

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° _____/2022

THÈSE

Présentée par

Akkouchi Kamel

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Filière: Electrotechnique

Spécialité: commande électrique

THÈME

Commande intelligente d'un moteur synchrone à aimants permanents

Soutenue publiquement le 19/05/2022

DEVANT LE JURY

Président	Radjeai Hammoud	Pr. Université Sétif 1
Directeur	Rahmani Lazhar	Pr. Université Sétif 1
Examineurs	Dib Djalel	Pr. Université Tébessa
	Labar Hocine	Pr. Université Annaba
	Mesbahi Nadhir	Pr. Université El oued
	Soufi Youcef	Pr. Université Tébessa

REMERCIEMENT

J'adresse mes remerciements aux personnes qui m'ont aidé dans la réalisation de ce travail.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance, mes remerciements et mon amitié pour mon directeur de thèse Lazhar Rahmani, Professeur à l'université de Sétif1 pour son rôle, sa patience, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions

Je remercie chaleureusement Hocine Labar, Professeur à l'Université de Annaba, qui m'a fait l'honneur de participer à mon jury de thèse.

J'exprime ma profonde gratitude à Hammoud Radjeai, Professeur à l'université de Sétif1, pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant mon jury de thèse.

Je suis particulièrement reconnaissant envers Youcef Soufi, Professeur à l'Université de Tébessa, pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse.

Je tiens aussi à exprimer mes chaleureux remerciements à Djallel Dib, Professeur à l'université de Tébessa, d'avoir accepté de participer à mon jury de thèse.

Je remercie aussi Lebied Ryma, doctorante à l'université de Skikda, pour sa collaboration et ces encouragements.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance envers les amis et collègues qui m'ont apporté leur support moral et intellectuel tout au long de ma démarche.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

- **A la mémoire de mes chers parents que Allah les bénisse**
 - **A ma chère femme mon deuxième moitié**
 - **A mon fils unique Abdelouadoud**
 - **A mes chères filles Isra et Loudjeine**

Sommaire

Liste des tableaux	
Liste des figures	
Liste des symboles	
Introduction général	1
Chapitre I Redresseur MLI	
I. Redresseur MLI.....	6
I.1 Introduction	6
I.5.2. Topologies de base et principe de fonctionnement.....	6
I.5.3. La différence entre le Redresseur à MLI de courant et de tension	8
I.5.4. Les principaux avantages des redresseurs à MLI	8
I.5.5. Techniques de contrôle du redresseur à MLI triphasé.....	8
I.5.5.1 Commande par le contrôle de l'angle de la puissance du redresseur à MLI.....	9
I.5.5.2. Commande à hystérésis du courant du redresseur à MLI.....	9
I.5.5.3. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère abc.....	11
I.5.4. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère dq.....	11
I.5.6. Modélisation du redresseur à MLI.....	14
I.5.6.1. Source d'alimentation.....	15
I.5.6.2. Le redresseur à MLI.....	15
I.5.6.3. La Charge.....	17

I.5.7. Conclusion.....	17
-------------------------------	-----------

Chapitre II Commande directe de la puissance (DPC)

II.1 Introduction	19
II.2 Principe du command direct de puissance (DPC).....	19
II.3 DPC classique.....	20
II.3.1 Détermination du secteur.....	21
II.3.2 Table de commutation.....	22
II.3.3 Expressions des puissances instantanées.....	23
II.3.4 Régulateur à hystérésis.....	24
II.3.5 Régulation de la tension continue.....	25
II.3.6 Résultats de simulation DPC douze secteurs.....	25
II.3.7. Interprétation des résultats	29
II.4. La commande directe de puissance basée sur le flux virtuel.....	31
II.4.1. Estimation du flux virtuel.....	32
II.4.2. Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel.....	34
II.4.3 Résultats de simulation.....	36
II.4.4. Interprétations des résultats.....	38
II.5 DPC-RNA	
II.5.1 Introduction :	41
II.5.2 Historique :	41
II.5.3 Définition des réseaux de neurones :	42
II.5.4 les neurones formels :	44
II.5.5 Architecture des réseaux de neurones :	45

II.5.5.1 Les réseaux non bouclés :	45
II.5.5.1.1 Les réseaux de neurones complètement connectés :	46
II.5.5.1.2 Les réseaux de neurones à couches :	46
II.5.5.2 Les réseaux bouclés :	47
II.5.6 Apprentissage et mémoire :	47
II.5.7 Commande DPC neuronale (DPC-RNA) :	48
II.5.7.1 : Résultats de simulation :	49
II.5.7.2 : Interprétations des résultats:	51
II.5.8 Conclusion :	51

Chapitre III. Commande vectorielle du MSAP

III.1 Introduction	53
III.2 Principe de la commande vectorielle de la MSAP :	53
III.3 Description du système global	54
III.3.1 Découplage	55
III.3.1.1 Découplage par compensation	55
III.3.2 Générale sur les régulateurs classique (PI)	56
III.3.2.1 Description du régulateur PI	57
III.3.2.2 Régulation de courant I_d	58
III.3.2.3 Régulation de courant I_q	58
III.3.2.4 Régulation de la vitesse	59
III.4 Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle	60
III.5 Résultats de simulation	60
III.5 Etude de Robustesse vis a vis les variations paramétrique de la MSAP	63
III.6 Conclusion	66

Chapitre IV. Commande intelligente du MSAP

IV.1 introduction	69
IV.2 Algorithme Génétique	69
IV.2.1 définition de l'Algorithme Génétique définition	70
IV.2.2 PRINCIPE DE FONCTIONEMENT	71
IV.2.2.1 Le codage de l'individus du population	72
IV.2.2.2 Génération de la population initiale	72
IV.2.2.3 Fonction d'adaptation	73

IV.2.2.4 Les opérateur des Algorithme Génétique	73
IV.2.2.5 Critère d'arrêt	78
VI.2.3 Optimisation les paramètres d'un régulateur PI par les AGs.....	79
IV.2.3.1 la fonction objective de notre système.....	79
IV.2.3.2 Critère de performance	79
VI.2.3.3 Les résultats d'optimisation par l'Algorithme Génétique et simulation.....	80
IV.3 La logique flou	83
IV.3.1 Principe de la logique floue.....	83
IV.3.1.1 Les ensembles floue et les variables linguistiques	83
IV.3.1.2 Les fonctions d'appartenances	85
IV.3.1.3 Les opérateur de la logique floue.....	86
IV.3.2 Structure d'un contrôleur floue	87
IV.3.2.1 Fuzzification	87
VI.3.2.2 Base de règles	88
IV.3.2.3 Mécanisme d'inférence	88
IV.3.2.4 Défuzzification	91
IV.3.3 Commande de la MSAP par la logique floue.....	92
IV.3.3.1 Étude et description du comportement de La machine.....	93
IV.3.3.2 Interface de Fuzzification	95
IV.3.3.3 Base de règles et mécanisme d'inférence	96
IV.3.3.4 Défuzzification	97
IV.3.4 Résultat de simulation et interprétation.....	97
IV.4 CONCLUSION.....	103
Conclusion générale	141
Perspectives.....	143
Références bibliographique.....	145
Annexe.....	152
Résumé.....	164

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Tensions simples en fonction des différents ordres de commande.....	14
Tableau II.1 : Table de commutation de la DPC classique.....	24
Tableau II.2 : Paramètres de simulation de la DPC.....	26
Tableau III-1 : Variation des paramètres pour test de robustesse.....	63

Liste des figures

Chapitre (I)

Figure I.1 : Redresseur à MLI structure courant.....	35
Figure I.2 : Principe de contrôle de l'angle de puissance du redresseur à MLI.....	37
Figure I.3 : Principe de la commande à hystérésis de courant du redresseur à MLI.....	38
Figure I.4 : Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère (abc).....	39
Figure I.5 : Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère.....	40

Figure I.7 : Structure du redresseur à MLI.....	43
--	----

Chapitre (II)

Figure II.1 : La configuration générale de la commande DPC.....	48
Figure II.2 : Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel (α, β) divisé en douze (12) secteurs.....	50
Figure II.3 : Régulation de la tension continue.....	53
Figure (II-4.a) : l'allure de tension Vdc et sa référence.....	54
Figure (II-4.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux.....	54
Figure (II-4.c) : l'allure de puissance active estimée et sa référence.....	55
Figure (II-4.d) : l'allure de puissance réactive estimée et sa référence.....	55
Figure (II-4.e) : l'allure de secteur.....	56
Figure.II.5 : Le courant de ligne (Ib) et son spectre harmonique.....	56
Figure II.6 : Configuration générale de la commande DPC basée sur le flux virtuel.....	59
Figure II.7 : Analogie entre le côté alternatif du redresseur PWM et le stator d'un moteur à courant alternatif virtuel.....	60
Figure II.8 : Vecteurs et coordonnées de références.....	61
Figure II.9.a : l'allure de tension Vdc et sa référence.....	64
Figure II.9.b : l'allure de courant (Ia).....	65
Figure II.9.c : l'allure de puissance active estimée et sa référence.....	65

Liste des figures

Figure II.9.d: l'allure de puissance réactive estimée et sa référence.....	66
Figure II.9.e: l'allure de Flux Alpha et Beta.....	66
Figure II.9.f: l'allure de secteur.....	67
Figure II.9.g: l'allure de l'interrupteur Sa.....	67
Figure II.9.k : Le courant de ligne (I_b) et son spectre harmonique.....	68

Liste des symboles

Liste des Symboles

MSAP : Machine Synchrone à aimants Permanent.

f-é-m : force électromotrice.

E_0 : La force électromotrice.

R_s : la résistance des phases statoriques.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : les tension de phases statoriques.

I_{as}, I_{bs}, I_{cs} : les courant de phases statoriques.

ψ_a, ψ_b, ψ_c : les flux totaux traversant les bobines statoriques

V_d, V_q : composantes directe et en quadrature de tension.

(d,q) : Indice du repère de Park lié au rotor.

I_d, I_q : composantes directe et en quadrature de courant.

I_{d_ref}, I_{q_ref} : Le courant de référence de ligne dans le repère tournante (d, q)

I_{α}, I_{β} : Les composantes du vecteur courant de ligne dans le repère stationnaire (α, β)

V_{α}, V_{β} : Les composantes du vecteur tension convertisseur dans le repère stationnaire(α, β)

$\psi_{\alpha}, \psi_{\beta}$: composantes de flux dans le repere stationnaire (α, β)

V_{dc} : Tension de bus continue

V_{dc_ref} : Tension bus continue de référence

I_{ch} : Courant de charge

C : Capacité côté continue

F_c : La fréquence de commutation

S_a, S_b, S_c : Etats de commutation du redresseur

P : Puissance active de réseau

P_{ref} : La puissance active de référence

Q : Puissance réactive de réseau

Q_{ref} : la Puissance réactive de référence

S : La Puissance apparante

$\hat{p}$: Puissance active instantanée

$\hat{q}$: Puissance réactive instantanée

Liste des symboles

S_p : Bande d'hystérésis pour la puissance active

S_q : Bande d'hystérésis pour la puissance réactive.

Θ : Déphasage entre le courant fondamental et la tension.

P_{ref} : La puissance active de référence

ψ_d, ψ_q : composantes directe et en quadrature du flux.

L_d, L_q : sont les inductances directe et en quadrature.

L_s : l' inductance des phase statorique.

I_s : le courant de phase statorique.

V_s : la tension de phase statorique.

ψ_s : Le flux des phase statorique.

Φ_{fs} : le flux d'excitation des aimants.

l_{ls} : Inductance de fuite.

L_{os} : Terme constante de l'inductance propre d'une phase.

L_{2s} : Amplitude de première harmonique de l'inductance propre d'une phase.

θ_r : Position électrique du rotor.

Ω : Vitesse de rotation mécanique du rotor.

Ω_{ref} : Vitesse de rotation mécanique du rotor référence.

ω : Pulsation électrique statorique.

ω_r : La vitesse de rotation du champ tournant

p : le nombre de paires de pôles.

C_m : Le couple électromagnétique

C_r : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

e_d, e_q : les composantes directe et en quadrature de f.e.m

C_m : Le couple moteur appliqué sur la génératrice

$f \Omega$: Le couple de frottement.

J : Moment d'inertie total de la machine.

$[P(\theta_r)]$: la matrice de transformation de Park

F : coefficient de frottement visqueux.

R_{ch} : la résistance de charge

L_{ch} : inductance de charge.

Liste des symboles

T_e : Période d'échantillonnage.

F_p : facteur de puissance.

I_{d_ref} : le courant direct référence.

I_{q_ref} : le courant quadrature référence.

C_{em_ref} : Le couple électromagnétique référence.

T_f : la constante de temps.

T_0 : la constante de temps électrique.

PI : régulateur proportionnel intégrateur

K_{cp} : Gain proportionnel de la boucle de régulation de courant.

K_{ci} : Gain intégral de la boucle de régulation de courant.

V_{d_ref} : La tension directe référence.

V_{q_ref} : La tension quadrature référence.

Abréviation

THD : taux de distorsion harmonique .

MLI :modulation de largeur d'impulsions(Pulse With Modulation).

DPC : commande direct de puissance

DPC-VF : commande direct de puissance par le flux virtuelle

DPC-RNA : commande directe de puissance par réseau de neurone

f.e.m :force electro_motrice.

Introduction Générale

Introduction général :

Problématique

Dans nos jours, les moteurs synchrones sont devenus une partie importante du marché des convertisseurs d'énergie électromécaniques, couvrant une très large gamme d'énergie [47].

Les moteurs synchrones sont principalement utilisés pour générer de l'énergie électrique à partir de sources mécaniques de différentes sources, sous forme de générateurs, dont la puissance varie de quelques watts à des centaines de mégawatts [48].

Par rapport à d'autres moteurs, les moteurs synchrones à aimants permanents présentent de plus en plus d'avantages. Ces types de machines, avec l'évolution de la technologie des aimants permanents, deviennent compétitifs dans le domaine des entraînements à vitesse variable en améliorant ainsi la fiabilité du système et réduisant les coûts d'achat et de maintenance [49].

Le contrôle vectoriel peut rendre la dynamique proche de la dynamique continue, c'est-à-dire un découplage du flux et du couple.

Cependant, cette structure de contrôle nécessite un convertisseur électronique composé d'un redresseur, un onduleur et une bonne connaissance des paramètres du moteur. Cette méthode de commande présente deux inconvénients majeurs, à savoir ;

- ✓ création d'une charge polluante vis-à-vis le réseau (THD élevé) et une dégradation du facteur de puissance
- ✓ l'utilisation des régulateurs classique rendre le système moins robuste vis-à-vis les variations paramétrique du moteur.

Ainsi, mon travail de thèse s'est aussi orienté dans cette direction dans le but de proposer d'autres algorithmes de commande en assurant une bonne qualité d'énergie absorbée du réseau (minimisation du THD et amélioration du facteur de puissance).

Assurer une bonne dynamique du couple et de la vitesse du moteur et avec une bonne robustesse vis-à-vis les variations paramétriques (résistance statorique, inertie de l'ensemble des pièces tournantes) du moteur.

Etat de l'art

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles qui sont les machines électriques. Ces derniers représentent le nerf de toute l'industrie. Ce qui nécessite des machines à vitesse variable et pouvoir être contrôlé pour atteindre les performances souhaitées.

Introduction générale

Le moteur à courant continu était utilisé dans l'industrie comme la meilleure solution grâce à ces caractéristiques, à savoir, hautes performances dynamiques et facilité de la variation de vitesse à cause de découplage naturel entre le flux et le couple. Le défaut majeur reste son système balai collecteur mécanique qui ne peut pas effectuer un grand transfert d'énergie et faisant augmenter les coûts d'entretien.

En conséquence, la recherche a été orientée vers les machines à courant alternatif. La commande à vitesse variable a bénéficié d'avancées technologiques significatives de l'électronique numérique et du développement des composants d'électronique de puissance favorisant la mise en œuvre des algorithmes de commande pour ces dispositifs.

D'abord, la machine asynchrone apparue par sa construction et son rendement comme la machine la plus robuste et la moins chère, surtout pour les fortes puissances et les moyennes vitesses.

La machine synchrone à aimants permanents a connu ces dernières années un grand essor grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents et la diminution de son prix. Ces machines sont de plus en plus utilisées pour les entraînements de haute technologie (rendement élevé, haute vitesse, environnement propre, fonctionnement de longue durée, etc.) [1]. Mais sa commande présente plus de difficultés que celle d'une machine à courant continu.

Plusieurs techniques de commande ont été développées pour les systèmes d'entraînement qui exigent un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité.

La commande par orientation du flux "Field Control Oriented" est l'un des méthodes les plus connues pour un meilleur contrôle de la vitesse et du couple quel que soit le régime de fonctionnement ; elle peut assurer une commande similaire à celle de la machine à courant continu.

Cependant, la structure de contrôle FOC repose sur l'utilisation des régulateurs PI classiques non robustes vis-à-vis la variation paramétrique de la machine.

Pour palier à ces dégradations, la recherche s'est orientée pour une meilleure solution du problème. On peut citer dans cette thématique deux branches de régulation, à savoir, les commandes adaptatives et les commandes robustes.

Notre travail dans cette thèse est basé sur l'utilisation des régulateurs robustes par intégration des techniques de l'intelligence artificielle inspiré du comportement de l'être humain.

Introduction générale

Parmi ces techniques on cite la logique floue, les réseaux de neurone et les algorithmes génétiques.

Les Algorithmes Génétiques sont fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et la génétique. Les premiers travaux sur les algorithmes génétiques ont commencé dans les années 60 par le professeur Holland. L'application des algorithmes génétiques aux problèmes d'optimisation a été formalisée par Goldberg en 1989 [27]. Le principe de ces algorithmes est de procéder par une recherche stochastique globale sur un espace important et à travers une population initiale de pseudo-solutions. La procédure de résolution d'un problème par ces algorithmes génétiques se fait grâce aux opérateurs de reproduction et de mutation. ces algorithmes permet d'optimiser les coefficient de régulateur PI classique. [24]

La logique floue est l'une des branches importantes de l'intelligence artificielle. Les bases théoriques de cette logique ont été établies en 1965 par le Professeur Lotfi Zadeh à l'Université de Berekley en Californie, qui introduit la notion de l'ensemble flou .Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985 environ, c'est les Japonais qui sont commencé à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande [24]. La logique floue capable à traiter ce qui est imprécis et incertain. Il est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles .D'autre part La commande floue est une méthodologie adaptée à la conception de contrôleurs de systèmes non linéaires pour lesquels le modèle mathématique est imprécis et difficile à obtenir. Il basées sur l'expertise de l'opérateur c'est a dire il s'appuie sur une base de connaissance sous forme linguistique et sur des règles de traitement (règles d'inférence). Ceci pourrait donner un avantage pour le régulateur floue par rapport aux techniques classiques, notamment pour l'amélioration de la robustesse d'une commande contre les erreurs de modélisations et les dérivés paramétriques, souvent inévitables. Ainsi, il n'est plus question de connaître le modèle de système à commander mais plutôt de connaître son comportement ou son évolution suite à des sollicitations particulières.[2][15] dans ce travaille on s'intéresse d'étudie la commande de la machine synchrone par les techniques intelligente logique floue et les AG pour faire améliorer les régulateur utiliser dans la commande classique.

Organisation de la thèse

La thèse présentée est composée de quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à l'étude et la modélisation du redresseur MLI.

Introduction générale

Nous envisageons dans ce chapitre l'étude des redresseurs à MLI ainsi que leurs différentes topologies et leurs modes de commande.

Le deuxième chapitre fait l'objet de la commande directe de la puissance DPC(classique et à flux virtuel) qui sera amélioré par l'implémentation de l'intelligence artificielle afin de rendre les régulateurs plus robuste vis-à-vis la variation des paramètres de la charge et d'avoir un courant sinusoïdal et en phase avec la tension, en d'autre terme, un THD faible et un facteur de puissance unitaire.

Dans notre cas, on a remplacé les régulateurs à hystérésis des puissances active et réactive ainsi que le régulateur de tension du bus continu par des réseaux de neurones.

Des résultats de simulations concernant le suivi de consigne et de robustesse seront présentés et commentés.

Le troisième chapitre est réservé à l'étude de la commande vectorielle par orientation du flux du moteur synchrone à aimants permanents.

Des résultats de simulation de la dynamique du couple, de la vitesse et des courants seront présentés et discutés.

Le quatrième chapitre s'occupe de la commande intelligente du moteur dans le but d'avoir une commande plus robuste et plus performante.

Les régulateurs classiques font l'objet, en premier lieu, à une optimisation par algorithme génétique.

En deuxième lieu, ces régulateurs seront remplacés par d'autres flous et suivi d'une étude comparative.

Cette étude sera clôturée par une conclusion générale et quelques perspectives.

Chapitre I

I. Redresseur MLI :

I.1. Introduction

L'avènement de l'électronique de puissance a eu un impact majeur sur le monde industriel au cours des dernières décennies.

IGBT ou les transistors de forte puissance. Ces composantes ont permis le développement de convertisseurs statiques de grande puissance qui permettent la conversion de la puissance électrique d'une forme quelconque à une autre forme. Ces convertisseurs apportent un progrès considérable au niveau des procédés industriels.

L'utilisation de ces convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique participe à détériorer la «qualité» du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, les paragraphes suivants présentent une synthèse des redresseurs commande MLI, qui sont classés comme une solution de ce problème.

Nous envisageons dans ce chapitre l'étude des redresseurs à MLI ainsi que leurs différents modes de commande.

I.2. Topologies de base et principe de fonctionnement :

Le redresseur à MLI triphasé est constitué de trois bras. Les interrupteurs bicommandables à deux segments sont des interrupteurs entièrement contrôlables (ouverture et fermeture) remplacent les diodes du montage en pont de Graëtz [13]. Ces dispositifs offrent les avantages suivants :

- le courant et la tension peuvent être modulés (modulation de largeur d'impulsions ou MLI), ce qui produit moins de perturbations harmoniques ;
- le facteur de puissance peut être contrôlé ;
- le redresseur peut être considéré comme source de tension ou source de courant.

Il y a deux manières de mettre en application les redresseurs triphasés à MLI :

- Redresseur de courant, où l'inversion de puissance est assurée par l'inversion du courant .

- Redresseur de tension, où l'inversion de puissance est assurée par l'inversion de la tension [14].

Dans la suite de ce travail, nous nous intéresserons plus particulièrement à la structure de courant qui est le plus intensément utilisé.

