchrones à aimants permanents ont trouvés un vaste champ d'application dans plusieurs domaines[6] :

- Equipement domestique (machine à laver le linge).
- Les équipements de technologie de l'information (lecteur CD/DVD et disque dur des ordinateurs).
- Aérospatial.
- Machines-outils.
- Servomoteurs.
- les Propulsion des navires.
- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- les automobiles.
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- les applications robotiques.
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.9. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. La mise sous forme d'un

modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande et sa simulation dans les différents régimes de fonctionnements[1].

I.9.1. Hypothèses simplificatrices

Avant d'établir le modèle mathématique nous nous imposons quelques hypothèses[1] :

- On néglige la saturation du circuit magnétique.
- La distribution de la F.M.M créée par les enroulements au stator est sinusoïdale.
- Le système de tension est équilibré.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.

I.9.2. Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c)

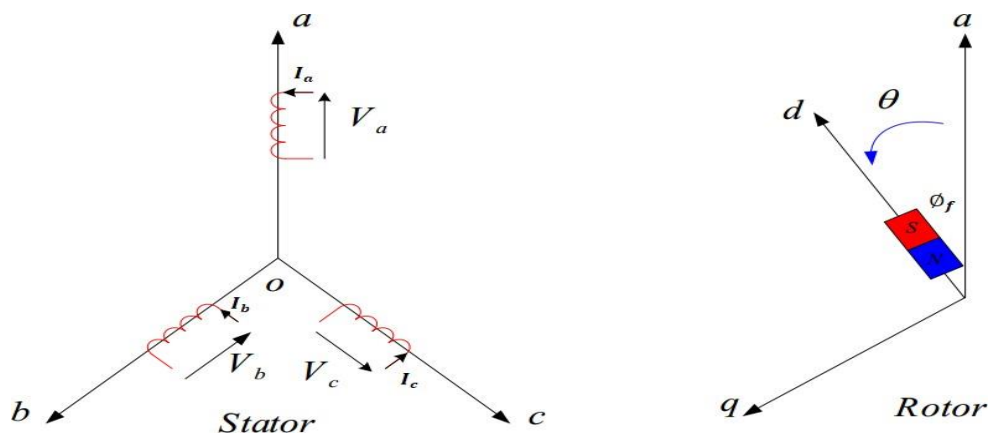


Figure (I.15): Schéma de la MSAP dans le repère abc.

• Equations électriques :

a) Au stator

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

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}$$

Avec :

$[V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques.

$[I_a \ I_b \ I_c]^T$: Vecteur courants statoriques.

$[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$: Vecteur flux statoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance d'un enroulement statorique.}$$

• Equations magnétiques :

a) Flux statorique

$$[\phi_{abc}] = [L_s][I_{abc}] + [\phi_{sf}] \quad (1.2)$$

$[M_{sf}]$: est le matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

$$\begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix} = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$, alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (1.4)$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Avec :

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

b) Flux rotorique

$$[\phi_f] = [L_f][I_f] + [\phi_{sf}] \quad (1.7)$$

$$[M_{sf}] = [M_{fs}]^T \quad (1.8)$$

On développe les équations sous formes :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sf}] \\ [V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\phi_f] \end{cases} \quad (1.9)$$

• Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f\Omega) \quad (1.10)$$

Avec :

$\Omega = \omega_r/P$: Vitesse de rotation de la machine.

J : moment d'inertie.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

ω_r : vitesse électrique du rotor.

f : coefficient du frottement.

P : Nombre de paires de pôles.

Nous constatons que les équations obtenues dans le repère (a, b, c) sont non linéaires et elles sont en fonction de la position du rotor θ . Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations, alors pour la simplification de ce problème on doit utiliser la transformation de Park .

I.9.3. Transformation de Park

Le modèle biphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel (a, b, c) en un repère biphasé fictive (d, q), qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants) [10]. Ce passage est obtenu par la transformation de PARK.

La Figure (I.16) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω_r .

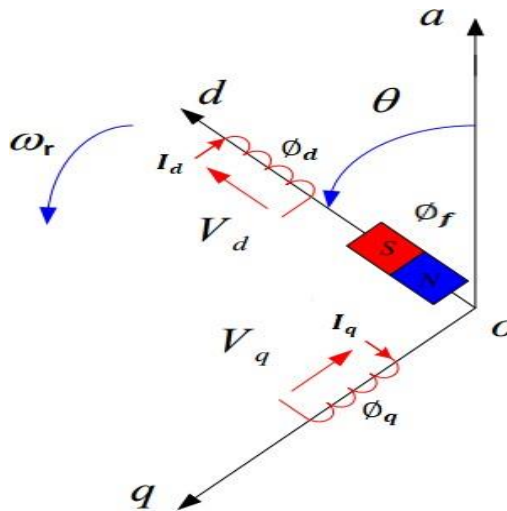


Figure (I.16) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

a) Passage direct : triphasé au biphasé

La matrice de passage notée $[P(\theta)]$ appelée matrice de Park est donnée par :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Le passage du système triphasé au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant les relations suivantes :

$$[V_d \ V_q]^T = [P(\theta)][V_a \ V_b \ V_c]^T \quad (1.12)$$

$$[I_d \ I_q]^T = [P(\theta)][I_a \ I_b \ I_c]^T \quad (1.13)$$

$$[\Phi_d \ \Phi_q]^T = [P(\theta)][\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T \quad (1.14)$$

b) Passage inverse : biphasé au triphasé

La matrice de passage inverse de Park $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

L'angle θ est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt \quad (1.16)$$

I.9.4. Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes de la MSAP, on distingue trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) :

- **Référentiel lié au stator :**

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_\theta = 0$$

- **Référentiel lié au rotor :**

Dans cette référence, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r :

$$\omega_\theta = \omega_r$$

- **Référentiel lié au champ tournant :**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_\theta = \omega$$

ω : Pulsation de l'alimentation.

I.9.5. Application de la transformation de Park à la MSAP

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

- **Equations magnétiques :**

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (1.17)$$

- **Equations électriques :**

Les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d \end{cases} \quad (1.18)$$

En remplaçant les expressions des flux (1.17) dans les équations de tension (1.18), nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (1.19)$$

- **Expression du couple électromagnétique :**

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dw_e}{d\theta} \quad (1.20)$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (1.21)$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(\frac{d\Phi_d}{dt} I_d + \frac{d\Phi_q}{dt} I_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \right] \quad (1.22)$$

- $\frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$: représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} \left(\frac{d\Phi_d}{dt} I_d + \frac{d\Phi_q}{dt} I_q \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (1.23)$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (1.24)$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \Phi_f] \quad (1.25)$$

Le système peut être mis sous forme d'équations d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

Avec :

$$[X] = [I_d \quad I_q]^T \text{ et } [U] = [V_d \quad V_q \quad \Phi_f]^T$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \omega_r (L_q/L_d) \\ -\omega_r (L_d/L_q) & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & -\omega_r/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & 0 \\ 0 & -R_s/L_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & L_q/L_d \\ -L_d/L_q & 0 \end{bmatrix} = [A_1] + \omega_r [A_2]$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_q \end{bmatrix} = [B_1] + \omega_r [B_2]$$

I.10. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, les principes fondamentaux sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi que sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Ensuite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par : MLI sinus-triangle. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commende par MLI sinus-triangle.

CHAPITRE II :

La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

II.1. Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue[10].

Le découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en lui appliquant la théorie de la commande par flux orienté, théorie dite de commande vectorielle. Elle est aussi commandée par orientation de flux et notée FOC (Field Oriented Control). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blashke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'état, le second, le choix du repère. Cela permet d'avoir une structure de commande découplée[5].

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application [5][9].

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide des correcteurs PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

II.2. Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec le courant statorique I_d . Tandis que, la composante I_q permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la (MCC). Si le courant I_d est dans la

même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer.

D'autre part, si le courant I_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage) [11].

La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant I_d à une valeur nulle. Cette stratégie permet l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. Si le courant I_d est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents [1].

L'équation (1.26), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables I_d, I_q .

$$C_{em} = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)I_d I_q + I_q \Phi_f]$$

Avec : $L_d = L_q$

Si le courant I_d est forcé à zéro ($I_d = 0$) la composante de flux statorique devient :

$$\Phi_d = \Phi_f \quad (2.1)$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P \Phi_f I_q \quad (2.2)$$

Comme le flux Φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à I_q .

Donc :

$$C_{em} = K_t I_q \quad (2.3)$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2}P\Phi_f \quad (2.4)$$

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

II.3. Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension

II.3.1. Description du système global

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [1].

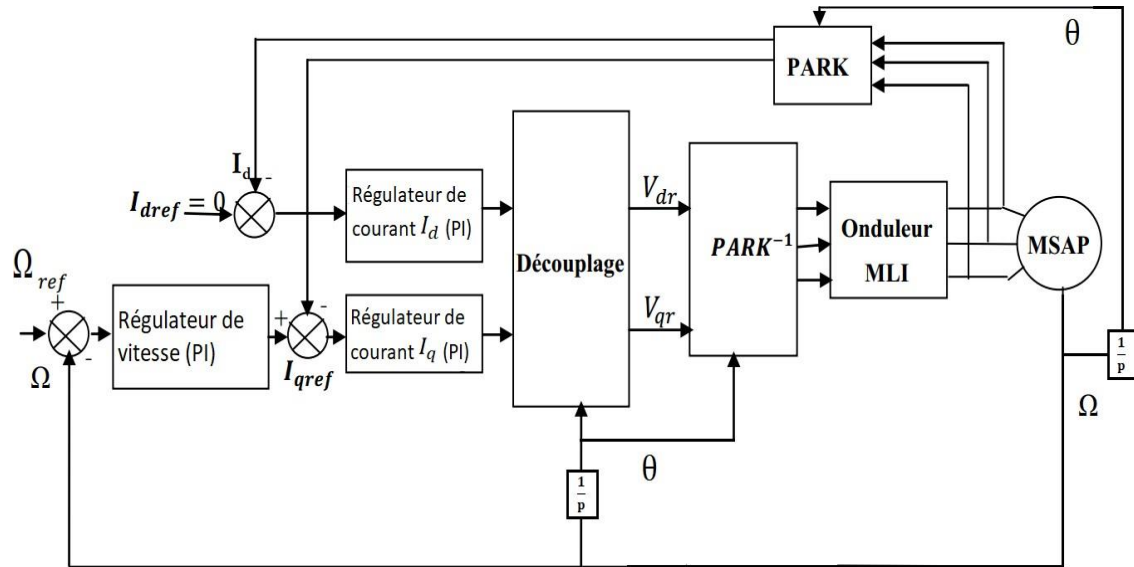


Figure (II.1) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP.

La figure (II.1) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux.

La figure montre que la commande vectorielle est constituée de deux principales boucles à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants I_d , I_q et la transformation directe et inverse de Park.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est permise de générer le courant de référence I_{qref} qui est comparé à la valeur du courant

I_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliquée à l'entrée du régulateur du courant I_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant I_d qui est maintenue à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant I_d et I_q sont appliquées à un bloc de

découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dr} et V_{qr} et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI [2].

II.3.2. Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants I_d , I_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires $\omega_r I_q$, $\omega_r I_d$ et $I_d I_q$. [1].

$$\begin{cases} V_d = \left(L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \right) - \omega_r L_q I_q \\ V_q = \left(L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \right) - \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (2.5)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation, cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

La figure (II.2) représente le couplage entre les axes d et q.

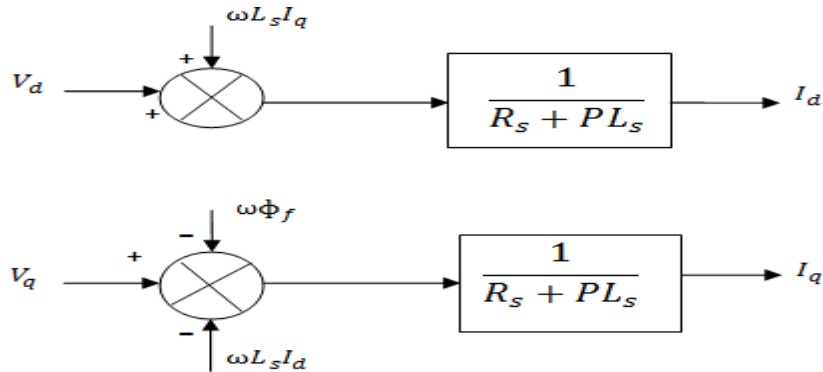


Figure (II.2): Description des couplages.

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation, cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

II.3.2.1. Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d , e_q représentées dans la figure (II.3) telle que [2] :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (2.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s I_q \end{cases} \quad (2.7)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega_r L_q I_q \\ e_q = \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (2.8)$$

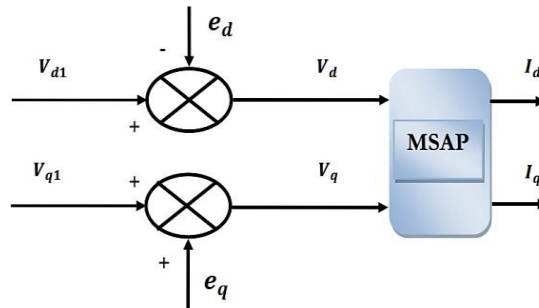


Figure (II.3) : Schéma bloc de la compensation.

Les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_d et le courant I_q ne dépend que de V_q , leurs expressions s'écrivent comme suit :

$$I_d = \frac{V_{d1}}{sL_d + R_s}, I_q = \frac{V_{q1}}{sL_q + R_s}$$

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI.

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la (Figure II.4).

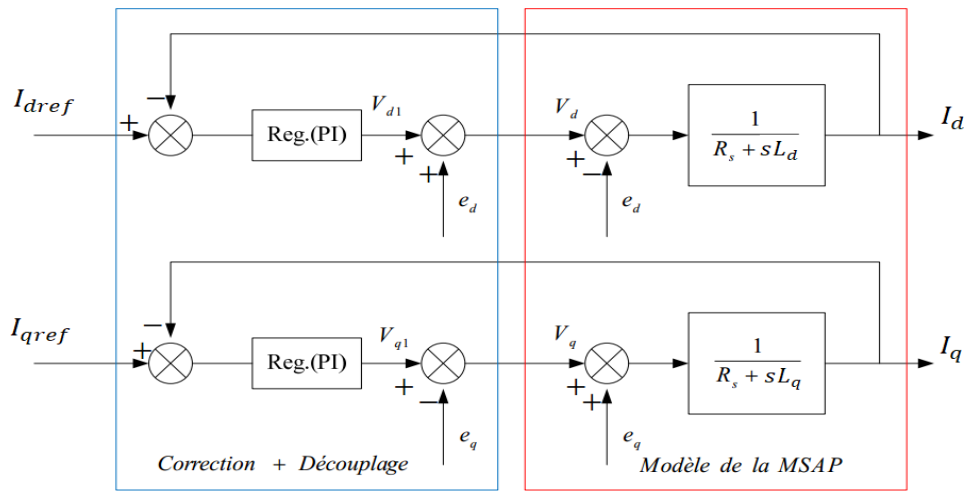


Figure II.4 :Principe de découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la (Figure II.5).

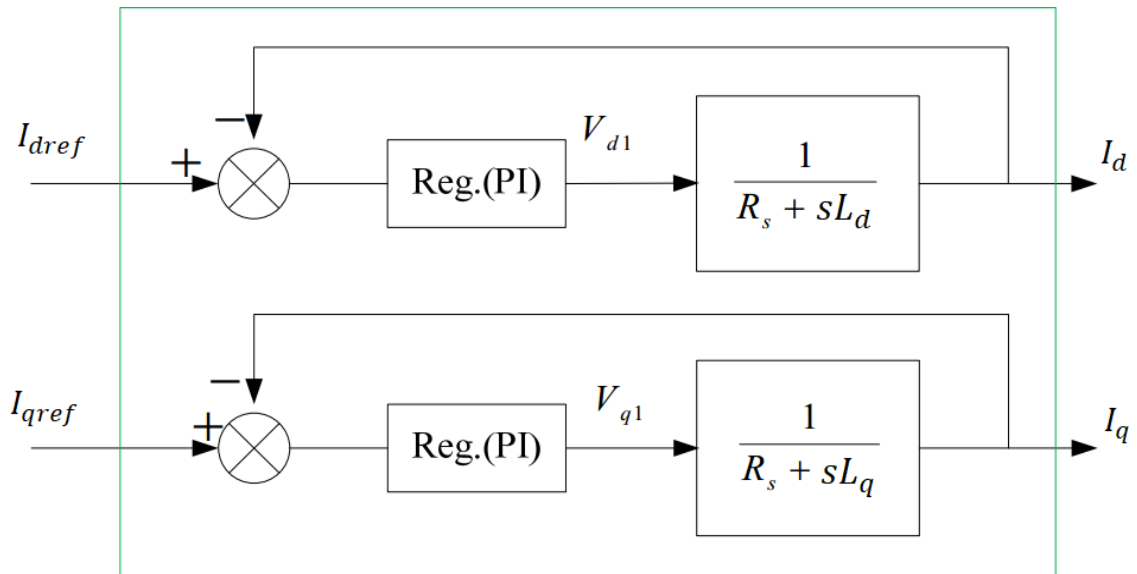


Figure (II.5) : Commande découplée.

II .4. Modélisation du convertisseur statique

II.4.1. Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, il permet d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande.

L'onduleur est très utilisé dans l'industrie en premier temps il est utilisé comme

un convertisseur électronique statique plus performant et en deuxième lieu comme un appareil de commande. Il est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération et on peut remplacer chaque bras par des interrupteurs [1].

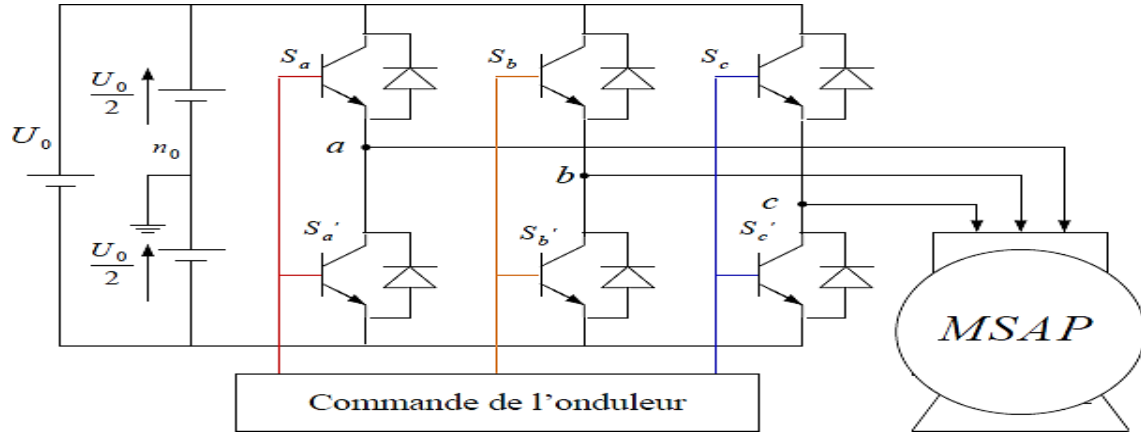


Figure (II.6) : Schéma de l'onduleur de tension.

II.4.2. Types d'onduleurs utilisés

On a plusieurs types d'onduleur dans l'industrie selon des conditions précises [11] :

a) Selon la source :

- Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu .

b) Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.).

c) Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.).

II.4.3. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

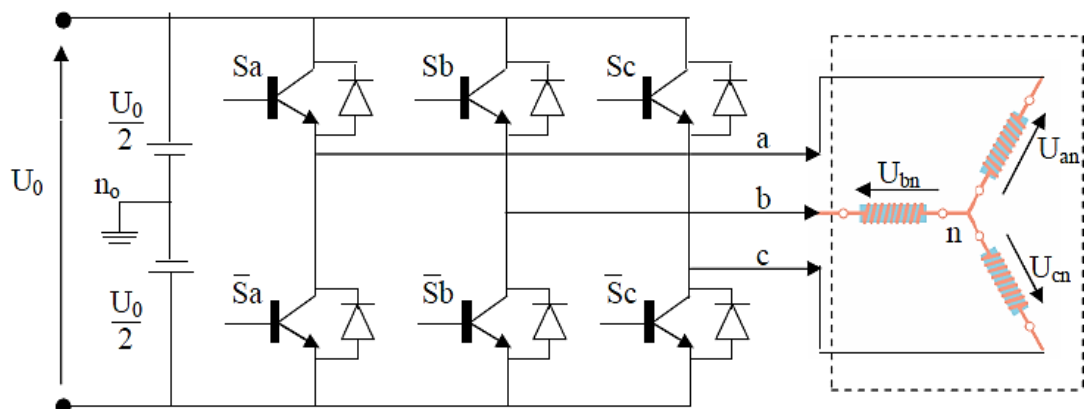


Figure (II.7) : Schéma de l'onduleur triphasé.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [11] :

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

Pour les tensions composées u_{ab}, u_{bc} et u_{ca} , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (2.9)$$

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue).

Soit " n " l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (2.10)$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} : sont les tensions simples de la machine synchrone à aimants permanent.

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (2.11)$$

Par la somme des équations de (1.28), on a :

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (2.12)$$

En remplaçant (1.30) dans (1.28), on aboutit à :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (2.13)$$

Alors :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{u_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{u_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{u_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}u_o \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

La commande 'Si' de l'onduleur de tension triphasée sont généralement générées par une stratégie de Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.4.4. Principe de la Commande MLI (sinus - triangle)

Dans la méthode de M.L.I. naturelle, les instants d'échantillonnage ainsi que les largeurs des impulsions de commande sont déterminés par la comparaison entre la tension modulante sinusoïdale « modulatrice » basse fréquence et une onde triangulaire « porteuse » haute fréquence.

La largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension modulante aux instants d'échantillonnage. Ces instants étant définis de manière naturelle par la comparaison de deux ondes, il n'existe pas de période d'échantillonnage bien définie, d'où le qualificatif d'échantillonnage naturel Figure (II.8).

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, ce qui rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques, Ceci justifie l'apparition de la MLI régulière ou échantillonnée [11].

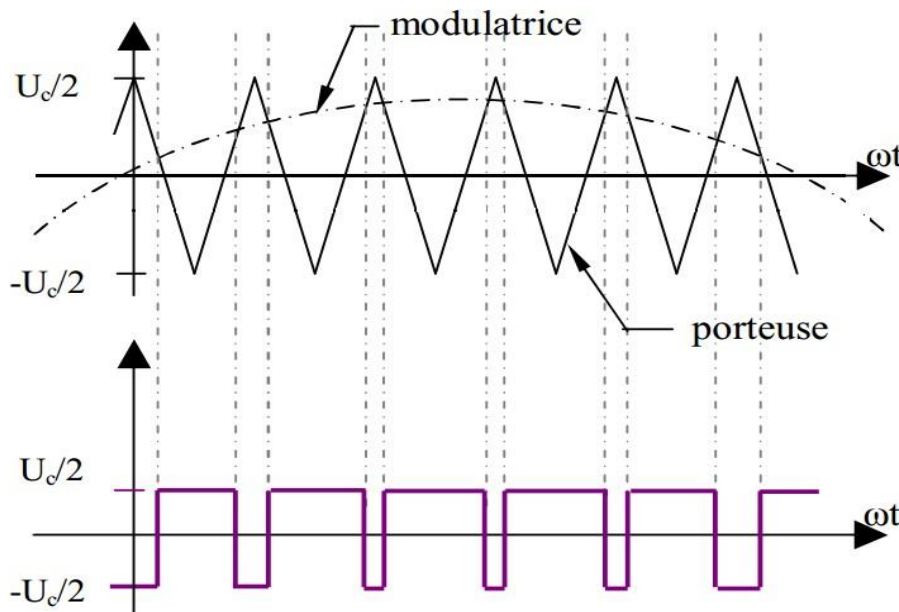


Figure (II.8) : MLI à échantillonnage naturel.

II.4.5 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs T_i et T'_i ($i = 1, 2, 3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Où, le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu'à ce que ΔI soit égal à h (h est la largeur de la bande d'hystérésis). Le comparateur bascule ou l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que $\Delta I < h$.

Le contrôle des courants par régulateurs à hystérésis force le courant de phase à suivre le courant de référence. L'imposition des courants sinusoïdaux à la machine garantit un couple électromagnétique non fluctuant. L'approche la plus simple qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesurée et le courant de référence est illustré par la Fig. I.5. Les conditions de commutation des trois commutateurs statiques S_i ($i=1, 2,3$) de l'onduleur sont définies en termes des états logiques S_i correspondants de la façon suivante:

$$S_i = -1 \quad \text{si} \quad i_i \geq i_{ref} + \Delta i$$

$$S_i = 1 \quad \text{si} \quad i_i \geq i_{ref} - \Delta i$$

$$S_i = S_{i-1} \quad \text{si} \quad i_i = i_{ref}$$

i_i ($i=1, 2,3$) : représentent les courants des phases statoriques (i_a, i_b, i_c).

i_{ref} ($i=1, 2,3$) : représentent les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur.

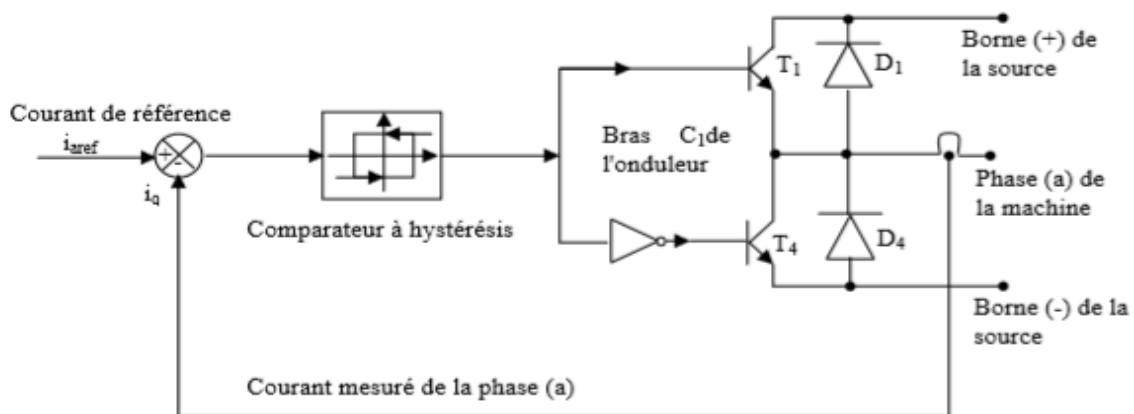


Figure (II.9) : Illustration de la bande de courant à hystérésis.

II.5. Synthèse des différents régulateurs

Il faut noter que les besoins pour la commande d'un système doivent inclure plusieurs facteurs tels que la réponse au signal de commande, la sensibilité au bruit de mesure au rejet de perturbations. Dans tel contexte, des simples régulateurs, comme des régulateurs P, PI et PID, peuvent convenablement satisfaire ses contraintes.

Théoriquement :

- Une action proportionnelle (P) suffit à garantir les critères de performance exigés par la boucle de vitesse.
- Une action intégrale (I) est donc nécessaire pour annuler cette erreur statique entre la consigne et la sortie en régime permanent.

Nous allons régler la vitesse de la machine en proposant un régulateur de type PI, ce choix justifier par :

- simplicité de la réalisation et de son réglage (auto réglable).
- La connaissance maitrise de ce type de régulateur et de son application dans l'industrie et sa robustesse de commande.
- Son prix de revient moins cher.

II.5.1. Calcul des régulateurs

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI ou PID (proportionnelle, intégrale, dérivée). Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes [10].

Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI). Dont le coefficient intégral K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement. Comme le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse.

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante :

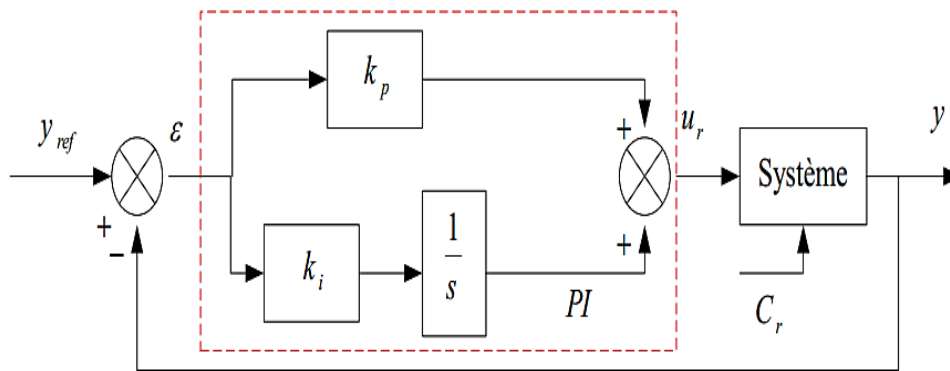


Figure (II.10) : Régulateur PI.

La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relationsuivante :

$$u_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) d(t) \quad (2.16)$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(s)}{\varepsilon(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.17)$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel.