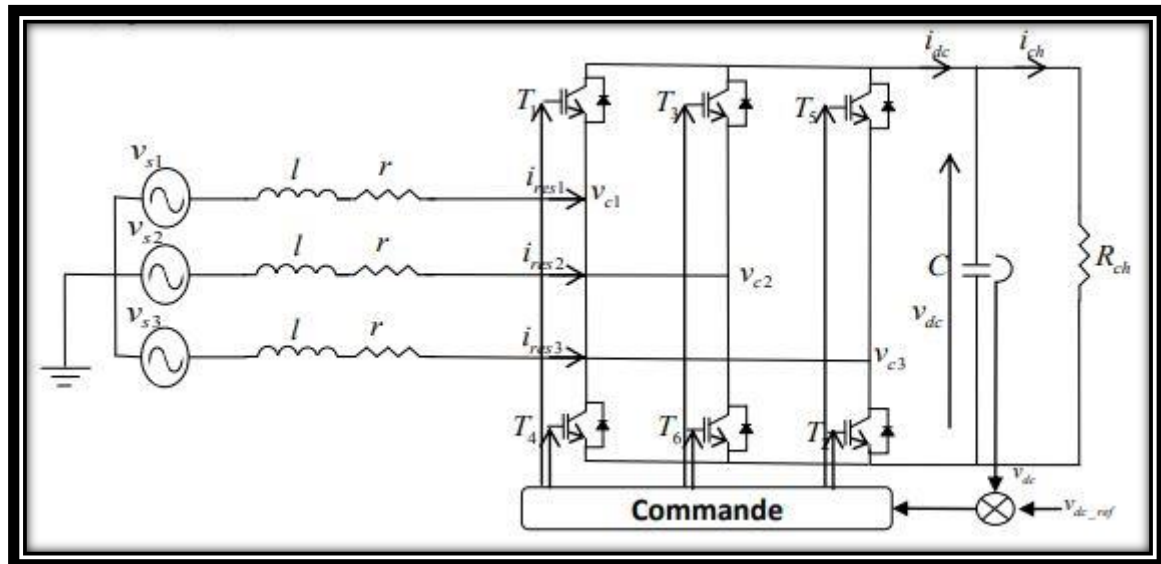


Figure I.1 : Redresseur à MLI structure courant

Le principe de fonctionnement du redresseur MLI est le même que celui du hacheur de élévateur [13]. Par conséquent, sa tension de sortie est toujours supérieure à sa tension d'entrée, vous devez donc ajuster cette tension de sortie. Pour accomplir cette tâche, une commande en boucle fermée est utilisée. Mesurez la tension de sortie du redresseur et comparez-la à la tension de référence V_{dc_ref} . Le signal d'erreur résultant de cette comparaison est multiplié par V_{dc_ref} . Pour déterminer la puissance de référence requise.

Lorsque le courant i_{ch} est positif (le redresseur fonctionne), le condensateur C se décharge, Le signal d'erreur demande plus d'énergie du réseau à l'unité de commande, Le bloc de commande prend la puissance de l'approvisionnement en produisant des signaux appropriés de MLI pour les transistors. De cette façon, on aura des écoulements de courant du côté alternatif vers le côté continu, ainsi la tension du condensateur peut être maintenue à sa valeur de référence, au contraire, lorsque le courant i_{ch} devient négatif (onduleur en marche), Le condensateur C est surchargé et un signal d'erreur oblige le dispositif de commande à décharger le condensateur, et renvoyer ainsi la puissance à la source alternative [15]

I.3. La différence entre le Redresseur à MLI de courant et de tension :

A. Redresseur à MLI de courant

- Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension et un récepteur de courant continu.
- Les interrupteurs sont unidirectionnels courant mais bidirectionnel en tension.
- Les interrupteurs sont constitués d'une diode et un thyristor.

B. Redresseur à MLI de tension :

- Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif. - Permet d'attendre un facteur de puissance.
- Les interrupteurs sont bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension.
- Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT et une diode en antiparallèle

I.4. Les principaux avantages des redresseurs à MLI :

Le redresseur à modulation de la largeur d'impulsion (PWM rectifier en anglais) est une solution intéressante de plus en plus utilisée dans les applications industrielles, et présente les avantages suivants :

- La puissance est bidirectionnelle (réversible);
- Faible distorsion harmonique du courant du réseau ;
- Facteur de puissance presque unitaire;
- Contrôle de la tension du bus continu;
- Réduction des dimensions du condensateur du bus continu

I.5. Techniques de contrôle du redresseur à MLI triphasé :

Le contrôle du redresseur MLI peut être considéré comme un problème dual avec la commande d'un onduleur MLI [16]. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux récents pour ce type de convertisseur MLI. Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel que un facteur de puissance élevé et un courant de forme proche de la sinusoïde, mais leurs principes diffèrent [17].

I.5.1 Commande par le contrôle de l'angle de la puissance du redresseur à MLI :

Les schémas de contrôle les plus simples du redresseur à MLI sont basés sur l'équation de la puissance en régime permanent, selon laquelle la puissance active, et par conséquent la tension continue, sont contrôlées par l'ajustement de l'angle δ entre la tension de ligne et la composante fondamentale de la tension alternative à l'entrée du redresseur. L'angle de déphasage δ est aussi parfois désigné sous le nom de l'angle de puissance (Figure I.2) [18]

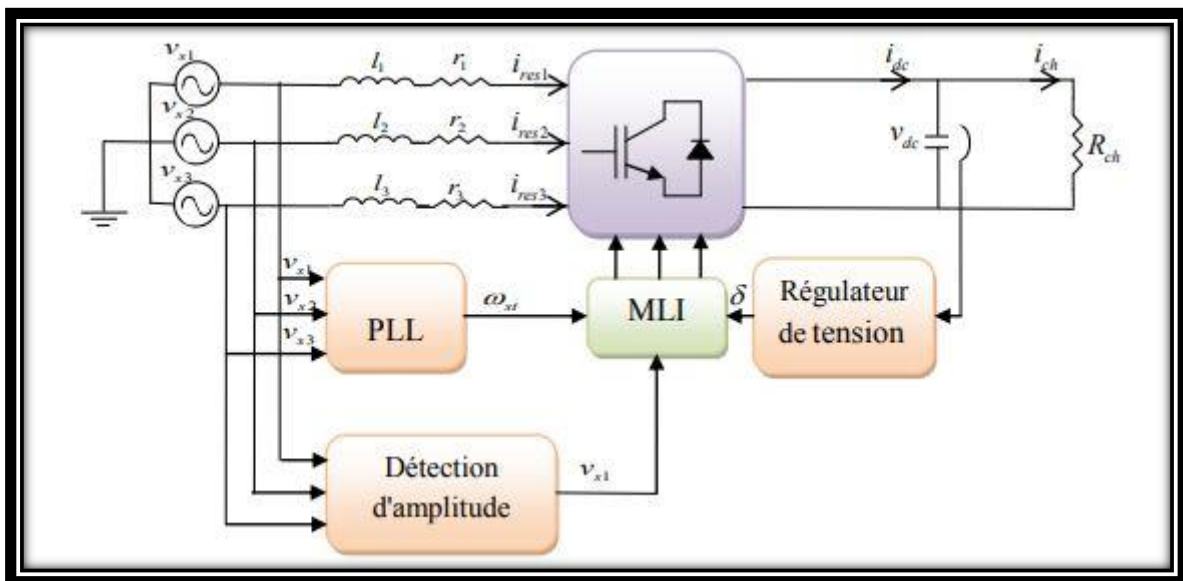


Figure I.2 : Principe de contrôle de l'angle de puissance du redresseur à MLI

I.5.2. Commande à hystérésis du courant du redresseur à MLI :

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, l'amplitude et la fréquence. Le principe de cette stratégie est basée sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de référence (Figure I.3) [19].

Bien que simple à mettre en œuvre, puissant et dynamique, La commande présente certains inconvénients [20] :

- Un des inconvénients de cette méthode est que, dans certains cas, le courant dépasse son enveloppe, et cette dernière a tendance à provoquer un fonctionnement en fréquence libre, ce qui peut poser des problèmes de filtrage.
- La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui peut entraîner un déséquilibre de courant, en fonction de la bande d'hystérésis.
- Le contrôleur d'hystérésis produit des subharmoniques inférieures involontaires.
- La variation de la fréquence de commutation en fonction de la charge.

Pour éliminer les inconvénients de la commande par hystérésis classique liés à une fréquence de commutation variable et parfois élevée pour une faible valeur de l'inductance de la ligne de réseau, la méthode de « l'hystérésis modulé » permet d'imposer la fréquence de hachage des transistors du convertisseur, lors du contrôle par hystérésis des courants[21] .

Cette méthode comporte les avantages suivants :

- La simplicité et la robustesse du contrôle d'hystérésis ne nécessitent pas une connaissance précise des paramètres du réseau.
- La fréquence de découpage constante (telle que la commande de modulation de largeur d'impulsion (PWM)) aide à réduire le nombre d'harmoniques sur l'onde de courant et l'ondulation de tension CC.

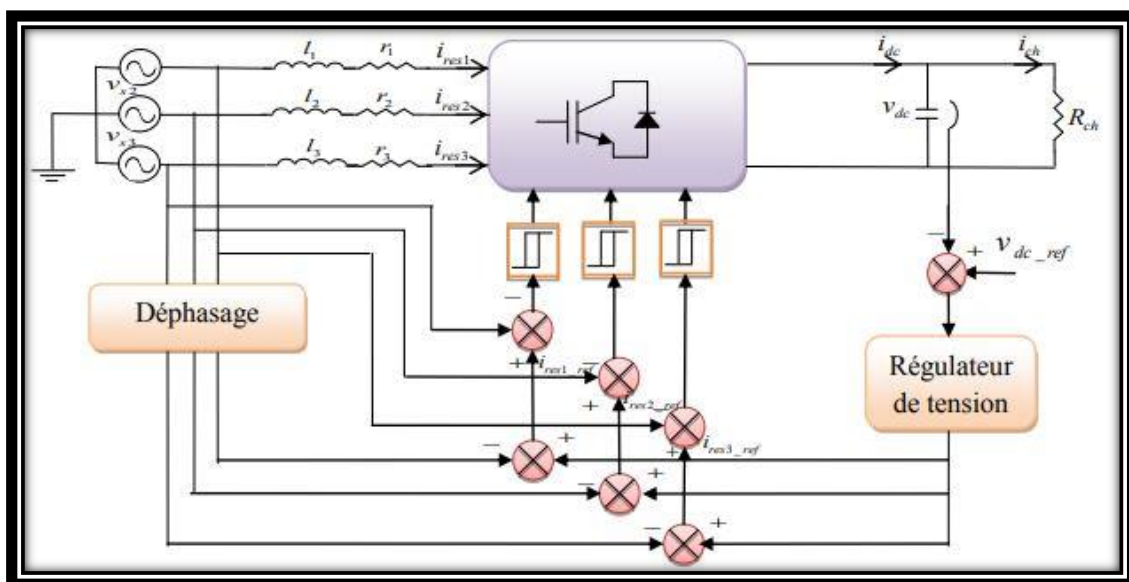


Figure I.3 : Principe de la commande à hystérésis de courant du redresseur à MLI

I.5.3. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère abc :

La régulation du redresseur à MLI dans cette stratégie peut se faire sous la forme d'une régulation cascade. Des boucles internes régulent les courants de phases. Une boucle externe régule la tension de capacité (Figure I.4) [22].

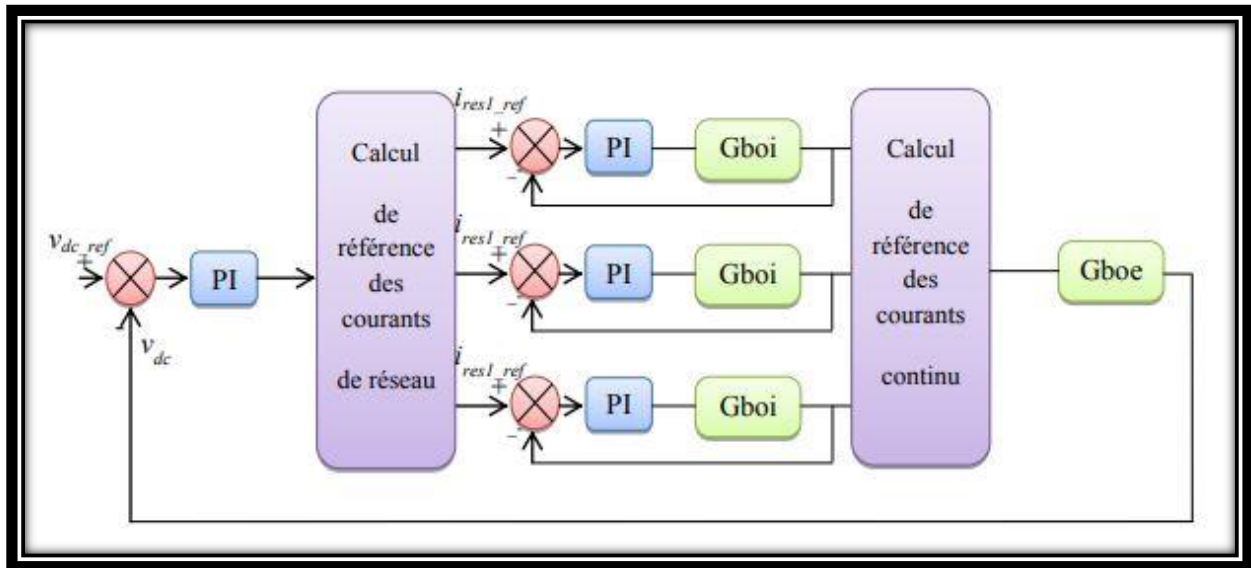


Figure I.4 : Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère abc

La commande dans le repère abc présente l'avantage d'être facilement programmable, de part le principe de poursuite, la commande se déduit sur chaque phase de façon à ce que le courant soit en phase avec la tension du réseau. Toutefois, il peut être compensé par une commande dans un repère d q. [14]

I.5.4. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère dq :

Stratégie de commande dans le référentiel dq est montré dans (Figure I.5), il s'agit également d'une stratégie de contrôle avec deux boucles de régulation, dont l'une est utilisée pour le courant L'autre pour la tension. Comme la stratégie command-abc, les boucles de régulation du courant incluent deux paires de régulateurs de type « Proportionnel-Intégral » (PI), pour les deux axes dq [22]. Les axes réels du repère tournant sont typiquement fixés à la tension de ligne. En raison des transformations de coordonnées, les composantes de courant à commander deviennent des quantités continues en régime permanent, et l'action intégrale des correcteurs peut ainsi éliminer les erreurs statiques en régime permanent des composantes

Chapitre I Redresseur MLI

fondamentales. En outre le réglage de la tension continue est typiquement mis en application avec un contrôleur simple de type PI [18].

Le comportement du redresseur MLI est fortement non linéaire, pour cette raison plusieurs travaux présentés comme solutions : les algorithmes non linéaires pour améliorer les performances et le fonctionnement de ce type de convertisseur tels que la commande par mode glissant qui est également considérée comme étant très robuste contre les variations des paramètres[23],et le PI à gain variable [24].

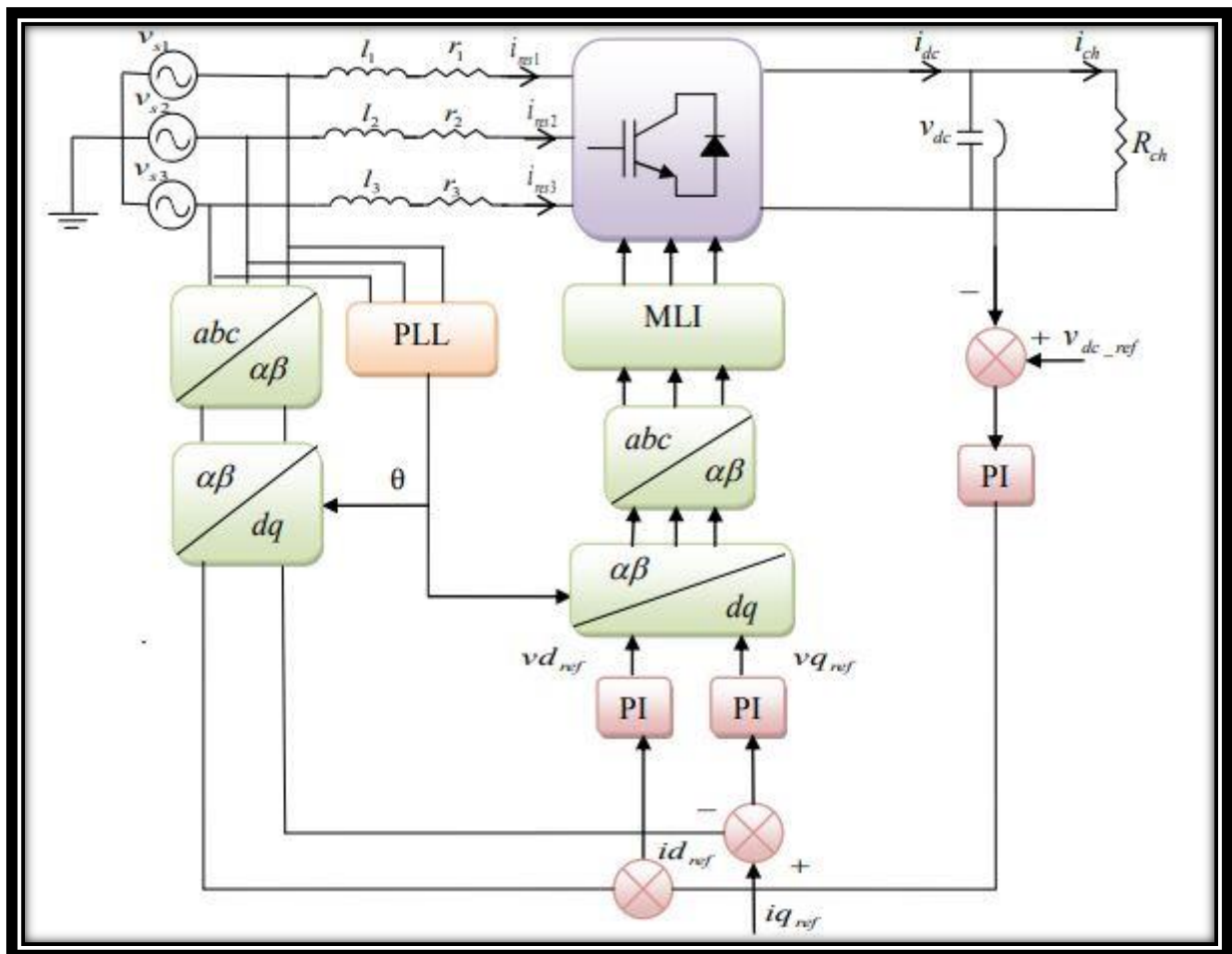


Figure I.5 : Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère

I.6. Modélisation du redresseur à MLI :

Le Figure II.7 donne les trois étages du circuit de puissance, le réseau, la charge et le convertisseur à MLI, chaque étage sera présenté par la suite :

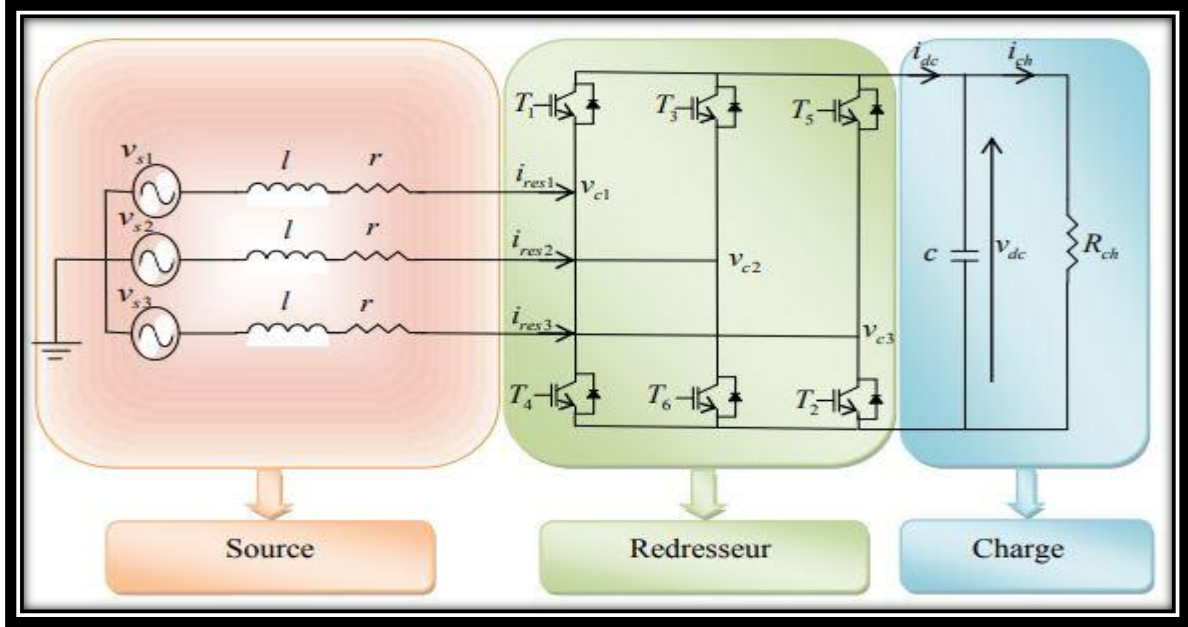


Figure I.7: Structure du redresseur à MLI

I.6.1.Source d'alimentation:

La source est modélisée par une FEM triphasée sinusoïdale en série avec une inductance " l " et une résistance " r " qui représentent l'impédance totale de la ligne [27], [18]. On suppose que le réseau équilibré, avec les mêmes impédances dans les trois phases, les tensions de ligne sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} V_{s1} = r \cdot i_{res1} + l \cdot \frac{di_{res1}}{dt} + V_{c1} \\ V_{s2} = r \cdot i_{res2} + l \cdot \frac{di_{res2}}{dt} + V_{c2} \\ V_{s3} = r \cdot i_{res3} + l \cdot \frac{di_{res3}}{dt} + V_{c3} \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r}{l} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r}{l} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r}{l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} + \frac{1}{l} \begin{bmatrix} V_{s1} - V_{c1} \\ V_{s2} - V_{c2} \\ V_{s3} - V_{c3} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

I.6.2. Le redresseur à MLI :

Chapitre I Redresseur MLI

Il est représenté au schéma de la Figure II.7. Les IGBTs et les diodes constituant le pont sont supposées idéales. C'est à dire que l'on néglige les phénomènes de commutation [27], [18].

Il est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_{i1}

$F_{i1} = 1$ Si T_i fermé et T_{i+3} et ouvert.

$F_{i1} = 0$ Si T_i ouvert et T_{i+3} et fermé

Le tableau ci-dessous représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commande $[F_{11} \ F_{21} \ F_{31}]$ ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante du bus continu V_{dc} . Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire [15].

N°	F_{11}	F_{21}	F_{31}	V_{c1}	V_{c2}	V_{c3}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

Tableau I.1 : Tensions simples en fonction des différents ordres de commande

Dans ce tableau, les tensions simples s'expriment en fonction des ordres de commande par la relation ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ V_{c3} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Où V_{dc} la tension continue a la sortie de redresseur à MLI.

De même on peut exprimer le courant continu I_{dc} en fonction des courants d'entrées.

$$I_{dc} = [F_{11} \ F_{21} \ F_{31}] \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

I.6.3. La Charge:

Cet étage est constitué d'une capacité C (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance R, modélisant la charge continue [27], [18]. La tension V_{dc} aux bornes de la charge est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{cases} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (I_{dc} - I_{ch}) \\ V_{dc} = R_{ch} I_{ch} \end{cases} \quad (I.5)$$

I.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes topologies du redresseur MLI et leurs principes de fonctionnement.

Ensuite, nous avons mené une analyse bibliographique sur les principes de base des différentes technologies de contrôle des redresseurs PWM, leurs avantages et inconvénients, et la modélisation des redresseurs PWM.

L'étude par simulation numérique de quelques techniques de commande montrées dans cette section fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre II

Commande Directe de la puissance(DPC)

II.1 Introduction

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par Ohnishi (1991) et développée ensuite par Noguchi et Takahachi en 1998, est similaire à la commande directe du couple (DTC) des machines asynchrones [28]. Cette nouvelle structure de commande, couramment nommée : Commande directe de puissance d'un convertisseur à MLI AC/DC triphasé. On la trouve plus souvent, dans la nouvelle littérature, sous l'abréviation anglaise de DPC (Direct Power Control). Dans cette nouvelle technique de commande, les variables contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

En plus de sa simplicité qui est due à l'élimination des blocs de modulation et des boucles de régulation internes (de courant) et aussi à l'absence de transformations de coordonnées, cette commande garantit un contrôle découplé des puissances et des bonnes performances dynamiques. Parce que les états de commutation du convertisseur sont appropriés sélectionnés par une table de commutation basée sur l'instantané des erreurs entre les valeurs commandées et mesurées du pouvoir actifs et réactifs. Les différentes configurations du DPC se subdivisent en trois catégories :

- DPC (Classique): basées sur la position de vecteur de tension dans repère stationnaire () par le tableau de commutation.
- DPC-SVM: le principe du DPC avec une modulation vectorielle (SVM) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante sans l'utilisation d'une table de commutation.
- DPC utilisant le flux virtuel : les configurations détaillées sont basées sur le calcul d'un flux virtuel.

Nous allons donc étudier dans ce chapitre la commande DPC. Nous développons, l'estimation des deux grandeurs de contrôle qui sont la puissance active et réactive. En fin, nous donnons les résultats de simulation qui mettent en évidence les performances de commande DPC classique.

II.2 Principe de la commande directe de puissance (DPC)

Le principe du DPC consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs constituant le redresseur à MLI, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées, S_p et S_q , entre les

Chapitre II : Commande directe de la puissance (DPC)

références des puissances active et réactive (P^* et q^*), la référence de la puissance active est obtenue par régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire un contrôle de la puissance réactive à zéro et les valeurs réelles (P et q), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau (). Pour ce dernier, le plan α - β est divisé en douze (12) secteurs égaux de 30° . Chacune des séquences de commande (S_a, S_b, S_c) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur v_i [29][30].

La figure (II.1) montre la configuration globale de la commande directe de puissance pour un redresseur PWM triphasé.

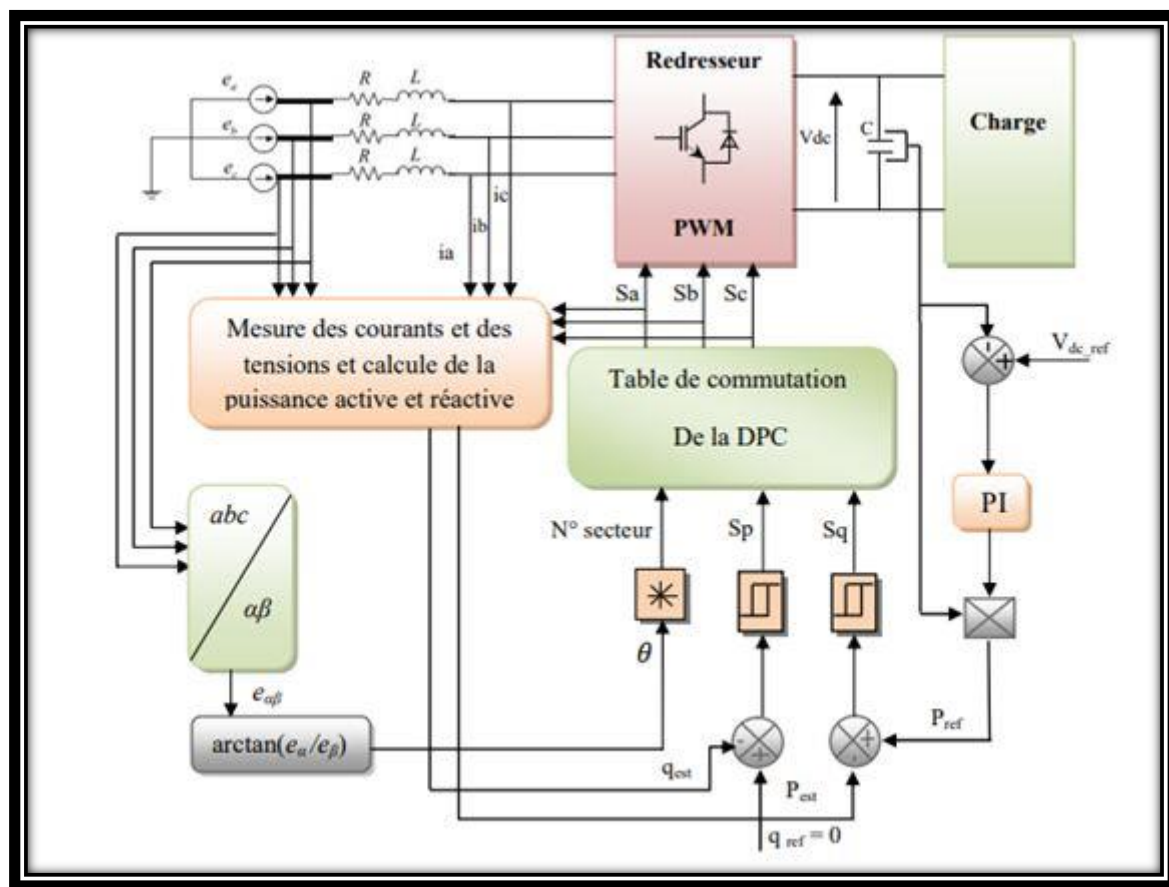


Figure II.1 : La configuration général de la commande DPC

II.3 DPC classique

Le vecteur v de tension à l'entrée du redresseur à MLI, dépend des états de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs. Selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, huit vecteurs de tension peuvent être appliqués à l'entrée du redresseur :

Chapitre II : Commande directe de la puissance (DPC)

deux vecteurs nuls nommés ($\vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$) et six vecteurs non nuls ($\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6$). Ces vecteurs sont représentés dans le repère stationnaire α - β . Les six vecteurs non nuls divisent le plan α - β en six secteurs dont chacun est divisé en deux secteurs égaux, afin d'obtenir un contrôle précis. Les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive, introduites dans deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, permettent d'établir deux sorties logiques S_p et S_q qui prennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée (P ou q) et l'état "0" pour une diminution :

$$\text{Si } P^* - P \geq hP \text{ } S_p = 1, \text{ Si } P^* - P \leq -hP \text{ } S_p = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Si } q^* - q \geq hq \text{ } S_q = 1, \text{ Si } q^* - q \leq -hq \text{ } S_q = 0 \quad (\text{II.2})$$

II.3.1 Détermination du secteur

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan de travail (α, β) est divisé en six secteurs ou douze secteurs (Figure III.2), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante

$$(2n - 3)\frac{\pi}{6} < \theta_n < (2n - 1)\frac{\pi}{6} \quad n = 1, 2, \dots, 6 \quad (\text{II.3})$$

$$(n - 2)\frac{\pi}{6} < \theta_n < (n - 1)\frac{\pi}{6} \quad n = 1, 2, \dots, 12 \quad (\text{II.4})$$

Où : n est le numéro du secteur

Le numéro du secteur est déterminé instantanément par la position de vecteur tension donné par:

$$\hat{\theta}_n = \text{Arctg} \left(\frac{\hat{e}_\beta}{\hat{e}_\alpha} \right) \quad (\text{II.5})$$

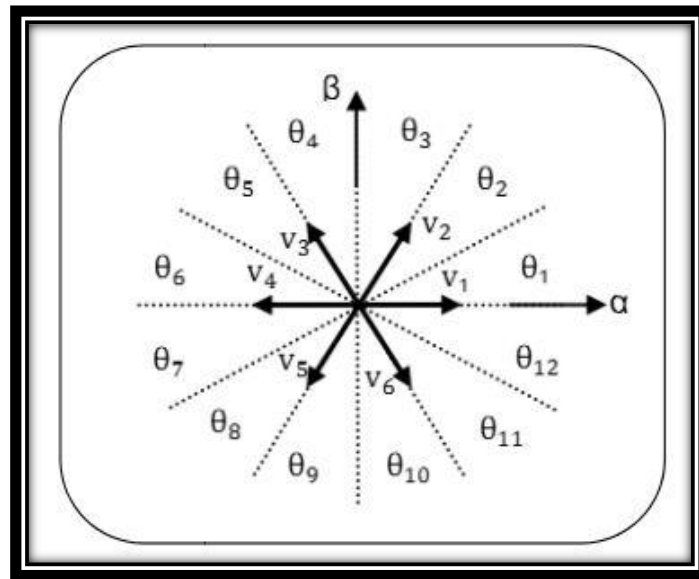


Figure II.2 : Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel (α, β) divisé en douze (12) secteurs

II.3.2 Table de commutation

Les signaux numériques d'erreurs S_p et S_q , et le secteur de travail sont les entres de la table de commutation (Tableau II.1), où les états de commutations S_a, S_b et S_c du redresseur à MLI sont mémorisés.

En employant la table commutation, l'état optimum de commutation du convertisseur peut être choisi chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numériques S_p , S_q et le numéro du secteur, c'est-à-dire, que le choix de l'état optimum de commutation est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être restreinte dans une bande à hystérésis de largeur $2H_p$, et de même pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur $2H_q$ [31].

La table de commutation classique est indiquée comme suit:

Chapitre II : Commande directe de la puissance (DPC)

S_P	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4	V_7	V_5	V_0
	1	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

Tableau II.1 : table de commutation de la DPC classique

II.3.3 Expressions des puissances instantanées

Pour un système triphasé, la puissance active instantanée est définie par le produit scalaire des courants et des tensions de ligne. La puissance réactive est définie par le module de leur produit vectoriel. Ces puissances sont exprimées respectivement par les relations:

$$P = i^T \cdot e = [i_a \quad i_b \quad i_c] \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = i_a \cdot e_a + i_b \cdot e_b + i_c \cdot e_c \quad (\text{II.6})$$

$$q = \|i \times e\| \quad (\text{II.7})$$

$$i \times e = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ i_a & i_b & i_c \\ e_a & e_b & e_c \end{bmatrix} = (i_b e_c - i_c e_b) \vec{i} - (i_a e_c - i_c e_a) \vec{j} + (i_a e_b - i_b e_a) \vec{k} \quad (\text{II.8})$$

Tenant compte des relations suivantes:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{II.9})$$

$$e_a = \frac{1}{3}(e_{ab} - e_{ca}), e_b = \frac{1}{3}(e_{bc} - e_{ab}), e_c = \frac{1}{3}(e_{ca} - e_{bc}) \quad (\text{II.10})$$

Le produit vectoriel devient alors :

$$i \times e = \frac{1}{3}[(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c](\vec{i} + \vec{j} + \vec{k}) \quad (\text{II.11})$$

Alors, la puissance réactive est exprimée par la formule ci-dessous:

$$q = \|i \times e\| = \frac{1}{\sqrt{3}}[(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c] \quad (\text{II.12})$$

Les puissances instantanées active et réactive peuvent être estimées sans mesure des tensions du réseau. Les expressions permettant cette estimation sont basées sur la mesure des courants

Chapitre II : Commande directe de la puissance (DPC)

absorbés, la mesure de la tension du bus continu, et sur les états des interrupteurs. Elles sont données comme suit:

$$\hat{P} = \left(L \frac{di_a}{dt} i_a + L \frac{di_b}{dt} i_b + L \frac{di_c}{dt} i_c \right) + v_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (\text{II.13})$$

$$\hat{q} = \sqrt{3}L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - L \frac{di_c}{dt} i_a \right) - \frac{1}{\sqrt{3}} v_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] \quad (\text{II.14})$$

Pour calculer la position du vecteur des tensions dans le plan α - β , les valeurs des composantes e_α et e_β peuvent être aussi estimées à partir des puissances instantanées et des courants absorbés, en utilisant la relation ci-après:

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{P} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

II.3.4 Régulateur à hystérésis

La grande simplicité de l'implémentation de cet outil de contrôle est également un élément important dans le choix du comparateur à deux niveaux. De plus, les considérations énergétiques sur le convertisseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessite un nombre moins élevé de commutations.

Les largeurs de la bande d'hystérésis ont une influence sur la performance du redresseur en particulier, sur la distorsion du courant harmonique, et sur la fréquence moyenne de commutation.

Le contrôleur proposé dans la DPC classique c'est un régulateur à deux niveaux pour les puissances actives et réactive.

Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes S_p et S_q , indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances suivant la logique ci-dessous :

$$S_p \begin{cases} 1 \text{ pour } \hat{P} < \hat{P}_{ref} - H_p \\ 0 \text{ pour } \hat{P} > \hat{P}_{ref} + H_p \end{cases} \quad \text{Et} \quad S_q \begin{cases} 1 \text{ pour } \hat{q} < \hat{q}_{ref} - H_q \\ 0 \text{ pour } \hat{q} > \hat{q}_{ref} + H_q \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Où H_p, H_q sont les écarts des régulateurs à d'hystérésis à deux niveaux [32].

II.3.5 Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI. Ce dernier corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Le produit du courant continu de référence avec la tension continue (V_{dc}) donne la puissance active de référence (P_{ref}) [33].

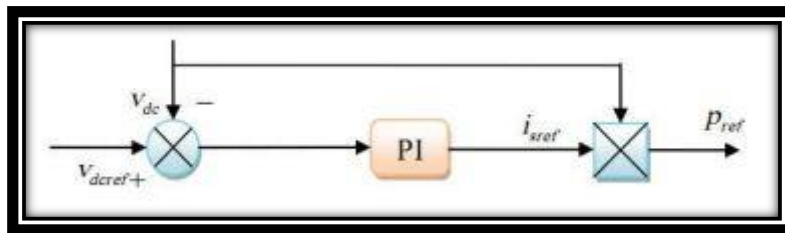


Figure II.3 : Régulation de la tension continue.

II.3.6 Résultats de simulation DPC douze secteurs

Les paramètres de simulation utilisés sont représentés dans le **Tableau II.2**

Résistance totale de la ligne	0,3Ω
Inductance totale de la ligne	10 ⁻⁴ H
Résistance de charge	100 Ω
Capacité de charge	4700uF
Tension d'alimentation	220*√2V
Fréquence de la porteuse	5KHz

Tableau II.2 : Paramètres de simulation de la DPC

Avec :

$vdc_{ref} = 600V$ à $vdc_{ref} = 700V$ à $(t = 0.5s)$ et un échelon de puissance réactive ($Q_{ref} = 0 \text{ VAR}$)