K_i : Gain intégral.

II.5.1.1. Régulation du courant I_d

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivante :

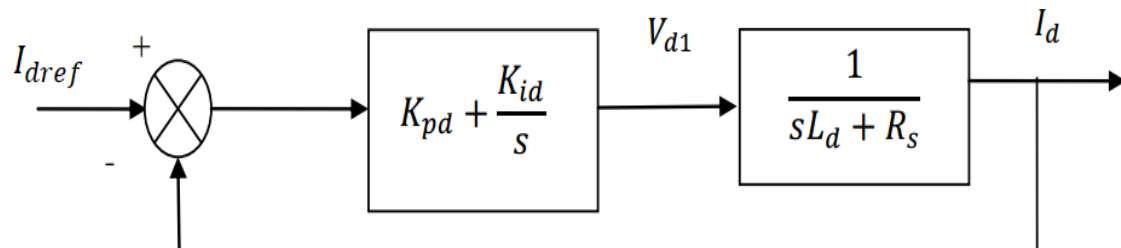


Figure (II.11) : Boucle de régulation du courant I_d .

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (2.9) pour les deux axes d et q :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.18)$$

- En boucle ouverte la fonction de transfert est donnée par :

$$F_{bod}(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left(\frac{1}{sL_d + R_s} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left(\frac{L_d}{R_s}\right)s} \right) \quad (2.19)$$

$$F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad (2.20)$$

Avec : $T_d = L_d / R_s$

- La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{F_{bod}(s) + 1} \quad (2.21)$$

Calcul des paramètres du régulateur « PI » :

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation (2.10), $\ll \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \gg$, les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermée seront :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s \cdot R_s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id}} \cdot s + 1} \end{array} \right. \quad (2.22)$$

La constante de temps est : $\tau_d = R_s / K_{id}$ supposons que le temps de réponse t_r sera égale à : $\ll t_r = 3 * \tau_d \gg$, les gains du régulateur « PI » pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{id}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3 * R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow K_{pd} = \frac{3 * L_d}{t_r} \end{array} \right. \quad (2.23)$$

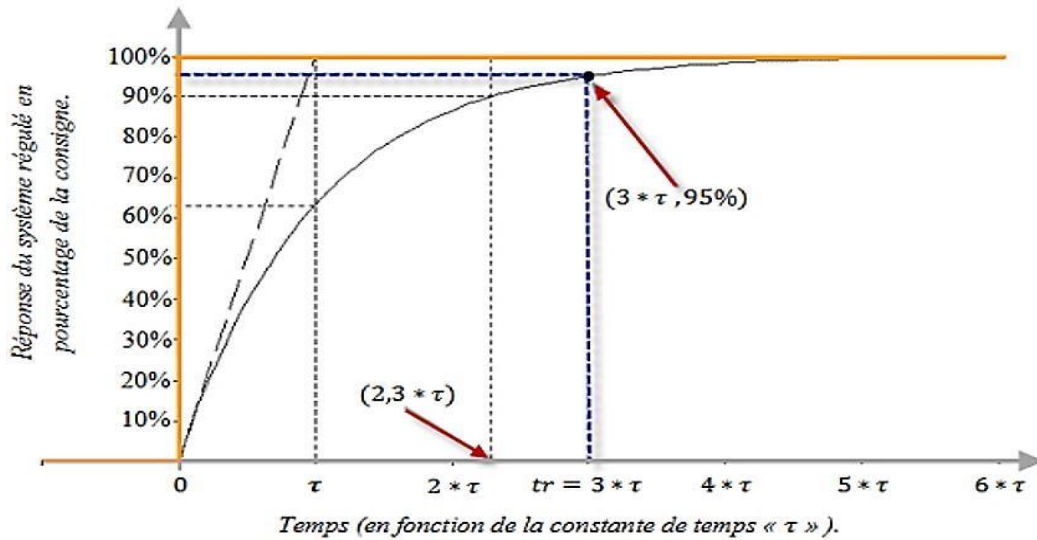


Figure (II.12) : Réponse d’un système régulé de premier ordre.

Cette méthode est dite : méthode de compensation de pôle (on compense le pôle du système avec le zéro du correcteur), facile à calculer sauf que le système final sera du premier ordre, moins de performance si en le comparant avec un autre de deuxième ordre [12].

II.5.1.2. Régulation du courant I_q

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant I_q avec :

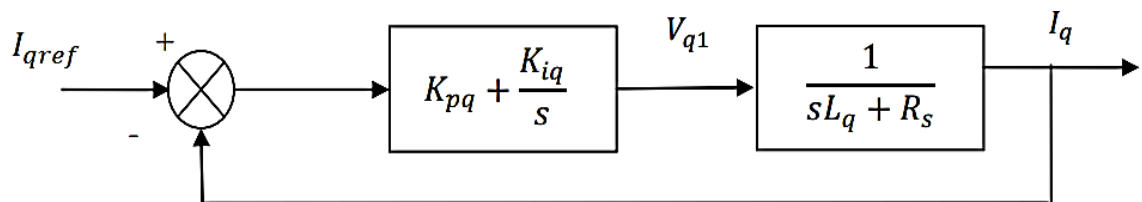


Figure (II.13) : Boucle de régulation du courant I_q .

$$\begin{cases} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{iq}} \Rightarrow K_{iq} = \frac{3 * R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \Rightarrow K_{pd} = \frac{3 * L_q}{t_r} \end{cases} \quad (2.24)$$

II.5.1.3. Régulation de la vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :

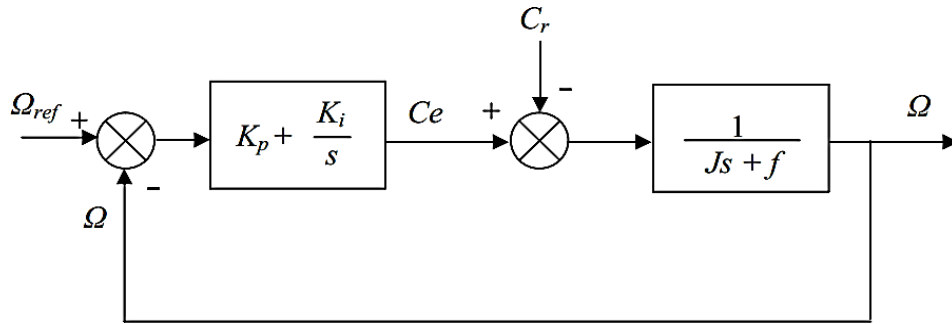


Figure (II.14) : Boucle de régulation de la vitesse.

Dans le cas d'un système régulé régi par une fonction de transfert du deuxième ordre, les paramètres du régulateur « K_p, K_i » seront en fonction de deux grandeurs :

- Coefficient d'amortissement : « ξ »
- Pulsation propre non amortie : « w_0 » ou bien « w_n »

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (2.25)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r = 0$) :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{Js + f} \quad (2.26)$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{\frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{Js^2 + (f + K_p)s + K_i} \quad (2.27)$$

La fonction de transfert $FTBF_n$ est alors identifiée à une fonction du second ordre sans zéro :

$$F_{BF}(s) = \frac{a}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot w_0 \cdot s + w_0^2} \quad (2.28)$$

L'identification des gains du régulateur est obtenue en comparant les deux dénominateurs, d'où les paramètres du correcteur « PI » seront :

$$\begin{cases} \frac{f + K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{w_0} \Rightarrow K_p = \frac{2\xi K_i}{w_0} - f \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{w_0^2} \Rightarrow K_i = J w_0^2 \end{cases} \quad (2.29)$$

On choisit alors le coefficient d'amortissement ξ (Facteur d'amortissement) et w_n (pulsation propre) on déduit K_p et K_i .

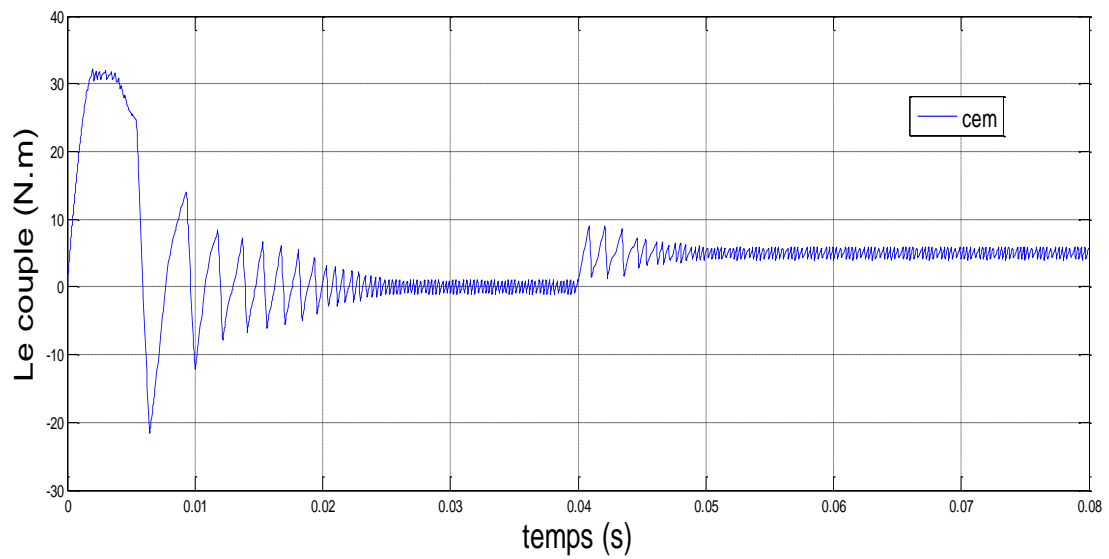
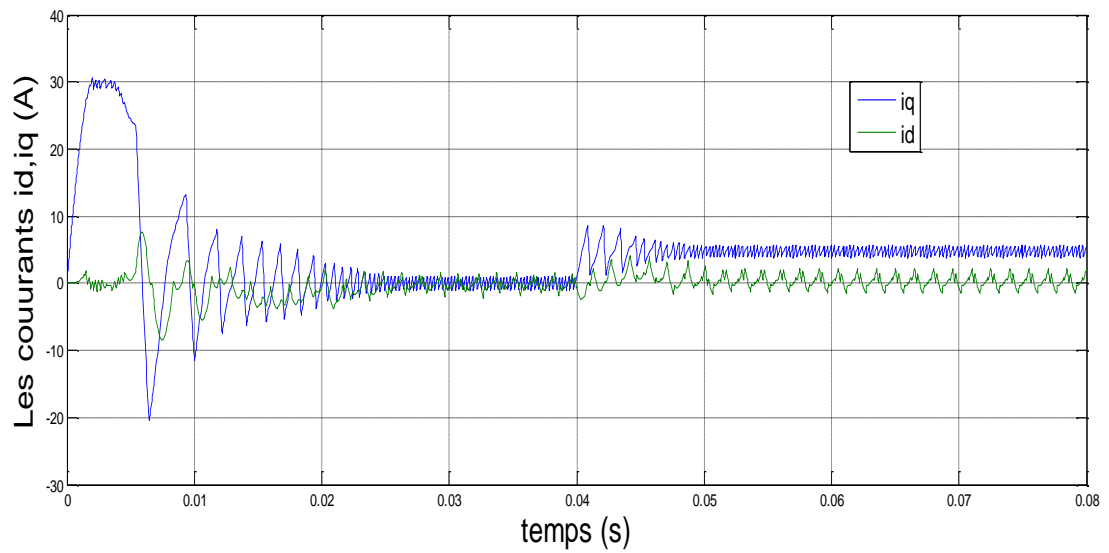
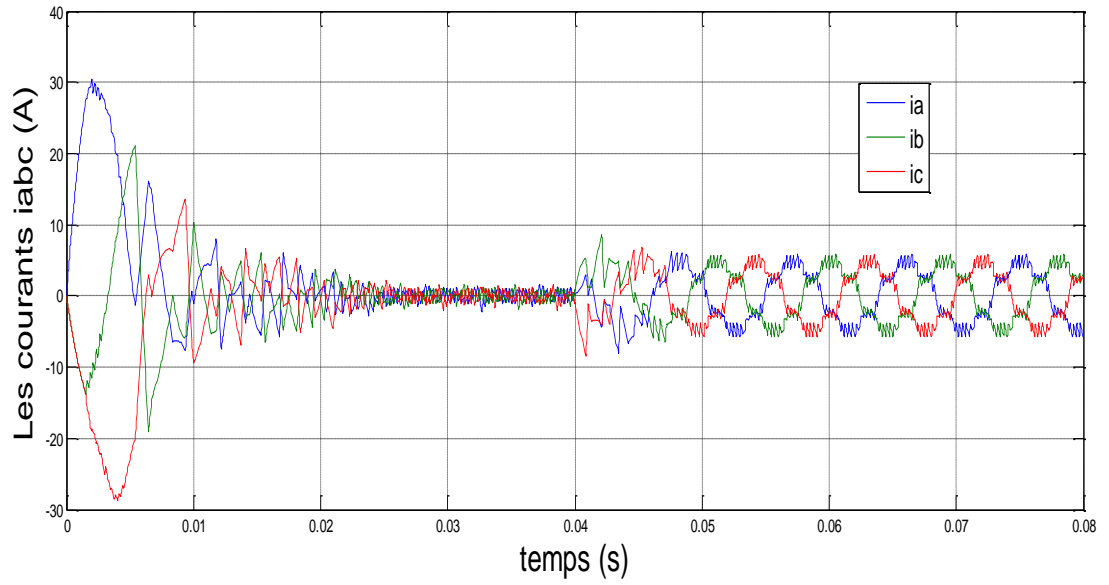
Généralement les coefficients K_i et K_p sont ajustables, dans certains cas le calcul exact de ces coefficients ne donne pas de bons résultats.

II.6. Résultats de simulation

Après réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, et afin de tester les performances de la commande vectorielle appliquée à une MSAP, nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble Onduleur-Machine à l'aide de logiciel MATLAB/Simulink.

Cette simulation utilise les modèles de la machine et de l'onduleur élaborés dans le chapitre précédent.

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont donnés à l'annexe A. L'onduleur de tension est commandé par MLI. La structure de commande adoptée est celle de la (Figure II-15). Les paramètres des régulateurs de vitesse et des courants sont choisis de manière à avoir des réponses rapides, sans dépassement tout en assurant la stabilité du système.



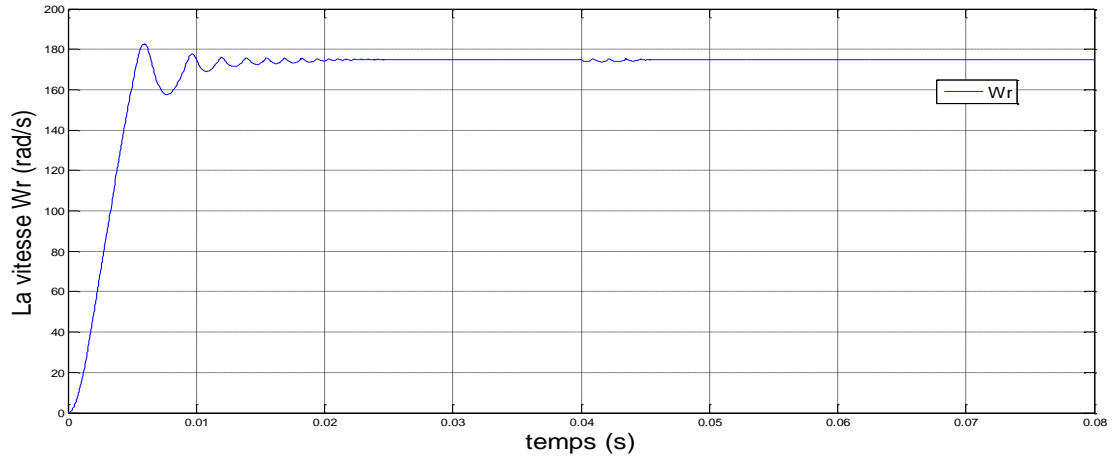
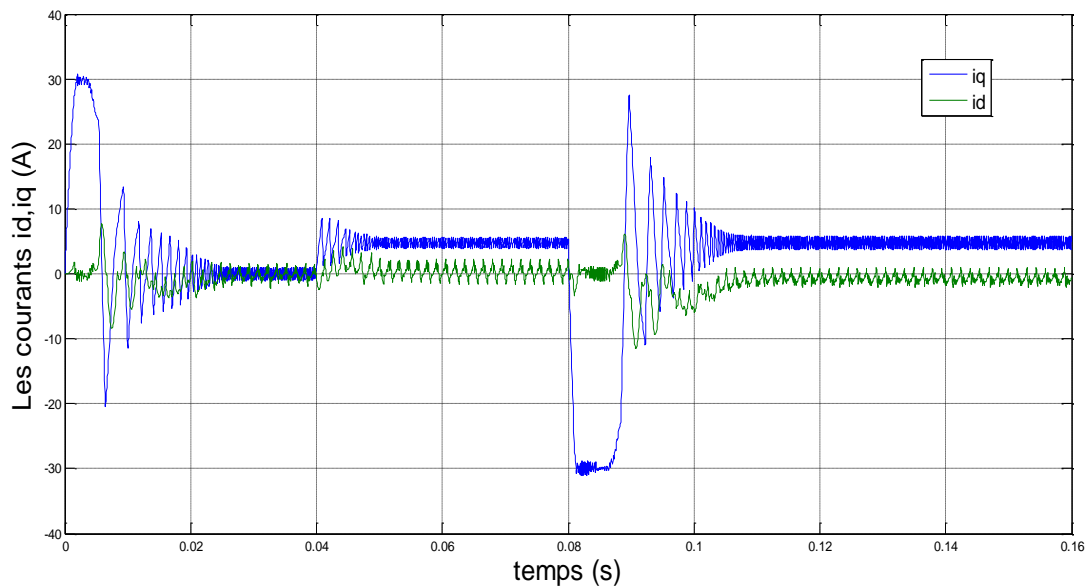
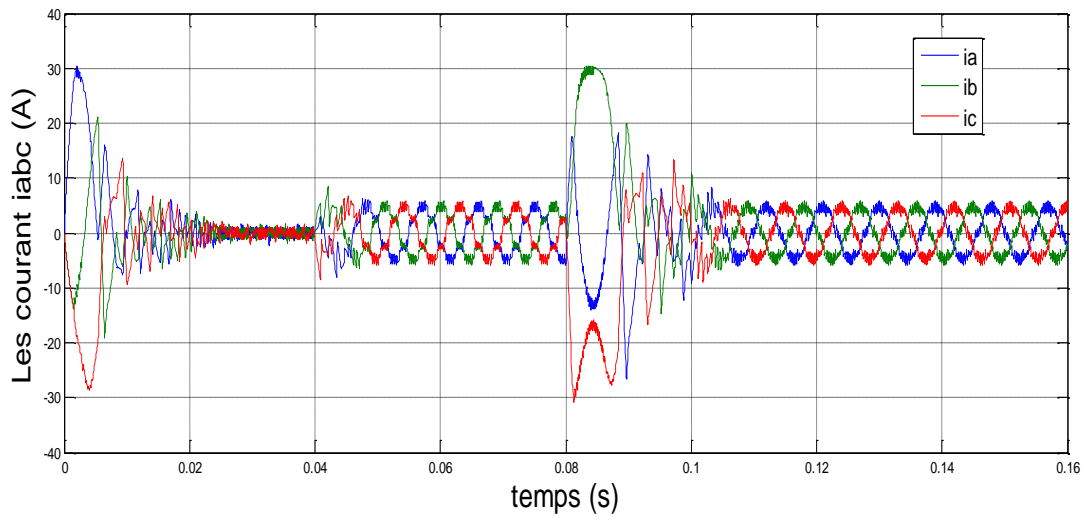


Figure (II.15) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à $t=0.04$ s pour une consigne de vitesse de 175 rad/s.



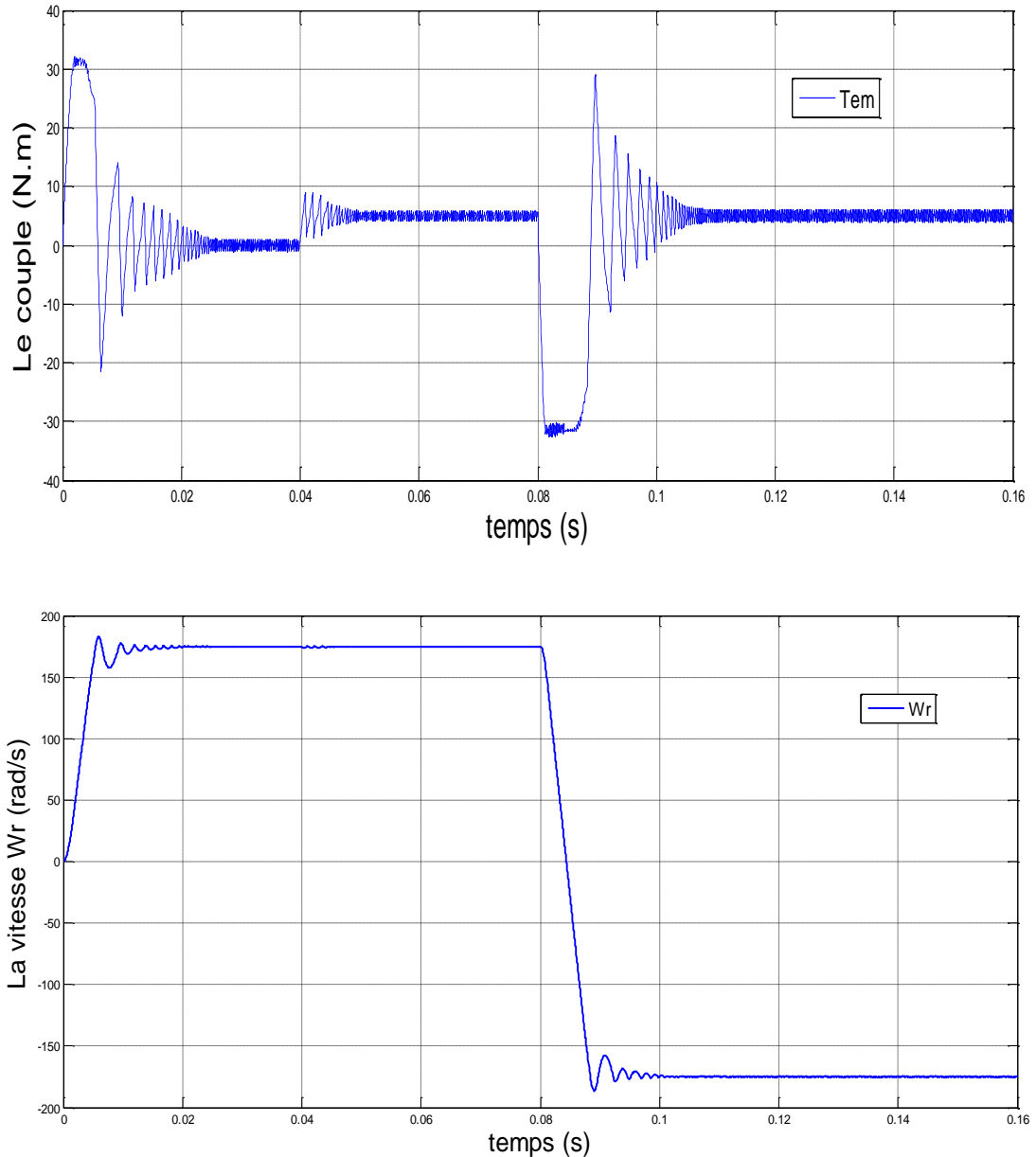


Figure (II.16) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide du ceps de rotation inverse suivie d'une perturbation du couple de charge à $t=0.04$ s pour une consigne de vitesse de -175 rad/s.

II.6.1 Interprétations des résultats

La Figure (II.11), montre le comportement de la MSAP pour une consigne de 175 rad/s lors d'un démarrage à vide, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court, on remarque aussi le couple électromagnétique atteint la valeur (32 N.m) .

La réponse des deux composantes du courants statoriques montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($I_d = 0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composent I_q .

La Figure (II.11), montre l'application de la charge $C_r=5$ N.m à $t=0.04s$, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entrain une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie, le couple électromagnétique début par une valeur de 0 à 32 N.m et se stabilise à la valeur du couple résistant (5N.m), le courant statorique I_q est l'image du couple électromagnétique et le courant statorique I_d est nul ce qui indique que la commande vectorielle est effective.

La Figure (II.12), montre l'inversion de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle (175 rd/s) à la valeur (-175 rd/s) à l'instant $t=0.08s$. L'allure de vitesse montre que la réponse en vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de l'inversion de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse, on a présenté le principe et la stratégie de la commande vectorielle à MLI. Ensuite, on a présenté le dimensionnement des régulateurs PI classiques des courants et de la vitesse.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons présenté des résultats de simulation de différents cas de fonctionnement de la commande vectorielle en présence d'une boucle de réglage de la vitesse qui ont montré que le régulateur (PI) classique a une bonne influence et une bonne robustesse sur le réglage de vitesse .

CHAPITRE III :
Conception d'un
régulateur intelligent
PI Flou

III.1. Introduction

L'un des critères d'efficacité d'un PID (et même de n'importe quel asservissement) est sa robustesse face aux changements : capacité de donner de bons résultats en cas de perturbations soudaines et/ou importantes ou de légères modifications du système.

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché. Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvée sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. Elle a été conçue au milieu des années soixante à l'université de Berkley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh qui a introduit la notion des variables linguistiques et des ensembles flous. La première application expérimentale de cette technique de commande est celle réalisée par Mamdani. La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions. De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques facilement interprétables. Actuellement la logique floue a trouvé son application dans plusieurs domaines, telles que, la gestion, la médecine et la commande des systèmes. Dans ce dernier domaine d'application, on peut citer la commande des bras robotiques, des machines-outils, des réacteurs chimiques, des véhicules, des appareils électroménagers ...etc.[14].

Dans ce chapitre nous allons présenter les notions de base de PID , et présenter un aperçu sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montre comment construire un régulateur PI flou qu'on applique un réglage de vitesse d'un MSAP à flux orienté.

III.2. Régulateur PID

Les termes proportionnel et intégral peuvent amener un dépassement de la consigne et des oscillations. Cela implique pour le moteur des inversions de polarité, ce qui est loin d'être idéal. Pour limiter ce phénomène indésirable, on introduit un troisième élément : le terme dérivé. Son action va dépendre du signe et de la vitesse de variation de l'erreur, et sera opposée à l'action proportionnelle. Elle devient prépondérante aux abords de la valeur demandée lorsque l'erreur devient faible, que l'action du terme proportionnel faiblit et que l'intégrale varie peu : elle freine alors le système, limitant le dépassement et diminuant le temps de stabilisation.

$$\frac{\text{consigne}}{0}(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_i \cdot \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau + k_d \cdot \frac{d}{dt} \varepsilon(t) \quad (\text{II.1})$$

$$\text{consigne}(p) = K_p \cdot \varepsilon(p) + \frac{K_i}{p} \cdot \varepsilon(p) + k_d p \cdot [K_p + \frac{K_i}{p} + k_d \cdot p] \quad (\text{II.2})$$

On obtient alors un asservissement composé d'un terme proportionnel, un terme intégral et un terme dérivé : on parle d'asservissement PID[16].

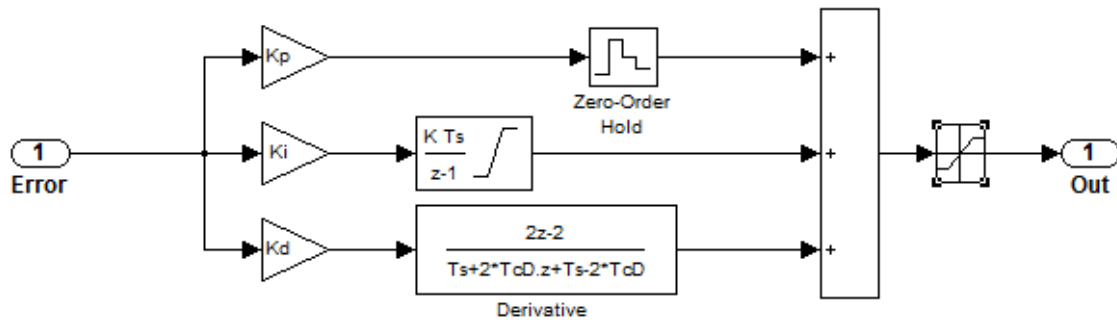


Figure (III.1) : Discret PID contrôle.