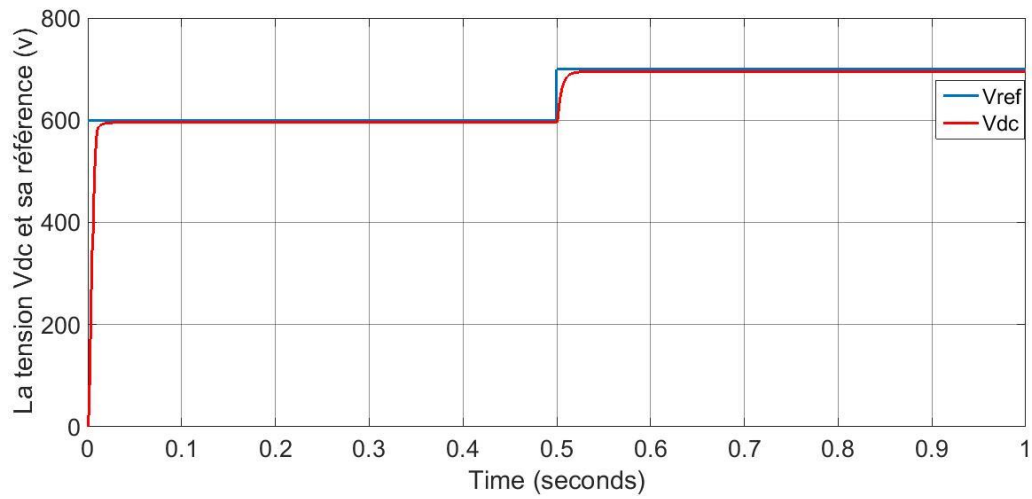


Figure (II-4.a) : l'allure de tension vdc et sa référence

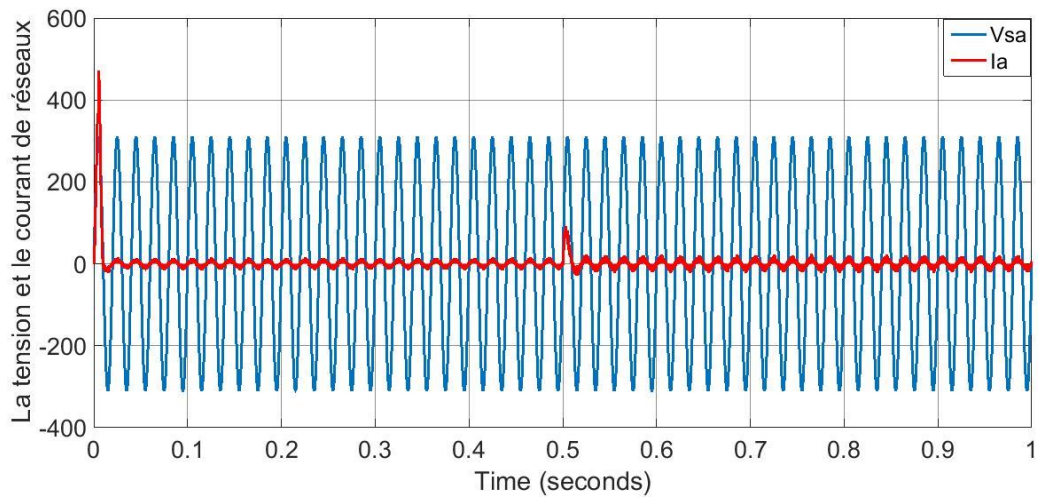


Figure (II-4.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux

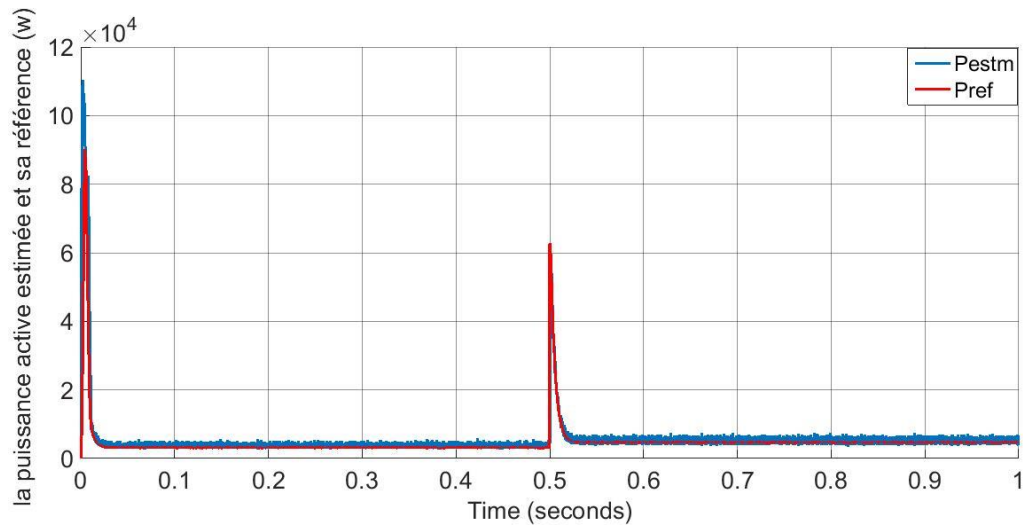


Figure (II-4.c) : l'allure de puissance active estimée et sa référence

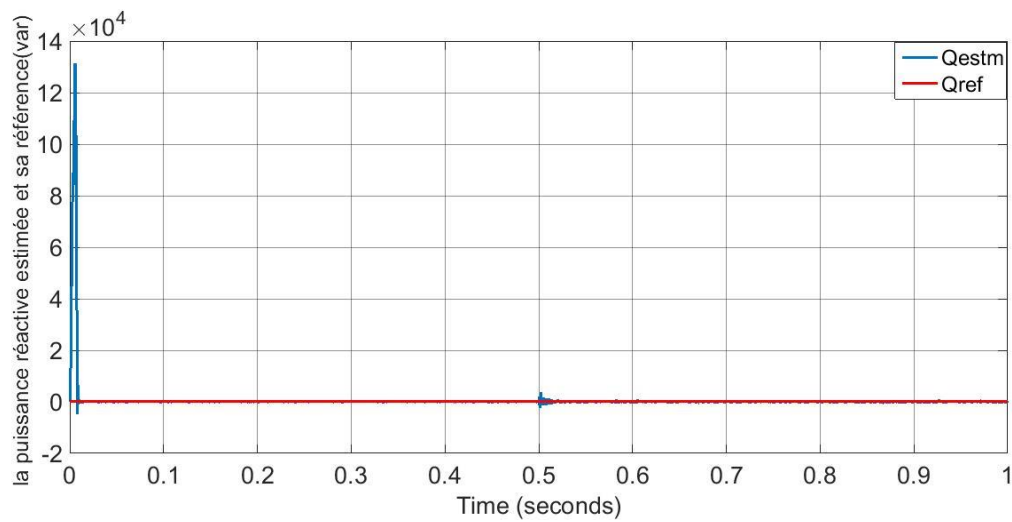


Figure (II-4.d) : l'allure de puissance réactive estimée et sa référence

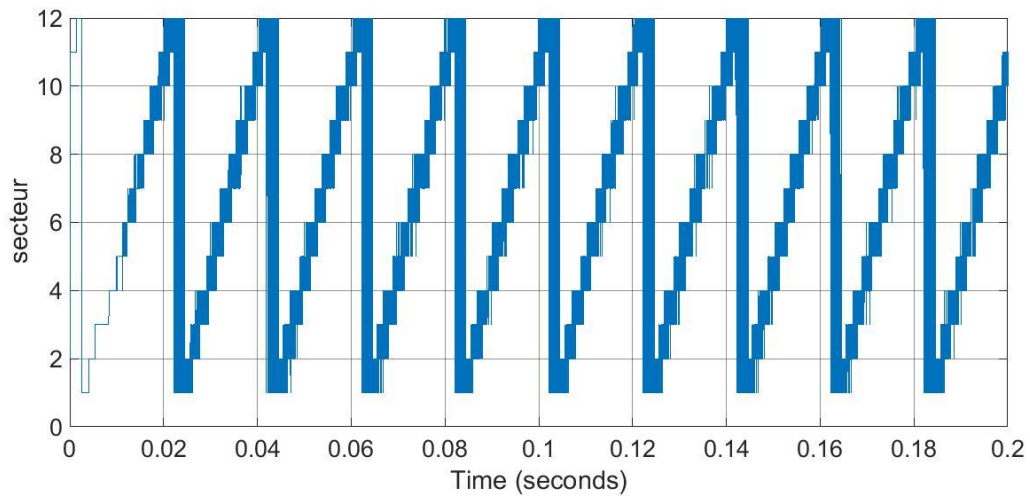


Figure (II-4.e) : l'allure de secteur

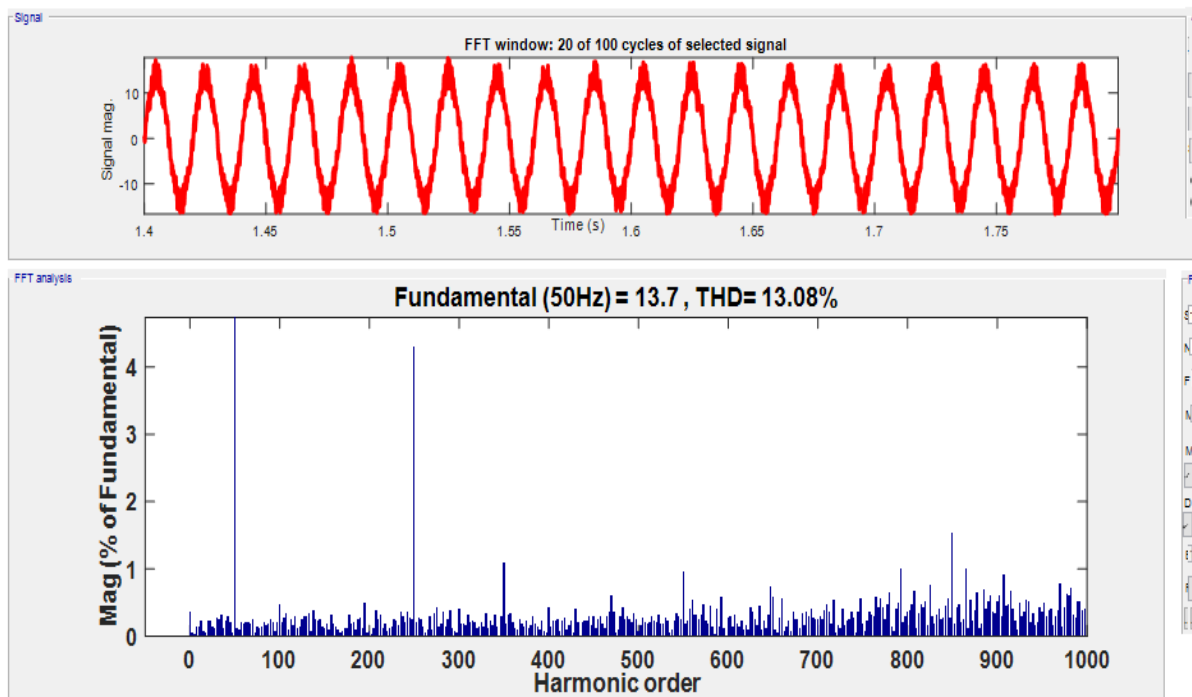


Figure.II.5 : Le courant de ligne ib et son spectre harmonique.

II.4.Interprétation des résultats :

Chapitre II : Commande directe de la puissance (DPC)

Les résultats obtenus lorsque en modifiant la tension de référence de bus continu pour La commande à douze secteurs est présentée sur la figure. (Figure II.4)

La Figure (**II-4.a**) montre que la tension de bus continu suit sa référence sans dépassement avec un temps de reponse minimale et une erreur statique admissible.

La Figure (**II-4.b**) montre que le courant est sinusoïdale et en phase avec la tension.

La Figure (**II-4.c**) montre que l'énergie active suit sa référence avec l'existence des pics.

La Figure (**II-4.d**) montre que l'énergie réactive suit sa référence avec un passage de pic au démarrage.

La Figure (**II-4.e**) confirme que les secteurs sont déphasés entre eux de 30 degrés.

La Figure (**II.5**) montre que le THD est admissible (13.08%)

II.4. Commande DPC-VF

II.4.1. Introduction :

Dans cette section on s'intéresse à la commande directe de puissance basée sur le flux virtuel (DPC-VF). Cette stratégie de contrôle qui est utilisée à la place de la commande basée sur l'estimation de la tension, permet d'obtenir un faible THD tout en gardant l'avantage d'une commande sans capteur de tension de ligne [34] [35] [39].

II.4.2. La commande directe de puissance basée sur le flux virtuel :

Cette technique de contrôle des convertisseurs AC/DC repose sur l'estimation du flux en assimilons le réseau à un moteur virtuel, et consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation. Cette dernière est basée sur l'erreur numérisée S_p, S_q des puissances active et réactive instantanées, aussi bien que sur la position angulaire du flux estimé. Le plan $(\alpha \beta)$ est divisé en douze secteurs, pour déterminer le secteur de travail [34] [35].

La figure II.1 montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension basée sur le flux virtuel pour un redresseur PWM triphasé.

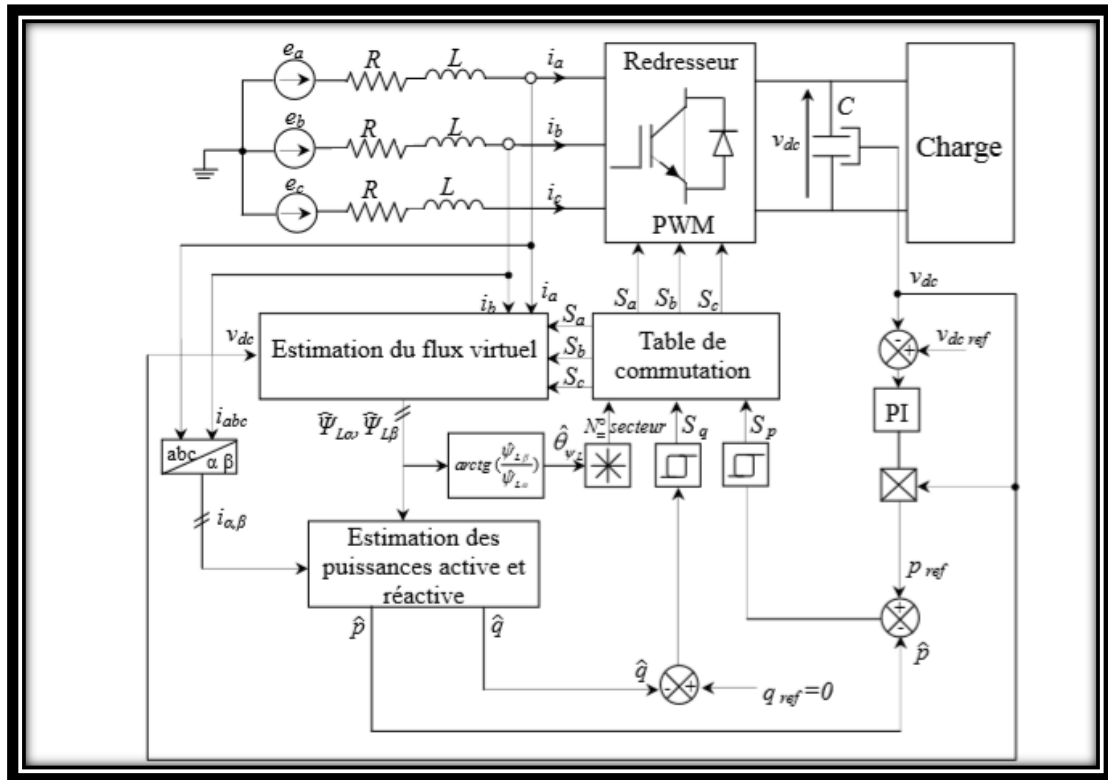


Figure II.6 : Configuration générale de la commande DPC basée sur le flux virtuel

II.4.3. Estimation du flux virtuel :

On peut assimiler la tension de ligne imposée en combinaison avec l'inductance de connexion de ligne à un modèle d'un moteur à courant alternatif virtuel comme il est présenté dans la figure II.2

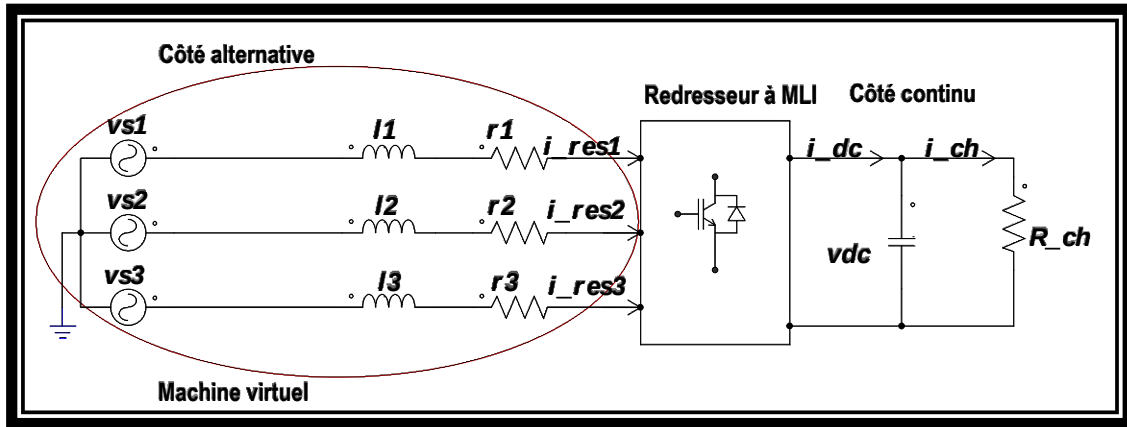


Figure II.7 : Analogie entre le côté alternatif du redresseur PWM et le stator d'un moteur à courant alternatif virtuel

Ainsi, R et L présentent respectivement la résistance statorique et l'inductance de fuite du moteur virtuel et les tensions entre ligne : e_a, e_b, e_c sont induites par un flux d'entrefer virtuel. Autrement dit, l'intégration de la tension de ligne donne le vecteur flux virtuel ψ_L , dans le repère stationnaire ($\alpha \beta$) [36] [39].

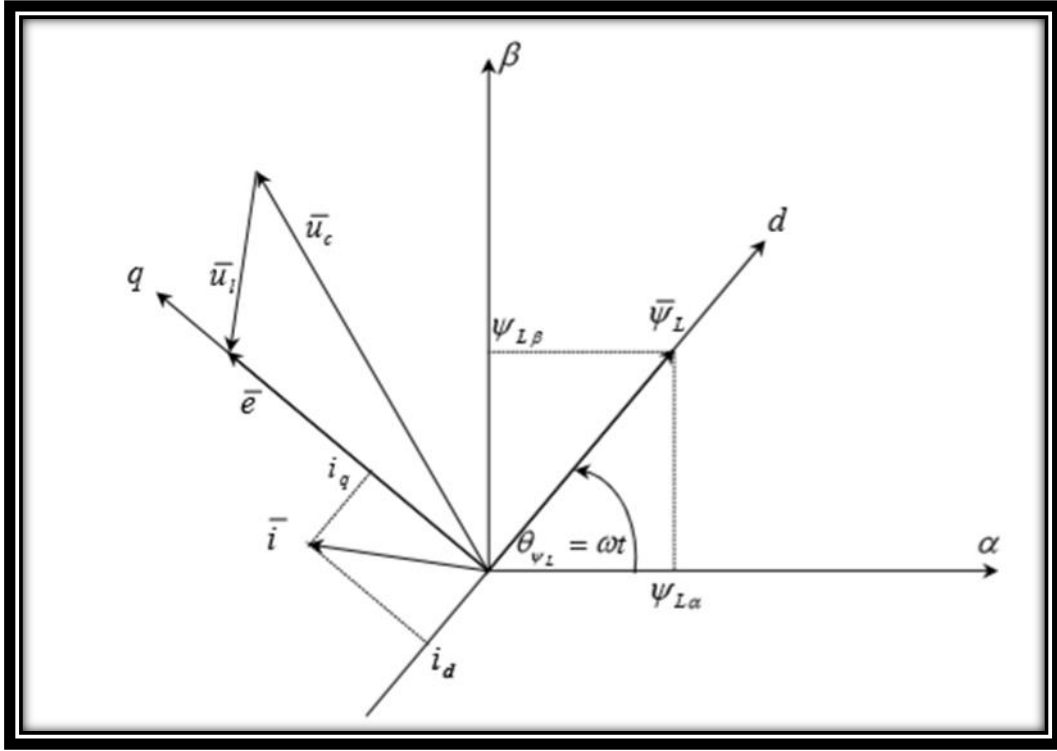


Figure II.8: Vecteurs et coordonnées de références

Où :

$\bar{\psi}_L$: Vecteur flux virtuel de ligne ;

$\bar{U}_c$: Vecteur tension d'entrée du redresseur

$\bar{e}$: Vecteur tension de ligne ;

U_l : Vecteur tension de l'inductance ;

$\bar{i}$: Vecteur courant de ligne ;

L'équation du flux virtuel peut être représentée sous la forme suivante :

$$\bar{\psi} = \bar{\psi}_c + \bar{\psi}_l \quad (\text{II.17})$$

En se basant sur la mesure de la tension du bus continu v_{dc} et les états des interrupteurs du convertisseur S_a, S_b, S_c . Donc les tensions d'entrée du redresseur sont estimées comme suit:

$$\begin{cases} V_{c\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{c\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} v_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Chapitre II : Commande directe de la puissance (DPC)

Puis, les composantes du flux virtuel $\bar{\psi}$ sont calculées à partir de l'équation (1) dans le système de coordonnées fixe $\alpha\beta$:

$$\begin{cases} \psi L_\alpha = \int (V_{c\alpha} + L \frac{di_\alpha}{dt}) dt \\ \psi L_\beta = \int (V_{c\beta} + L \frac{di_\beta}{dt}) dt \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

On peut écrire :

$$\begin{cases} \psi L_\alpha = l \cdot i_\alpha + \int V_{c\alpha} dt \\ \psi L_\beta = l \cdot i_\beta + \int V_{c\beta} dt \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

II.4.4. Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel

Le fait d'utiliser le flux virtuel pour le calcul des puissances active et réactive au lieu du vecteur tension utilisé par la DPC conventionnel a permis d'avoir une meilleure estimation de la puissance qui est beaucoup moins bruitée grâce à l'utilisation d'intégrale dans l'algorithme de calcul [37] [38] [40].

$$\bar{\psi}_L = \begin{bmatrix} \psi L_\alpha \\ \psi L_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int V_{s\alpha} \\ \int V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$\bar{\psi}_c = \begin{bmatrix} \psi c_\alpha \\ \psi c_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int V_{c\alpha} \\ \int V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

L'équation de la tension peut s'écrire donc sous la forme suivante :

$$\bar{V}_s = r\bar{i} + \frac{d(l\bar{i} + \bar{\psi}_c)}{dt} \quad (\text{II.23})$$

En pratique, la résistance r peut être négligée, ce qui donne :

$$\bar{V}_s = \frac{d(l\bar{i} + \bar{\psi}_c)}{dt} \quad (\text{II.24})$$

En utilisant la notation complexe, les puissances instantanées peuvent être calculées comme suit:

$$\begin{cases} p = \text{Re}(\bar{V}_s \cdot \bar{i}^*) \\ q = \text{Im}(\bar{V}_s \cdot \bar{i}^*) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

La tension de ligne peut s'exprimer en fonction du flux virtuel comme suit :

Chapitre II : Commande directe de la puissance (DPC)

$$\bar{V}_S = \frac{d\bar{\psi}_L}{dt} = \frac{d}{dt}(\psi_L e^{j\omega t}) = \frac{d\psi_L}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \psi_L e^{j\omega t} + j\omega \bar{\psi}_L \quad (\text{II.26})$$

Où : $\bar{\psi}_L$ indique le vecteur d'espace et ψ_L son amplitude.

Dans le repère d - q , on a les composantes du flux virtuel : $\bar{\psi}_L = \psi_{Ld}$ et les puissances instantanées sont calculées à partir de l'équation suivante:

$$\begin{cases} \hat{p} = \omega \psi_{Ld} i_q \\ \hat{q} = \omega \psi_{Lq} i_d \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Cependant, pour éviter le recours à la transformation des coordonnées dans le plan dq , l'estimateur de puissance de la DPC - VF doit utiliser les grandeurs liées au stator, c.à.d dans le plan $\alpha\beta$

Utilisant (IV.9), on peut écrire :

$$\bar{V}_S = \left\{ \frac{d\psi_L}{dt} |\alpha + j \frac{d\psi_L}{dt} |\beta + j\omega(\psi_{L\alpha} + j\psi_{L\beta}) \right\} \quad (\text{II.28})$$

$$\bar{V}_S \cdot \bar{i}^* = \left\{ \frac{d\psi_L}{dt} |\alpha + j \frac{d\psi_L}{dt} |\beta + j\omega(\psi_{L\alpha} + j\psi_{L\beta}) \right\} (i_\alpha - j i_\beta) \quad (\text{II.29})$$

Ce qui permet de donner :

$$\begin{cases} \hat{p} = \left\{ \frac{d\psi_L}{dt} |\alpha i_\alpha + j \frac{d\psi_L}{dt} |\beta i_\beta + \omega(\psi_{L\alpha} i_\beta - \psi_{L\beta} i_\alpha) \right\} \\ \hat{q} = \left\{ -\frac{d\psi_L}{dt} |\alpha i_\beta + j \frac{d\psi_L}{dt} |\beta i_\alpha + \omega(\psi_{L\alpha} i_\alpha + \psi_{L\beta} i_\beta) \right\} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Pour des tensions de ligne sinusoïdales et équilibrées, les dérivées du flux sont nulles. Les puissances active et réactive instantanées sont calculées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \hat{p} = \omega(\psi_{L\alpha} i_\beta - \psi_{L\beta} i_\alpha) \\ \hat{q} = \omega(\psi_{L\alpha} i_\alpha + \psi_{L\beta} i_\beta) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Le plan (α, β) est divisé en douze secteurs, comme le montre la **Figure II.2** Ces secteurs peuvent être exprimés numériquement comme suit :

$$(n-2)\frac{\pi}{6} < \theta_n < (n-1)\frac{\pi}{6} \quad n = 1, 2, \dots, 12 \quad (\text{II.32})$$

n : étant le numéro du secteur.

Le numéro du secteur est calculé instantanément selon la position du vecteur flux virtuel définie :

$$\hat{\theta}_n = \text{Arctg} \left(\frac{\hat{\psi}_{L\beta}}{\hat{\psi}_{L\alpha}} \right) \quad (\text{II.33})$$

La synthèse de la table de commutation et le régulateur de tension reste la même avec la commande directe de puissance DPC classique.

II.4.5 Résultats de simulation

La **figure II.4** montre la réponse du redresseur commandé par la commande DPC-VF lors d'un changement de la référence de la tension de bus continu $vdc_{ref} = 600V$ à $vdc_{ref} = 700V$ à $(t = 0.5s)$ et un échelon de puissance réactive ($Q_{ref} = 0 \text{ VAR}$)

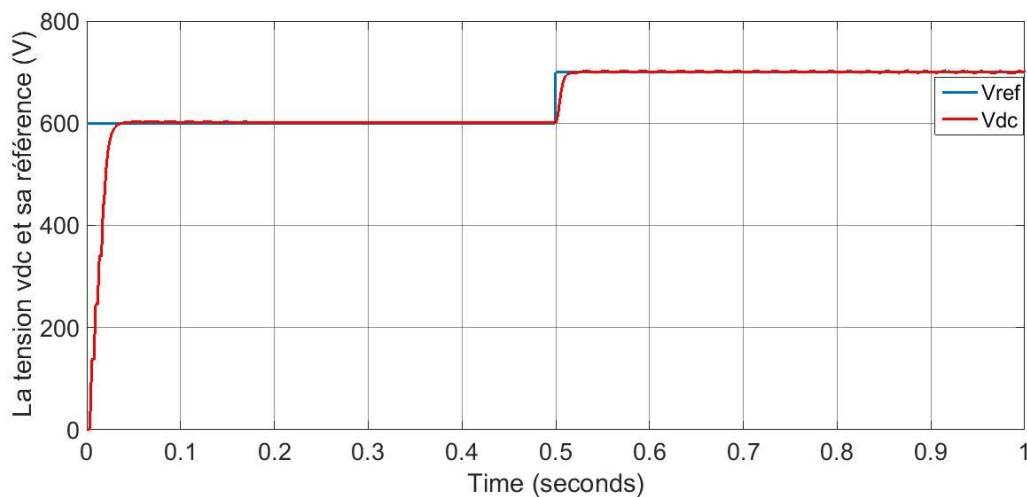


Figure II.9.a: l'allure de tension vdc et sa référence

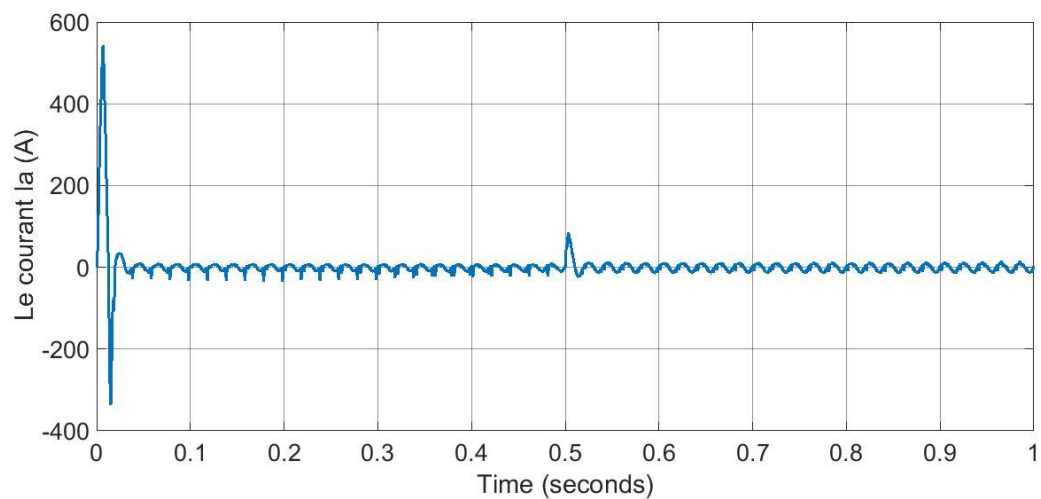


Figure II.9.b: l'allure de courant I_a

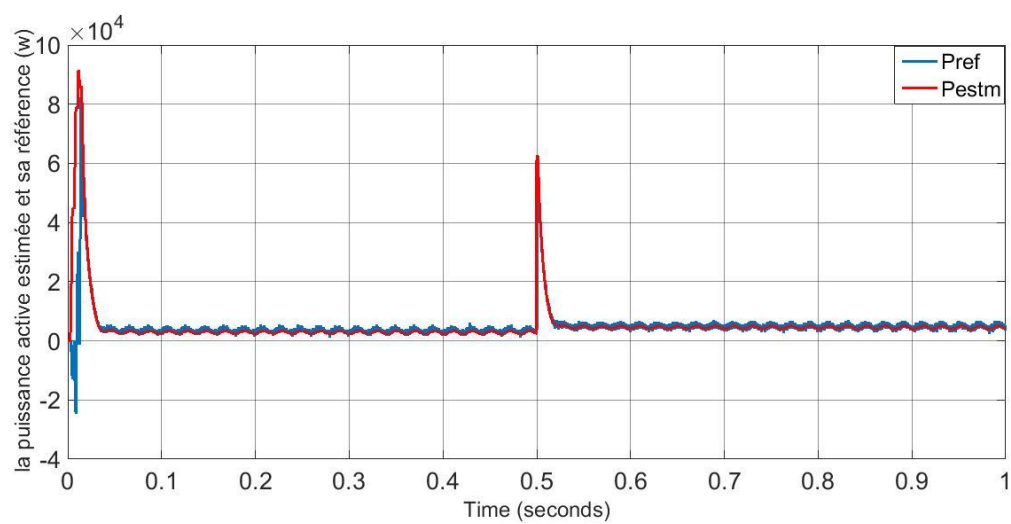


Figure II.9.c: l'allure de puissance active estimée et sa référence

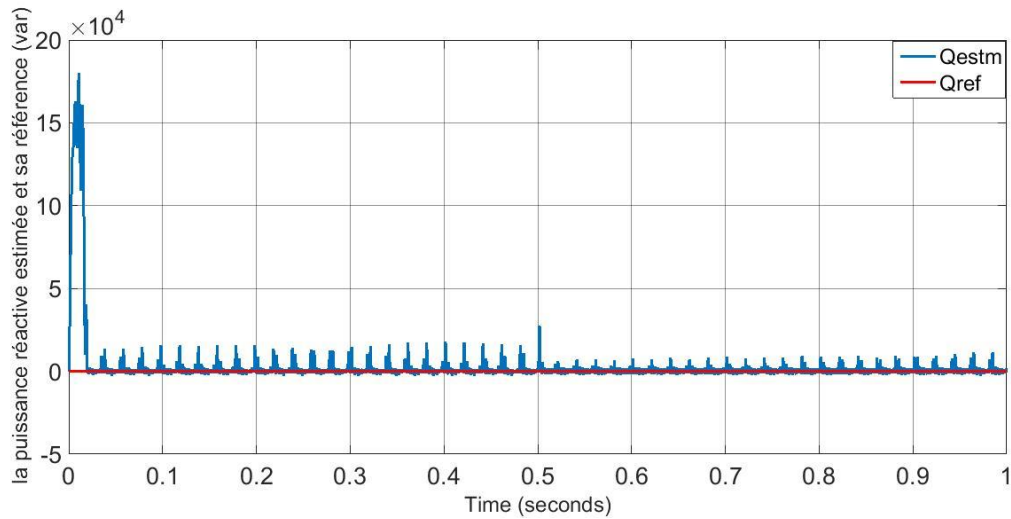


Figure II.9.d: l'allure de puissance réactive estimée et sa référence

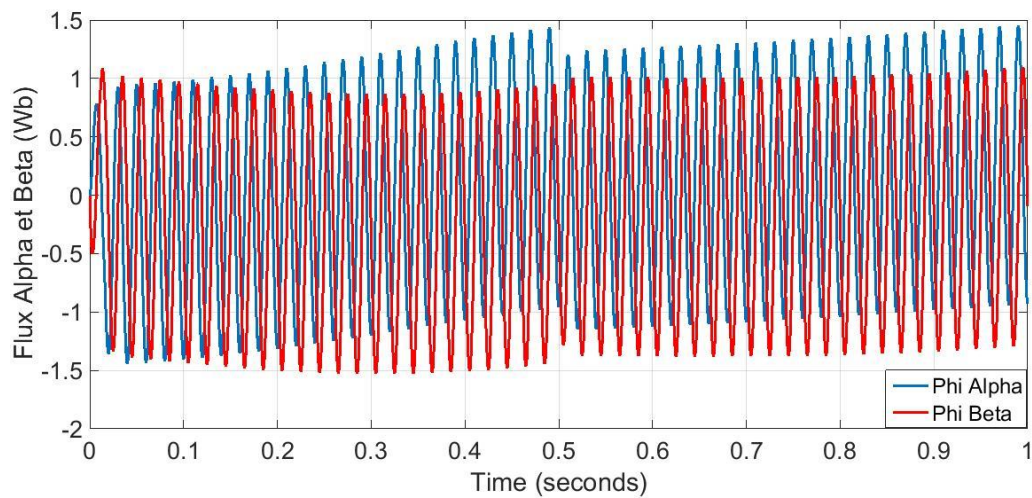


Figure II.9.e: l'allure de Flux Alpha et Beta

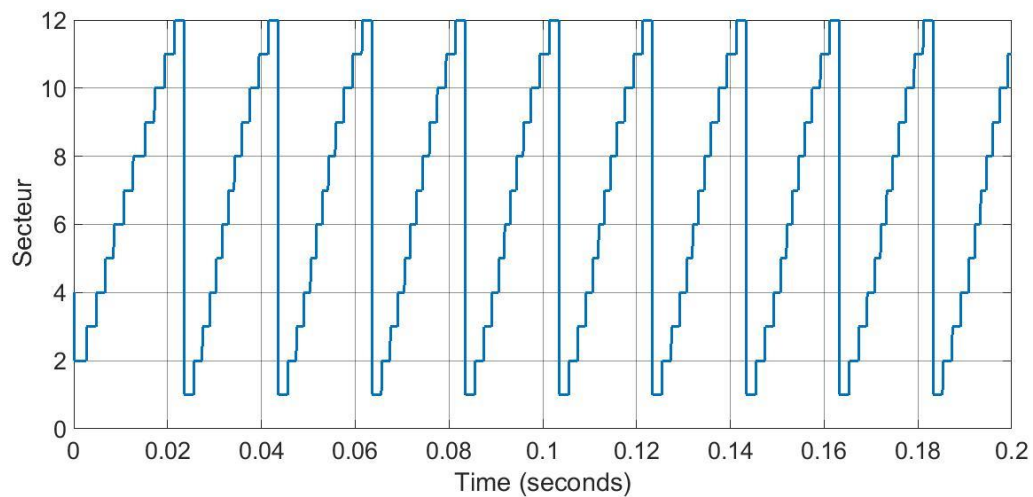


Figure II.9.f: l'allure de secteur

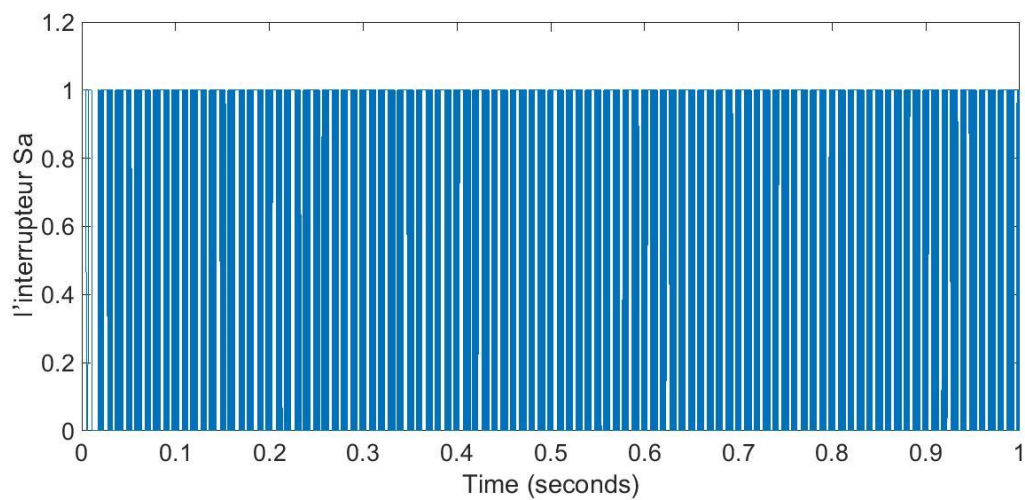


Figure II.9.g: l'allure de l'interrupteur Sa

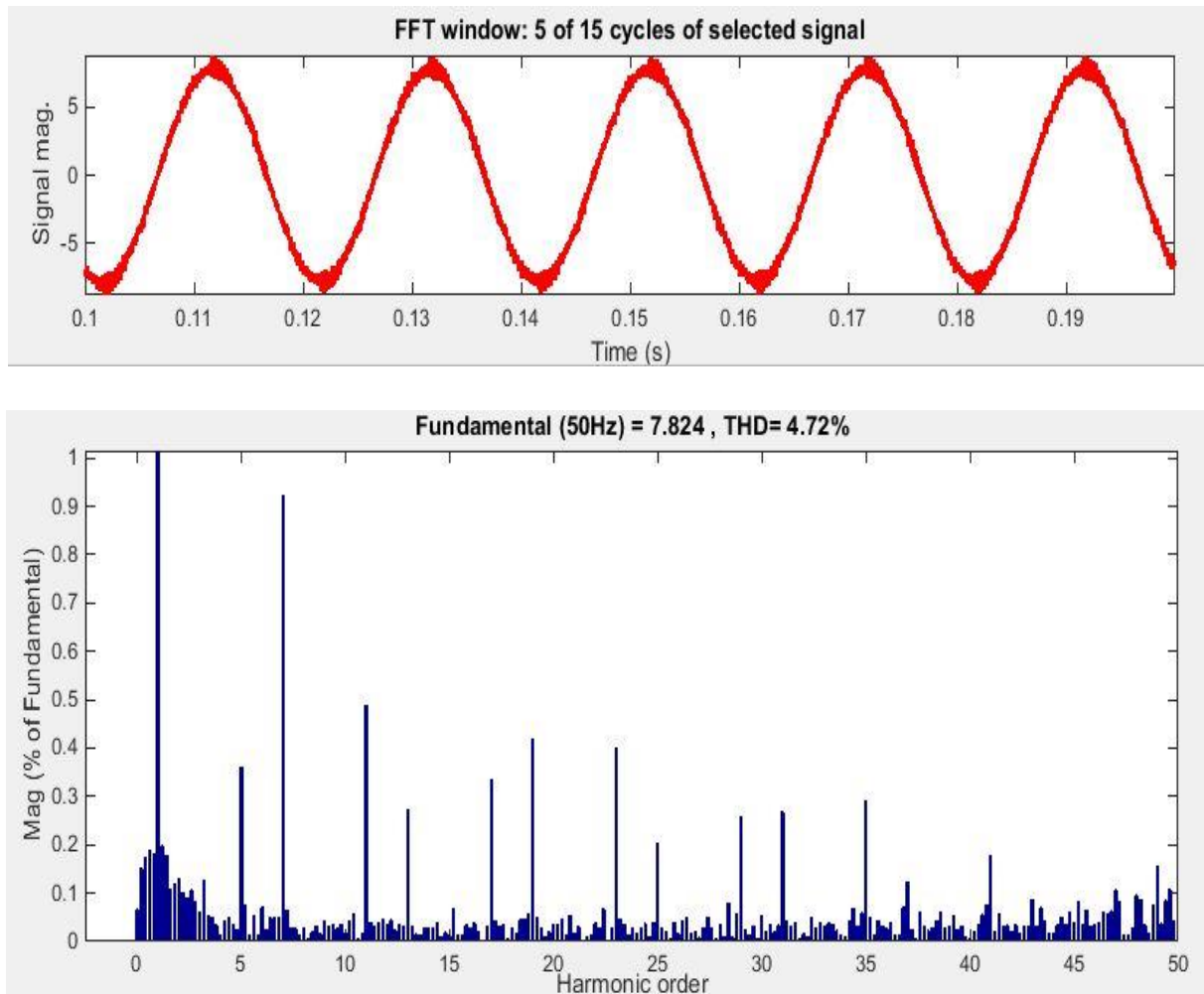


Figure.II.10 : Le courant de ligne (ib) et son spectre harmonique.

II.4.5.1. Interprétations des résultats:

Les résultats obtenus lorsque en modifiant la tension de référence de bus continu pour la commande à douze secteurs sont présentés par les figures précédentes :

La Figure (II.9.a) montre que la tension de bus continu suit sa référence sans dépassement avec un temps de repense minimale et une erreur statique admissible.

La Figure (II.9.b) montre que le courant est sinusoïdal avec un passage de pic de démarrage.

La Figure (II.9.c) montre que l'énergie active suit sa référence avec l'existence des pics.

La Figure (II.9.d) montre que l'énergie réactive suit sa référence avec un passage de pic au démarrage.

Chapitre II : Commande directe de la puissance (DPC)

La Figure (II.9.f) confirme que les secteurs sont déphasés entre eux par 30 degrés.

La Figure (II.10) montre une nette amélioration du THD (4.72%) par rapport à la DPC classique (13.08%).

II.5. Commande DPC-RNA

II.5.1 Introduction :

Les réseaux de neurones connaissent depuis quelques années un succès croissant dans divers domaines des sciences de l'ingénieur.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'application des réseaux de neurone pour remplacer les régulateurs classiques par des régulateurs neuronaux. L'un des défis de l'homme aujourd'hui est de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propre. Les réseaux de neurones, sont nés de cette envie, ils constituent une famille de fonctions non linéaires paramétrées, utilisées dans de nombreux domaines (physique, chimie, biologie, finance, etc....), notamment pour la modélisation des systèmes énergétique et la synthèse de lois de commandes. [20]

II.5.2 Historique :

- ✓ **1890** : W. James, célèbre psychologue américain introduit le concept de mémoire associative, et propose ce qui deviendra une loi de fonctionnement pour l'apprentissage sur les réseaux de neurones connue plus tard sous le nom de loi de Hebb.
- ✓ **1943** : J. Mc Culloch et W. Pitts, laissent leurs noms à une modélisation du neurone biologique (un neurone au comportement binaire). Ceux sont les premiers à montrer que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes (tout au moins au niveau théorique).
- ✓ **1949** : D. Hebb, physiologiste américain explique le conditionnement chez l'animal par les propriétés des neurones eux-mêmes. Ainsi, un conditionnement de type pavlovien tel que, nourrir tous les jours à la même heure un chien, entraine chez cet animal la sécrétion de salive à cette heure précise même en l'absence de nourriture. La loi de modification des propriétés des connexions entre neurones qu'il propose explique en partie ce type de résultats expérimentaux

- ✓ **1957** : F. Rosenblatt développe le modèle du Perceptron. Il construit le premier neuroordinateur basé sur ce modèle et l'applique au domaine de la reconnaissance de formes. Notons qu'à cet époque les moyens à sa disposition sont limités et c'est une prouesse technologique que de réussir à faire fonctionner correctement cette machine plus de quelques minutes.
- ✓ **1960** : B. Widrow, un automaticien, développe le modèle Adaline (Adaptative Linear Élément). Dans sa structure, le modèle ressemble au Perceptron, cependant la loi d'apprentissage est différente. Celle-ci est à l'origine de l'algorithme de retro propagation de gradient très utilisé aujourd'hui avec les Perceptrons multicouches. Les réseaux de type Adaline restent utilisés de nos jours pour certaines applications particulières.
- ✓ **1982** : J.J. Hopfield est un physicien reconnu à qui l'on doit le renouveau d'intérêt pour les réseaux de neurones artificiels. Il présente une théorie du fonctionnement et des possibilités des réseaux de neurones. } **1983** : La machine de Boltzmann est le premier modèle connu apte à traiter de manière satisfaisante les limitations recensées dans le cas du Perceptron. Mais l'utilisation pratique s'avère difficile, la convergence de l'algorithme étant extrêmement longue (les temps de calcul sont considérables).
1985 : La rétro propagation de gradient apparaît. C'est un algorithme d'apprentissage adapté aux réseaux de neurones multicouches (aussi appelés Perceptrons multicouches). Sa découverte réalisée par trois groupes de chercheurs indépendants indique que « la chose était dans l'air ». Dès cette découverte, nous avons la possibilité de réaliser une fonction non linéaire d'entrée/sortie sur un réseau en décomposant cette fonction en une suite d'étapes linéairement séparables. De nos jours, les réseaux multicouches et la rétro propagation de gradient reste le modèle le plus productif au niveau des applications. ^[20]

II.5.3 Définition des réseaux de neurones :

Un réseau de neurones, ou plus rigoureusement un réseau de neurones artificiels, est un système entrée/sortie compose de plusieurs éléments de traitement simples interconnectés entre eux : les neurones. Un neurone est dans la plupart des cas compose de deux éléments

-un sommateur.

-une fonction d'activation qui est généralement choisie parmi les fonctions.

Chapitre II : Commande directe de la puissance (DPC)

Choisie parmi les fonctions :

- seuil positif $f(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{si } x < 0 \end{cases}$
- seuil centre $f(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases}$
- $f(x) = \frac{1}{1 + \exp(x)}$
- tangente hyperbolique

Chaque neurone transmet son signal de sortie aux neurones qui lui sont connectés par l'intermédiaire de lignes affectées d'un poids et appelées synapses. Si on considère un neurone N_j connecté à k neurones N_j $j \in \{1, 2, 3 \dots K\}$ ayant un état X_j à l'instant t , l'état du neurone N_j , s'exprime en fonction des poids W_{ij} des synapses qui le relient aux neurones N_j suivant:

$$X_j = \sum_{i=1}^k f(W_{ij} X_j) \dots \dots \dots (\text{II. 34})$$

Parmi les différentes structures, la plus largement utilisée dans les applications qui nous intéressent est la structure multicouche unidirectionnelle. Dans ce cas, les neurones sont organisés en couches et la sortie des neurones d'une couche n'est connectée qu'aux neurones de la suivante (Figure .1). Le nombre de neurones présents dans les couches d'entrée et de sortie est déterminé par le problème traité. Le nombre de couches d'intercalaires, appelés couches cachées, et le nombre de neurones qui les composent sont des variables que l'utilisateur doit définir. Jusqu'à présent, à l'exception de quelques cas particuliers. ^[21]

Il n'existe pas de méthode permettant de déterminer a priori ces deux grandeurs.

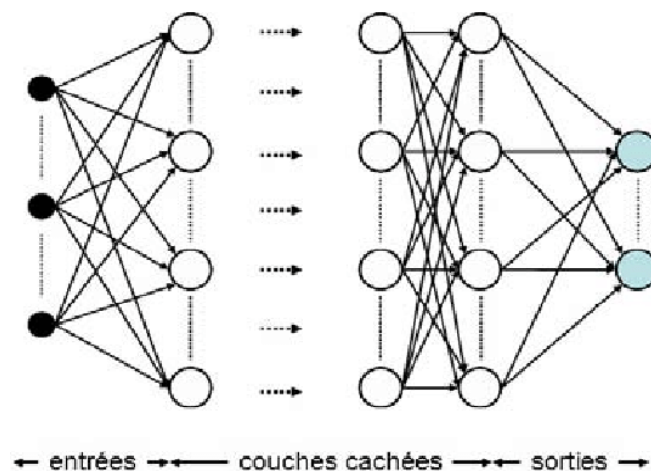


Figure.II.11: Structure d'un réseau de neurones multicouche unidirectionnel

II.5.4 LES NEURONES FORMELS :

Un "neurone formel" (ou simplement "neurone") est une fonction algébrique non linéaire et bornée, dont la valeur dépend de paramètres appelés coefficients ou poids. Les variables de cette fonction sont habituellement appelées "entrées" du neurone, et la valeur de la fonction est appelée sa "sortie". Un neurone est donc avant tout un opérateur mathématique, dont on peut calculer la valeur numérique par quelques lignes de logiciel. ^[23]

On a pris l'habitude de représenter graphiquement un neurone comme indiqué sur la Figure III .2.

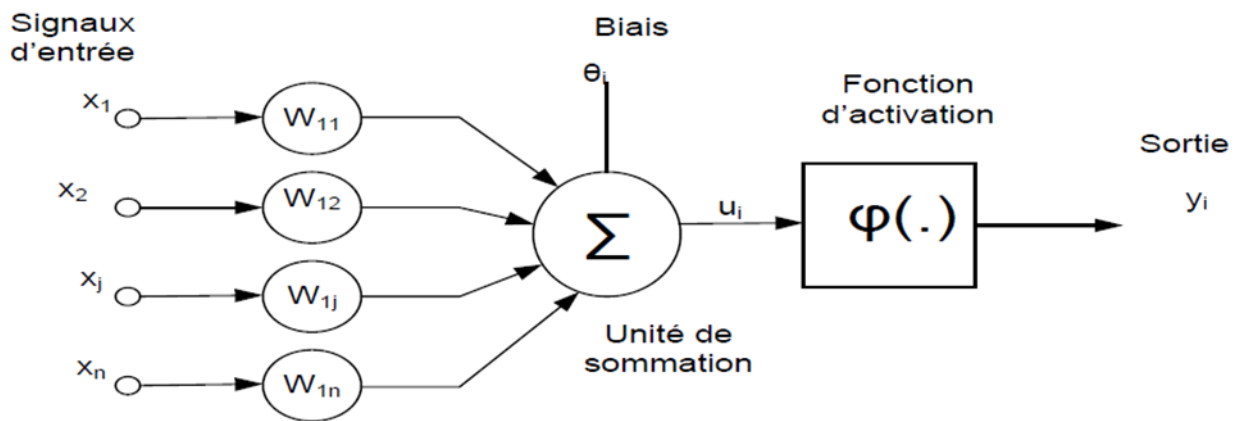


Figure II.12 Modèle de base d'un neurone formel.