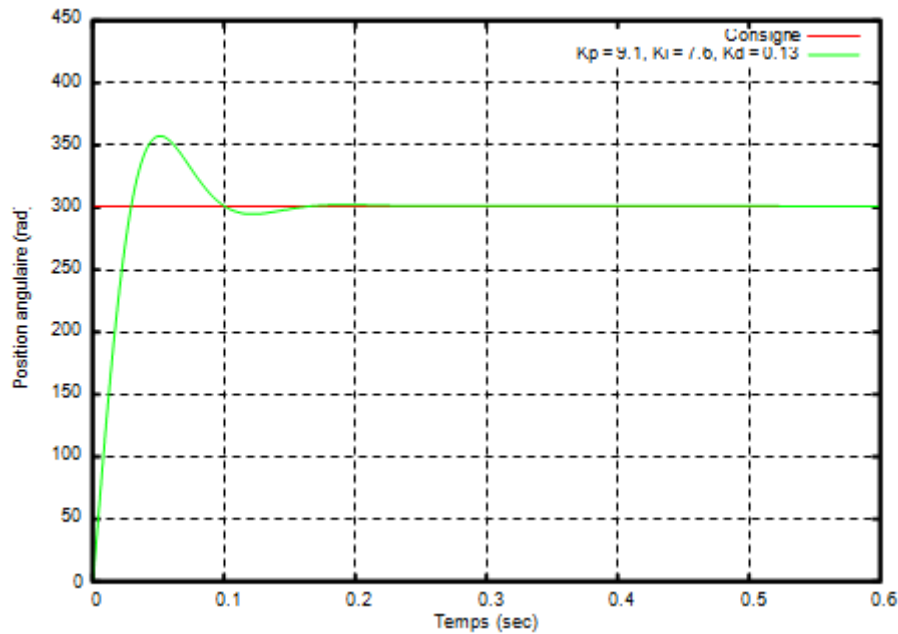


Figure (III.2) : Modélisation sous Maple de la réponse à un échelon dans un asservissement en position.

Remarque:

L'action dérivée est surtout utilisée dans le cas de variables non bruitées, car la dérivation est très sensible au bruitage du signal : on diminuera donc son influence dans un asservissement de vitesse, pour lequel la dérivée est l'accélération, variable soumise à de nombreuses perturbations.

Récapitulatif de l'action des coefficients:

Coefficient	Temps de montée	Temps de stabilisation	Dépassement	Erreur statique
K_p	Diminue	Augmente	Augmente	Diminue
K_i	Diminue	Augmente	Augmente	Annule
K_d	-	Diminue	Diminue	-

Tab III.1 : Récapitulatif de l'action des coefficients.

III.2.1. Réglage des coefficients

Le réglage d'un PID consiste à trouver les meilleurs coefficients K_p , K_i et K_d dans le but d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation. L'objectif est d'être robuste, rapide et précis tout en limitant les dépassements[16].

III.2.1.1. Méthode de Ziegler-Nichols

La méthode empirique de Ziegler-Nichols est très répandue dans l'industrie ou chez les automaticiens pour régler les correcteurs de ce type de chaîne. Elle a l'avantage de ne pas nécessiter de modélisation précise du système asservi, mais se contente d'essais expérimentaux, ce qui rend cette méthode très simple. On fixe K_i et K_d à 0 et on augmente le gain du correcteur proportionnel pur K_p jusqu'à obtenir des oscillations persistantes (pour des moteurs, il s'agira plutôt d'une vibration autour de la position demandée). On mesure alors $(K_p)_{lim}$, le gain du correcteur proportionnel à la juste oscillation, et T_{osc} , la période des oscillations[16].

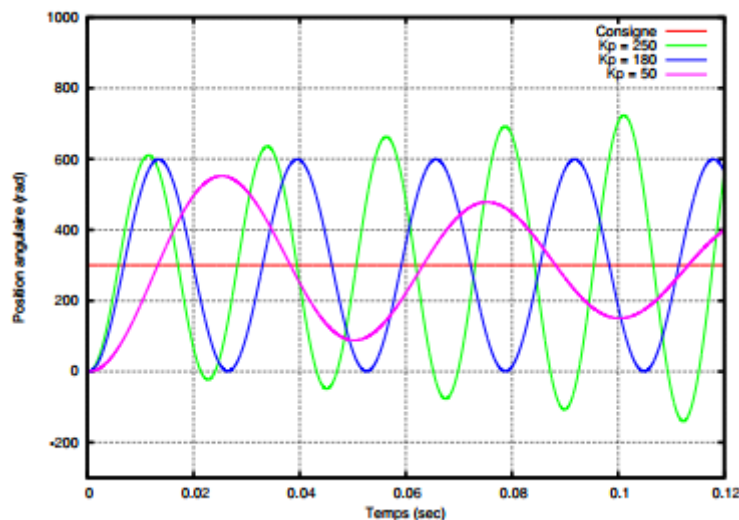


Figure III.3 : Modélisation sous Maple montrant l'apparition d'oscillations dans un asservissement en position de type P.

La méthode de Ziegler-Nichols indique alors des valeurs des coefficients permettant d'obtenir un bon compromis entre précision, rapidité et stabilité.

$$\begin{aligned}
 K_p &= 0.6 \cdot (K_p)_{lim} \\
 \left\{ \begin{aligned} K_i &= \frac{1}{0.5T_{osc}} \\ K_d &= 0.125T_{osc} \end{aligned} \right. \quad (III.1)
 \end{aligned}$$

Ensuite, on peut légèrement faire varier ces valeurs moyennes selon le compromis précision/rapidité/stabilité recherché. Dans le cas d'un asservissement en position, on aura tendance à monter un peu plus le gain intégral pour avoir une erreur statique faible, quitte à « accoster » plus lentement à la valeur demandée[16].

Remarque Il ne s'agit ici que de la seconde méthode de Ziegler-Nichols, utilisant des mesures expérimentales en boucle fermée et une conception continue du temps (corrections en temps réel). Il existe aussi d'autres méthodes de Ziegler-Nichols : l'une est aussi basée sur des mesures en boucle fermée, mais dans une conception discrète du temps (N corrections par seconde, il faut alors prendre en compte le retard de correction), l'autre est basée sur des mesures expérimentales en boucle ouverte. Il se peut aussi que le système soit désespérément stable.

La méthode de Ziegler-Nichols n'est alors pas nécessaire : puisque l'on peut se permettre d'augmenter K_p à volonté, on choisit une valeur relativement grande de K_p , puis on ajuste K_i et K_d pour éliminer l'erreur statique, limiter le dépassement et atteindre la consigne le plus vite possible.

Néanmoins, il faut aussi tenir compte du fait qu'un moteur n'accepte pas de trop fortes tensions : en pratique on ne peut augmenter les coefficients à volonté sans arriver à ce seuil de commande : le signal corrigé pourra éventuellement se retrouver tronqué, et le modèle considéré jusqu'ici ne sera alors plus valable[15].

III.2.1.2. Méthode avancée

Une méthode plus avancée consiste à modéliser parfaitement le système asservi, mais nécessite une connaissance parfaite de l'ensemble des paramètres permettant d'obtenir une modélisation précise. On s'applique alors à chercher à optimiser le temps de réponse et la stabilité par une étude mathématique. L'avantage est que cette méthode permet en théorie d'obtenir les réglages les plus fins possibles. Mais l'inconvénient est qu'il est parfois difficile de modéliser parfaitement un système lorsque de nombreux phénomènes parasites (jeu mécanique dans les réducteurs, frottements et pertes omniprésents, usure, ...) ne sont pas négligeables. La précision des paramètres déterminés est alors à l'image de celle de la modélisation.

Remarque On peut aussi tester directement la réponse du système à des signaux particuliers et en déduire une forme approchée de la fonction de transfert, puis se baser sur ce modèle approché pour mener à bien les calculs mathématiques[16].

III.3. Régulateur flou

On se propose dans cette partie d'ajouter une entrée au régulateur flou, c'est la variation de l'erreur en fonction du temps, ou la dérivée de l'erreur[15].

On considère alors le système avec contrôleur flou présenté dans la figure III.4.

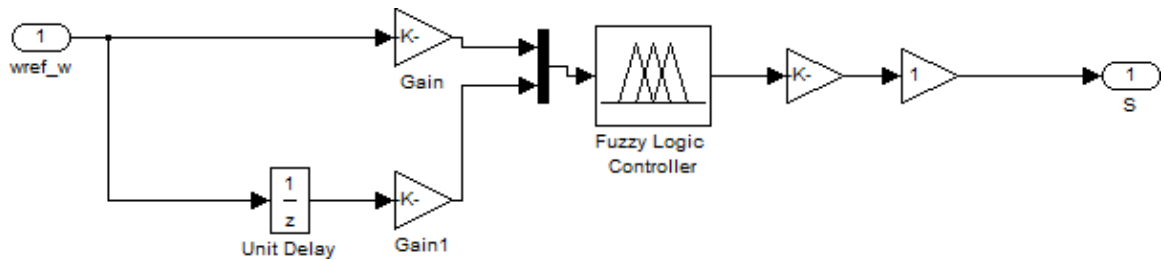


Figure III.4 : Structure de la commande Floue (subsystem)

III.3.1 Domains D'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [14] :

- Systèmes audio- visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...) ;
- Appareils électroménagers (lave- linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.) ;
- Systèmes autonomes mobiles ;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...) ;
- Systèmes de conditionnement d'ambiance ;
- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance ;
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin ;
- Produits de consommation courante.

III.3.2 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont[14]:

- La non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus ;
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non- linéaire et difficile à modéliser) ;
- La réduction du temps de développement et de maintenance ;

Par contre, les inconvénients sont [14] :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile) ;
- La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas ;
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

III.3.3 Concept de la logique floue

L'homme perçoit, raisonne, imagine et décide à partir des modèles ou de représentation. Sa pensée n'est pas binaire. L'idée de la logique floue est de capturer l'imprécision de la pensée humaine et de l'exprimer avec des outils mathématiques appropriés. La résolution d'un problème exige la recherche d'un modèle qui est le plus objectif et le plus certain possible. Les modèles de notre cerveau peuvent être assez compliqués et également vagues, flous ou imprécis. L'homme ne raisonne pas comme l'ordinateur : au tout ou rien. La logique floue inspire ses caractéristiques du raisonnement humain. Elle est basée sur la constatation que la plupart de phénomènes ne peuvent être représentés à l'aide de variables booléennes qui ne peuvent prendre que deux valeurs(0ou1) . Peut-on considérer un homme de taille 1.7 m grand ou petit ? N'est- il pas ni vraiment grand, ni vraiment petit ? Pour répondre à ce type de question, la logique floue considère la notion d'appartenance d'un objet à un ensemble, non plus comme une fonction booléenne, mais comme une fonction qui peut prendre toutes les valeurs entre 0 et 1.

En effet, elle caractérise un homme par un degré de vérification ou un degré d'appartenance à "homme de grande taille" compris entre 0 et 1. On peut également définir une fonction "homme de taille moyenne", et une fonction "homme de petite taille"...etc.

Alors, un homme de taille quelconque a trois degrés d'appartenance aux trois catégories "taille petite", "taille moyenne", "taille grande".

Un homme de taille 1.75 m appartient à la catégorie de "taille grande" avec un degré de vérification de 50% et à la catégorie de "taille moyenne" avec le même degré de vérification. Tandis qu'il appartient à la catégorie de "taille petite" avec un degré de vérification de 0%. Cela peut être traduit par la figure suivante[14].

III.3.4 Notions de base de la logique floue

Cette section n'a pas pour but de donner un état de lieux complet de la logique floue, mais uniquement fournir les quelques notions de base de la logique floue d'une manière abrégée.

III.3.4.1 Ensemble flou

Dans la théorie classique des ensembles, c'est la fonction caractéristique qui définit l'ensemble. Cette fonction ne prend que les deux valeurs discrètes 0 (l'élément n'appartient pas ...) ou 1 (...appartient à l'ensemble).

Un ensemble flou est défini par une fonction d'appartenance qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. C'est l'élément de base de la logique floue. Il a été introduit en première fois par Zadeh en 1965. Le concept de ce dernier a pour but d'éviter le passage brusque d'une classe à une autre et de permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe ; c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à une classe.

Les trois catégories "Petite, Moyenne, Grande" définies précédemment, associées à leurs fonctions d'appartenance, sont appelées des ensembles flous. Et on peut définir également l'univers de discours ou l'univers de référence comme étant l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x (la taille de l'homme).

Dans un domaine continu les ensembles flous sont définis par leurs fonctions d'appartenance. Tandis que dans le cas discret les ensembles flous sont des valeurs discrètes dans l'intervalle $[0, 1]$. [14].

III.3.4.2 Fonction d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu_A(x)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné [14].

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- Monotones (croissantes ou décroissantes), comme il est montré sur la figure (III.6.a) et(III.6.b) ;
- Triangulaires (figure (III.6.c)) ;
- Trapézoïdales (figure (III.6.d)) ;
- En forme de cloche (Gaussiennes), comme le montre la figure (III.6.e).

Fonction triangulaire

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

Fonction trapézoïdale

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a < x \leq b \\ 1 & \text{si } b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

fonction gaussienne

$$\mu(x) = \exp \left[- \left(\frac{x-m}{\sigma} \right)^2 \right] \quad -\infty < x \leq +\infty \quad (\text{III.4})$$

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire.

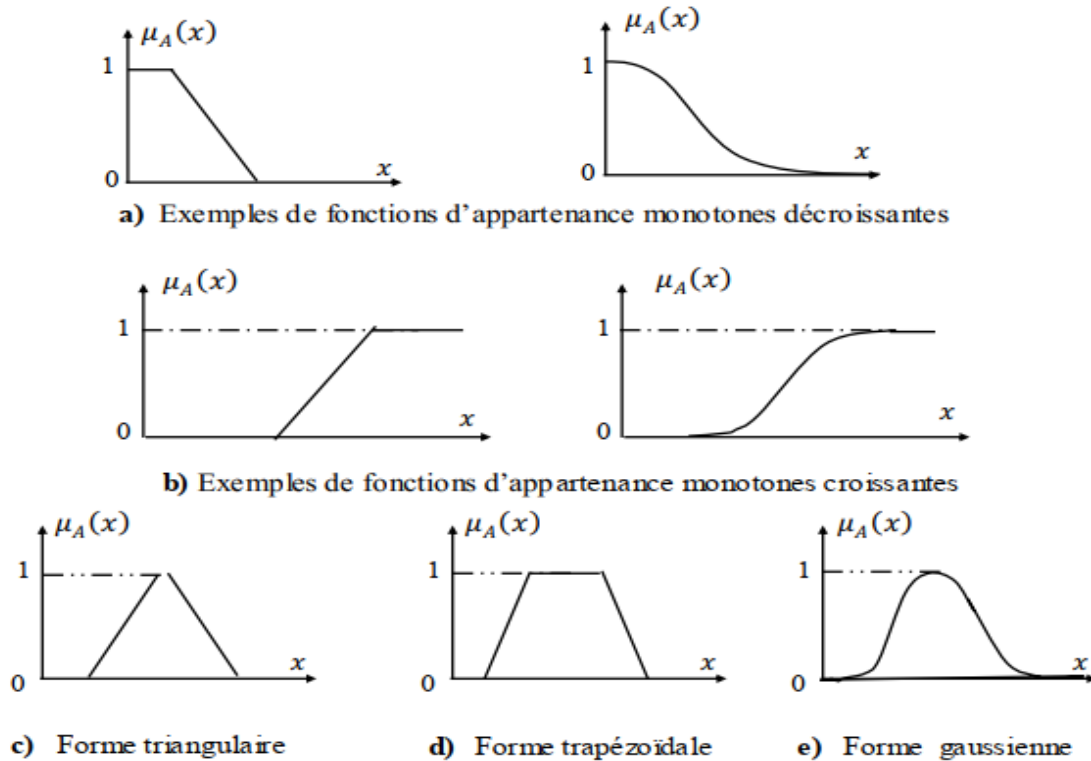


Figure III.5 : Différentes formes des fonctions d'appartenance.

III.3.4.3 Variables linguistiques

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

On peut représenter une variable linguistique par un triplet (V, U, T_v) , tels que : V est une variable numérique (Vitesse, Taille, Température) définie sur un univers de référence U et T_v est un ensemble de catégories floues de U , qui sont utilisées pour caractériser V à l'aide de fonctions d'appartenance. Considérons la vitesse de rotation d'une machine électrique comme une variable linguistique définie sur un univers de discours $U = [0,$

100] rd/s, et son ensemble de catégories floues $T_{vitesse} = (Lente, Rapide, Moyenne)$.

Ces trois ensembles flous de $T_{vitesse}$ peuvent être représentés par des fonctions d'appartenance comme le montre la figure (III.6) [14].

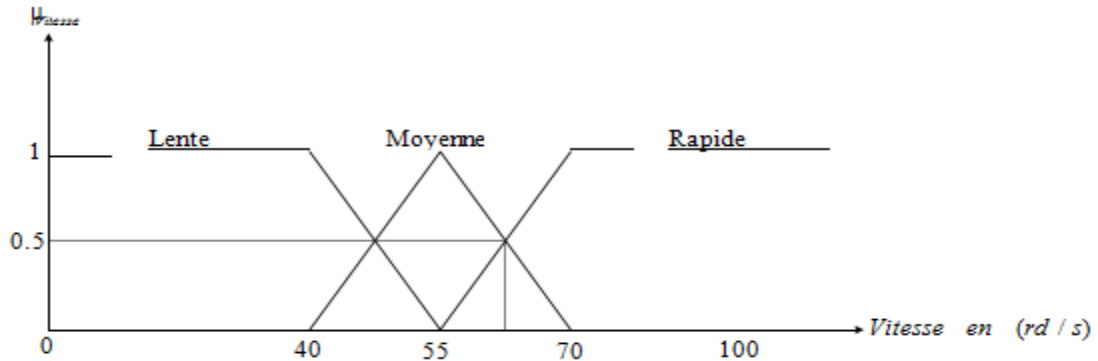


Figure III.6 : Représentation graphique des ensembles flous d'une variable linguistique.

III.3.5 Opérateurs de la logique floue

Une fois les ensembles flous définis, des opérations mathématiques concernant ce type d'ensembles ont été développées. Les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels. Les opérateurs de l'intersection, l'union, la complémentation et l'implication sont traduites par les opérateurs " ET, OU, NON et ALORS" respectivement. Soit A et B deux ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont $\mu_A(x)$, $\mu_B(y)$ respectivement. Le tableau suivant résume quelques fonctions utilisées pour réaliser les différentes opérations floues de base [14].

Opérateurs flous	ET	OU	NON
Zadeh (1973)	$Min(\mu_A(x), \mu_B(y))$	$Max(\mu_A(x), \mu_B(y))$	$1 - \mu_A(x)$
Lukasiewicz, Giles (1976)	$Max(\mu_A(x) + \mu_B(y) - 1, 0)$	$Min(\mu_A(x) + \mu_B(y), 1)$	$1 - \mu_A(x)$
Hamacher (1978); ($\gamma > 0$)	$\frac{\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}{\gamma + (1 - \gamma)(\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(y))}$	$\frac{\mu_A(x) + \mu_B(y) - (2 - \gamma)\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}{\mu_B(y)1 - (1 - \gamma)\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}$	$1 - \mu_A(x)$
Bondler et Kohout (1980)	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$	$\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$	$1 - \mu_A(x)$
Weber	$\mu_A(x)$ si $\mu_B(y) = 1$ $\mu_B(y)$ si $\mu_A(x) = 1$ sinon	$\mu_A(x)$ si $\mu_B(y) = 0$ $\mu_B(y)$ si $\mu_A(x) = 0$ 1 sinon	$1 - \mu_A(x)$

Tab III.2: Opérateurs de base de la logique floue.

D'autre part, l'implication floue se construit à partir des propositions floues élémentaires. Pour cette opération, il existe encore plusieurs méthodes. Les plus souvent utilisées sont données par le tableau suivant [14].

Appellation	Implication floue
Zadeh	$Max\{Min(\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x)\}$
Mamdani	$Min(\mu_A(x), \mu_B(y))$
Reichenbach	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$
Willmott	$Max\{1 - \mu_A(x), Min(\mu_A(x), \mu_B(y))\}$
Dienes	$Max(1 - \mu_A(x), \mu_B(x))$
Brown Godel	1 si $\mu_A(x) \leq \mu_B(y)$ $\mu_B(y)$ sinon
Lukasiewicz	$Min(1, 1 - \mu_A(x) + \mu_B(x))$
Larsen	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$

Tab III.3: Implication floue.

III.4 Commande par la logique floue

La commande par la logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique [14].

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes :

- La quantification floue des entrées, appelée aussi la Fuzzification. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques ;
- L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé l'Inférence floue ;
- La Défuzzification qui est l'opération inverse de la fuzzification. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques.

Le schéma bloc d'un contrôleur flou est illustré par la figure suivante [14] :

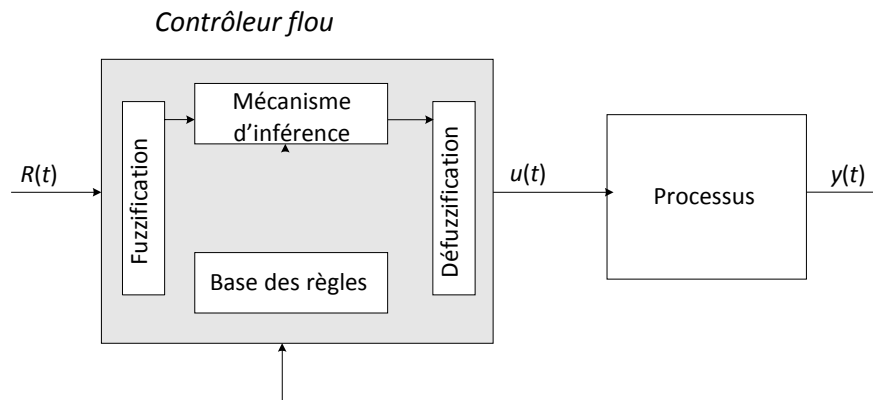


Figure III.7 : Schéma bloc général d'un régulateur à logique flou.

Où : $R(t)$ est le signal de référence ;

$u(t)$ est le signal de commande ;

$y(t)$ est la sortie du système à commander.

Ce régulateur flou comporte essentiellement quatre parties ; une interface de fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de défuzzification.

III.4.1 Interface de fuzzification

La fuzzification est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables [16]. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées ;
- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ou floues ;
- Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrées aux univers de discours correspondants ;

Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales.

Le nombre des ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement noté : **NG** : Négatif Grand ; **NM** : Négatif Moyen ; **NP** : Négatif Petit

; **EZ** : Environ Zéro ; **PP** : Positif Petit ; **PM** : Positif Moyen ; **PG** : Positif Grand. La représentation de ces ensembles flous est donnée par la figure III.8

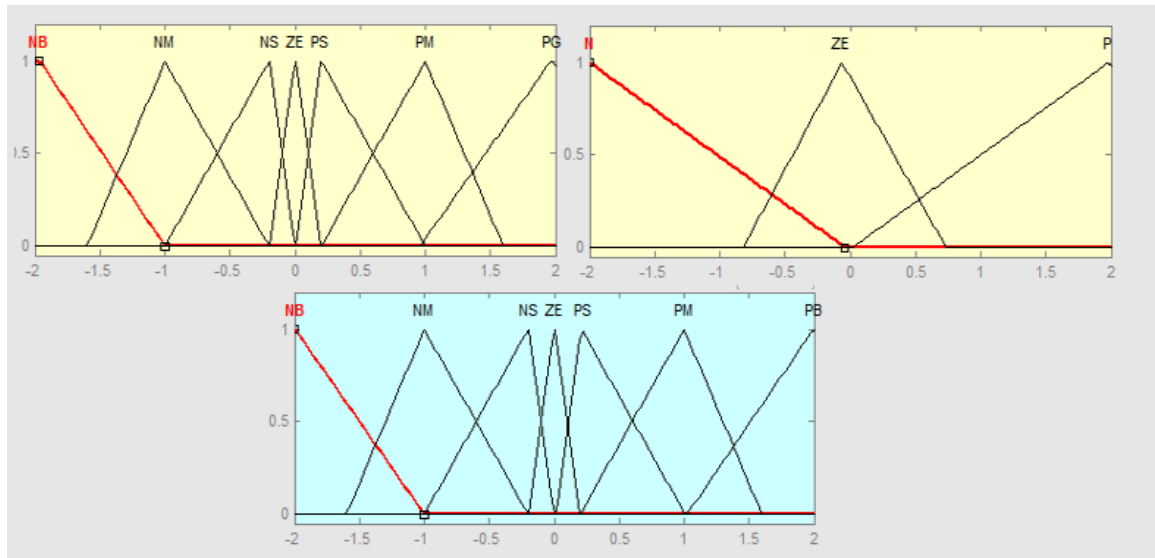


Figure III.8 : Description des fonctions d'appartenance.

III.4.2 Base des règles

Ce bloc est une base de connaissance qui correspond à l'expertise ou au savoir-faire de l'opérateur sur le comportement du système. Elle est composée de l'ensemble des informations et des connaissances dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Elle permet de déterminer le signal de sortie du contrôleur flou et exprime la relation qui existe entre les variables d'entrées transformées en variables linguistiques et les variables de sortie converties également en variables linguistiques [14]. Ainsi, elle est constituée par une collection de règles données sous la forme « Si ... Alors ». D'une manière générale, on peut exprimer la $i^{ème}$ règle floue par la relation suivante :

Si x_1 est $F_{1(i)}$ et x_2 est $F_{2(i)}$ et ... x_n est $F_{n(i)}$ Alors y_j est $G_{j(i)}$
 Où : $i = 1, \dots, m$; m est le nombre total des règles ; $F_{1(i)}, F_{2(i)}, \dots, F_{n(i)}$ sont les ensembles flous des entrées (x_1, x_2, \dots, x_n) et $G_{j(i)}$ est l'ensemble flou correspondant à la sortie y_j .

On peut écrire les règles d'inférence sous forme d'une matrice appelée Matrice d'inférence, qui est généralement antisymétrique. A titre d'exemple, si on considère un

contrôleur flou à deux entrées caractérisées par trois ensembles flous et une sortie, alors la matrice d'inférence peut prendre la forme suivante :

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

Tab III.4: Matrice d'inférence floue.

III.4.3 Mécanisme d'inférence flou

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence de la logique floue [17]. Elle utilise les variables floues transformées par la fuzzification et les règles d'inférence pour créer et déterminer les variables floues de sortie, en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenance.

Comme on l'a mentionné, il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit la notion de mécanisme ou méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence, permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes [14] :

- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani) ;
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen) ;
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue " *Et*, *Ou* et *Alors*".

Opérateurs flous Méthodes d'inférence	Et	Ou	Alors
Max-Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max-Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme-Produit	Produit	Moyenne	Produit

Tab III.5: Méthodes usuelles de l'inférence floue.

III.4.4 Interface de défuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou [14]. Parmi les plus couramment utilisées, on cite :

- **Méthode de Maximum** : cette méthode génère une commande qui représente l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette méthode est simple, rapide et facile, mais présente certains inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale et ne tient pas compte de l'effet de toutes les règles ;
- **Méthode de la moyenne des maximums** : cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale;
- **Méthode du centre de gravité** : cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue [14].

Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue, (car elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision), malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants.

III.5 Application à la commande de vitesse de MSAP

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté.

Un contrôleur conventionnel (PI , PID ...etc.) exige toujours un modèle déterministe et précis du système à régler contrairement au régulateur flou. En effet, un algorithme de commande par logique floue est basé sur des règles linguistiques vagues et imprécises et n'exige pas un modèle du processus à commander.

Dans cette section, nous allons montrer comment élaborer un régulateur flou à action proportionnel, intégratrice et non linéaire. Ce PI flou sera appliqué au réglage de vitesse du MSAP étudié.

III.5.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants [14]:

- Choix des variables linguistiques ;
- Choix des fonctions d'appartenance ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes monovariabiles simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante [14].