Le modèle de la figure (II.12) est composé de :

- Des entrées du neurone formel $X_i=1, 2, \dots, n$;
- Des paramètres de pondération W_{ij} ,
- De la fonction d'activation ou de seuillage (non linéaire, forme en sigmoïde, etc....),

Une sortie du neurone formel.

La sortie du neurone formel est donnée par la relation :

$$U_i = \sum_{j=0}^n W_{ji} X_j \quad (\text{II. 35})$$

Chapitre II : Commande directe de la puissance (DPC)

A partir de cette valeur, une fonction d'activation calcule la valeur de sortie j du neurone. C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones avals :

$$Y_i = \varphi(U_j) \quad (\text{II.36})$$

Il existe de nombreuses formes possibles pour la fonction d'activation. Les plus courantes sont présentées sur la figure (III.3). On remarquera qu'à la différence des neurones biologiques dont l'état est binaire, la plupart des fonctions d'activations sont continues, offrant une infinité de valeurs possibles comprises dans l'intervalle $[0, +1]$ ou $[-1, +1]$.^[20]

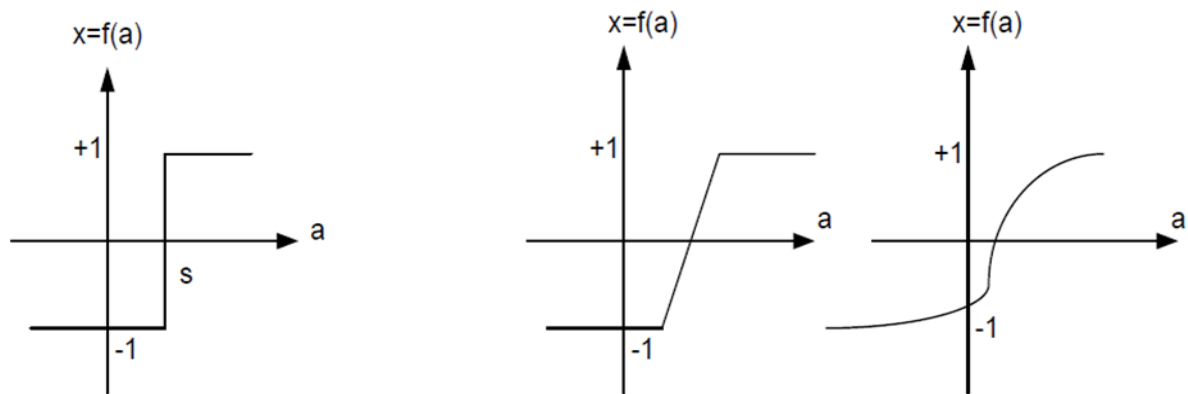


Figure II.13 : Différents types de fonctions d'activation pour le neurone formel
a- Fonction à seuil (S : valeur de seuil), b- linéaire par morceaux, c- sigmoïde.

Nous constatons que les équations qui décrivent le comportement des neurones formels n'introduisent pas la notion de temps. En effet, et c'est le cas pour la plupart des modèles actuels de réseaux de neurones, nous avons à faire à des modèles à temps discret, dont le comportement des composants ne varie pas dans le temps. [21]

II.5.5 Architecture des réseaux de neurones :

II.5.5.1 Les réseaux non bouclés :

Ce sont des réseaux unidirectionnels sans retour arrière (feedforward). Le signal de sortie est directement obtenu après l'application du signal d'entrée. Si tous les neurones ne sont pas des organes de sortie, on parle de neurones cachés (figure II.4) [21]

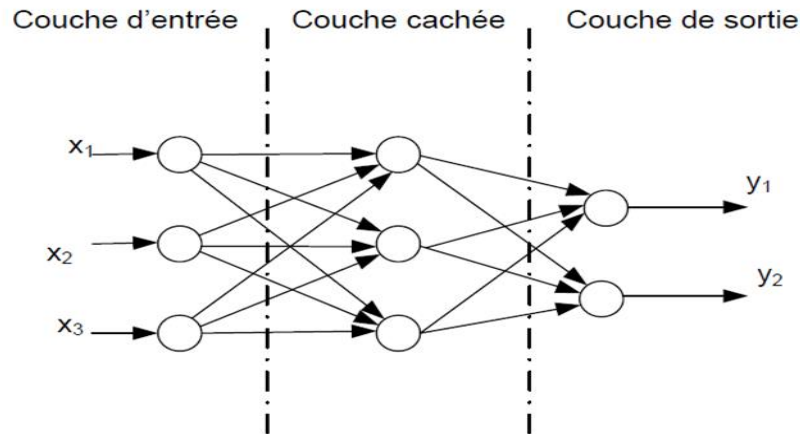


Figure II-14 : Réseau non bouclé

Il existe deux types de réseaux de neurones :

II.5.5.2 Les réseaux de neurones complètement connectés :

- Les entrées puis les neurones (cachés et de sortie) sont numérotés, et pour chaque neurone:
- Ses entrées sont toutes les entrées du réseau ainsi que les sorties des neurones de numéro inférieur. Sa sortie est connectée aux entrées de tous les neurones de numéro supérieur. ^[21]

II.5.5.3 Les réseaux de neurones à couches :

Dans une architecture de réseaux à couches, les neurones cachés sont organisés en couches, les neurones d'une même couche n'étant pas connectés entre eux. De plus les connexions entre deux couches de neurones non consécutives sont éliminées.

Une telle architecture est historiquement très utilisée, surtout en raison de sa pertinence en classification. ^[21]

II.5.5.3 Les réseaux bouclés :

Il s'agit de réseaux de neurones avec un retour en arrière (feedback network ou récurrent network)(figure II.5)

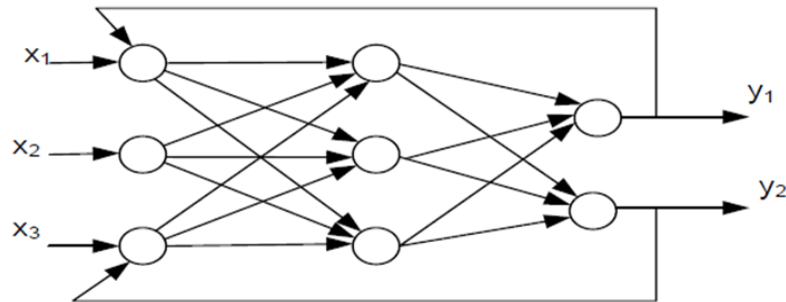


Figure II.15 : Réseau bouclé.

Dont le graphe des connexions est cyclique : lorsqu'on se déplace dans le réseau en suivant le sens de connexions, il est possible de trouver au moins un chemin qui revient à son point de départ (un tel chemin est désigné sous le terme de « cycle ». La sortie d'un neurone du réseau peut donc être fonction d'elle-même ; cela n'est évidemment concevable que si la notion de temps est explicitement prise en considération. ^[21]

II.5.6 Apprentissage et mémoire :

L'une des caractéristiques les plus complexes du fonctionnement de notre cerveau est bien la phase d'apprentissage. C'est une phase au bout de laquelle certaines modifications s'opèrent entre les connexions des neurones : certaines sont renforcées et d'autres affaiblies ou carrément inhibitrices. Le cerveau converge alors vers un comportement souhaité : par exemple l'apprentissage d'une langue, ou encore l'apprentissage par un enfant à reconnaître son environnement. Ceci nous emmène à la notion de mémoire qui donne au cerveau la capacité de retrouver des expériences passées. Le cerveau possède plusieurs types de mémoires. Nous ne nous attarderons pas sur ces différents types de mémoires mais tout ce que nous pouvons retenir c'est que le cerveau humain procède par association. Cela permet par exemple de retrouver une information à partir d'éléments incomplets ou imprécis (bruités). Par exemple, le fait de voir un bout d'une photographie qu'on connaît déjà est suffisant pour que notre cerveau soit capable de la reconnaître. Dans le paragraphe suivant, nous détaillerons d'avantage cette importante caractéristique des réseaux de neurones artificiels, plus connue comme capacité de généralisation. Le mécanisme de l'association permet aussi au cerveau de converger vers un état à partir d'un autre état. Par exemple, le fait de passer devant une boulangerie nous fait rappeler qu'on devait acheter du pain. Cette deuxième importante

Chapitre II : Commande directe de la puissance (DPC)

caractéristique est aussi connue sous le nom de mémoire adressée par le contenu, dont le modèle de Hopfield s'en inspire. Par analogie avec les réseaux de neurones biologiques, les réseaux de neurones artificiels tentent de reproduire les caractéristiques les plus importantes du comportement biologique, à savoir l'apprentissage, la généralisation et l'association. L'apprentissage des réseaux de neurones artificiels est une phase qui permet de déterminer ou de modifier les paramètres du réseau, afin d'adopter un comportement désiré. Plusieurs algorithmes d'apprentissage ont été développés depuis la première règle d'apprentissage de Hebb en 1949. Nous présentons au paragraphe 3 une partie de ces algorithmes d'apprentissage qui sont classés en deux catégories : supervisé et non supervisé. Dans l'apprentissage supervisé, un superviseur (ou expert humain) fournit une valeur ou un vecteur ζ de sortie (appelé cible ou sortie désirée) que le réseau de neurones doit associer au vecteur d'entrée x . L'apprentissage consiste dans ce cas à modifier les paramètres du réseau de neurones afin de minimiser l'erreur entre la sortie cible et la sortie réelle du réseau de neurones. Dans l'apprentissage non supervisé, les données ne contiennent pas d'informations sur une sortie désirée. Il n'y a pas de superviseur. Il s'agit de déterminer les paramètres du réseau de neurones suivant un critère à définir.^[23]

II.5.7 Commande DPC neuronale (DPC-RNA) :

La structure de la commande neuronale directe de la puissance (DPC-RNA), de la machine synchrone à aimant permanent basé sur le remplacement des régulateurs à hystérésis et le régulateur PI classique par des blocs neuronales (figure II.6).

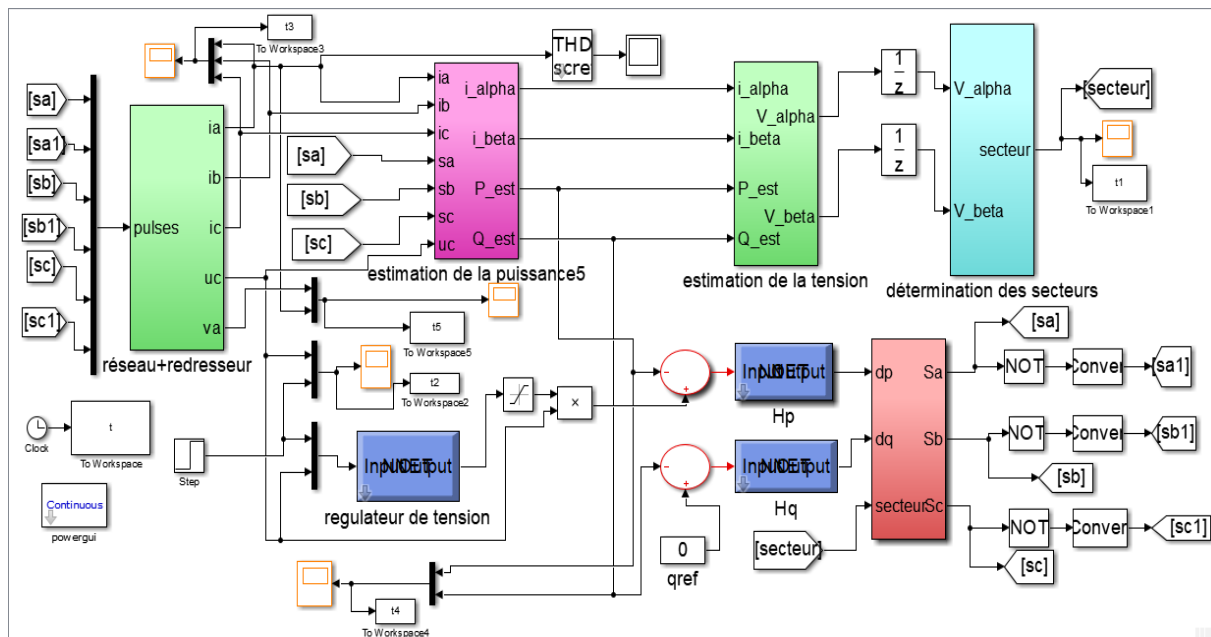


Figure II.16 : Commande directe de la puissance basée sur les RNA.

II.5.7.1 : Résultats de simulation :

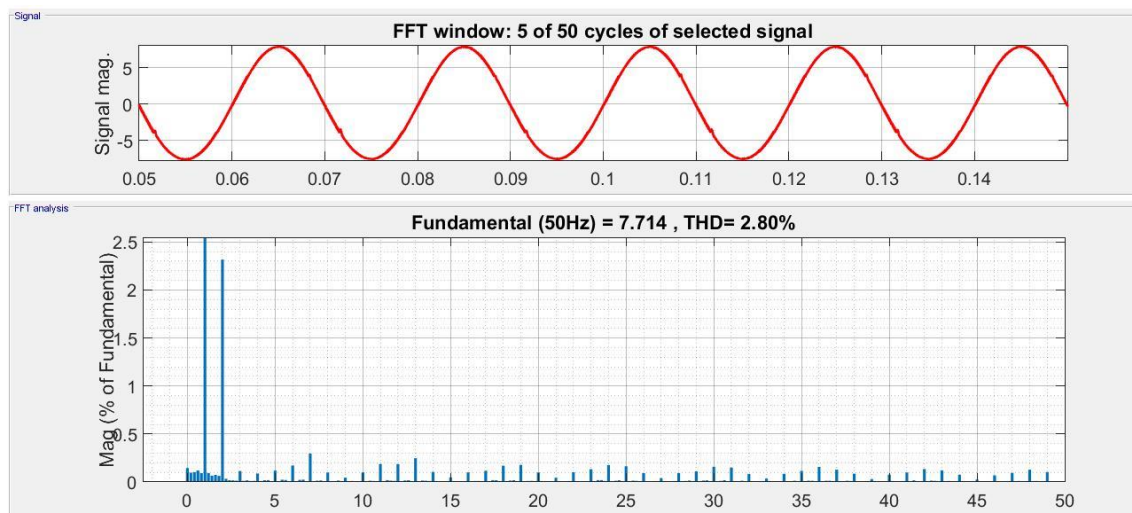


Figure II.16 : Le courant de ligne i_b et son spectre harmonique.

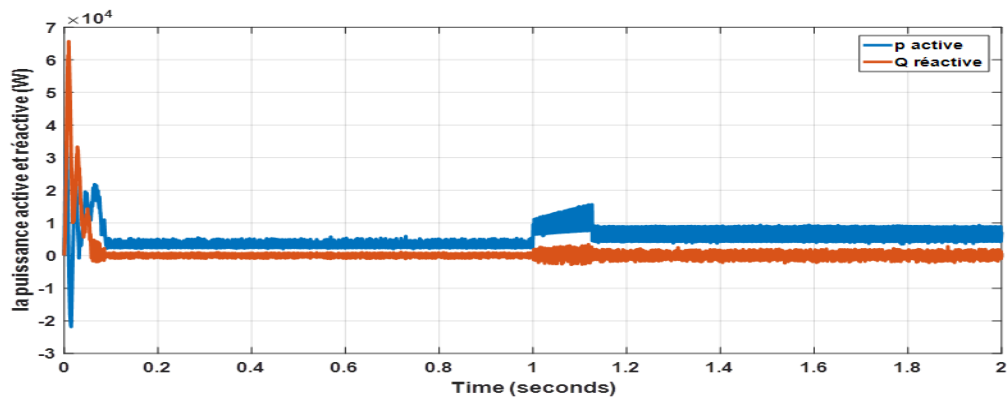


Figure II.17 : L'allure de puissance active et réactive.

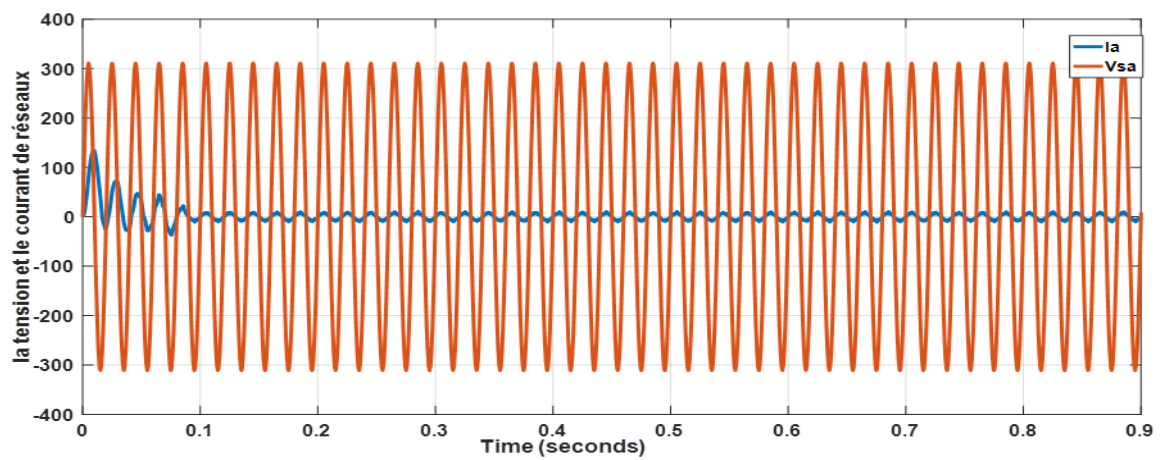


Figure II.18 : l'allure de tension et le courant de réseaux.

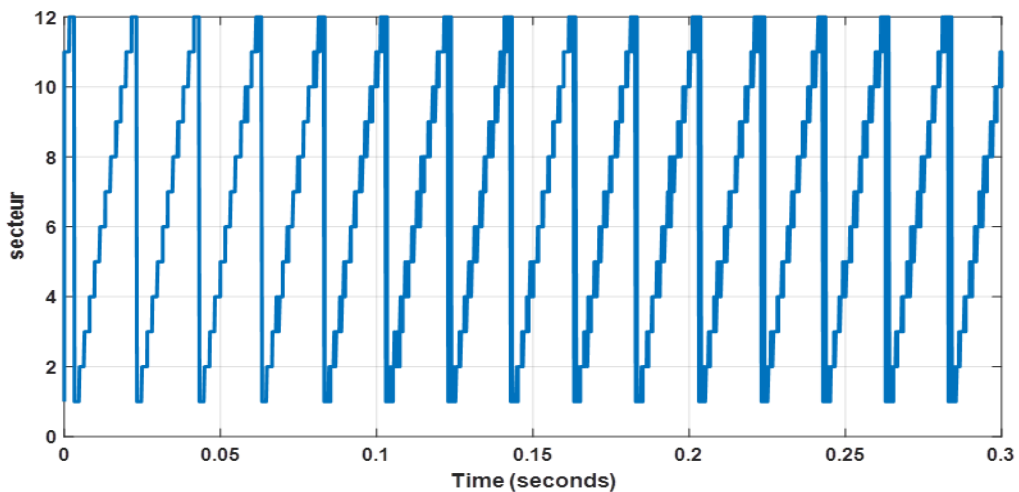


Figure II.19 : l'allure de secteur.

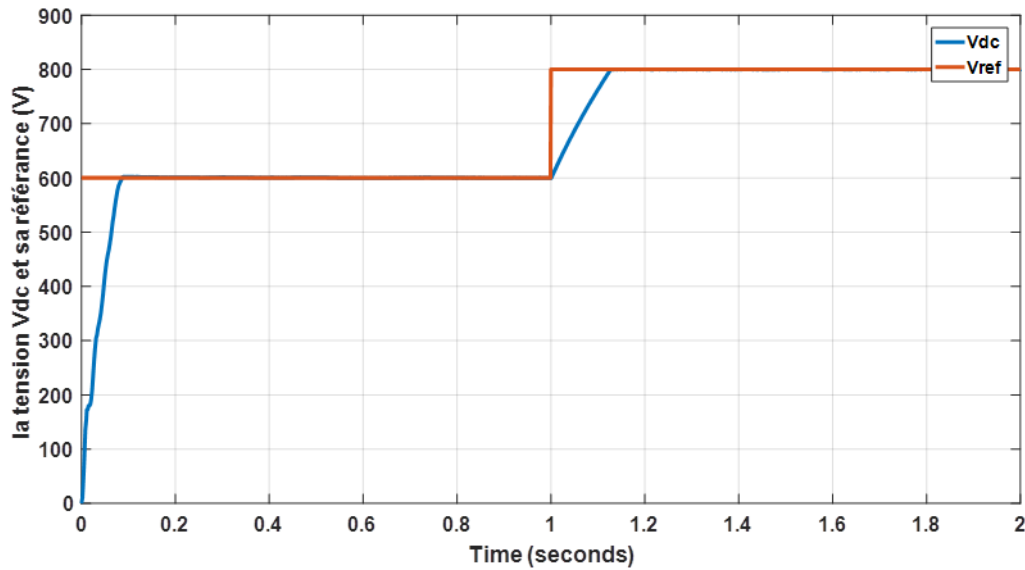


Figure II.20 : l'allure de tension v_{dc} et sa référence.

II.5.7.2 : Interprétations des résultats:

On remarque que les puissances actives et réactives suivent parfaitement leurs références.

La tension du bus continu suit sa référence sans dépassement et en un temps plus bref, donc il y a une nette amélioration de la tension.

Le courant est toujours en phase avec la tension du côté génératrice ce qui améliore l'optimisation de l'énergie générée par la source.

Le THD est amélioré par rapport au DPC VF.

D'après les résultats, on remarque une amélioration du THD du courant de ligne ainsi qu'une amélioration de l'allure de la tension du bus continu du point de vue dépassement.

II.5.8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié en premier lieu la commande d'un redresseur MLI basé sur la technique dite DPC. Nous avons utilisé des régulateurs à hystérésis à deux niveaux pour les tensions active et réactive et une table de commutation de douze secteurs. Les grandeurs commandées sont les puissances active et réactive. On remarque que les grandeurs commandées suivent leurs références et le courant de ligne présente un THD hors des normes (13.08 %) et des oscillations des grandeurs commandées.