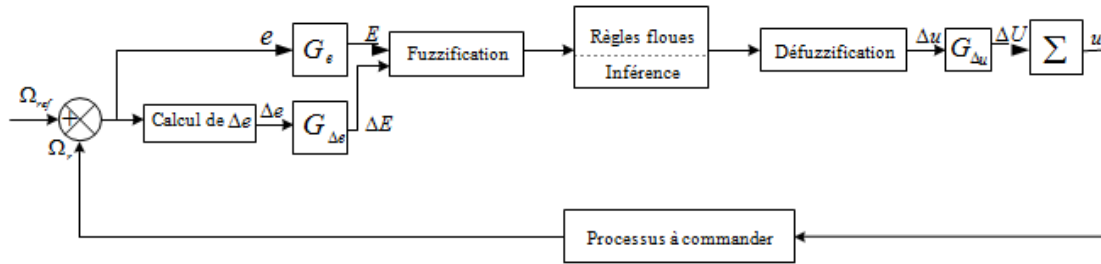


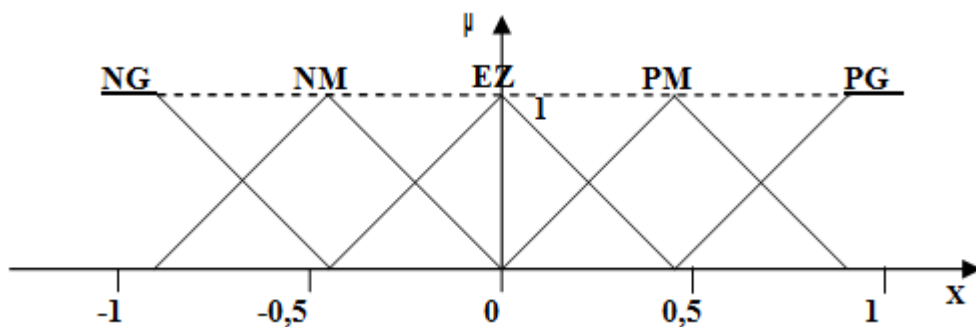
Figure III.9 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

III.5.2 Fuzzification

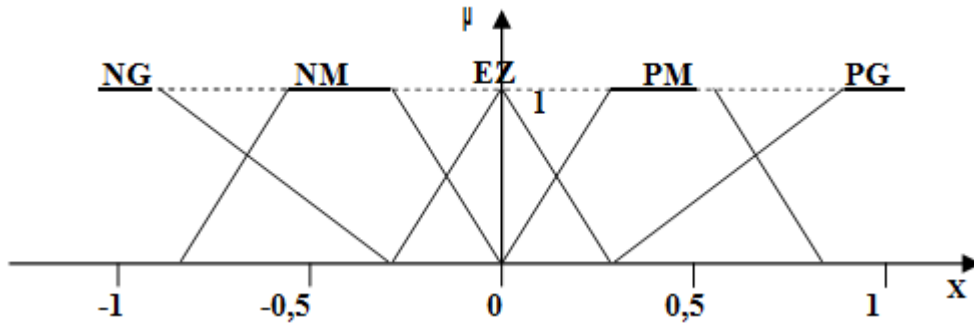
Etant donné que l'implémentation du régulateur flou se fait de manière digitale, il faut donc prévoir un convertisseur analogique/digital car le régulateur par logique floue utilise des grandeurs mesurées à l'aide d'organes de mesure de types analogiques.

Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes et non équidistantes figure (III.10). il faut éviter les chevauchements figure (III.11.a) et les lacunes figure (III.11.b) entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet cela provoque des zones de non intervention du régulateur (zones mortes), ce qui entraîne une instabilité de réglage .

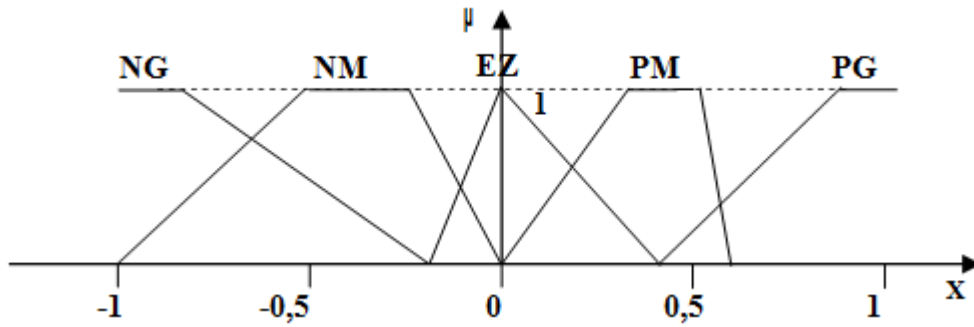
En général on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenance. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la solution et de l'intervention du réglage désirée [13].



a. Fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes

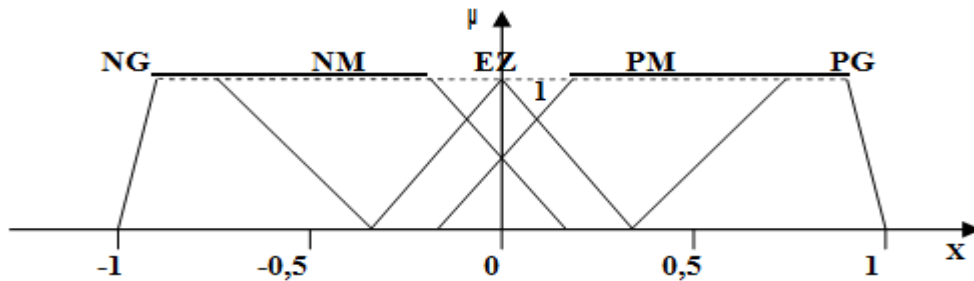


b. Fonctions d'appartenance symétriques et non équidistantes

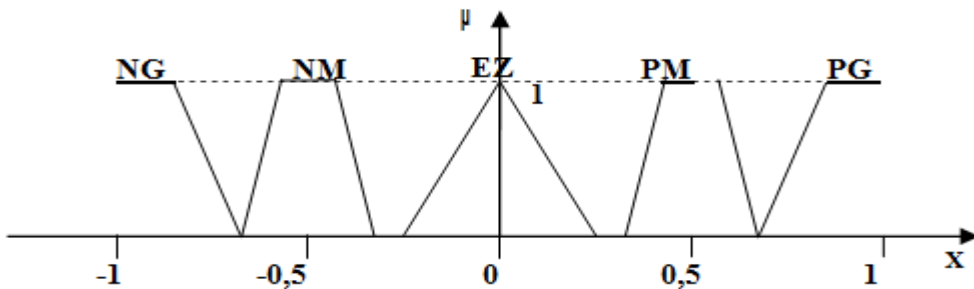


c. Fonctions d'appartenance non symétriques et non équidistantes

Figure III.10 : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance



a. Formes avec chevauchement trop important



b. Formes avec lacunes (chevauchement insuffisant)

Figure III.11 : Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée

L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes [14]:

- Négatif grand noté *NG* ;
- Négatif petit noté *NP* ;
- Environ de zéro noté *EZ* ;
- Positif petit noté *PP* ;
- Positif grand noté *PG* ;

III.5.3 Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [14]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

ΔE	<i>E</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>EZ</i>
<i>NP</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>
<i>EZ</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>
<i>PP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
<i>PG</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>

Règle 25 : Si E est PG et ΔE est PG Alors ΔU est PG

Tab III.6: Matrice d'inférence des règles floues.

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

"Si E est PG et ΔE est PG Alors ΔU est PG"

"Si E est EZ et ΔE est EZ Alors ΔU est EZ"

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (*E est PG*), alors il faut un appel de couple grand (*ΔU est PG*) pour ramener la vitesse à sa référence. Et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (*E est EZ et ΔE est EZ*) alors garder le même couple (*ΔU est EZ*).

III.5.4 Défuzzification

La défuzzification définit la loi de commande du régulateur logique flou, elle réalise donc la conversion inverse de la fuzzification (conversion digitale/analogique).

Les méthodes de défuzzification les plus utilisées sont :

- Méthode par centre de gravité
- Méthode par valeur maximale
- Méthode par valeur moyenne des maxima.

III.5.4.1 Défuzzification par centre de gravité

Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{Res}(x_r)$.

a) Centre de gravité par la méthode d'inférence Somme-prod

Elle est calculée par l'expression de l'abscisse de la fonction d'appartenance résultante :

$$\mathbf{x}_r^* = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} x_i^* S_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} S_i} \quad (\text{III.2})$$

$$\text{Avec : } S_i = \int_{-1}^1 \mu_{0i}(x_I) dx_I \quad (\text{III.3})$$

$$\text{Et : } x_i^* = \frac{1}{S_i} \int_{-1}^1 x_I \mu_{0i}(x_I) dx_I \quad (\text{III.4})$$

b) Centre de gravité pour la fonction d'appartenance sans chevauchement elle est donnée par la relation suivante :

$$x_r^* = \frac{\sum \mu_{CE} x_E^* S_E}{\sum \mu_{CE} S_E} \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Avec : } \mu_{CE} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{CE} \quad \text{pour la méthode Somme-prod} \quad (\text{III.6})$$

$$\text{Et : } \mu_{CE} = \text{Max}[\mu_{CEi}] \quad \text{pour la méthode Max-Min et Max-prod} \quad (\text{III.7})$$

c) Centre de gravité pour la méthode des hauteurs pondérées

Elle représente un cas particulier des fonctions d'appartenance avec chevauchement, l'abscisse du centre de gravité se réduit à l'expression suivante :

$$x_r^* = \frac{\sum \mu_{CE} x_E^*}{\sum \mu_{CE}} \quad (\text{III.8})$$

III.5.4.2 Défuzzification par valeur maximale

Pour cette méthode on choisit l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante. Néanmoins cette méthode n'est pas intéressante pour le réglage lorsque l'abscisse de la valeur maximale est comprise entre deux valeurs x_{r1} et x_{r2} figure (III.12).

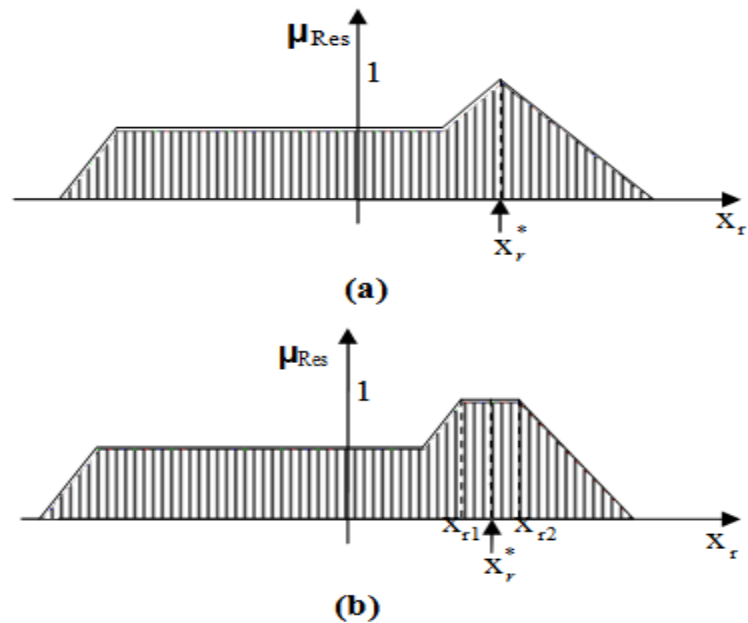


Figure III.12: Défuzzification par valeur maximale.

III.5.4.3 Défuzzification par la valeur moyenne des maximale

Pour éviter l'indétermination présentée lors de la méthode par valeur maximale, on fait appel la méthode de défuzzification par valeur moyenne des maxima. Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur moyenne des abscisses de toutes les fonctions d'appartenance maximales. Cependant, cette méthode présente également un grand inconvénient qui réside dans le saut du signal de sortie si la dominante change d'une fonction d'appartenance partielle à une autre Figure (III.13). Par conséquent, ce comportement provoqueun mauvais comportement du circuit de réglage.

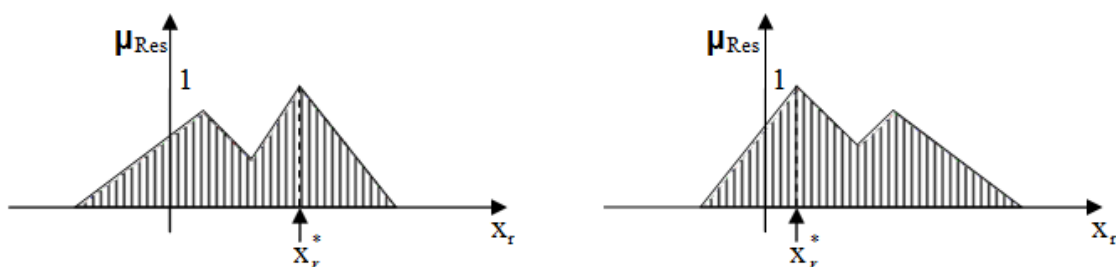


Figure III.13: Discontinuité lors de la défuzzification par valeur maximale.

III.5.5 Différentes approches pour la détermination des règles

Il existe deux approches principales pour la détermination des règles d'un contrôleur flou. La première est une méthode purement heuristique; les règles sont déterminées de telle sorte que l'écart entre la consigne et la sortie puisse être corrigée. Cette détermination repose sur la connaissance qualitative du comportement du processus [13]. La seconde approche est une méthode pouvant déterminer d'une manière systématique la structure linguistique et/ou les paramètres satisfaisants les objectifs et les contraintes de contrôle.

Une autre méthode a été introduite pour la détermination des règles et cela en se référant à la trajectoire du système en boucle fermée. La recherche intuitive du comportement du système en boucle fermée, pour la détermination des règles dans le domaine temporel, utilise fréquemment l'erreur e (observation) et la variation de l'erreur Δe . (dynamique du processus) ainsi que la variation de la commande ΔU (entrée du processus à réguler).

La procédure à suivre, pour la détermination des règles du contrôleur flou est expliquée en considérant les points indiqués sur la figure (III.14). Pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

Règle 1: Si $e=PG$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=PG$. Départ.

Règle 2: Si $e=PG$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U =PM$. Augmentation de la commande pour garder l'équilibre.

Règle 3: Si $e=PM$ et $\Delta e =NP$ alors $\Delta U =PP$. Très faible augmentation de la commande pour ne pas dépasser la valeur limite.

Règle 4: Si $e=PP$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U=EZ$. Convergence vers l'équilibre. Règle 5: Si $e=EZ$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U=NP$. Freinage du processus.

Règle 6: Si $e=NP$ et $\Delta e=PP$ alors $\Delta U =NM$. Freinage et inversion de la variation de la commande.

Règle 7: Si $e=NM$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=NM$. Rappel du processus vers l'équilibre. Règle 8: Si $e=NP$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=EZ$. Convergence vers l'équilibre.

Règle 9: Si $e=EZ$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=EZ$. Equilibre.

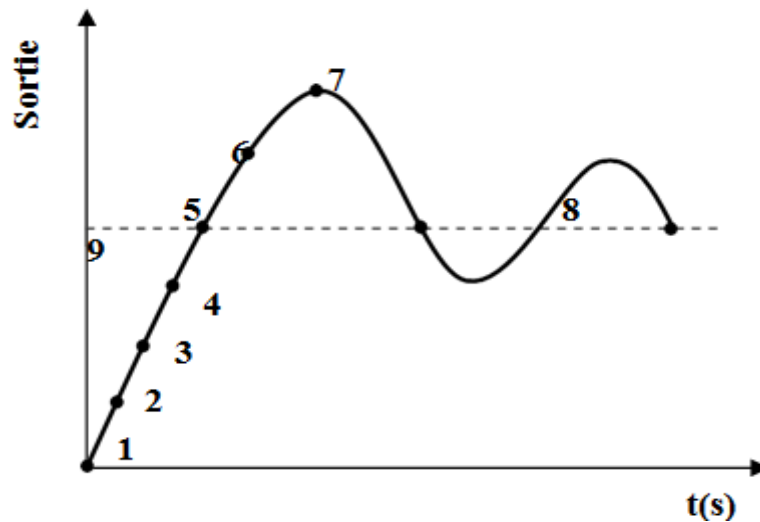


Figure III.14: Ecriture du jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle

En considérant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table du contrôle flou de base qui correspond à la table de règle très connue de Mac Vicar-whilan [13]:

Δe	e	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG		NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM		NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP		NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP		NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM		NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG		EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tab III.7: Trajectoire de phase du comportement décrit sur la figure III.14

Sur la diagonale de la matrice d'inférence, on attribue à la variation de la commande l'ensemble EZ. Par conséquent, le système à régler se trouve dans un état transitoire qui ne nécessite pas d'intervention importante pour atteindre le régime stationnaire.

III.6 Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink par un schéma bloc. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

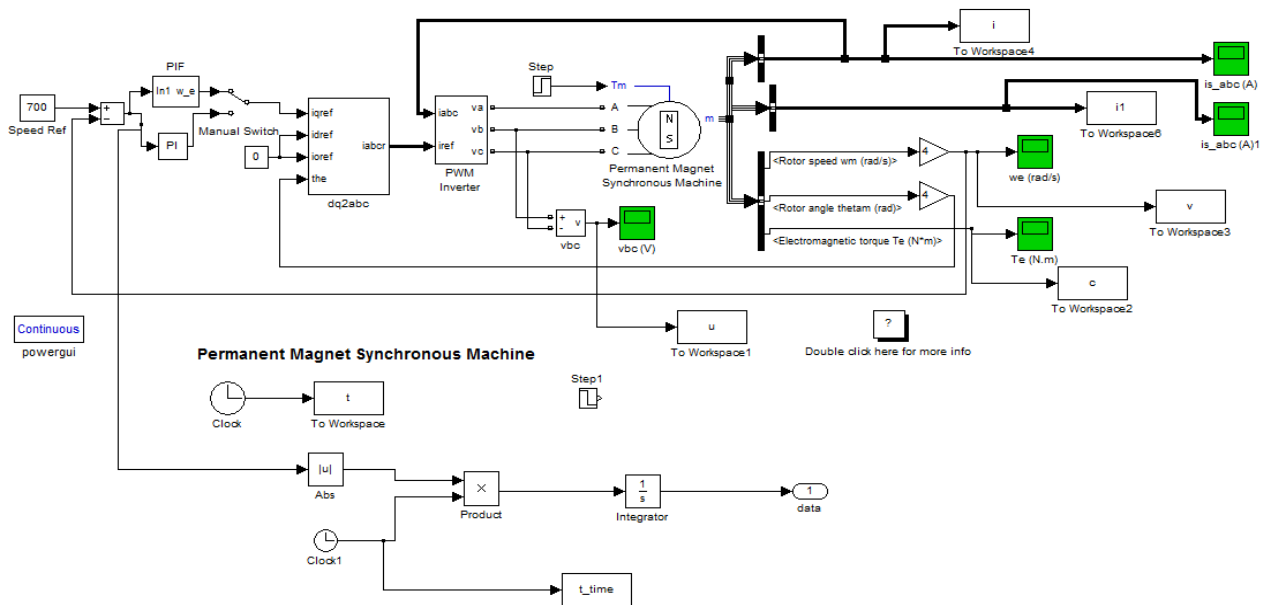
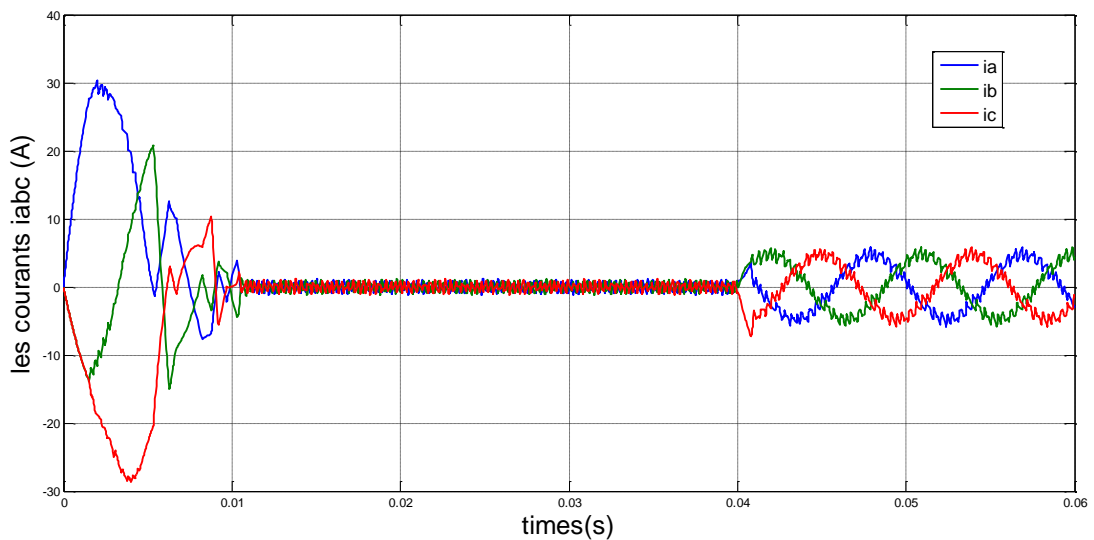
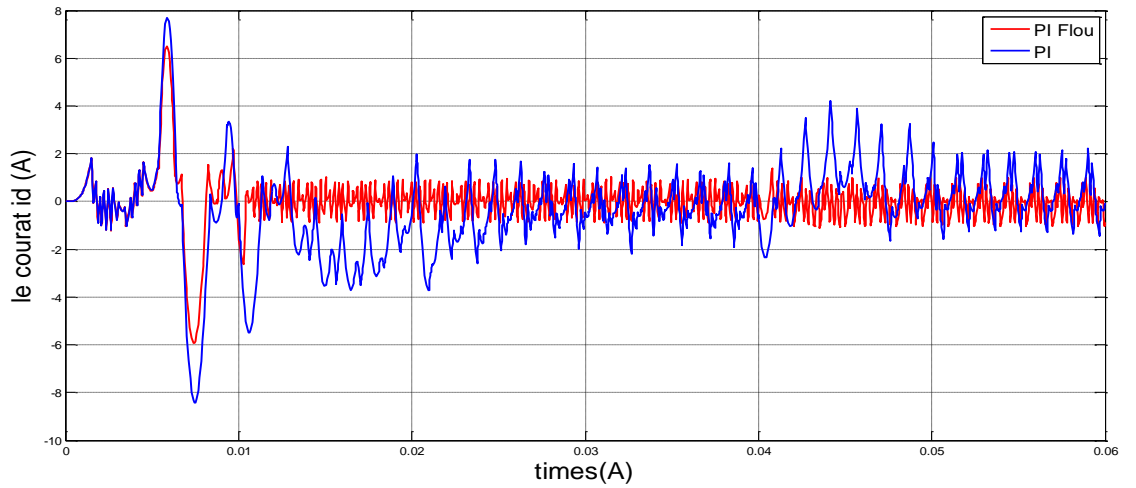


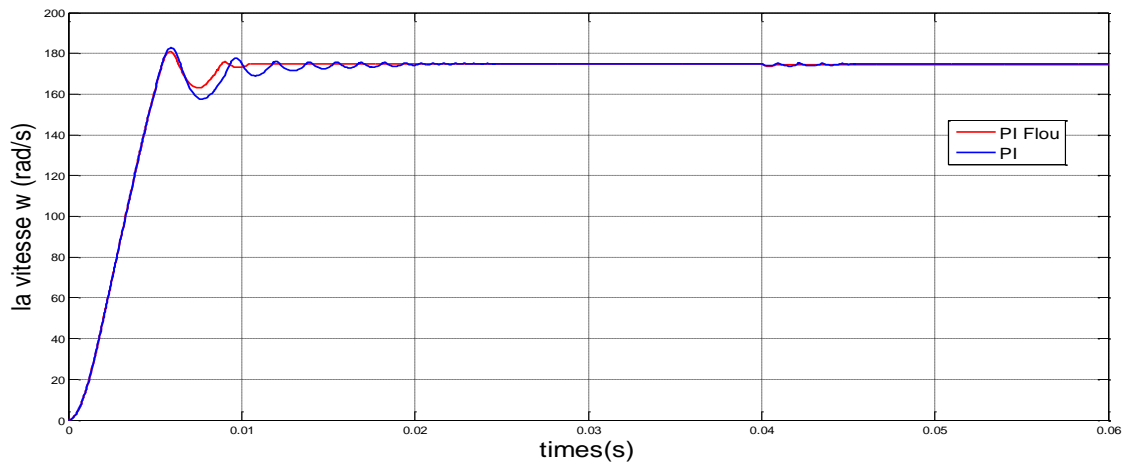
Figure III.15: schéma bloc de simulation MSAP par logique Flou.



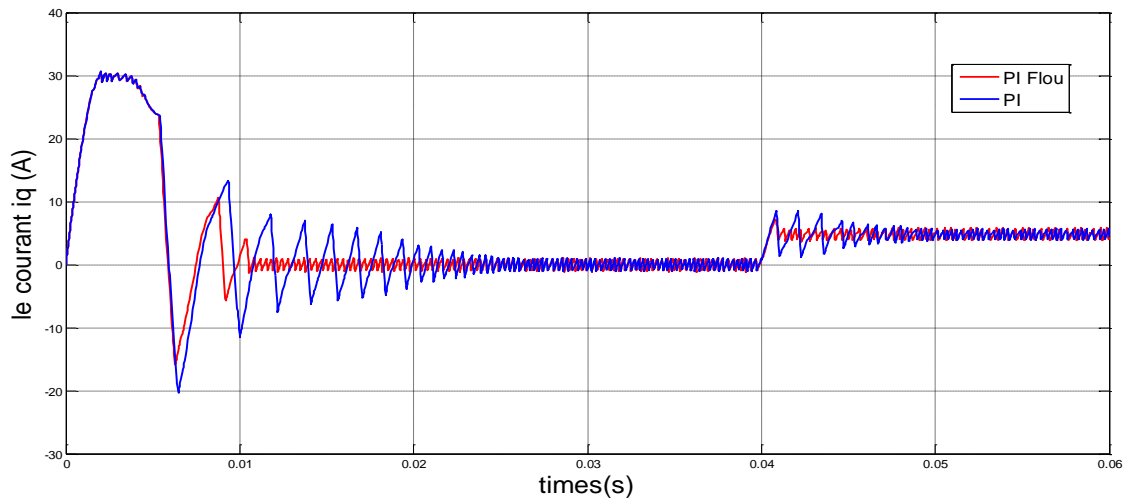
Les courants is abc (A)



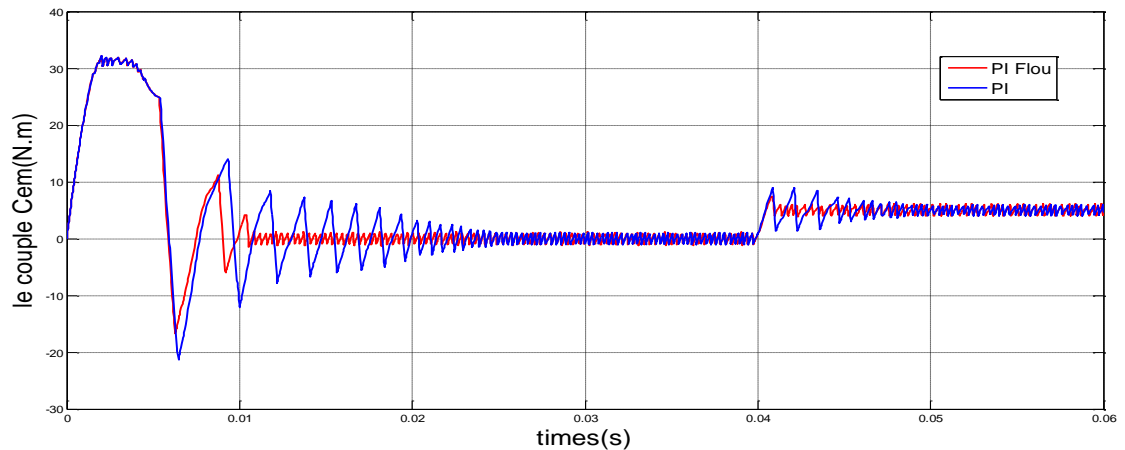
Le courant i_d (A)



La vitesse w (rad/s)



Le courant i_q (A)



Le couple Cem (N.m)

Figure III.16: Résultats de simulation d'un comparaison enter PI classique et PI Flou pour une consigne de vitesse de 175 rad/s.

III.6.1 Interprétations des résultats

Dans la figure III.16, montre le comportement de la MSAP pour une consigne de 175 rad/s lors d'un démarrage à vide, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne sans dépassement avec un temps de réponse court, on remarque aussi le couple électromagnétique atteint la valeur (32N.m) .

montre l'application de la charge $C_r=5$ N.m à $t=0.04$ s, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et perturbée significativement avec PI classique par contre dans la allure de vitesse avec PI Flou il ya les oscillations est diminué et il était réduit et presque inexistant, et la même chose dans les allures de couple électromagnétique , le courant statorique I_q est l'image du couple électromagnétique et le courant statorique I_d est nul presque dans la allure de courant i_d avec PI Flou par conter avec le PI classique les oscillations beaucoup dépassée la valeur 4 (A).

La figures (III.16) montrent que la dynamique de la vitesse est meilleure pour les contrôleurs utilisant les régulateurs flous. Le régulateur flou combinant le contrôle des courants par une action prédictive associant une action rétroactive est le plus performant comparé à l'autre régulateur à savoir le régulateur classique. dans les allures avec PI Flou sont des allures plus précise et plus rapide et le temps de réponse dans la vitesse w_r est bien par rapport le PI classique.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé la commande par logique floue pour le réglage de vitesse d'une machine synchrone dont le but d'obtenir des bonnes performances. Dans la commande par logique floue, la description linguistique de l'expertise de l'être humain est représentée sous forme des règles floues afin de commander le système Dans ce sens.

D'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que la commande par logique floue pour le réglage de vitesse d'une machine synchrone a aimant permanent par l'utilisation de régulateur PI flou nous donne de meilleures performances aussi bien en présence de perturbation. Pour améliorer plus nos résultats, et dans le but de prendre en considération les incertitudes paramétriques, on propose d'utiliser le régulateur PI flous.