En second lieu, la commande DPC VF a été présentée et on a constaté une nette amélioration du THD (4.72 %) et une diminution des ondulations des puissances.

Finalement, la commande DPC RNA a été proposé afin d'améliorer encore les performances. On a remarqué une réduction du THD (2.04 %) et une absence du dépassement de la tension du bus continu.

Chapitre III : Commande Vectorielle du MSAP

III.1 Introduction

Le moteur à courant continu a été utilisé dans l'industrie grâce à ces caractéristiques qui peuvent être atteintes, bonnes performances dynamiques et la facilité de la variation de vitesse à cause de l'avantage de la machine en termes de découplage naturel entre le flux et le couple. Le défaut majeur de la machine à courant continu reste son collecteur mécanique qui ne peut effectuer de grand transfert d'énergie et qui faisant augmenter les coûts d'entretien.

En conséquence, la recherche a été orientée vers les machines à courant alternative, avec l'avènement de l'électronique de puissance et le développement des convertisseurs statiques la commande de ces dispositifs dont celle que nous étudions la machine synchrone à aimant permanent MSAP est devenue possible et compétitive à la machine à courant continu.

Mais comme nous avons vu le modèle de la MSAP et un système non linéaire, multi variable et fortement couplé entre les variable d'entrer, de sortie donc elle nécessite un découplage entre le flux et le couple. [17].

En 1971, Blashke et Hass ont proposé une nouvelle théorie de commande par l'orientation du champ (Field Oriented Control). FOC a été proposée selon deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement (l'angle téta) tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (Hasse) connue par IRFOC, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (Blaschke) connue par DFOC. La IRFOC a été généralement préférée car elle a une configuration relativement simple comparée à la DFOC qui demande des estimateurs, ou des sondes pour la mesure du flux qui sont contraints aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc), de plus la mesure est entachée de bruits dépendants de la vitesse. Elle s'appuie sur l'orientation du flux rotorique (en fait c'est le repère d, q qui est orienté) où le vecteur courant statorique sera décomposé à deux composantes, l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rend sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu (MCC). Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle de machines synchrones à aimants permanents selon la façon dont le couple électromagnétique est produit. [35]

III.2 Principe de la commande vectorielle de la MSAP :

Cette technique consiste à orienter le vecteur courant suivant l'axe (q) afin de rendre le comportement de la machine synchrone similaire à celui d'une machine à courant continu, c'est à dire un modèle linéaire et le découplage qui peuvent améliorer son comportement dynamique ou le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple (figure II.1). l'équation du couple montre que celui-ci dépend de variable i_d, i_q :

$$c_{em} = \frac{3}{2}P \left((L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q \right) \quad (III.1)$$

Donc, il faut maintenir i_d nul, et assurer le contrôle par la composante en quadrature i_q . Ceci revient à maintenir la loi de commande avec une relation linéaire entre le couple et le

Chapitre III : Commande Vectorielle du MSAP

courant en quadrature. ce qui donne un couple maximale et régler la vitesse par le courant i_q , l'équation de couple devient [14]: $c_{em} = \frac{3}{2} P \cdot \varphi_f \cdot i_q$ (III.2)

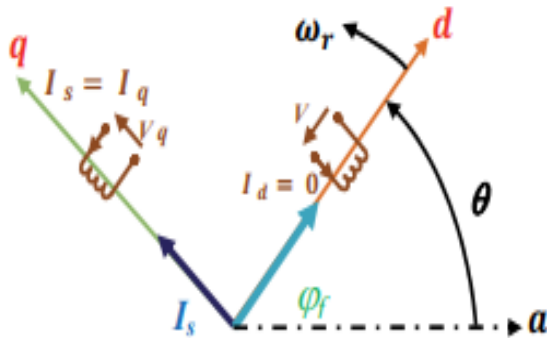


Figure III.1 : principe de la commande vectorielle.

III.3 Description du système global

La référence du courant direct i_d réf est fixée nulle et la sortie du régulateur de vitesse i_q réf constitue consigne du couple C_e réf. Les références des courants i_q réf et i_d réf sont comparées séparément avec les courants réels de la machine i_d et i_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références v_d réf et v_q réf.

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant i_q réf. Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant i_d réf est imposé nul dans ce cas.

Les sorties du bloc de découplage v_d réf et v_q réf passent par une transformation biphasé vers transformation triphasé ce qui nous donne les trois tensions de référence v_a réf, v_b réf et v_c réf de la commande MLI, et qui doivent être comparés avec la porteuses triangulaire pour générer les signaux de l'onduleur à MLI, La Figure (II.2) représente le schéma global de la commande vectorielle.

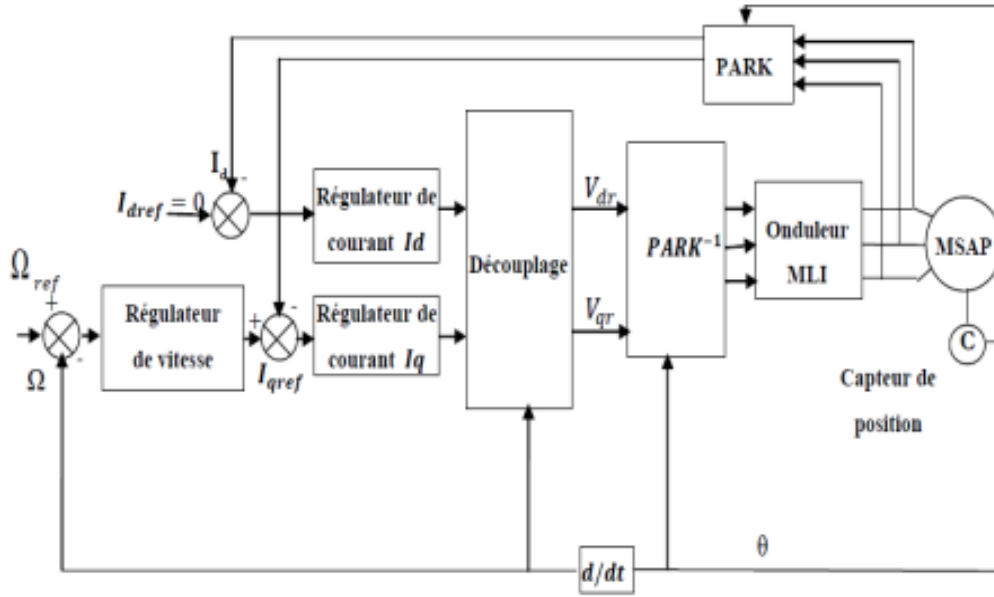


Figure III.2 : Schéma d'une régulation de vitesse de la MSAP et commandée par orientation du flux

III.3.1 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 non linéaires $L_q \omega i_q$ et $L_d \omega i_d$. [18]

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (III.3)$$

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.

III.3.1.1 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 représente dans la figure (II.5) telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (III.4)$$

$$\text{Avec :} \quad \begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (III.5)$$

Chapitre III : Commande Vectorielle du MSAP

Et

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (III.6)$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que V_{q1} , a partir de l'équation (2.7) les courant i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (III.7)$$

S :est l'operateur de la place

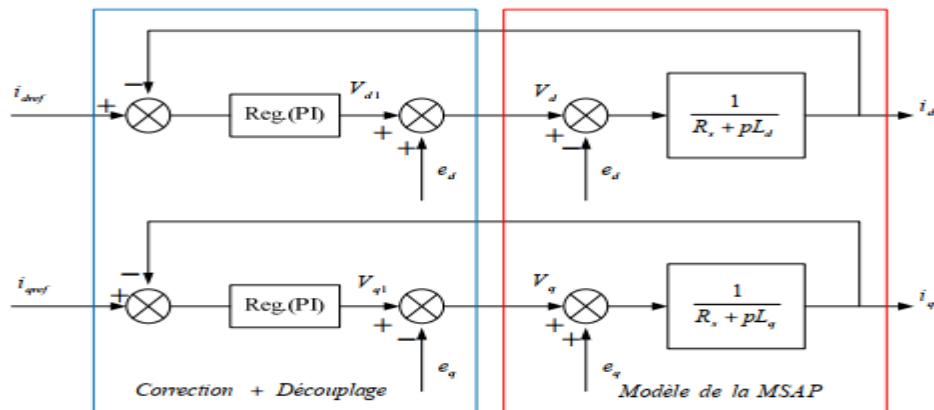


Figure III.3: Structure générale : (machine-découplage par compensation)

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées et représentées par la Figure (III.6)

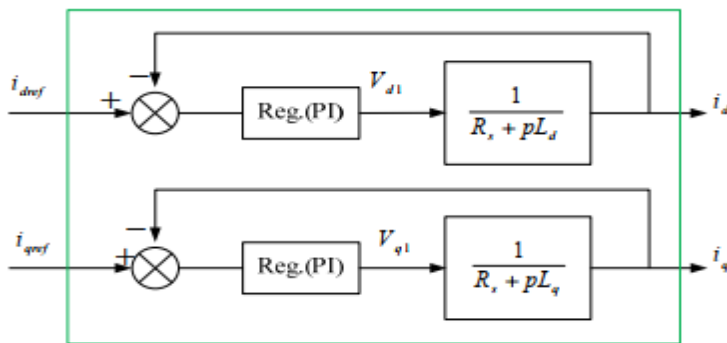


Figure III.4: Commande découplée.

III.3.2 Générale sur les régulateurs classique (PI)

On appelle régulateur ou (contrôleur) la partie d'un système de commande comparant le signal de mesure $y(t)$ avec le signal de consigne $r(t)$ afin de générer un signal de commande $u(t)$ comme la figure (III.7) montre :

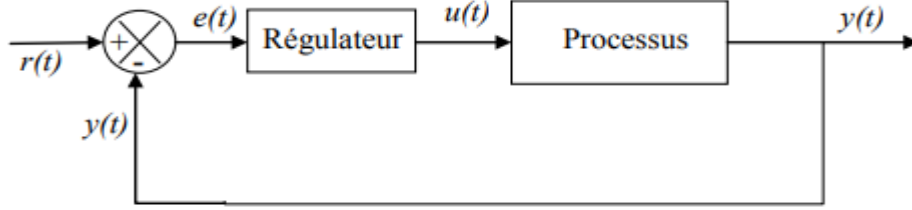


Figure III.5 : schéma fonctionnelle d'un processus réglé

Les contrôleurs peuvent classer selon deux grande familles : les régulateurs de type classique et les régulateurs avancée

III.3.2.1 Description du régulateur PI

Un régulateur PI est une combinaison d'une action de régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent .Le régulateur PI classique connecte directement le signal de commande $u(t)$ au signal d'écart (d'erreur) $s(t)$. sa description temporelle est la suivant :

$$U(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) \cdot dt \quad (\text{III.8})$$

C'est a dire :

$$\frac{U(t)}{\varepsilon(t)} = K_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{III.9})$$

K_i :gain integral .

K_p : gain proportioned,

T_i : Constant de temps d'intégration, avec : $T_i = \frac{1}{k_i}$

Le régulateur PI est donné par la figure (III.8) suivante :

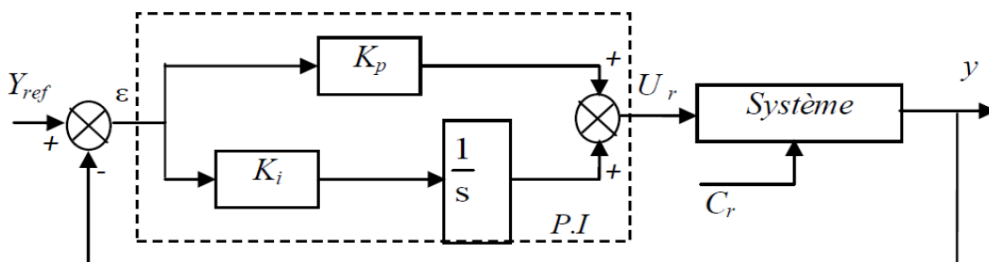


Figure III.6 : régulateur PI

la fonction de transfert :

$$U(t) = \left(K_p + \frac{k_i}{s} \right) * \varepsilon \quad (\text{III.10})$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$F(s) \rightarrow \frac{u}{\varepsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$\begin{cases} kp = \frac{T1}{T2} \\ ki = \frac{1}{T2} \end{cases} \quad (III.12)$$

III.3.2.2 Régulation de courant I_d

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposé. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant I_d est représenté par la figure (III.9) :

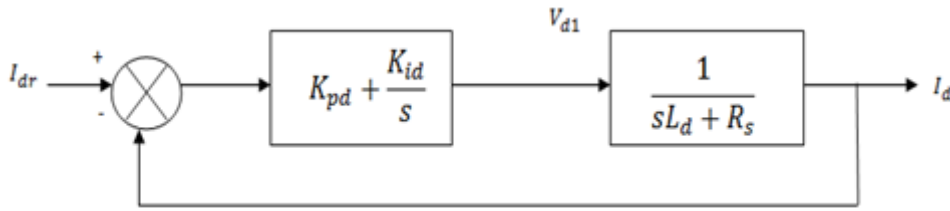


Figure III.7: boucle de régulation de courant I_d

La fonction de transfert boucle ouvert (FTBO) est donnée par : $L_d R_s$

$$FTBO(S) = \left(kp + \frac{ki}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{sL_d + R_s} \right) \quad (III.13)$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles $\left(\frac{L_d}{R_s} \right)$ par $\left(\frac{kp}{ki} \right)$, on aura :

$$FTBO(S) = \left(\frac{K_i}{s \cdot R_s} \right) \quad (III.14)$$

T_d : est le constant de temps électrique de l'axe d du machine ,avec $T_d = \left(\frac{L_d}{R_s} \right) = \left(\frac{kp}{ki} \right)$

La fonction de transfert en boucle ferme (FTBF) est donnée par :

$$FTBF(S) = \left(\frac{FTBO}{1 + FTBO} \right) = \left(\frac{1}{1 + s \cdot \frac{R_s}{K_i}} \right) = \left(\frac{1}{1 + s \cdot \tau_d} \right) \quad (III.15)$$

La constant de temps est $\tau_d = \frac{R_s}{K_i}$ supposons que le temps de réponse t_r sera égale ($t_r = 3 \cdot \tau_d$) .
donc les gains d'un régulateur PI seront calculé pour un temps de réponse donné comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{id}} \rightarrow K_{id} = 3 \cdot \frac{R_s}{t_r} \\ \frac{k_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \rightarrow k_{pd} = \frac{3 \cdot L_d}{t_r} \end{cases} \quad (III.16)$$

III.3.2.3 Régulation de courant I_q

On détermine le régulateur du courant I_q de la même manière que la calcule précédent avec :

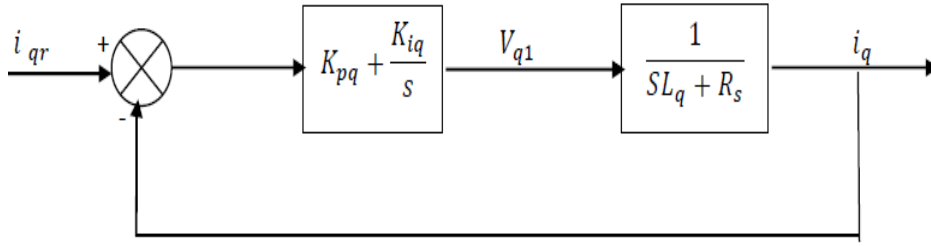


Figure III.8 : boucle de régulation de courant I_q .

$$\begin{cases} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{iq}} \rightarrow K_{iq} = 3 * \frac{R_s}{t_r} \\ \frac{k_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \rightarrow k_{pq} = \frac{3 * L_q}{t_r} \end{cases} \quad (III.17)$$

III.3.2.4 Régulation de la vitesse

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure (III.11) ci-dessous permet de déterminer les paramètres de régulateur :

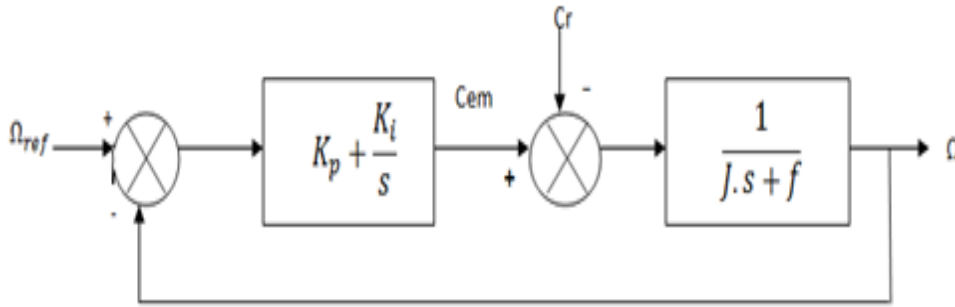


Figure III.9 : boucle de régulation du vitesse

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

$$C_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (III.18)$$

Nous avons d'après l'équation mécanique de la MSAP:

$$\Omega = \left(\frac{1}{J s + f} \right) * (C_{em} - C_r) \quad (III.19)$$

Alors Ω devient:

$$\Omega = \left(\frac{1}{J s + f} \right) \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \left(\frac{1}{J s + f} \right) C_r \quad (III.20)$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_{p\Omega} s + K_{i\Omega}}{J s^2 + (K_{p\Omega} + f) s + K_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{s}{J s^2 + (K_{p\Omega} + f) s + K_{i\Omega}} C_r \quad (III.21)$$

On considérant le couple de charge comme perturbation ($C_r = 0$), l'équation (III.27) sera :

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} s + 1}{\left(\frac{J}{K_{i\Omega}} \right) s^2 + \left(\frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} \right) s + 1} \Omega^* \quad (III.22)$$

Chapitre III : Commande Vectorielle du MSAP

Par identification membre à membre le dénominateur de l'équation à la forme canonique:

$$G(S) = \frac{1}{\frac{1}{w_n^2} S^2 + \frac{2\xi}{w_n} S + 1} \quad (\text{III.23})$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{w_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{w_n} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à ζ et la pulsation non amorties w_n à partir de la dynamique souhaitée.

III.4 Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle

La commande vectorielle présente de nombreux avantages mais aussi des inconvénients parmi ces avantages [12]:

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique).
- Elle est précise et rapide.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.

Comme inconvénients de la commande vectorielle on cite :

- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP .)
- Utilisation des régulateurs traditionnels qui fonctionnent uniquement dans le système linéaire.
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimation de cette vitesse dégradent les performances du variateur

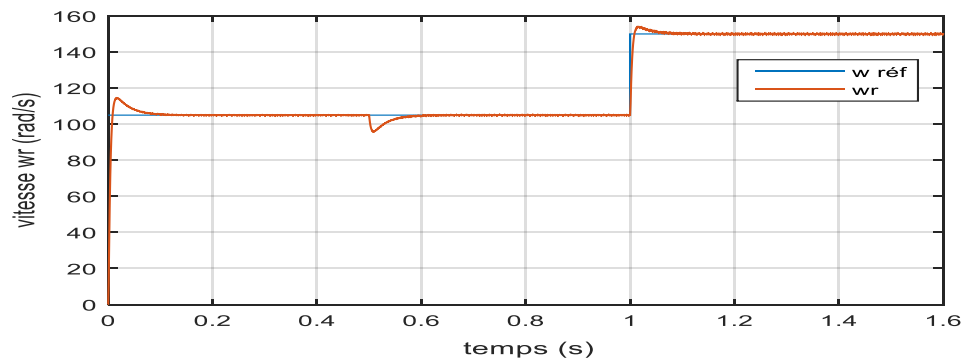
III.5 Résultats de simulation

On effectue une simulation numérique sous l'environnement Matlab/Simulink par un schéma bloc. Les paramètres de la machine et les modèles de simulation sont présentés dans l'annexe A.