CHAPITRE IV :
Optimisation des
Régulateurs Flous d'un
FOC appliquée au MSAP
par PSO et AGs

IV.1 Introduction

En engineering plusieurs problèmes nécessitent l'utilisation des méthodes d'optimisation pour s'approcher ou avoir la solution optimale. Les méthodes déterministes semblent avoir rempli ce besoin, mais le problème des optimums locaux constitue un véritable piège pour accéder à l'optimum global. D'où, l'utilisation des méthodes stochastiques dites méta heuristiques qui, en général, évitent ce problème et ayant une grande capacité de trouver l'optimum global [18]. Parmi ces techniques, celles basées sur l'intelligence collective, inspirées de la nature, les plus répandus sont à savoir : les algorithmes de colonies de fourmis (ACO), les algorithmes génétiques (AGs) et plus particulièrement L'optimisation d'essaim de particules soit en anglais (Particle Swarm Optimization) (PSO).

Dans ce chapitre, nous allons détailler le principe de fonctionnement d'un PSO et AGs. Pour ne pas rester dans un cadre descriptif, des exemples d'optimisation de quelques fonctions dans ce domaine sont donnés à la fin du chapitre.

IV.2 Optimisation par Essaim Particulaire

L'optimisation d'essaim de particules (PSO) est une technique stochastique basée sur la population d'optimisation développée par Dr. Eberhart et Dr. Kennedy en 1995, inspiré par le comportement social des oiseaux s'assemblant ou le banc de poissons figure (III.2) .

PSO partage beaucoup de similitudes avec des techniques évolutionnaires de calcul telles que les algorithmes génétiques (AGs). PSO est initialisée avec une population des solutions aléatoires et recherche des optimums en mettant à jour des générations. Cependant, à la différence des AGs, PSO n'a aucun opérateur d'évolution tel que le croisement et la mutation. Au PSO, les solutions potentielles, appelées les particules, volent par l'espace de problème en suivant les particules optimums courantes [18].

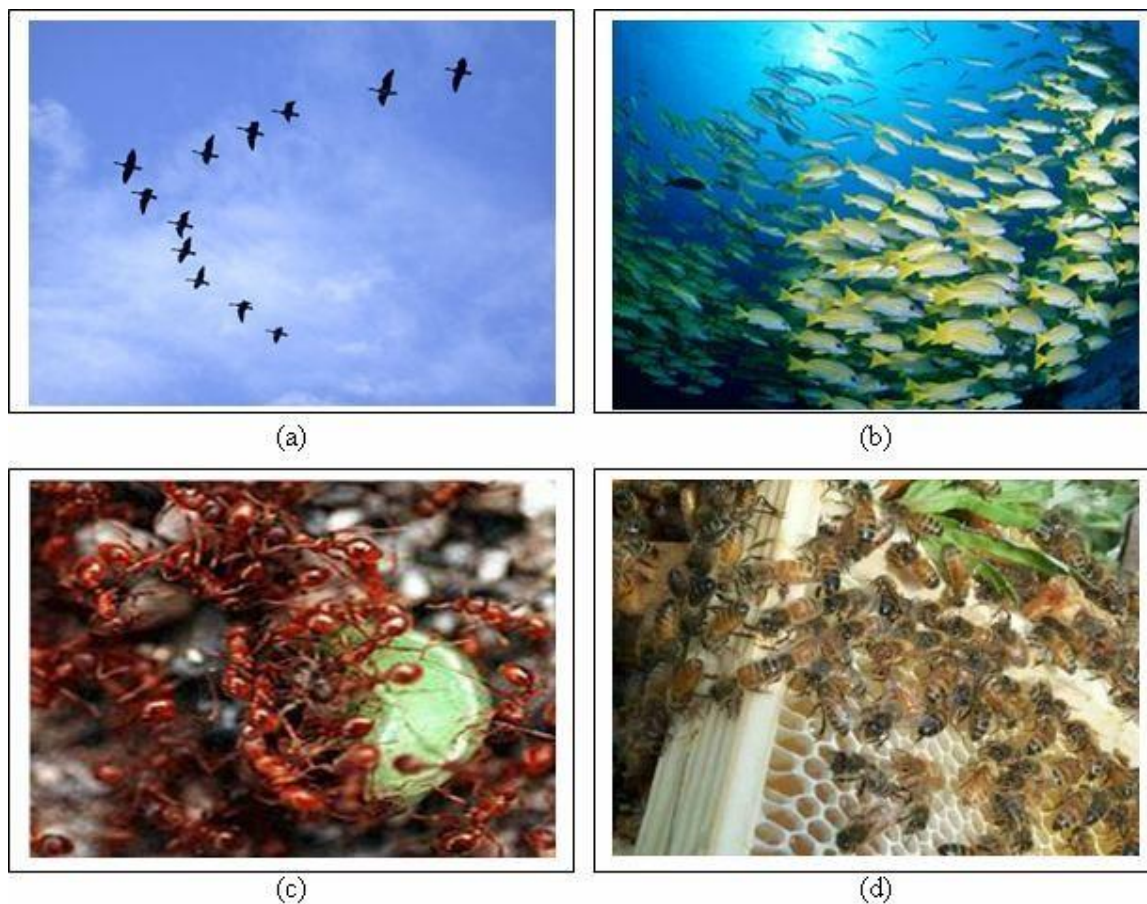


Figure (IV.1) : Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles.

Depuis son apparition, PSO a gagné la popularité croissante parmi des chercheurs et des praticiens comme une technique robuste et efficace pour résoudre des problèmes d'optimisation difficiles. Dans le PSO, les particules individuelles d'un essaim représentent des solutions potentielles, qui se déplacent par le problème, fouillent dans l'espace cherchant un optimal, ou assez bon, la solution. La vitesse de chaque particule est ajustée en additionnant avec pondération sa vitesse à l'instant précédente; la différence entre la position précédente et sa meilleure position puis la différence entre la position précédente et la meilleure position globale. Quant à la position elle est mise à jours simplement par l'addition de la vitesse actuelle et la position à l'instant précédente .

PSO obtient de meilleurs résultats d'une manière plus rapide, comparé à d'autres méthodes. Une autre raison pour laquelle PSO est attrayant c'est qu'il y a peu de paramètres à ajuster.

PSO a été appliquée avec succès dans de nombreux domaines: la fonction d'optimisation, la formation de réseaux de neurones artificiels, les contrôleurs flous, et d'autres zones où AGs peuvent être appliquées [18].

IV.2.1 Principe de l'Algorithme PSO

On dispose une fonction objective à optimiser dans un sens ou dans l'autre. Un essaim est un ensemble de particules positionnées dans l'espace de recherche de la fonction objective. Le principe de l'algorithme consiste à déplacer ces particules dans l'espace de recherche afin de trouver la solution optimale .

Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).
- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune entre elles sa propre meilleure performance.
- A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle à connaissance modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse. Pour ce faire, elle combine trois informations :

- Sa vitesse actuelle.
- Sa meilleure position actuelle.
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche. Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [3].

IV.2.2 Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO

Considérons une population (swarm) composée de K particules.

Les équations formalisant le mouvement des particules sont données par [18] :

$$\mathbf{v}_i(t+1) = w \cdot \mathbf{v}_i(t) + \varphi_1 \cdot r_1(t) \cdot (\mathbf{p}_{bi}(t) - \mathbf{x}_i(t)) + \varphi_2 \cdot r_2(t) \cdot (\mathbf{p}_g(t) - \mathbf{x}_i(t)) \quad (\text{IV.1})$$

$$\mathbf{x}_i(t+1) = \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{v}_i(t) \tag{IV.2}$$

Chaque particule \mathbf{P}_i $i=(1.2.3\dots k)$ dans le swarm est caractérisé par :

- 1) Sa position courante $\mathbf{x}_i(t) \in \mathfrak{R}^d$, qui réfère à une solution candidate pour le problème d'optimisation considéré à l'itération t ;
- 2) Sa vitesse $\mathbf{v}_i(t) \in \mathfrak{R}^d$;
- 3) La meilleure position $\mathbf{p}_{bi}(t) \in \mathfrak{R}^d$ identifiée durant sa trajectoire antécédente. Soit $\mathbf{p}_{g}(t) \in \mathfrak{R}^d$ la meilleure position globale identifiée dans le processus de recherche pour toutes les particules dans le swarm. La position optimal est mesurée avec une fonction dit fitness définit suivant le problème d'optimisation. Durant l'optimisation, les particules se déplacent suivant les équations (IV.1) et (IV.2).
- 4) $r1(\times)$ et $r2(\times)$ sont des variables aléatoires générés d'une distribution uniforme dans l'intervalle $[0,1]$ afin de fournir un poids stochastique aux différentes composantes participant dans la définition de la vitesse de la particule.
- 5) ϕ_1 et ϕ_2 sont deux constantes d'accélération régulant les vitesses relatives par rapport aux meilleurs postions locales et globales. Ces paramètres sont considérés comme des facteurs d'échelle utilisés pour déterminer les mouvements relatifs de la meilleure position de la particule ainsi que de la meilleure position globale. Ce sont des facteurs qui déterminent le degré d'influence des postions passées de la particule elle mêmes et celles des autres particules dans le swarm.
- 6) L'inertie w est utilisée comme un compromis entre l'exploration locale et globale du swarm. Des valeurs élevées de ce paramètre permettent une bonne exploration globale, tandis que pour des valeurs minimales une recherche fine est réalisée.

L'équation (IV.1) permet le calcul de la vitesse à l'itération $t+1$ pour chaque particule en combinant linéairement la position et la vitesse (à l'itération t) et les distances qui séparent la position courante de la particule de son antécédente meilleure position et la meilleure position globale, respectivement. La mise à jour de la position de la particule est réalisée à travers l'équation (IV.2). Les équations (IV.1) et (IV.2) sont itérées jusqu'à ce que la convergence est atteinte [18].

La Figure (IV.2) présente un schéma de principe résumant les explications ci-dessus.

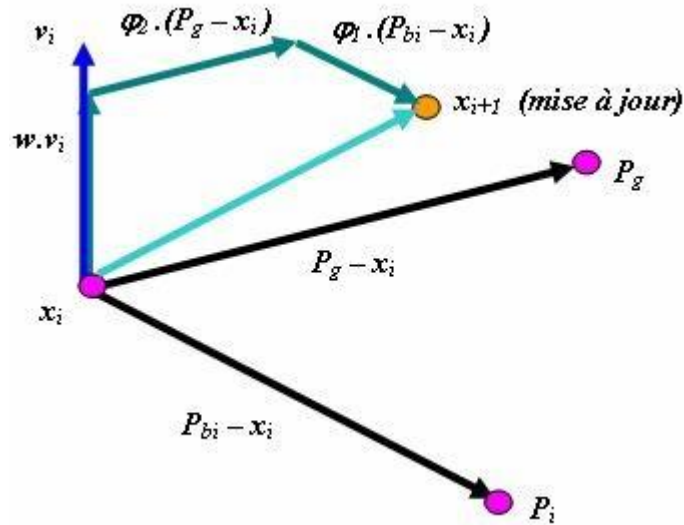


Figure (IV.2) : Schéma vectorielle du déplacement d'une particule.

Un organigramme pour être dresser comme suit :

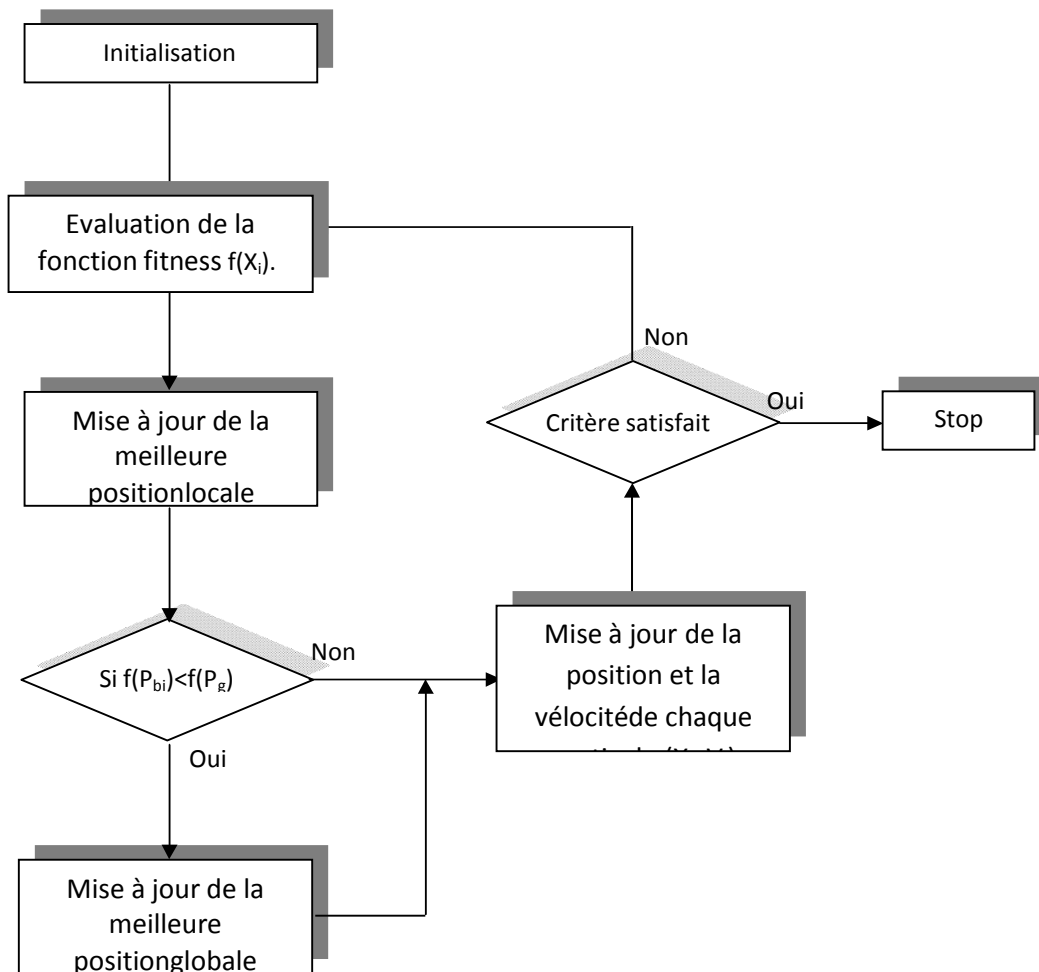


Figure (IV.3) : Organigramme de l'algorithme de PSO.

IV.2.3 Exemple d'application

Dans le but de comparer l'optimisation par les deux algorithmes que nous disposons, les algorithmes génétiques et les algorithmes des PSO, nous avons choisi de chercher l'optimum global de la fonction de Rastrigin définie par :

$$f(x, y) = 20 + x^2 + y^2 - 10 \cdot (\cos(2 \cdot \pi \cdot x) + \cos(2 \cdot \pi \cdot y)) \quad (IV.3)$$

Cette fonction, comme le montre la figure (IV.5), a plusieurs optimums locaux et n'admet qu'un seul optimum global défini au point (0,0) tel que $f(0,0) = 0$.

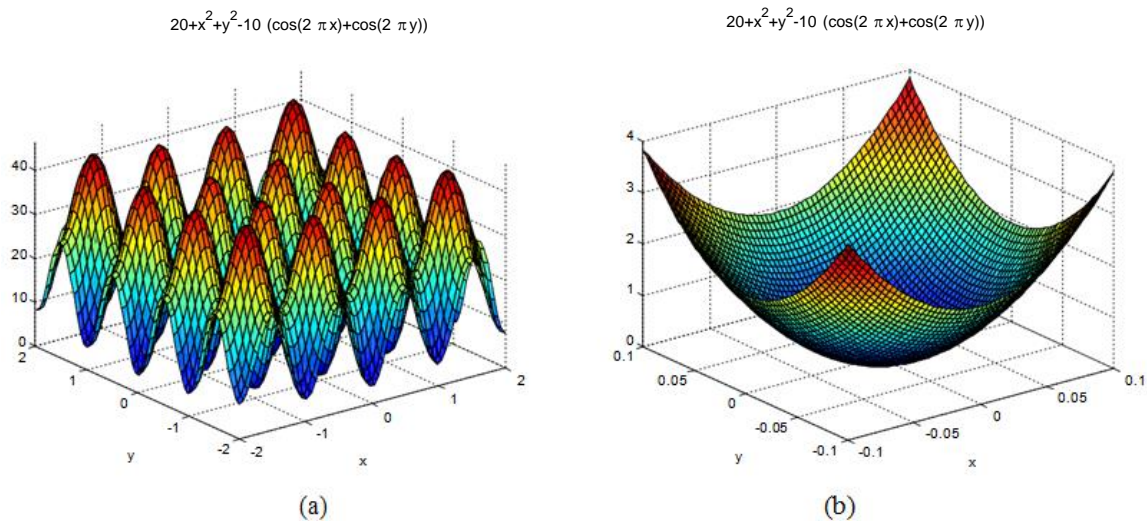


Figure (IV.4) : Fonction de Rastrigin, (a) : avec plusieurs optimums locaux.
(b) : optimum global au point $f(0,0)=0$.

IV.2.4 La notion du voisinage

Le voisinage constitue la structure du réseau social. Le voisinage d'une particule représente avec qui chacune des particules va pouvoir communiquer. Il existe deux principaux types de voisinages :

a) Le voisinage géographique : ce type de voisinage représente la proximité géographique, c'est la notion la plus naturelle du voisinage pour les essais particulaires, les voisins sont considérés comme les particules les plus proches. Cependant, à chaque itération, les nouveaux voisins doivent être recalculés à partir d'une distance prédéfinie dans l'espace de recherche. C'est donc un voisinage dynamique qu'il convient de définir et d'actualiser à chaque itération. C'est ce type de voisinage qui a été retenu dans notre approche.

b) **Le voisinage social** : ce type de voisinage représente la proximité sociale, les voisinages ne sont plus l'expression de la distance mais l'expression de l'échange d'informations, les voisins sont définis à l'initialisation et ne sont pas modifiés par la suite. Une fois le réseau des connexions sociales établi, il n'y a pas besoin de le réactualiser. C'est donc un voisinage statique.

La modification de la formule de vitesse (1) est réalisée en utilisant un nouveau terme dans l'équation. Il a été introduit par, son illustration paraît dans la figure (IV.5) [19].

Où:

P_n : la meilleure position du voisinage ;

C_3 : le coefficient d'accélération, appelé aussi paramètre social ;

r_3 : nombre aléatoire tiré de l'intervalle [0,1].

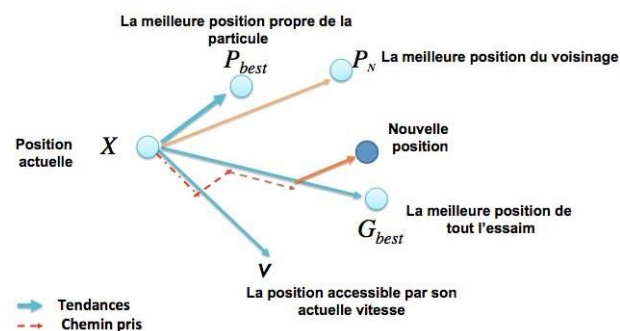


Figure (IV.5) : Déplacement d'une particule.

Le réseau de rapports entre toutes les particules est connu sous le nom de "la topologie de l'essaim". Le choix d'une topologie du voisinage à une importance cruciale, plusieurs études de topologies ont été menées à ce propos, différentes combinaisons ont été proposées dont les plus utilisées sont susmentionnées ci-dessous[18] :

IV.2.4.1 Topologie en étoile

le réseau social est complet, chaque particule est attirée vers la meilleure particule notée g_{best} et communique avec les autres.



Figure (IV.6) : Voisinage étoile.

IV.2.4.2 Topologie en Anneau

chaque particule communique avec n ($n = 3$) voisines immédiates. Chaque particule tend à se déplacer vers la meilleure dans son voisinage local notée $lbest$.

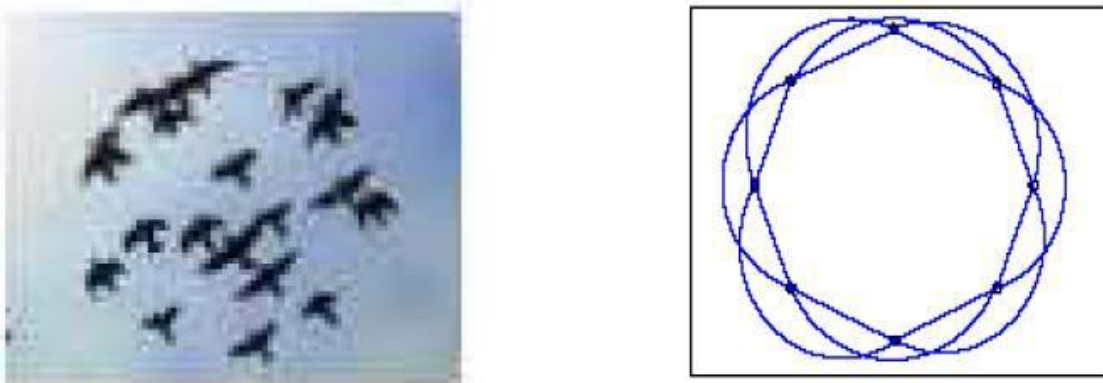


Figure (IV.7) : Voisinage Anneau.

IV.2.4.3 Topologie en rayon

la communication entre les particules est faite via une particule centrale, seule cette dernière ajuste sa position vers la meilleure, s'il y a amélioration de sa position, l'information est alors propagée à ses congénères.

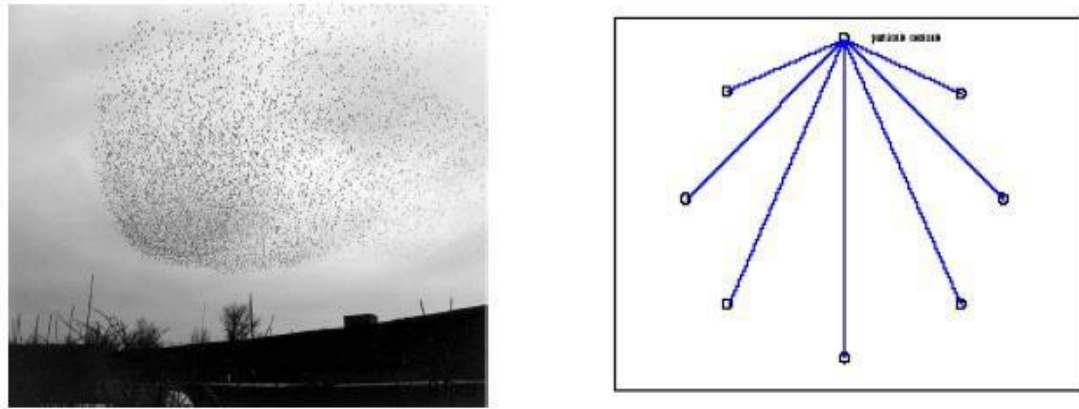


Figure (IV.8) : Voisinage rayon.

Le choix de la topologie de voisinage a un grand effet sur la propagation de la meilleure solution trouvée par l'essaim. En utilisant le modèle *gbest* la propagation est très rapide (c.-à-d. toutes les particules dans l'essaim seront affectées par la meilleure solution trouvée dans l'itération t , immédiatement dans l'itération $t+1$). Cependant, en utilisant les topologies anneau et rayon ralentiront la convergence parce que la meilleure solution trouvée doit propager par plusieurs Voisinage avant d'affecter toutes particules dans l'essaim. Cette propagation lente permettra aux particules d'explorer plus les secteurs dans la recherche espace et diminuent ainsi la chance de la convergence.

IV.3 Algorithmes génétiques (AGs)

IV.3.1 Définition

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle. Ils ont trouvé leurs fondements par J.H. Holland, professeur à l'université du Michigan, en 1975.

Le principe de base consiste à simuler le processus d'évolution naturelle dans un environnement hostile. On parlera de l'individu dans une population. L'individu est composé d'un ou plusieurs chromosomes. Les chromosomes sont eux-mêmes constitués de gènes qui contiennent les caractères héréditaires de l'individu. Pour un problème d'optimisation donné, un individu représente un point de l'espace d'état. On lui associe la valeur du critère à optimiser.

L'algorithme génère ensuite de façon itérative des populations d'individus sur lesquelles on applique des processus de sélection, de croisement et de mutation. La

sélection a pour but de favoriser les meilleurs éléments de la population, tandis que le croisement et la mutation assurent une exploration efficace de l'espace d'état [18].

Le choix des AGs parmi d'autres méthodes se justifie en fonction des propriétés suivantes [14]:

- Les AGs utilisent un codage des paramètres et non les paramètres eux-mêmes ;
- Les AGs travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique ;
- Les AGs n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée, pas sa dérivée ou une autre connaissance auxiliaire ;
- Les AGs possèdent l'habilité de traiter des problèmes complexes et variés ;
- Les algorithmes génétiques ne sont pas déterministes, ils utilisent des règles de transition probabilistes .

IV.3.2 Principe Généraux

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et de l'évolution naturelle : sélection, croisements, mutations, ...etc. Un algorithme génétique recherche le ou les extrema d'une fonction définie sur un espace de données. Pour atteindre cet objectif, l'algorithme travaille en parallèle sur une population de points candidats appelés Individus ou Chromosomes.

Chaque individu est constitué d'un ensemble d'éléments appelés Gènes qui sera représenté dans un cas simple par un bit (0 ou 1), donc un chromosome par une chaîne de bits. Chaque gène représente une partie élémentaire du problème, il peut être assimilé à une variable et peut prendre des valeurs différentes appelées allèles. La position du gène dans le chromosome se nomme locus. En général, pour un algorithme génétique, on doit disposer des éléments suivants[14] :

- 1- Un principe de codage de l'élément de population. Cette étape associe à chacun des points de l'espace d'état une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques. Le codage binaire a été très utilisé à l'origine. Les codages réels sont, désormais, largement utilisés, notamment dans

les domaines applicatifs pour l'optimisation des problèmes à variables réelles.

- 2- Un mécanisme de génération de la population initiale. Ce mécanisme doit être capable de produire une population d'individus non homogène qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important car il peut rendre plus ou moins rapide la convergence vers l'optimum global. Dans le cas où l'on ne connaît rien du problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche.
- 3- Une fonction à optimiser. Celle-ci retourne une valeur appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu.
- 4- Un mécanisme de sélection des individus candidats à l'évolution.
- 5- Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état. L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états.
- 6- Des paramètres de dimensionnement : taille de la population, nombre total de générations ou critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation.

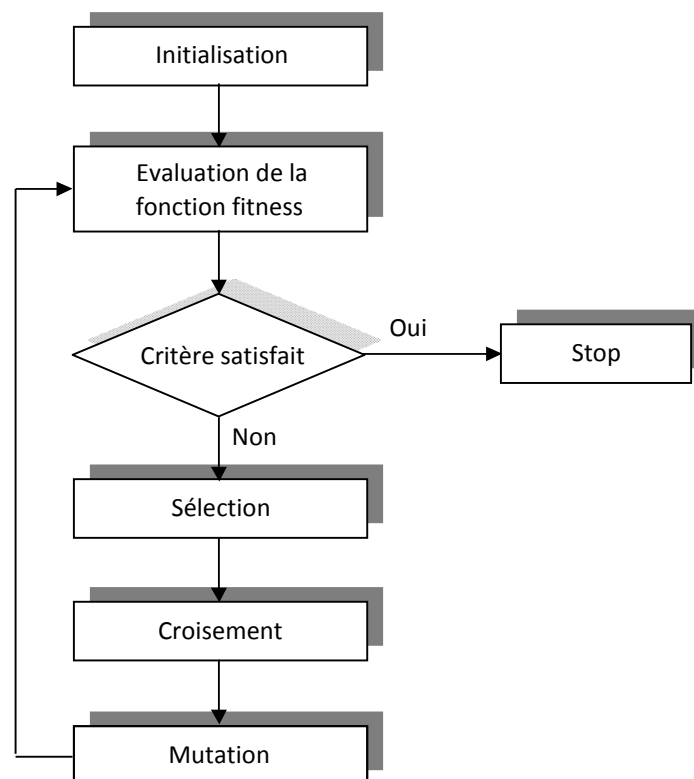


Figure (IV.9) : Organigramme des AGs.

IV.3.3 Fonctionnement d'un algorithme génétique

Un algorithme génétique fonctionne typiquement à travers un cycle simple de quatre étapes [14]:

- Une représentation génétique ou chromatique d'une solution au problème ;
- Création d'une population de chromosomes ;
- Evaluation de chaque chromosome selon une fonction d'adaptation basée sur les performances souhaitables ;
- Sélection des meilleurs chromosomes ;
- Manipulation génétique, en utilisant des opérateurs génétiques pour créer une nouvelle population de chromosomes.

La figure suivante illustre le cycle génétique de fonctionnement d'un algorithme génétique:

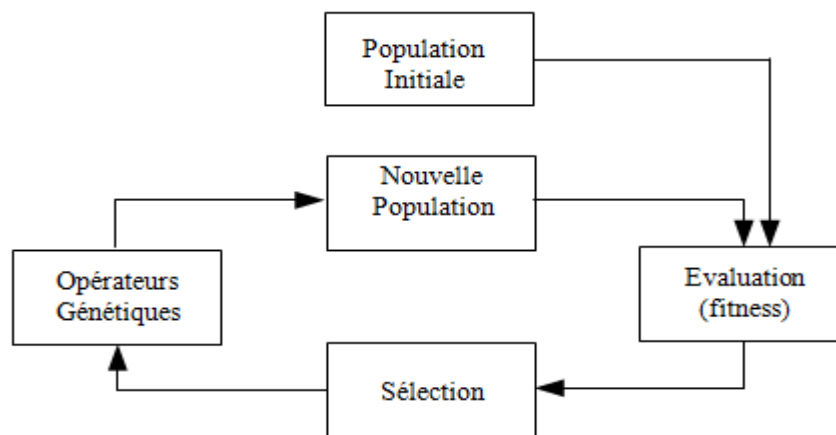


Figure (IV.10) : Cycle génétique.

Le cycle décrit par la figure (IV.10) est inspiré de la terminologie génétique. Les AGs fonctionnent avec une population regroupant un ensemble d'individus. Cette population est créée aléatoirement ou à partir d'une connaissance précédente concernant le problème à étudier. Chaque chromosome est constitué d'un ensemble de *gènes*. Pour chaque individu, on attribue une valeur calculée par une fonction appelée fonction d'adaptation ou *fitness*, c'est l'étape de l'évaluation. Ceci permet de sélectionner les chromosomes les plus adaptés. Ces chromosomes appelés "*parents*" sont soumis à des opérations génétiques (croisement, mutation) pour la production d'autres chromosomes

appelés "enfants" constituant la nouvelle génération. Les étapes de l'AG sont répétées durant t cycles, l'arrêt de l'algorithme est fixé d'après un critère d'arrêt [14].

IV.3.4 Procédure d'optimisation des deux régulateurs

La procédure d'optimisation est un algorithme hybride qui se compose d'un algorithme génétique combiné avec une méthode de recherche locale (*Gradient* ou *Simplex*) et qui agit sur les paramètres du régulateur. La figure suivante illustre le schéma de cette procédure.

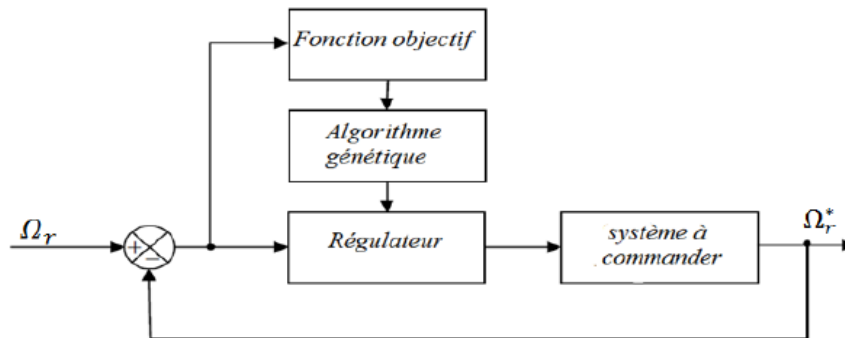


Figure (IV.11) : Procédure d'optimisation des gains du régulateur de vitesse par l'algorithme génétique.

La procédure d'optimisation des paramètres des régulateurs peut être résumée par les étapes suivantes :

- ✓ Générer aléatoirement une population initiale ;
- ✓ Evaluer cette population ;
- ✓ Appliquer les opérateurs génétiques (sélection, croisement, mutation) ;
- ✓ Evaluer la nouvelle population créée par les opérateurs génétiques ;
- ✓ Répéter la procédure pour un nombre de génération donné ;
- ✓ Choisir le meilleur individu de la dernière génération ;
- ✓ Utiliser une méthode de recherche locale (*gradient* ou *simplex*) pour finaliser l'opération de l'optimisation effectuée par l'AG.

Dans ce qui suit, on appliquera cette procédure aux deux régulateurs *PIF* de la résistance statorique r_s et *PIF* de la vitesse respectivement.

IV.3.5 Domaine d'application

Les applications des AG sont multiples : optimisation de fonctions numériques difficiles (discontinues...), traitement d'image (alignement de photos satellites, reconnaissance de suspects...), optimisation d'emplois du temps, optimisation de design, contrôle de systèmes industriels , apprentissage des réseaux de neurones, etc.

Les AG peuvent être utilisés pour contrôler un système évoluant dans le temps (chaîne de production, centrale nucléaire...) car la population peut s'adapter à des conditions changeantes. Ils peuvent aussi servir à déterminer la configuration d'énergie minimale d'une molécule .

Les AG sont également utilisés pour optimiser des réseaux (câbles, fibres optiques, mais aussi eau, gaz...), des antennes ... Ils peuvent être utilisés pour trouver les paramètres d'un modèle petit-signal à partir des mesures expérimentales .

IV.3.6 Opérateurs et paramètres de l'algorithme génétique

Dans cette section on va présenter avec plus de détails les différents opérateurs et paramètres d'un algorithme génétique à savoir, le codage, l'évaluation, la sélection, le croisement et la mutation.

IV.3.6.1 Codage des chromosomes

La première étape de la conception d'un algorithme génétique est de coder (représenter) les solutions sous forme de chromosomes. En adoptant la terminologie de la génétique naturelle, une solution potentielle du problème (ou individu) est codée sous forme d'un chromosome qui est une chaîne de gènes ou bits . Le codage est une modélisation d'une solution d'un problème donné. Cette modélisation s'effectue par plusieurs méthodes.

Dans l'algorithme génétique de base fondé par Holland, un chromosome était représenté sous forme de chaînes de bits contenant toute l'information nécessaire à la description d'un point dans l'espace, ce qui permettait des opérateurs de mutation et de croisement simples. Les gènes sont formés de 1 et 0. Dans ce cas, chaque valeur réelle (paramètre à optimiser) est codé par son équivalent en binaire. Ce type de codage est appelé le *Codage binaire*. Il est assez simple à implémenter et les opérateurs de mutation et de croisement sont facilement construits, mais son utilisation nécessite un mécanisme de décodage. Ceci est l'inconvénient majeur de ce type de codage [14].

De nouvelles versions d'algorithme génétique apparues. Elles ne se basent plus sur le codage binaire mais elles travaillent directement sur les paramètres réels, on parle donc de *Codage réel*. Ce type de codage permet d'augmenter l'efficacité de l'algorithme génétique et d'accélérer la recherche d'une part et offre d'autre part l'avantage d'éviter des opérations de décodage supplémentaires et de rendre plus facile le couplage avec d'autres méthodes d'optimisation [14].

IV.3.6.2 Initialisation de la population

Une fois le codage choisi, une population initiale formée de solutions admissibles du problème doit être déterminée. Une population est un ensemble d'individus représentant chacun une solution possible du problème donné. Le choix de la population initiale d'individus peut conditionner fortement la rapidité de l'algorithme. Si la position de l'optimum dans l'espace d'états est totalement inconnue, il est naturel de générer aléatoirement des individus en faisant des tirages uniformes dans chacun des domaines associés aux composantes de l'espace d'états. Si par contre, des informations a priori sur le problème sont disponibles, il paraît naturel de générer les individus dans un sous-domaine particulier afin d'accélérer la convergence. La représentation de la population notée *Pop* est la suivante [14] :

$$Pop = (C_1, C_2, C_3 \dots C_i \dots, C_T)$$

Où C_i représente le $i^{ème}$ chromosome dans la population, T est le nombre de chromosomes ou la taille de la population.

IV.3.6.3 Fonction d'adaptation

La fonction d'adaptation a pour but d'orienter l'ensemble de la recherche génétique vers la "meilleure" solution. Elle permet de mesurer et d'évaluer les performances et la capacité d'un individu à survivre. Le résultat fourni par la fonction d'évaluation va permettre de sélectionner ou de refuser un individu pour ne garder que les individus ayant le meilleur coût en fonction de la population courante [14].

IV.3.6.4 Evaluation

Une fois que la population initiale est créée, l'algorithme génétique évalue cette population d'individus qui forme la génération courante qu'on appelle (G_t). Les individus les plus forts, au sens des critères de la fonction d'adaptation, auront théoriquement plus

de descendants, que les autres individus, dans la génération qui suit, donc (G_{t+1}). Dans la transposition mathématique du problème, l'AG évalue la fonction d'adéquation, pour chaque individu de la population courante $P(G_t)$. Suivant les critères de l'optimisation, un classement entre individus sera effectué et les meilleurs, qui répondent le mieux aux critères de la fonction d'adéquation, auront une probabilité de reproduction plus importante que les autres. C'est cette information qui guidera l'AG vers les meilleurs individus [14].

IV.3.6.5 Sélection

Après l'étape d'évaluation, une nouvelle population est créée de la génération courante. L'opération de la sélection détermine quels parents participent à produire la progéniture pour la prochaine génération]. La sélection permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population et d'éliminer les mauvais. La sélection est un procédé par lequel chaque chaîne de la génération présente (population à l'instant t) est copiée avec une probabilité qui dépend des valeurs de la fonction à optimiser pour former une génération intermédiaire et s'y reproduire. Copier des chaînes en fonction des valeurs de leurs fonctions d'adaptation revient à donner aux chaînes dont la valeur est plus grande une probabilité plus élevée de contribuer à la génération suivante. Cet opérateur est peut-être le plus important puisqu'il permet aux individus d'une population de survivre, de se reproduire ou de mourir. En règle générale, la probabilité de survie d'un individu sera directement reliée à son efficacité relative au sein de la population [14].

On trouve dans la littérature un nombre important de principes de sélection plus ou moins adaptés aux problèmes qu'ils traitent. Les trois principes de sélection suivants ont retenu notre attention :

IV.3.6.5.1 Sélection par la roulette

C'est la méthode la plus utilisée et la plus facile. Elle est appelée aussi sélection par *Roue de la fortune*. Pour chaque individu, la probabilité d'être sélectionné est proportionnelle à son adaptation au problème. Cette roue est une roue de la fortune classique sur laquelle chaque individu est représenté par une portion proportionnelle à son adaptation. On effectue ensuite un tirage au sort homogène sur cette roue.

Les parents sont sélectionnés en fonction de leur performance. Meilleur est le résultat donné par un individu, plus grandes sont ses chances d'être sélectionné. Il faut imaginer une sorte de roulette de casino sur laquelle sont placés tous les individus de la population, la place accordée à chacun des individus étant en relation avec sa valeur

d'adaptation. Cette roulette est représentée par la figure suivante [14] :

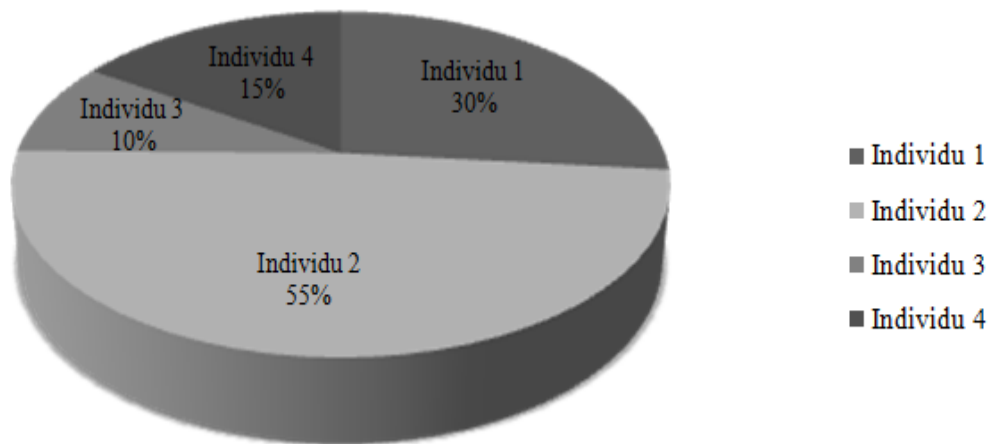


Figure (IV.12) : Exemple de sélection par la roulette.

Selon cette figure, la population est constituée de quatre individus, l'individu 2 et 1 ont plus de chance pour être sélectionnés à cause de leurs performances. En effet, pour sélectionner à l'aide de la roulette, on fait tourner cette dernière N fois (taille de la population) de la façon suivante [14] :

A chaque fois, on génère aléatoirement un nombre r dans l'intervalle $[0, 1]$. Ensuite, on compare ces nombres aux probabilités cumulatives q_j , tel que :

$$q_j = p_1 + p_2 + p_2 + \dots p_j \quad (IV.4)$$

Où : $p_1 + p_2 + p_2 + \dots p_j$ sont les probabilités de sélection de chaque individu. Cette probabilité est calculée d'après la relation suivante [9] :

$$p_i = \frac{F(x_i)}{\sum_{k=1}^N F(x_k)} \quad (IV.5)$$

Avec :

$F(x_i)$ c'est la valeur de la fonction d'adaptation correspondante au $i^{\text{ème}}$ individu ;

$\sum F(x_k)$ représente la somme de toutes les valeurs des fonctions d'adaptation de chaque individu c_i de la population Pop . Ensuite, si $r_1 < q_1$, l'individu c_1 est sélectionné, sinon c_j est sélectionné, avec $2 \leq j \leq N$, tel que $q_{j-1} < r_1 < q_j$. On procède de la même manière pour le reste des r_i ($i = 2 \dots N$).

IV.3.6.5.2 Sélection par ordonnancement

Ce type de sélection, appelée aussi sélection par classement est basé sur un principe de sélection le plus simple. Il consiste à attribuer à chaque individu son classement par ordre d'adaptation (croissant ou décroissant). Le meilleur (c'est à dire celui qui possède la meilleure fitness) sera numéro un, et ainsi de suite. On tire ensuite une nouvelle population dans cet ensemble d'individus ordonnés. Cette procédure semble toutefois assez simpliste et exagère le rôle du meilleur élément au détriment d'autres éléments potentiellement exploitables. Le second, par exemple, aura une probabilité d'être sélectionné nettement plus faible que celle du premier. L'inconvénient majeur de cette méthode est la convergence prématurée de l'algorithme génétique. Une autre difficulté consiste à fixer une limite à la sélection, ce qui empêche parfois de garder des bons candidats pour les futures générations[20].

IV.3.6.5.3 Sélection par tournoi

Le principe de la sélection par tournoi augmente les chances pour les individus de piètre qualité de participer à l'amélioration de la population. Le principe est très rapide à implémenter. Un tournoi consiste en une rencontre entre plusieurs individus pris au hasard dans la population. Le vainqueur du tournoi est l'individu de meilleure qualité. Cette technique utilise la sélection proportionnelle sur des paires d'individus, puis choisit pour ces paires l'individu qui a le meilleur score d'adaptation. Ce processus est répété plusieurs fois jusqu'à l'obtention de N individus. L'avantage d'une telle sélection est d'éviter qu'un individu très fort soit sélectionné plusieurs fois[20].

IV.3.6.5.4 Sélection uniforme

Dans ce cas, la sélection se fait aléatoirement, uniformément et sans intervention de la valeur d'adaptation. C'est une technique très simple qui consiste à sélectionner un individu C_i de la population. Chaque individu a donc une probabilité $1/N$ d'être sélectionné, où N est le nombre total d'individus dans la population [20].

IV.3.6.6 Croisement

Une fois l'étape de la sélection est achevée, l'algorithme génétique poursuit sa recherche par l'application de l'opérateur de croisement. Le croisement (hybridation ou recombinaison) est un phénomène essentiel qui permet d'explorer l'ensemble des solutions possibles qui génère de nouveaux individus appelés enfants (*offsprings*) à partir des individus appelés parents.

Le croisement a pour but d'enrichir la diversité des populations en manipulant les composantes des individus (chromosomes). Classiquement, les croisements sont envisagés avec deux parents et génèrent deux enfants. Ils consistent à échanger les gènes des parents afin de donner des enfants qui portent des propriétés combinées. Bien qu'il soit aléatoire, cet échange d'informations offre aux algorithmes génétiques une part de leur puissance : quelque fois, de bons gènes d'un parent viennent remplacer les mauvais gènes d'un autre et créent des fils mieux adaptés que les parents. Pour effectuer cette opération, un pourcentage de la population sélectionnée notée $p'(G_t)$ sera soumis au croisement[14].

IV.3.6.6.1 Croisement à un point de coupure ou discret

C'est le croisement le plus simple et le plus connu dans la littérature. On choisit aléatoirement un point de croisement pour chaque couple d'individus sélectionnés. Notons que le croisement s'effectue directement au niveau des gènes représentés soit en binaires ou en réels. Un chromosome ne peut pas être coupé au milieu d'un gène. La figure IV.3 illustre ce croisement d'un seul point de coupure dans le cas d'une représentation binaire ou réelle des gènes des chromosomes [20].

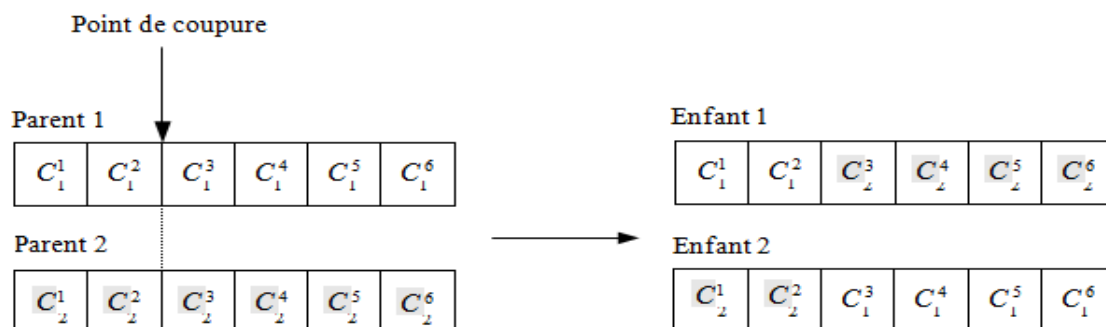


Figure (IV.13) : Croisement à un point de coupure (exemple d'individus à six gènes).

Ce type de croisement s'applique en deux phases [14] :

1. Une sélection aléatoire de deux paires de chromosomes $C_1(i)$ et $C_2(i)$ d'indice i et de longueur L ;
2. Une détermination du site de croisement d'indice K . On obtient alors deux enfants $E_1(i)$ et $E_2(i)$, en donnant au premier enfant les K premiers gènes du premier parent et les $(L-K)$ derniers gènes du second parent et inversement pour le deuxième enfant.

IV. 3.6.6.2 Croisement à deux points

Le croisement à deux points est basé sur le même principe que le croisement à un point. La différence réside dans le fait que deux points de coupure sont choisis aléatoirement. Les gènes se trouvant entre les deux sites de coupe sont échangés respectivement entre les deux individus (parents) pour former les deux enfants. La figure suivante illustre ce type de croisement [20].

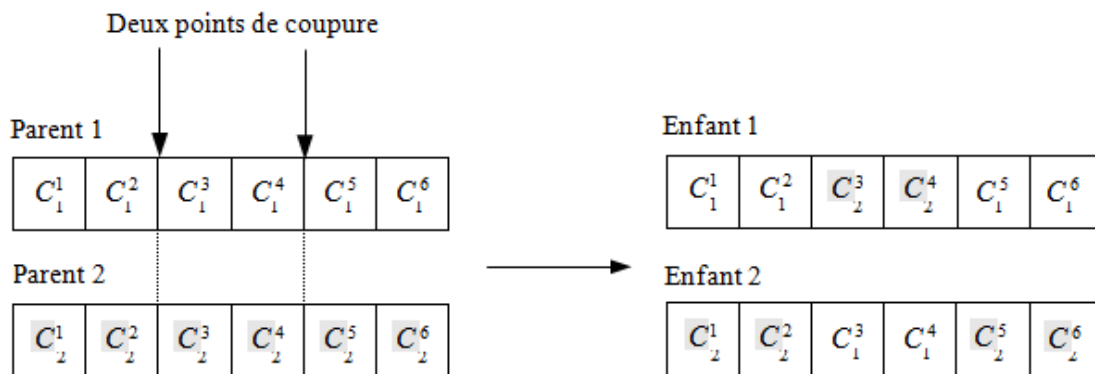


Figure (IV.14) : Croisement à deux points (exemple d'individus à six gènes).

IV. 3.6.6.3 Croisement multiple (multi-points)

Ce type de croisement s'énonce par un choix aléatoire de n points de coupure pour dissocier chaque parent en $n+1$ fragments. Plusieurs auteurs se sont penchés sur l'utilisation de plusieurs points de coupure concernant l'opérateur de croisement. Le nombre de points de coupure généré est en moyenne $L/2$ où L est la taille du chromosome. L'individu est représenté sous la forme d'un anneau et l'échange de gènes entre les deux parents s'effectue de la façon suivante (voir figure IV.15) [20].

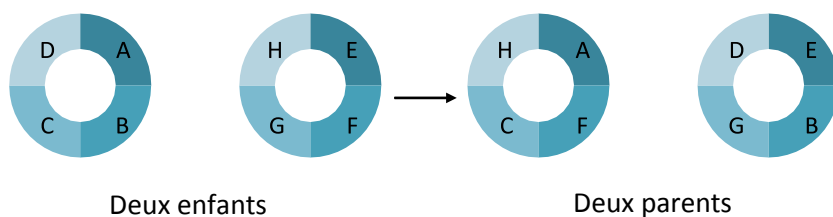


Figure (IV.15) : Croisement multiple (cas de 4 points de coupure).

Cette technique s'applique autant pour une codification binaire que réelle des chromosomes. C'est une technique très utilisée dans différentes applications du fait que les résultats obtenus sont satisfaisants [14].

IV. 3.6.6.4 Croisement continu (uniforme)

Cette technique est complètement différente des trois techniques précédentes. Un masque de croisement est généré aléatoirement pour chaque couple d'individus ou pour chaque génération. Les valeurs de ce masque sont binaires. Sa taille est identique à celle du chromosome. Son fonctionnement est illustré par la figure suivante [14] :

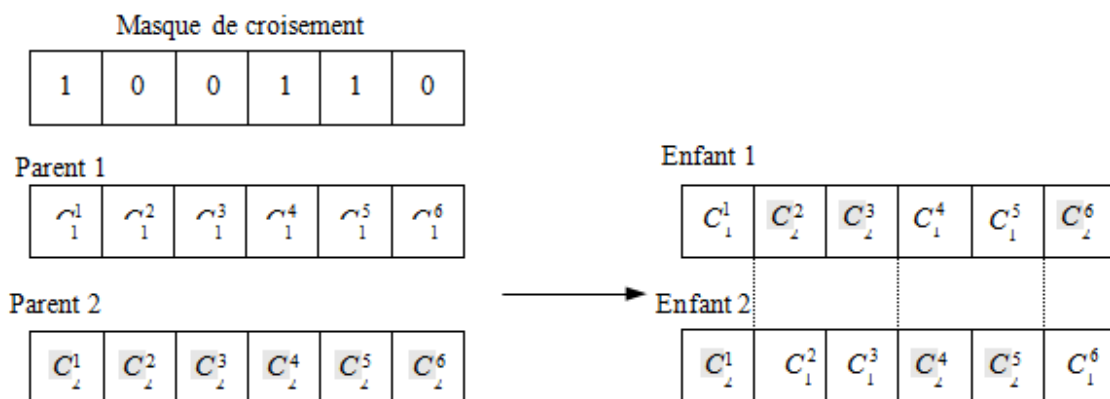


Figure (IV.16) : Croisement uniforme.

Le principe du croisement uniforme est le suivant : si la valeur du bit du masque est égale à 1 alors la valeur du gène du parent 1 est copiée chez l'enfant 1 et si la valeur du bit du masque est égale à 0 alors la valeur du gène du parent 2 est transmise à l'enfant 1. Les valeurs des gènes de l'enfant 2 sont les suivantes : les valeurs des gènes du parent 1 lorsque la valeur du bit du masque est égale à 0 et les valeurs des gènes du parent 2 lorsque

la valeur du bit du masque est égale à 1 [14]. Malgré que cette technique soit différente des deux autres au niveau conceptuel, on remarque qu'il existe une ressemblance entre ces techniques. Le croisement uniforme peut être un cas général des deux autres techniques.

IV. 3.6.6.5 Croisement arithmétique (barycentrique)

Cette technique a été développée par Michalewicz. Pour ce type de croisement, on choisit aléatoirement des positions d'échange, puis on effectue une moyenne arithmétique pondérée par un coefficient a . Lorsque cette opération est appliquée à deux parents $C_1(i)$ et $C_2(i)$, deux enfants (progénitures) $E_1(i)$ et $E_2(i)$ sont générés, tels que [14] :

$$\begin{cases} E_1(i) = aC_1(i) + (1 - a)C_2(i) \\ E_2(i) = (1 - a)C_1(i) + aC_2(i) \end{cases} \quad (IV.5)$$

Dans le cas d'un croisement arithmétique uniforme, la valeur de a est une constante choisie par l'utilisateur, par contre si la valeur de a est générée aléatoirement dans l'intervalle $[-0.5, 1.5]$, alors nous sommes dans le cas d'un croisement arithmétique non uniforme [14]. La figure suivante illustre un exemple d'application de ce type de croisement:

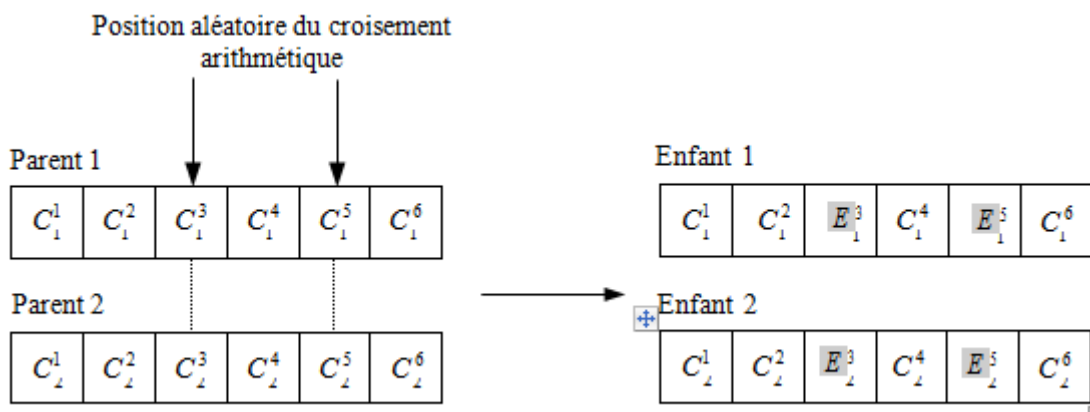


Figure (IV.17) : Croisement arithmétique.

D'après cette figure, les deux nouveaux troisièmes gènes générés sont donnés par :

$$\begin{aligned} E_1^3 &= aC_1^3 + (1 - a)C_2^3 \\ E_2^3 &= aC_2^3 + (1 - a)C_1^3 \end{aligned}$$

IV. 3.6.7 Mutation

Cet opérateur est appliqué sur chaque chromosome issu de l'opération de croisement ou appartenant à une population. Cette opération est tout d'abord une sélection aléatoire de l'un des gènes du chromosome, suivie d'une modification de sa valeur avec une probabilité p_m . Cette probabilité de mutation est assez faible en pratique. L'opérateur de mutation apporte aux algorithmes génétiques l'aléa nécessaire à une exploration efficace de l'espace de recherche. Il nous garantit que l'algorithme génétique sera susceptible d'atteindre tous les points de l'espace d'état. L'utilité de cet opérateur est donc l'exploitation de l'espace de recherche des solutions. Donc c'est une police d'assurance protégeant de la perte prématurée de notions importantes. En effet, la mutation ne crée généralement pas de meilleures solutions au problème, mais, elle évite l'établissement de populations uniformes incapables d'évoluer. Ceci permet à l'AG de converger vers des solutions globales et éviter les extrema locaux. A partir d'une exploration de l'espace de recherche, la mutation permet de passer de l'exploration vers l'exploitation et de trouver un ensemble de solutions [14].

Plusieurs techniques de mutation ont été développées dans la littérature. Certaines d'entre elles s'appliquent sur des gènes dont la représentation est binaire et d'autres sur des gènes de type réel.

IV. 3.6.7.1 Mutation uniforme

Pour chaque gène qui mute, on prend deux nombres τ et r . Le premier peut prendre les valeurs +1 pour un changement positif et -1 pour un changement négatif. Le second est un nombre généré aléatoirement dans l'intervalle [0 1]. Il détermine l'amplitude du changement. Dans ces conditions, le gène C_i' qui remplace le gène muté C_i est calculé à partir de l'une des deux relations suivantes [14] :

$$C_i' = C_i + (C_{max} - C_i) \left(1 - r^{(1 - \frac{G_F}{G_T})^5}\right) \quad \text{si } \tau = +1$$

$$C_i' = C_i - (C_i - C_{min}) \left(1 - r^{(1 - \frac{G_F}{G_T})^5}\right) \quad \text{si } \tau = -1$$

Où C_{max} , C_{min} désignent respectivement les limites inférieure et supérieure de la valeur du paramètre C_i et $G_F \leq G_T$ représente la génération pour laquelle l'amplitude de la mutation s'annule.

IV. 3.6.7.2 Mutation non uniforme

Dans ce cas, on peut remplacer directement la valeur du gène qui mute, par exemple C_i , par une autre valeur prise aléatoirement dans l'intervalle $[C_{i\ min} \ C_{i\ max}]$. Il existe encore un autre type de mutation non uniforme pour laquelle la valeur du gène muté est donnée par :

$$C'_i = C_i + \Delta(t,y) \quad \text{ou} \quad C'_i = C_i - \Delta(t,y)$$

Avec :

$$\Delta(t,y) = yr \left(1 - \frac{Gt}{Gf} \right)^b$$

Dans cette expression, y peut prendre les valeurs $(C_{imax} - C_i)$ ou $(C_i - C_{imin})$ à condition que le résultat de l'opération ne sorte pas de l'intervalle $[C_{imin} \ C_{imax}]$. Le paramètre r représente un nombre aléatoire qui varie entre 0 et 1. b est un paramètre qui définit le degré de non uniformité. La fonction $\Delta(t, y)$ renvoie, d'une façon aléatoire, un nombre dans l'intervalle $[0 \ y]$. Elle permet de réaliser une recherche uniforme dans les premières générations, et plus pointue au fur et à mesure que l'on avance [14].

IV.3.7 Choix des paramètres d'un algorithme génétique

Pour lancer l'AG, il faut définir certains paramètres tels que : la taille de la population, les probabilités de mutation et de croisement et le nombre de générations. Trouver des bonnes valeurs à ces paramètres est un problème parfois délicat. Le choix de ces paramètres dépend fortement de la problématique étudiée et les connaissances de l'utilisateur concernant cette problématique [20].

IV. 3.7.1. Taille de la population

La taille de la population est l'un des paramètres les plus importants d'un algorithme génétique. Le problème qui se pose c'est comment fixer la taille de cette population. Une population trop petite évolue probablement vers un optimum local peu intéressant. Une population trop grande ralentit le processus d'optimisation et met plus de temps pour converger vers des solutions envisageables. Le choix de ce paramètre exige un bon compromis entre le temps de calcul et la qualité du résultat. Certains chercheurs fixent la taille de la population entre 20 et 100 d'une manière empirique, et d'autres entre 20 et 30. On trouve, même ceux qui ont fixé ce nombre à 50. De plus, il y'a des chercheurs qui

utilisent une taille de population de 5 à 10 fois le nombre des variables à optimiser [14].

IV. 3.7.2. Probabilité des opérateurs génétiques

Comme la taille de la population, il existe quelques critères pour choisir les deux probabilités de mutation et de croisement. Ces critères sont proposés par des chercheurs à travers des expériences effectuées et des connaissances a priori. Certains chercheurs proposent une relation entre la taille de population et le choix de ces probabilités ; alors pour une population de taille grande $N=100$ ils prennent $p_m = 0.001$ et $p_c = 0.6$ et pour une population de taille petite $N=30$ ils prennent $p_m = 0.01$ et $p_c = 0.9$ [14]. D'une façon générale, pour trouver des valeurs optimales de ces deux paramètres, il faut que la probabilité de croisement soit choisie dans l'intervalle [0.6 0.99], et celle de mutation dans l'intervalle [0.001 0.01] [20].

IV. 3.7.3 Nombre de générations

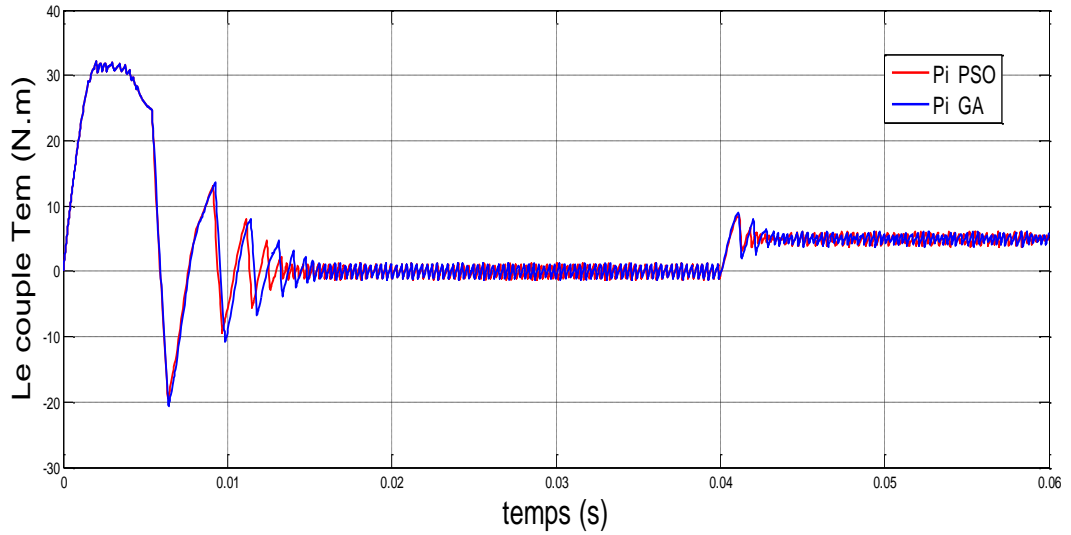
C'est un chiffre que l'expérimentateur doit fixer. Il est préférable qu'il soit assez grand afin de mieux visualiser la convergence de la solution. Certains auteurs utilisent un nombre de 1000 générations et d'autres 10000. L'essentiel est de trouver des solutions en un nombre réduit de générations [14].

IV.3.8 Optimisation du régulateur PI flou

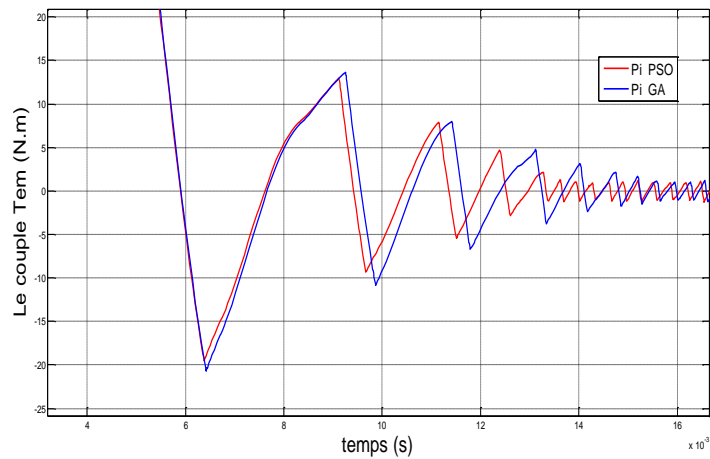
La conception optimisée de ces deux régulateurs se fait à l'aide de la fenêtre "Gatool" développée sous Matlab. Les paramètres de l'algorithme utilisé sont les suivants :

- Taille de la population $T=100$;
- Sélection de type stochastique uniforme;
- Croisement multiple avec une probabilité $EH = 0.8$;
- Mutation uniforme avec une probabilité $E = 0.001$;
- Nombre de générations $N=100$;

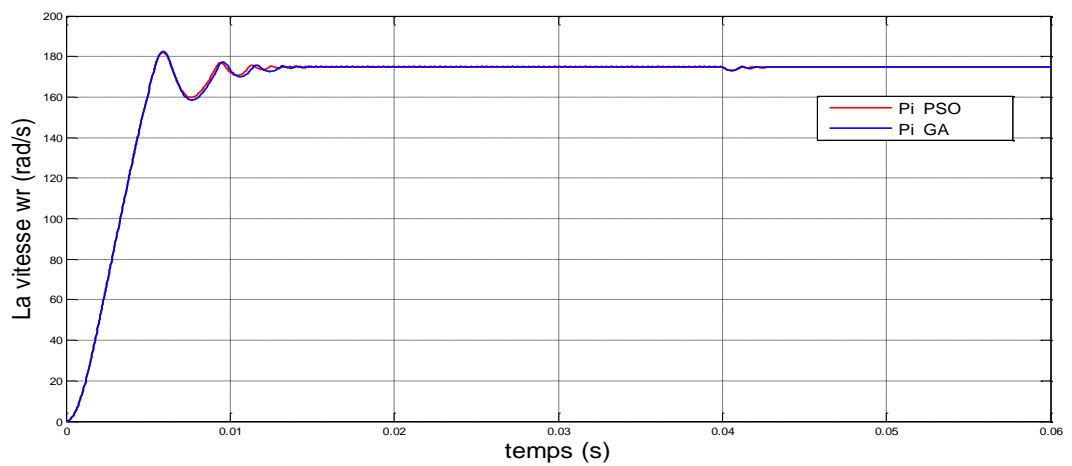
IV.3.9 Résultats des simulations



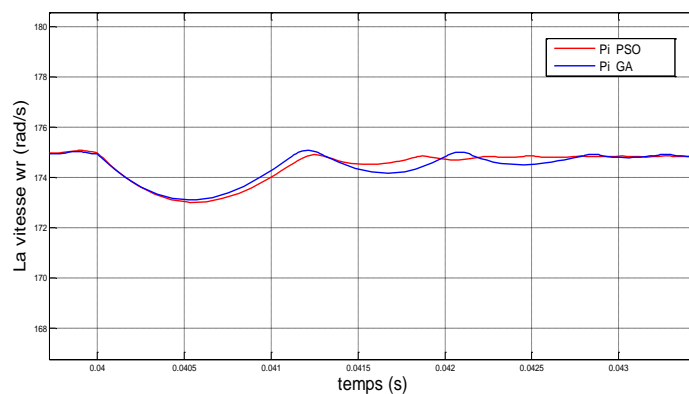
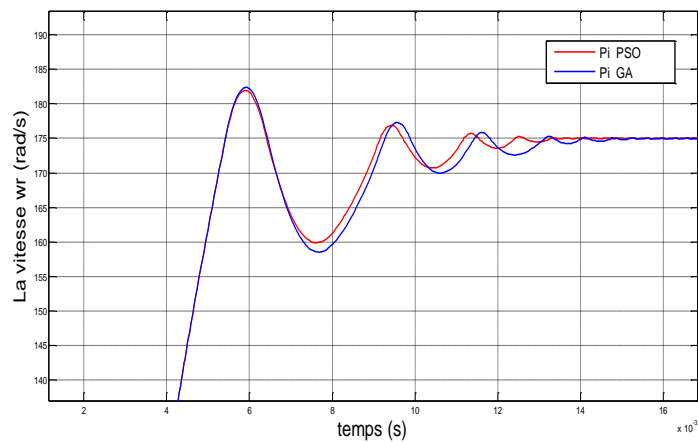
Zoom:



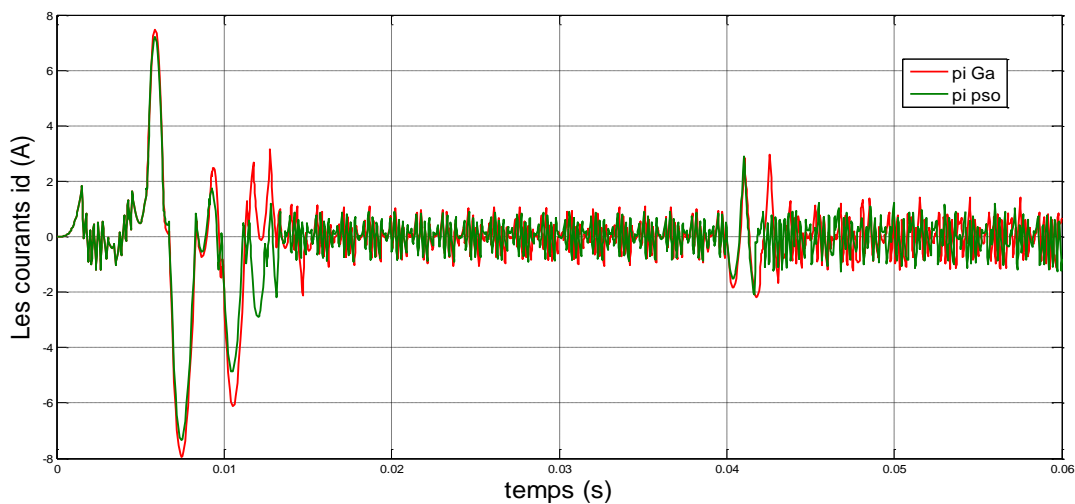
a- les couples T_{em} (N.m)



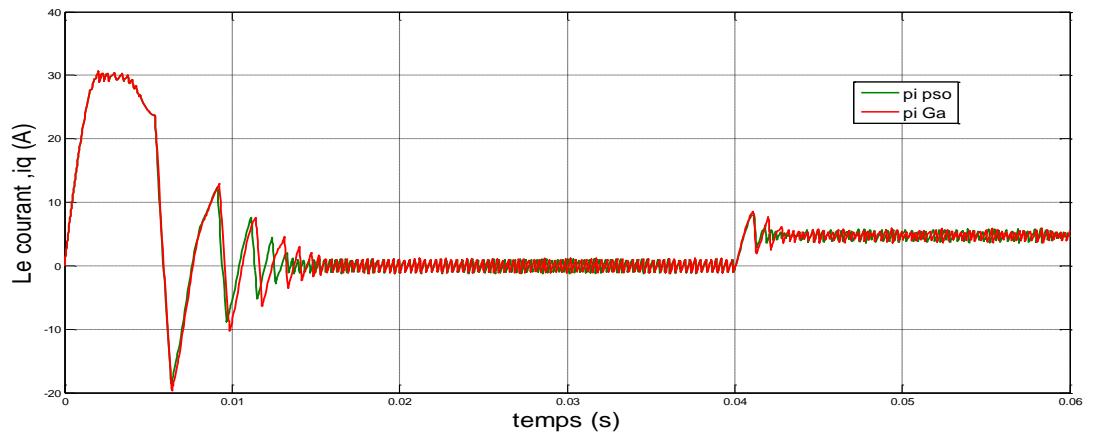
Zoom:



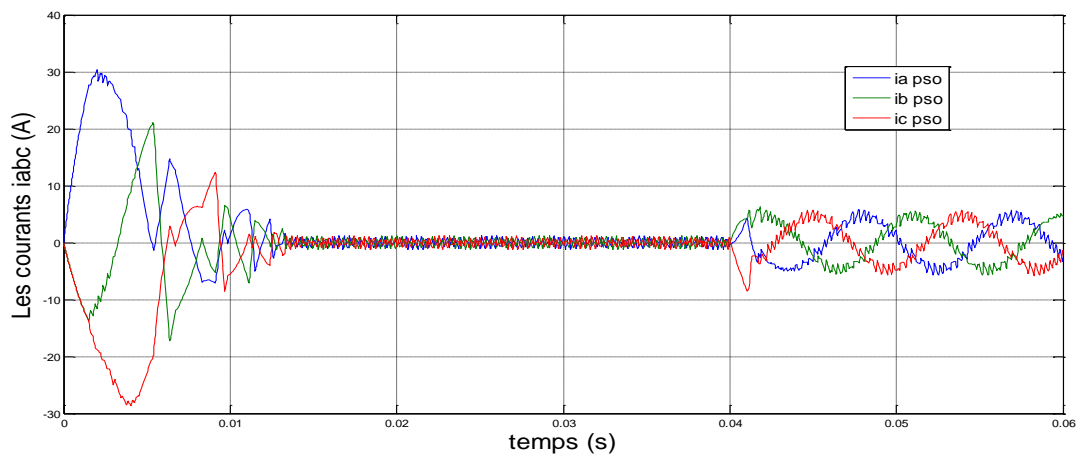
b- les vitesse W_r (rad/s).



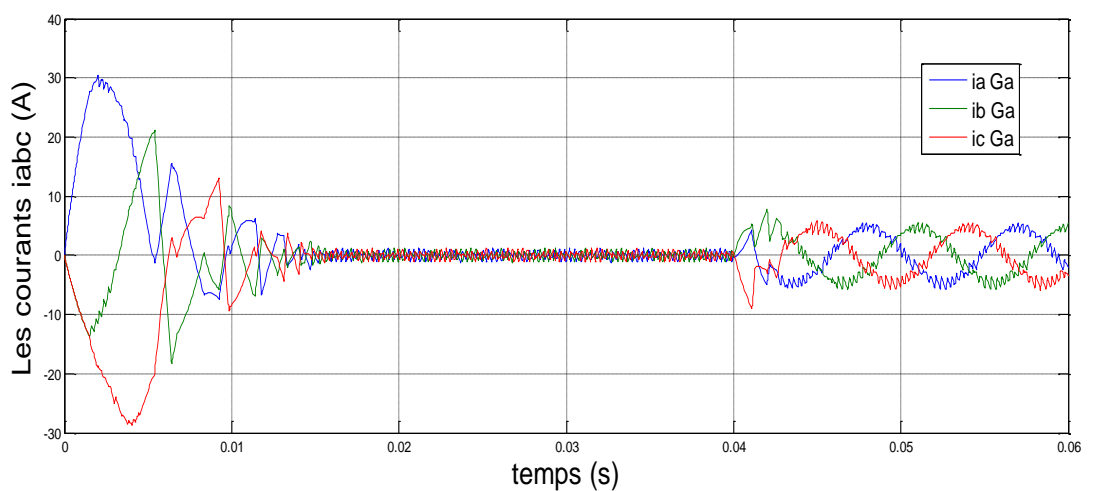
c- les courants i_d (A).



d- les courants i_q (A).

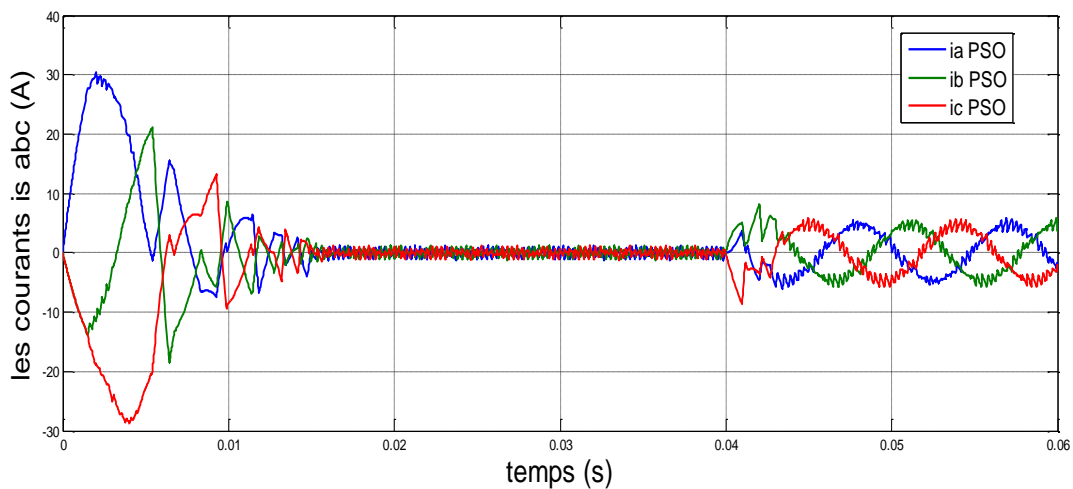


e- les courants $i_{s abc}$ (pso).

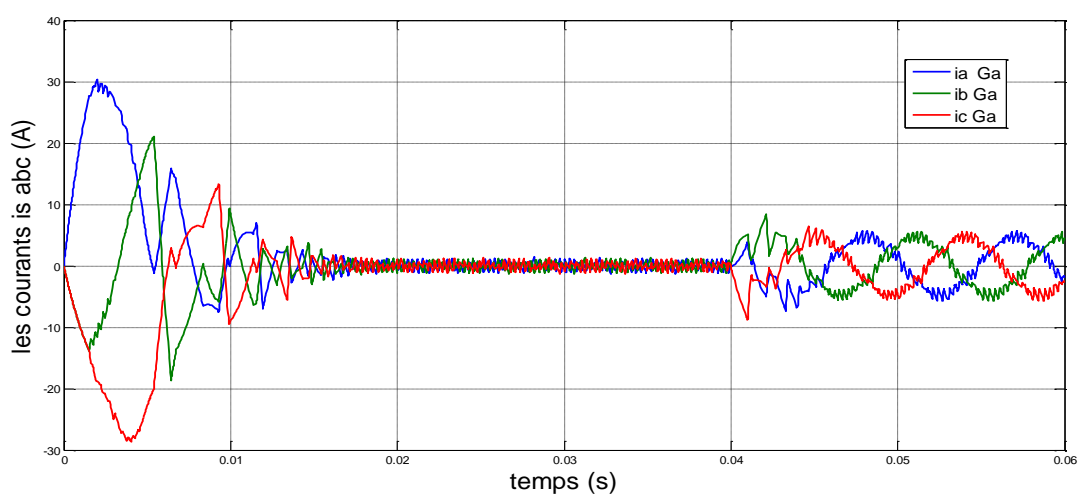


f- les courants $i_{s abc}$ (Ga).

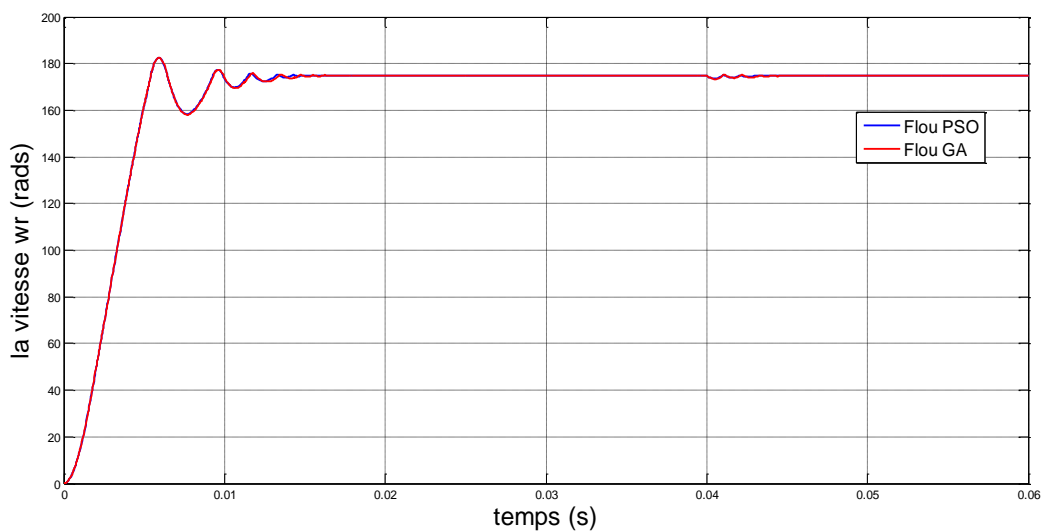
Figure (IV.18) : Résultats de simulation d'un comparaison entre PI classique optimisé PSO et PI classique optimisé Ga pour une consigne de vitesse de 175 rad/s.



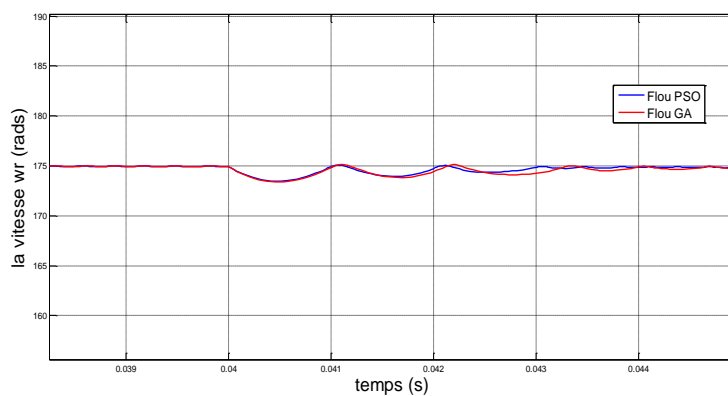
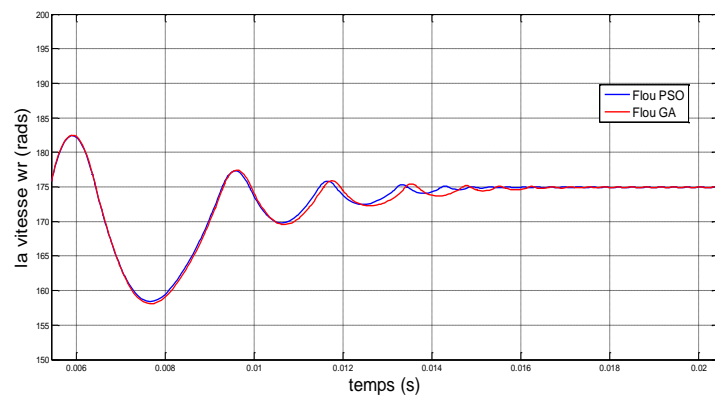
a- les courants is abc (ps).



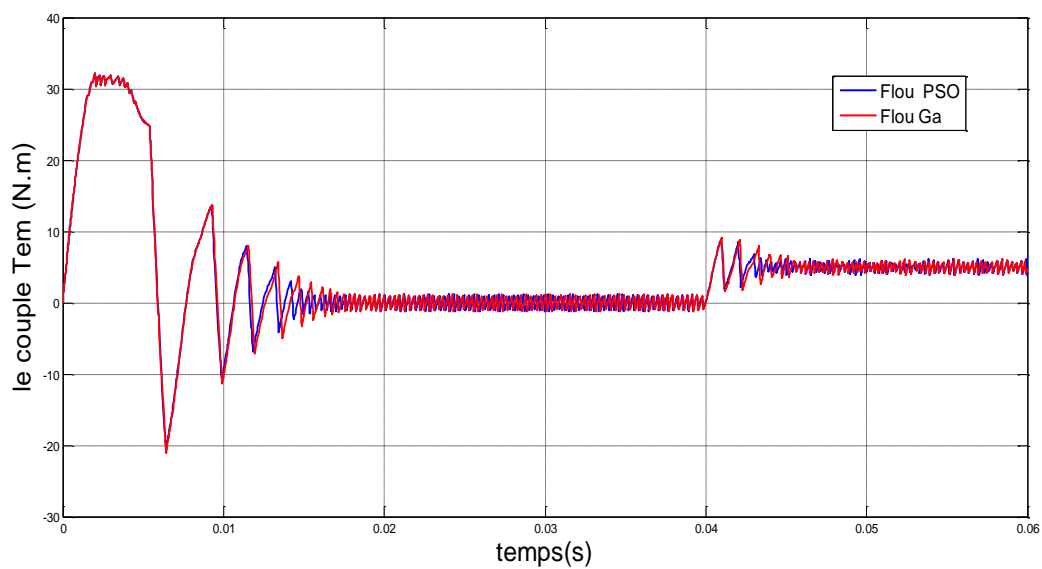
b- les courants is abc (Ga).



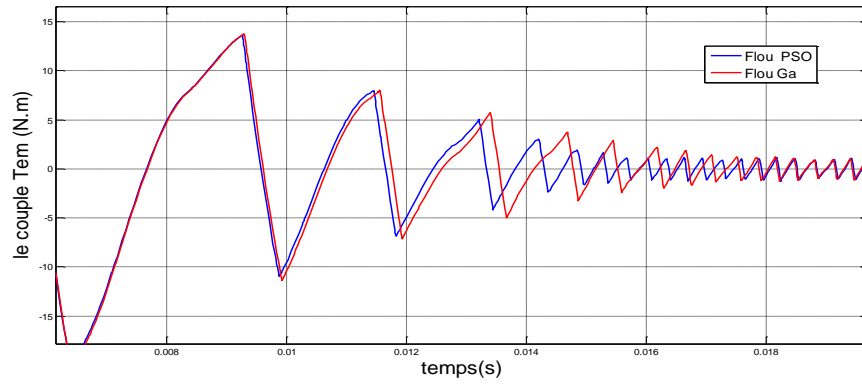
Zoom:



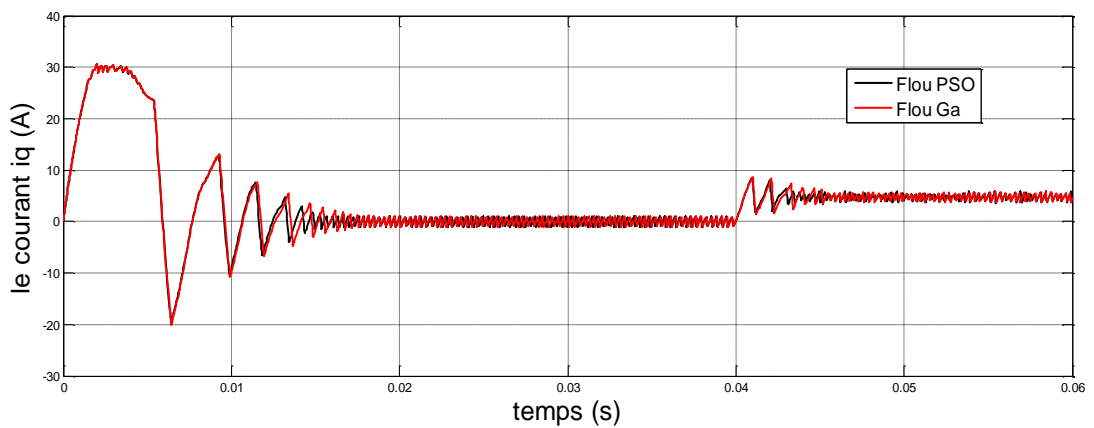
c- les vitesse w_r (rad/s).



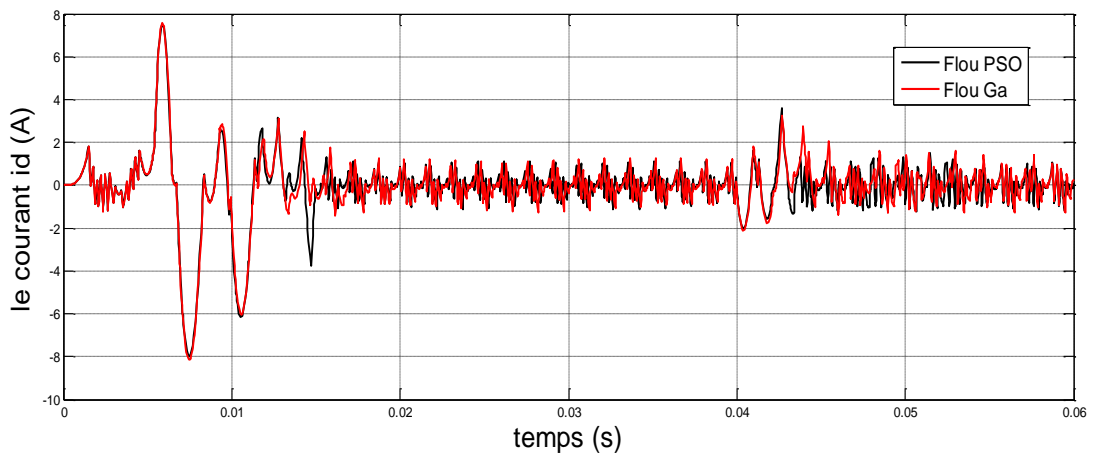
Zoom:



d- les couples T_{em} (N.m).



e- les courants i_q (A).



f- les courants i_d (A).

Figure (IV.19) : Résultats de simulation d'un comparaison entre PI Flou optimisé PSO et PI Flou optimisé Ga pour une consigne de vitesse de 175 rad/s.

IV.3.9.1 Interprétation des résultats

Dans la figure (IV.18), nous avons comparé les résultats de simulation d'un PI classique optimisé par le PSO et par l'algorithme génétique AGs, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et perturbée significativement avec PI classique par AGs, par contre dans la allure de vitesse avec PI par PSO il ya les oscillations est diminué et il était réduit et presque inexistant, d'après le zoom de vitesse nous obtenu d'un signal que le dépassement de régulateur PI par PSO moins de PI par AGs et le temps de réponse est bonne, et la même chose dans les allures de couple électromagnétique, le courant statorique i_q est l'image du couple électromagnétique et le courant statorique i_d est nul presque dans la allure de courant i_d avec PI par PSO par conter avec le PI classique par AGs les oscillations est beaucoup.

Dans la figure (IV.19), nous avons comparé les résultats de simulation d'un PI flou optimisé par le PSO et par l'algorithme génétique AGs, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et perturbée significativement avec PI flou par AGs, par contre dans la allure de vitesse avec PI flou par PSO il ya les oscillations est diminué et il était réduit et presque inexistant, d'après le zoom de vitesse nous obtenu d'un signal que le dépassement de régulateur PI par PSO moins de PI par AGs et le temps de réponse est bonne, et la même chose dans les allures de couple électromagnétique, le courant statorique i_q est l'image du couple électromagnétique et le courant statorique i_d est nul presque dans la allure de courant i_d avec PI flou par PSO par conter avec le PI flou par AGs les oscillations est beaucoup.

IV.3.10 Conclusion

On conclue que l'optimisation avec PSO et AGs donne une bonne amélioration au niveau du temps de réponse, le dépassement, les oscillations et l'erreur statique et des meilleurs performances par rapport les autres régulateurs (PI, RLF).

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande par logique floue d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de *Park* pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à *MLI* sinus triangle.

Dans le deuxième chapitre, le principe de la commande vectorielle retenue pour la MSAP a été appliqué au modèle obtenu. L'utilisation de la stratégie à I_d nul a permis de commander le couple électromagnétique par le courant I_q . Cette technique permet d'avoir un modèle semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Dans le schéma de cette commande, les boucles de courants et celle de la vitesse sont assurées par des régulateurs classiques (PI). Les résultats de simulations montrent l'apport de ce dernier dans le rejet de la perturbation. Ainsi, la détermination de ces régulateurs montre une forte dépendance aux paramètres de la machine, ce qui fait qu'un petit changement de ces paramètres provoque une détérioration des performances. Cela a conduit à changer ces régulateurs par d'autres de types flous.

Dans le troisième chapitre, La logique floue, caractérisée par sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague, a été exploitée pour construire un régulateur flou de vitesse de la MSAP. L'approche de la commande floue proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenus. Une comparaison avec les résultats obtenus par le PI classique a montré l'amélioration des performances dynamiques. Ce qui rend le régulateur flou un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Le manque de techniques de conception est l'inconvénient majeur de la commande floue. L'une des solutions proposées pour remédier à ce problème est l'utilisation d'une procédure d'optimisation des paramètres du régulateur.

Dans le quatrième chapitre, Parmi les techniques d'optimisation les plus attractives, on cite l'algorithme génétique et PSO . Ce dernier est un outil d'optimisation très robuste, de simple conception qui permet de résoudre des problèmes assez complexes avec une bonne précision. C'est ce qu'on a appliqué aux deux régulateurs de vitesse en se basant sur les algorithmes génétiques combinés avec l'algorithme de gradient ou de simplex. Cela nous a permis d'améliorer les résultats obtenus dans le troisième chapitre et d'obtenir de bonnes performances notamment au niveau du régime dynamique.

Enfin, ce travail est un prolongement des études réalisées sur la MSAP et a besoin d'une continuation dans plusieurs directions. D'après les résultats obtenus, il serait intéressant d'envisager les perspectives et les suggestions suivantes :

- Réalisation expérimentale pour valider les résultats des simulation.
- Application de cette technique de commande sur d'autre systèmes.
- Le phénomène de chattering , élargit nettement la bande de fluctuation du couple , ce qui présente un inconvénient majeur pour cette technique de commande .

Références bibliographiques

BIBLIOGRAPHIE

- [1]: BERRABAH Ahmed Bahaeddine , HAMZA Oussama" Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent", diplôme de Master Académique, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2018.
- [2]: SENHADJI Nawel ,CHALABI Ammaria " COMMANDE DU MOTEUR SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS PAR BACKSTEPPING", Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, 2015.
- [3]: MESLOUB Hayette," Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", diplôme de Doctorat LMD, Université Mohamed Khider – Biskra, 17/05/2016.
- [4]: LOUNIS Lamine, MEHDIOUI Billal " Étude d'une machine synchrone à aimant permanent à concentration de flux et à bobinage fractionnaire", DIPLÔME DE MASTER, Université A.MIRA-BEJAIA, 2020.
- [5]: KADRI Nadjib " Conception et commande d'un moteur synchrone à aimants permanents", Mémoire MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE KASDI MERBAH-OUARGLA, 2019.
- [6]: Mr. Idjeraoui Belaid " Commande vectorielle par onduleur de tension MLI d'une machine synchrone", Diplôme Master, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2014.
- [7]: BACHIRI Nabil,Messaoud Behchiche Alla Eddine " COMMANDES NON LINEAIRES DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS", diplôme Master - LMD -, UNIVERSITE ZIANE ACHOUR DE DJELFA, 2019.
- [8]: HAKEM Samira, IMADOUCHENE Sabrina" Modélisation et simulation des moteurs synchrones à aimants permanents en vue d'une commande de couple ou de vitesse", diplôme d'ingénieur, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2010.
- [9]: ARIF Salim ,BOUCHAALA Abdelbari " Commande de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) par les réseaux de neurones artificiels", Mémoire MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE KASDI MERBAH –OUARGLA, 08/07/2019.
- [10]: Mr. Noureddine BOUNASLA " Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents", diplôme de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1, 2014 .
- [11]: Annane Adel " Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable", diplôme de Magister, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA, 2010.

- [12]: Mr. S. Mahgoun, "Application de la commande H_∞ aux systèmes linéaires perturbés", mémoire de magister en électrotechnique, Université de Ferhat Abbas de Sétif, 2012.
- [13]: Ferroudj ABDELMALEK "Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse .Apport des Méthodes de L'intelligence Artificielle", Mémoire de Magister En Electrotechnique, Université de Batna, 2011.
- [14]: Elbia Youcef "Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté", diplôme de Magister En Electrotechnique, UNIVERSITE EL-HADJ LAKHDAR-BATNA, 2009.
- [15]: Tadj Mohamed Riad & Merdaci Chouaib "Conception d'un régulateur de Vitesse intelligent d'un moteur asynchrone monophasé", Memoir de MASTER, UNIVERSITE AMAR TELIDJI LAGHOUE, 2019/2020.
- [16]: "Le PID utilisé en régulation de position et/ou de vitesse de moteurs électriques1", christophe Le Lann2, 2006-2007.
- [17]: "COMMANDE NUMÉRIQUE DE MACHINES ASYNCHRONES PAR LOGIQUE FLOUE", grade de Philosophiae Doctor (Ph.D.), UNIVERSITÉ LAVAL QUÉBEC, 1997.
- [18]: M. BAZI Smail "Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO « Particle Swarm Optimization »", diplôme de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2009.
- [19]: Maria Zemzami1, Norelislam Elhami, Abderahman Makhoulfi, Mhamed Itmi, Nabil Hmina "Application d'un modèle parallèle de la méthode PSO au problème de transport d'électricité", Université de Normandie, INSA, Rouen , Université Ibn Tofail, ENSA, Kenitra, Maroc, 2016.
- [20]: N. Zerari, "Les Algorithmes Génétiques en Maintenance", Mémoire de Magister en Génie Industriel, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [21]: I. AMEUR, " Etude comparative par Simulink des commandes FOC et DTC sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents dotées d'un filtre de KALMAN", Master en génie électriques option : Automatique, juin 2012.
- [22]: O. Hafsi et A. Chettouh, " ' Commande Floue Optimisée Sans Capteur de Vitesse Par DTC d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents Basee sur un Modele de Référence ", Master en génie électriques option : Automatique, juin 2013.

Annexe

ANNEXE A

A.1. PARAMETRES DE LA MACHINE UTILISEE DANS LA SIMULATION ET L'EXPERIMENTATION

Table.1 Paramètres de la machines utilisés en simulation numérique [21]

Block Parameters: Permanent Magnet Synchronous Machine

Permanent Magnet Synchronous Machine (mask) (link)

Implements a 3-phase permanent magnet synchronous machine with sinusoidal or trapezoidal back EMF. The sinusoidal machine is modelled in the dq rotor reference frame and the trapezoidal machine is modelled in the abc reference frame. Stator windings are connected in wye to an internal neutral point.

The preset models are available only for the Sinusoidal back EMF machine type.

Configuration Parameters Advanced

Stator phase resistance R_s (ohm):
2.875

Inductances [L_d (H) L_q (H)]:
[8.5e-3, 8.5e-3]

Specify: Flux linkage established by magnets (V.s)

Flux linkage established by magnets (V.s):
0.175

Voltage Constant (V_{peak} L-L / krpm):
126.966

Torque Constant (N.m / A_peak):
1.05

Inertia, friction factor and pole pairs [J (kg.m²) F (N.m.s) p]:
[0.8e-3, 0, 4]

Initial conditions [ω_m (rad/s) θ_{tam} (deg) i_a, i_b (A)]:
[0, 0, 0]

OK Cancel Help Apply

A.2. MODELE DU MSAP DANS LE REPERE dq

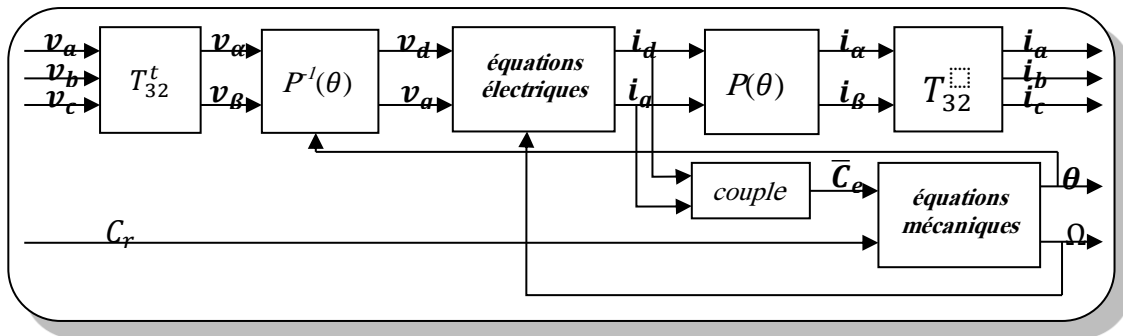


Fig. A.1. Modèle du MSAP dans le repère dq

A.3. MODELE EN SIMULINK MODELE DU MSAP DANS LE REPERE dq

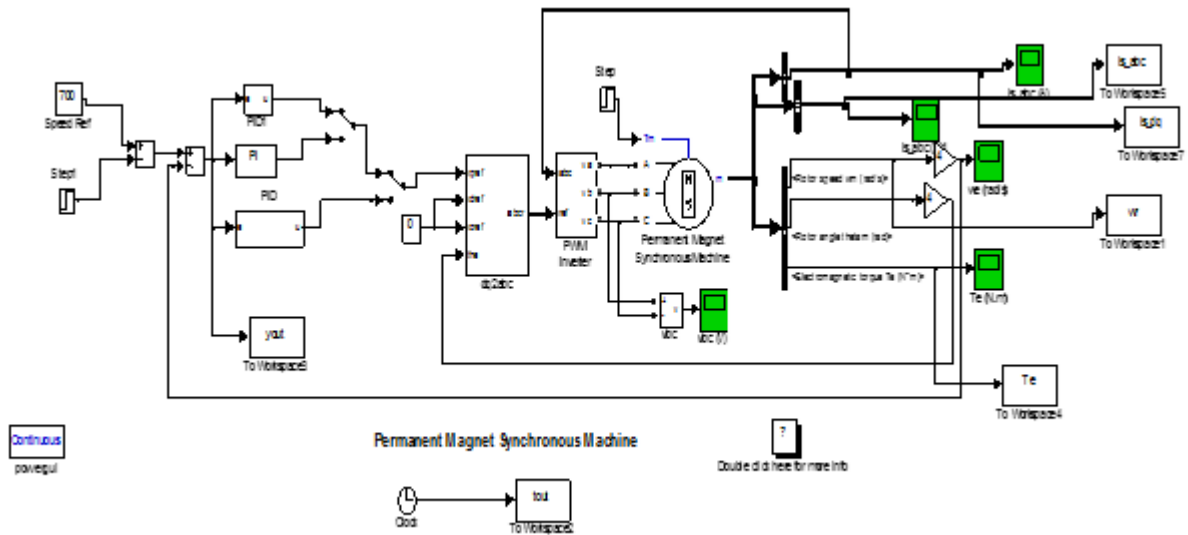


Fig. A.2. STRUCTURE GENERALE D'UNE FOC APPLIQUE AU MSAP

ANNEXE B

B.1. REGULATEUR *PI* DE VITESSE

La transmittance du régulateur *PI* utilisé peut être exprimée de la manière suivante :

$$K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{k_i}{p(1+\tau p)} \quad (\text{B.1})$$

Avec :

$$\tau = \frac{k_p}{k_i} \quad (\text{B.2})$$

La fonction de transfert du système (machine+régulateur *PI*) est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{1+\tau s}{\frac{1}{k_i} s^2 + \tau s + 1} \quad (\text{B.3})$$

En comparant l'équation caractéristique (B.3) avec la forme standard du second ordre, on trouve :

$$\frac{k_i}{J} = \omega_0^2 \quad \text{et} \quad \tau = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad (\text{B.4})$$

Avec ξ coefficient d'amortissement

A partir de l'équation (B.4) et pour $\xi=1$, on aura:

$$k_i = \frac{4J}{\tau^2} \quad (\text{B.5})$$

La constante de temps associée au régulateur τ est choisie en fonction de la constante de temps statorique dans l'axe q par $\tau = \frac{l_q}{r_s}$ qui caractérise la dynamique de couple.

La boucle de régulateur de la vitesse est donnée par la figure (1)

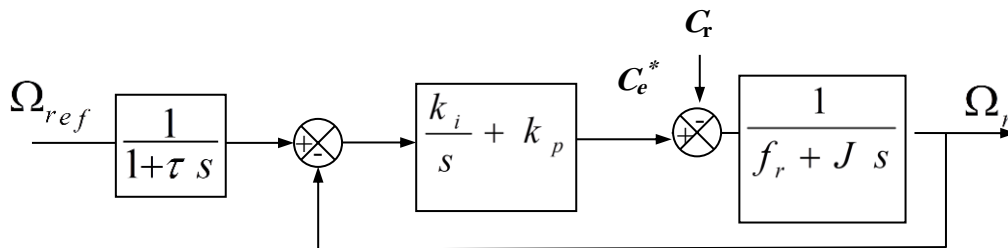


Fig. (B.1) Régulation de la vitesse de la machine Synchrone à aimants permanents.

Les constantes de régulateur *PI* classique pour la régulation de vitesse, afin de valider nos résultats de simulation sont :

$$\begin{cases} k_p = 0.88 \\ k_i = 110 \\ k_d = 0 \end{cases} \quad \text{(B.6)}$$

B.2. MODELE EN SIMULINK DU REGULATEUR DE VITESSE.

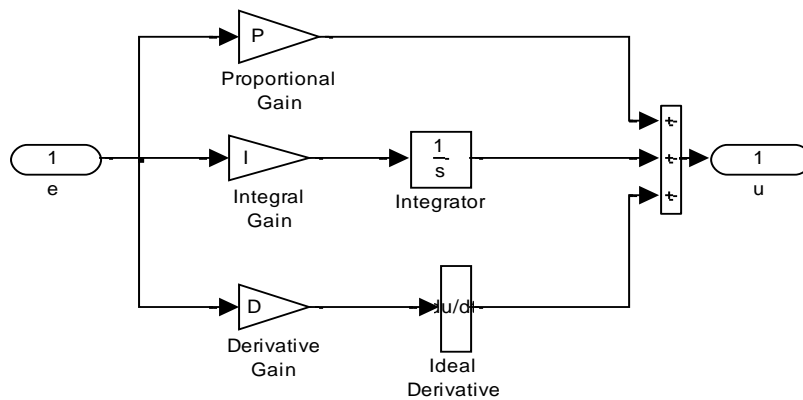


Fig. B.3 Modèle en simulink du régulateur *PI* de vitesse.

B.3. MODELE EN SIMULINK DE LA TRANSFORMATION $\alpha \beta/d q$.

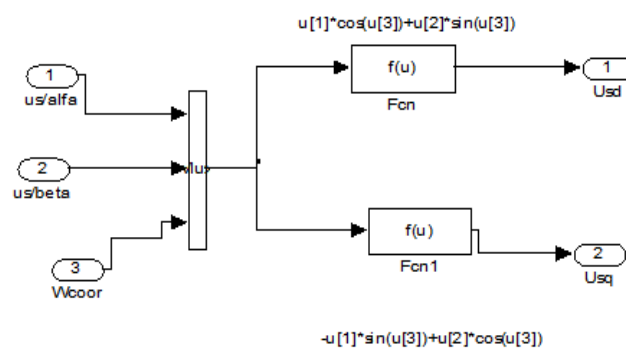


Fig. B.3 Modèle en simulink de la transformation $\alpha \beta/d q$.

ANNEXE C

C.1 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE

Le système le plus utilisé de la logique floue est le type de Mamdani dont il est composé de trois blocs : Fuzzification, Moteur d'inference et Defuzzification.

C.2 MODELISATION DU SYSTEME LOGIQUE

Le FLC est modélisé par l'énervement Matlab/SIMULINK on utilisant l'interface graphique Fuzzy Logic Toolbox GUI comme il est représenté par la figure C.1 (a). Cela permet de construire tout simplement et graphiquement le FLC. Cinq étapes de bases essentielles permettent de construire le module flou par l'éditeur de FLC (GUI Tools) sont :

L'éditeur de l'inférence de Système flou (FIS), l'éditeur fonction d'appartenance, l'éditeur des règles, l'affichage des règles et de surface flous. Ces éditeurs GUI sont reliés entre eux donc un changement dans l'un d'eux peut affecter tous les autres. L'éditeur FIS est utilisé pour déterminer les nombres et le nom des entrées et de sorties Floues, L'éditeur des fonctions d'appartenances définit les formes et les différentes fonctions d'appartenances et le rang des entrées sorties, L'éditeur des règles est utilisé pour construire les règles floues. L'affichage des règles et de surface flous permettent de lire seulement les éditeurs et de fermer les caractéristiques de l'éditeur FIS. La description des deux modèles *FLC* est dans le chapitre 2 est présenté en Simulink par la Fig. C.2.

C.3. GAINS DE REGULATEUR *PI FLOU* DE LA VITESSE :

$$K1=0.001 \ ; k2=0.000016 \ ; k3=240$$

(C.1)

C.4. GAINS OPTIMISES DES DEUX REGULATEURS :

Les gains sont obtenus en utilisant l'interface *Ga tool* sont :

Gains de <i>PIF</i> de w	0.00134822	0.00143516	750.1267
Gains de <i>PIF</i> de w	0.00167	0.00152	833.577

C.6. MODULE FLOU PAR L'ÉDITEUR FIS (GUI TOOLS)

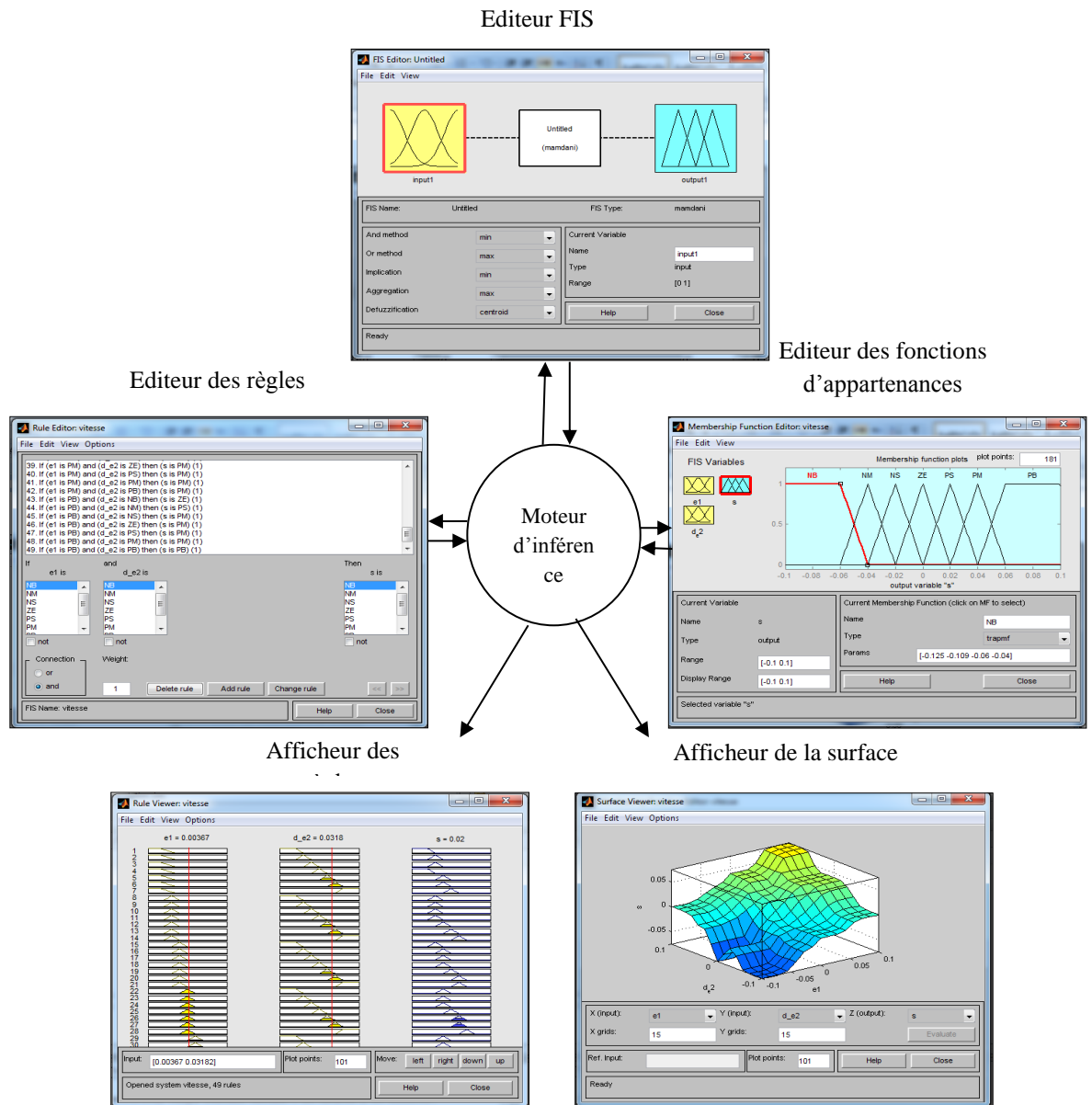


Fig. C.1 Réalisation du modèle flou par l'environnement de l'éditeur *logique Flou (Fis)*

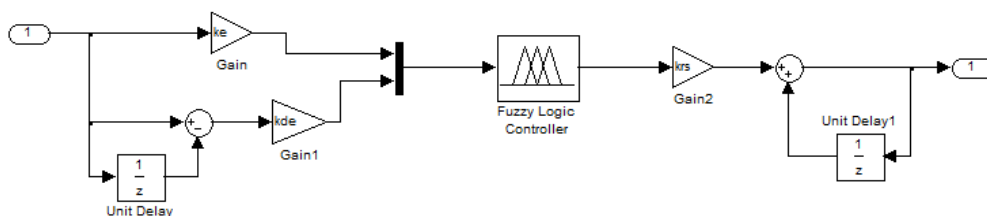


Fig. C.2 Modèle du régulateur de vitesse utilisé dans *Matlab*

Résumé

ملخص:

- في هذه الرسالة:
 - نموذج للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم ومزود الطاقة الخاص به يتكون من مقوم ثنائي الموجة كامل الموجة ثلاثي الأطوار ، ومرشح جهد كهربي منخفض وعاكس جهد ثلاثي الأطوار.
 - إستراتيجية تحكم تحكم موجه ميداني مطبق على محرك المغناطيس الدائم المتزامن.
 - تصميم منظم يعتمد على منطق ضبابي يستخدم لضبط سرعته.
 - عرض الخوارزميات الجينية وتحسين سرب الجسيمات ، واستخدامها كأداة لتحسين معايير التنظيم على أساس المنطق الضبابي.
 - إستراتيجية تحكم ضبابية مُحسّنة للسرعة عن طريق التحكم الميداني لمحرك مغناطيسي دائم متزامن ،
- عبارات هامة :** محرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم، تحكم مباشر في التدفق و في العزم الكهرومغناطيسيين، موج للتوتر الكهربائي ثلاثي الطور، تقنية النبضة المعدلة العرض، تحكم في السرعة بدون لاقط ، المنطق الغامض، مقدرات تغيرات مقاومة القسم الساكن، تقنية اللوغاريتمات الجينية.

Abstract:

In this thesis are presented:

- A model of a Permanent Magnet Synchronous Motor and its power supply consisting of a three-phase full-wave diode rectifier, a low-pass voltage filter and a three-phase voltage inverter.
- A control strategy Field oriented control applied to the Permanent Magnet Synchronous Motor.
- A design of a regulator based on fuzzy logic used to regulate its speed.
- Presentation of genetic algorithms and Particle Swarm Optimization, their use as a tool for optimizing the parameters of regulation based on fuzzy logic.
- A speed-optimized Fuzzy control strategy by Field-Oriented Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor,

Key word :

FOC, Field oriented control, Three Phase Inverter, PWM, Speed Sensorless control, Fuzzy logic controller, Stator resistance Estimation, genetic algorithms.

Résumé :

Dans ce mémoire sont présentés :

- Une modélisation d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents (*MSAP*) et de son alimentation constituée d'un redresseur triphasé double alternance à diodes, d'un filtre de tension passe bas et d'un onduleur de tension triphasé.
- Une stratégie de commande FOC appliqué au *MSAP*.
- Une conception d'un régulateur à base de la logique floue utilisés pour la régulation de sa vitesse.
- Présentation des algorithmes génétiques et Optimisation de l'essaim de particules, leur utilisation comme outil d'optimisation des paramètres d'un régulation à base de la logique floue.
- Une stratégie de commande Floue optimisée de vitesse par *FOC* d'un *MSAP*,

Mots clés :

MSAP, FOC, Onduleur triphasé, MLI vectorielle, Commande de vitesse, logique floue, algorithmes génétiques.