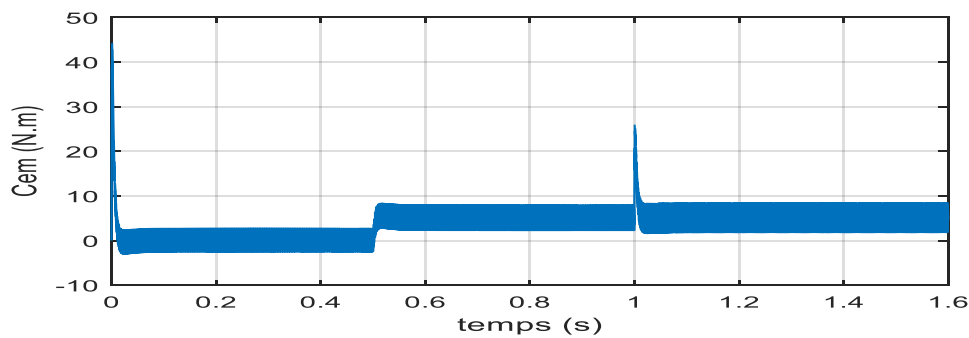
nous avons simulé numériquement le fonctionnement de la machine synchrone commandée (MSAP) alimentée par un réseau triphasé 220/380V et de fréquence 50HZ. On

Chapitre III : Commande Vectorielle du MSAP

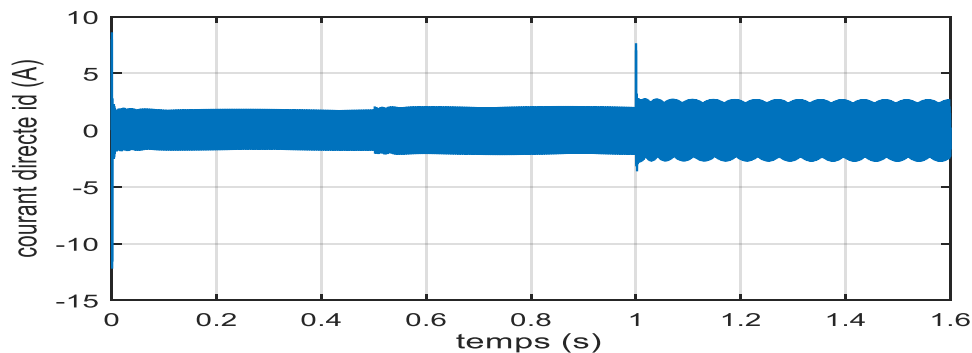
effectuer un démarrage à vide de la MSAP puis on applique échelon de couple de charge de valeur $C_r = 5\text{N.m}$ à l'instant $t = 0.5\text{s}$. La consigne de vitesse est de 105 rad/s jusqu'à l'instant $t=1\text{s}$, puis l'augmentation de la vitesse de rotation à 150 rad/s



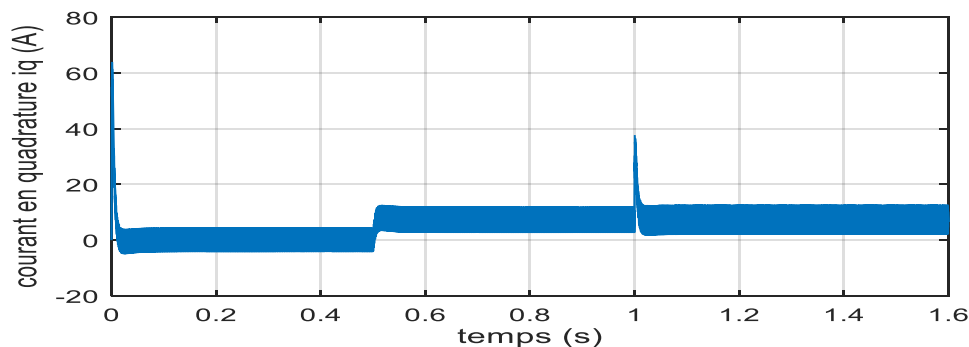
a) vitesse de rotation w_r (rad/s)



b) couple électromagnétique C_{em} (N.m).



c) courant direct i_d (A)



d) courant en quadrature i_q (A)

Figure III.10 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP

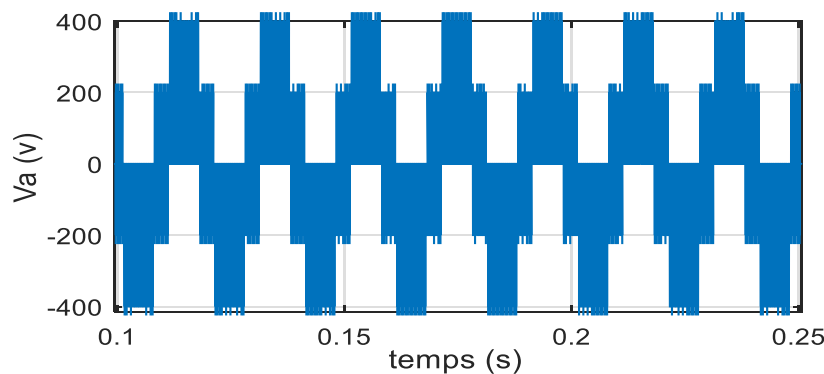


Figure III.11: Les tension de sortie d'onduleur v_{sabc} (A)

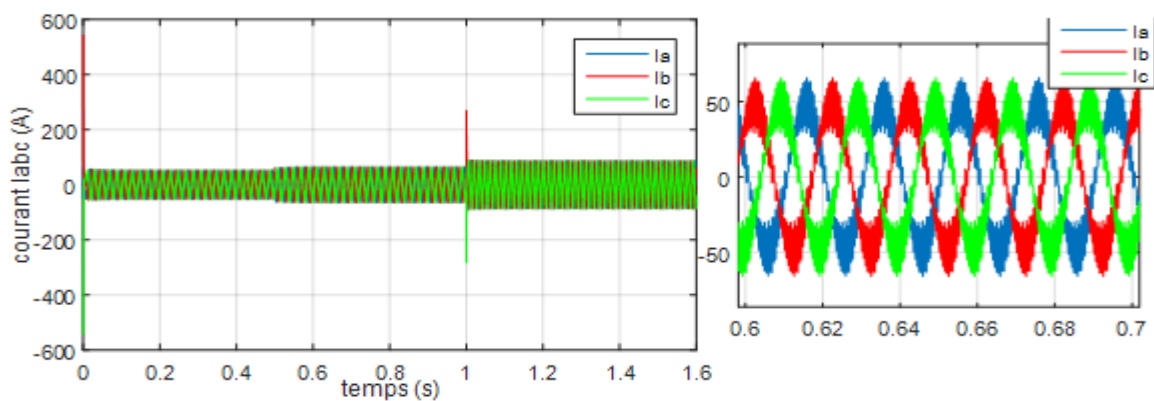


Figure III.12 : Les courant de référence d'entrer d'onduleur $I_s abc$ (A) (zoom pour montrer sa forme)

La vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte rapidement avec un faible dépassement et une petite perturbation lorsque on applique un couple résistant $C_r=5\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$. Le temps de réponse est acceptable environ 0.13s . L'effet de la perturbation est rapidement éliminé.

Au démarrage à vide de la machine, on a un pic du couple électromagnétique (C_{em}) et du courant (I_q) qui ont la même allure puis ils se stabilisent à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Après l'application d'un couple de charge à $t=0,5\text{s}$, on remarque que la commande répond à l'échelon de charge presque instantanée sans dépassement, Une réaction (pic) est observée lors de l'augmentation de la vitesse et puis le couple rejoint son trajectoire de référence.

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP le couple et commandé par une simple action sur le courant i_q alors que i_d est fixé égal à zéro $i_d=0\text{A}$ (similaire à la commande d'une machine à courant continu)

Chapitre III : Commande Vectorielle du MSAP

III.5 Etude de Robustesse vis a vis les variations paramétrique de la MSAP

Dans la précédent série de test , nous avons simulé les performances de la commande vectorielle. Nous testons à présent sa robustesse, afin de vérifie son comportement face à des variation paramétrique de la machin car ses paramètres sont soumis à des variation qui peuvent être dues à l'échauffement ou la saturation .

On applique donc, une variation de la résistance et du moment d'inertie . Ces tests de robustesse sont représentés le tableau suivant et par les figures (III.15) à (III.18).

	1	2	3
R_s	+50 % de R_s	-50 % de R_s	+100% de R_s
J	+50% de J	-50% de J	+100 % de J

Tableau III-1 : Variation des paramètres pour test de robustesse.

- Robustesse vis a vis la variation de la Résistance

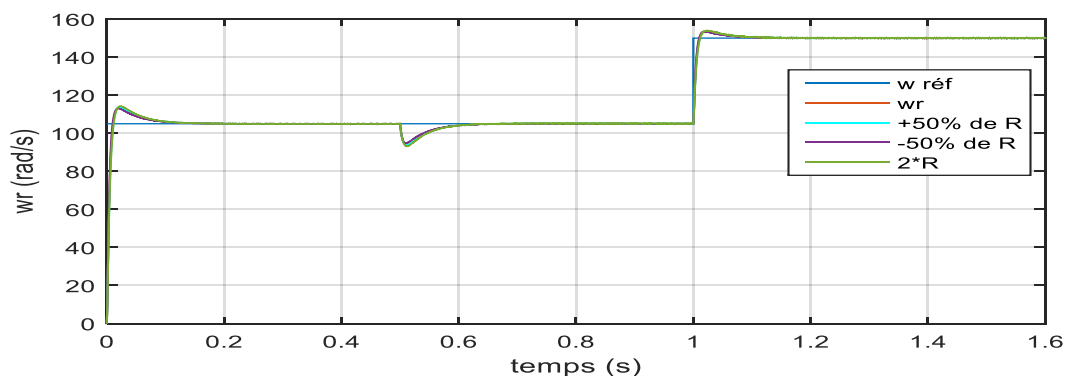


Figure III.13 : Résultat de simulation de vitesse de rotation w_r (rad/s) de la MSAP lors de variation de la résistance R_s .

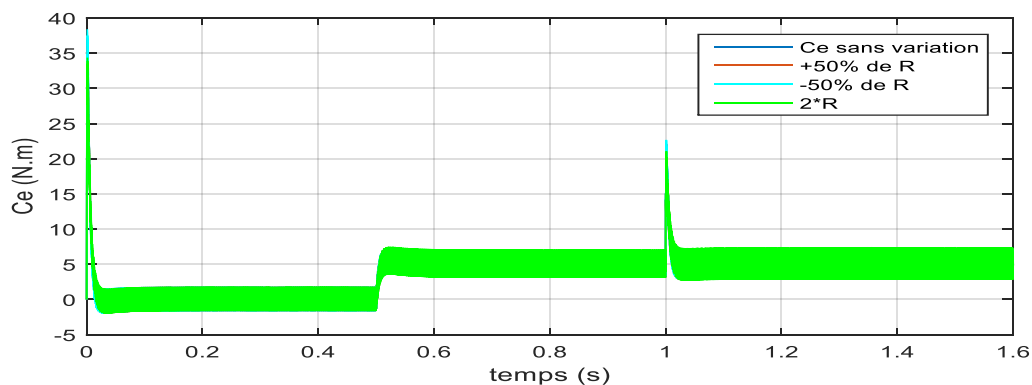


Figure III.14 : Résultat de simulation de couple électromagnétique C_{em} (N.m) la MSAP lors de variation de la résistance R_s .

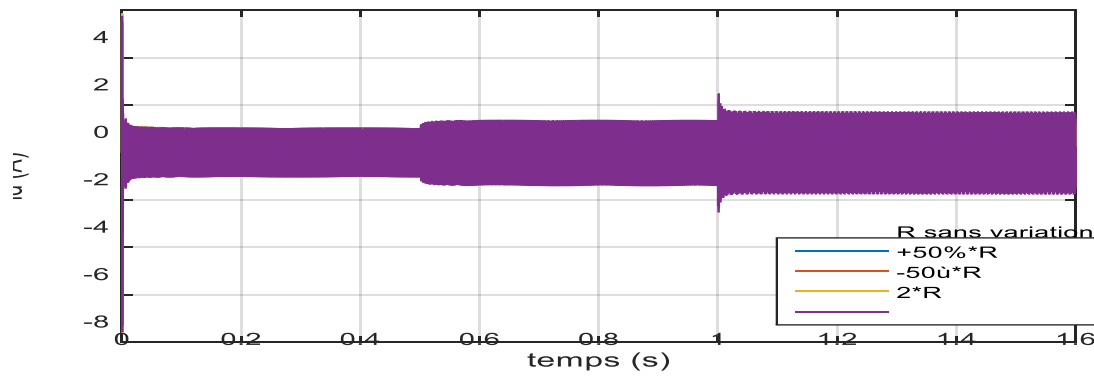


Figure III.15 : Résultat de simulation du courant direct i_d (A) lors de variation de la résistance R_s

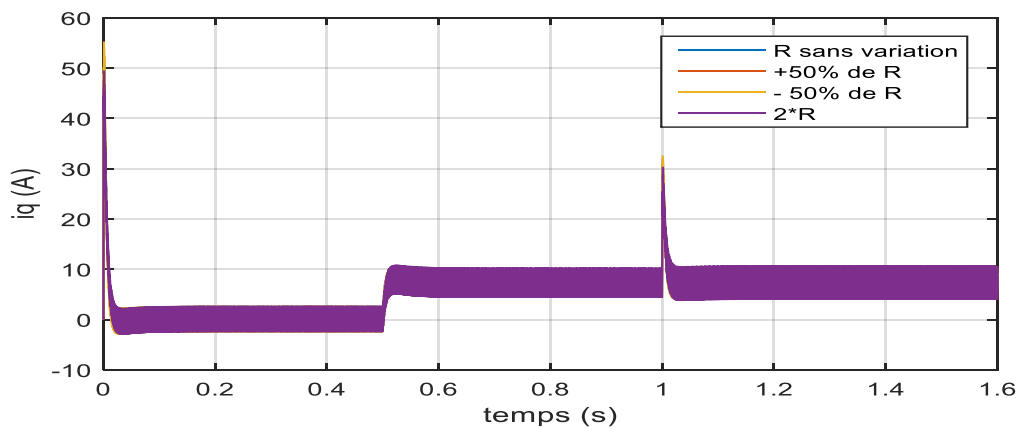


Figure III.16 : Résultat de simulation du courant en quadrature i_q (A) lors de variation de la résistance

On remarque dans ce test d'après les Figures (II.15) et II.(18) que la variation de la résistance statorique n'affecte plus le contrôleur et elle n'influe pas sur la dynamique de la vitesse, mais on observe des petites variations au niveau de couple électromagnétique, lors du démarrage et l'augmentation de la vitesse.

- Robustesse vis à vis la variation de la Résistance

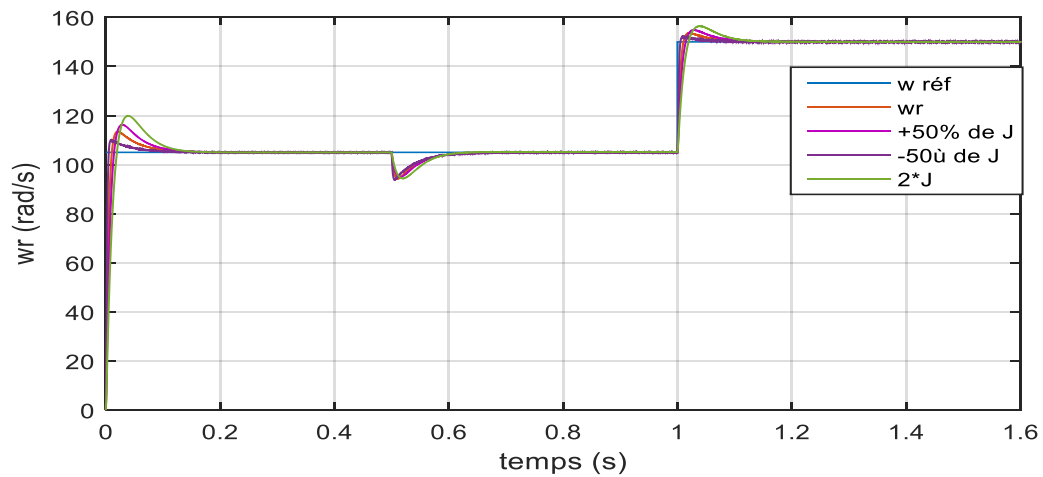


Figure III.17 : Résultat de simulation de vitesse de rotation W_r lors de variation de l'inertie J .

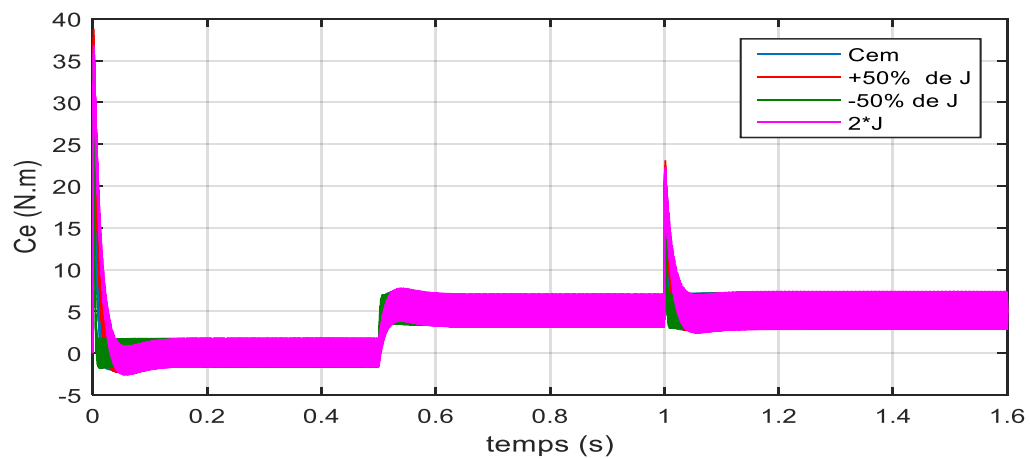


Figure III.18 : Résultat de simulation du couple électromagnétique (N.m) lors de variation de l'inertie J

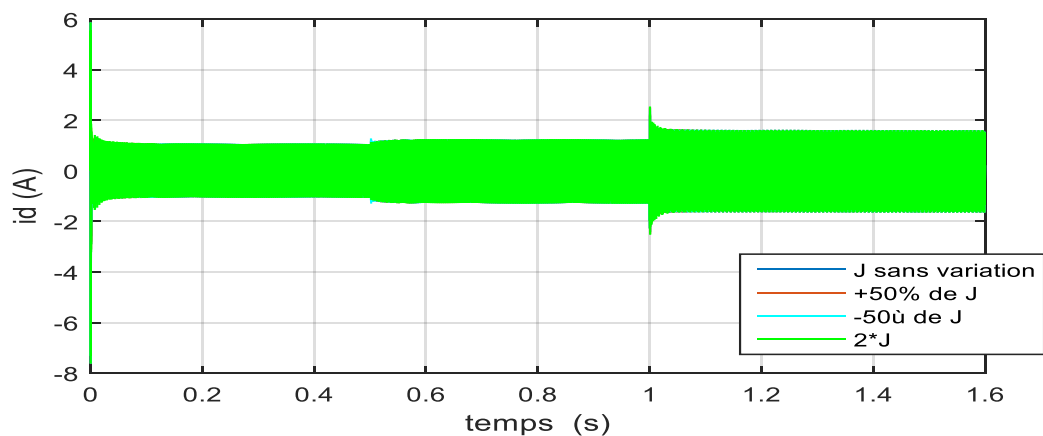


Figure II.19 : Résultat de simulation courant directe i_d (A) lors de variation de l'inertie J .

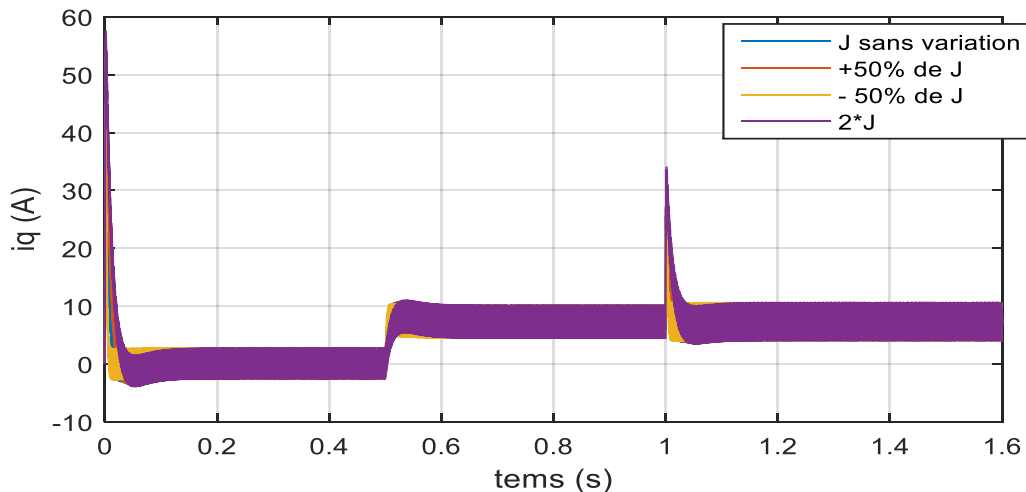


Figure III.20 : Résultat de simulation du courant en quadrature i_q (A) lors de variation de l'inertie J

Les variations de l'inertie influent sur la dynamique de la vitesse de rotation, on remarque que l'augmentation de l'inertie se traduit par un temps de réponse un peu lent et un léger dépassement et l'inverse lorsque on diminue l'inertie on note aussi une élévation importante du couple électromagnétique comme la montre les figures (III.21) et (III.22) ci-dessus.

III.6 Conclusion

Les résultats de simulation obtenus montrent la qualité de la commande vectorielle de la MSAP. Cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la MSAP similaire à la MCC et nous ont permis d'obtenir des performances dynamiques de vitesse et du couple satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse, très petit dépassement de la consigne et l'absence des oscillations transitoires. Ces performances sont réalisées avec une structure simple à partir d'un modèle non linéaire et couplé, nous avons obtenu un modèle simple et découplé, qui permet de contrôler la vitesse du rotor.

Le contrôle vectoriel réalise les meilleures performances dynamiques du système, grâce à la régulation classique PI. Ce réglage de vitesse de la MSAP a donné des résultats agréables, à savoir, un rejet de perturbation rapide, un faible temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent.

Une analyse a été mise en œuvre pour tester la robustesse de cette commande lors de la variation paramétrique.

Chapitre III : Commande Vectorielle du MSAP

Puisque les régulateurs classiques PI sont calculés à partir des paramètres de la machine. La commande vectorielle présente une grande sensibilité aux incertitudes paramétriques. C'est à dire peut entrainer une dégradation des performances de control lors des variations paramétriques.

Ceci exige à introduire de nouvelles techniques de réglage afin d'obtenir les performances souhaité. Ainsi La commande par la logique floue et l'optimisation des coefficients par les algorithmes génétiques sont traité dans le prochain chapitre.

CHAPITRE IV

Commande par logique floue et Algorithme génétique

IV.1 introduction

On a toujours aspiré à l'amélioration des performances des moteurs électrique et en diminuant ses erreurs. Il est évidemment difficile pour les technique de commande de cerner au contrôle de système de tout coté. Alors, on examine plus précisément la régulation ainsi que son optimisation.

La commande vectorielle a montré certaines lacunes ou les coefficients des régulateurs (PI) utilisés au sein de la commande sont directement calculés à partir des paramètres de la machine. Lors la variation de ces derniers, ils provoquent une altération de la commande de la machine. En plus leurs calcules est un peu difficile dans les systèmes non linéaire et inexacte

De multiples technique dans ce contexte sont présentées dit intelligence artificielle, elles basé de remplacer le régulateur classique par un régulateur flou ou un régulateur neuronal, avec identification et l'optimisation des paramètres de contrôleur par les algorithmes génétiques, dont l'objective de commander la machine avec de hautes performances.

Au cours de ce chapitre nous procéderons à l'optimisation des régulateurs PI utilisés pour la commande vectorielle de la MSAP. par L'algorithme génétique qu' il servira à calculer les gains k_p et k_i pour lesquels les performances du régulateur seront optimales. Ensuite on va présenter la base de théorie de la logique floue, Ainsi que le conception d'un régulateur floue, Son application pour le réglage de la vitesse d'un MSAP et discuter les résultats obtenue.

IV.2 Algorithme Génétique

L'optimisation cherche à améliorer les performances en se converge le plus possible vers une ou plusieurs valeurs optimales. Il augmente considérablement les performances des systèmes sur lesquels il est appliqué. Les méthodes d'optimisation peuvent être classées de différentes manières ; déterministes et non déterministes (appelées aussi stochastiques). Les méthodes déterministes sont caractérisées par leur simplicité et rapidité. Elles sont utilisées pour les systèmes à structure simple, mais ces méthode n'aboutit pas à une solution lorsque le système à optimiser devient importante et complexe. Tandis que les méthodes stochastiques sont des méthodes plus efficaces et plus puissantes [24][26].

Parmi ces dernières, on trouve les algorithmes génétiques qui sont des algorithmes évolutionnistes d'optimisation stochastique. Il a été assimilé des concepts d'évolution et de la sélection naturelle. Grâce à une procédure de recherche probabiliste basée sur le mécanisme de la sélection naturelle et de la génétique, les algorithmes génétiques sont très efficaces sur un spectre général de problèmes complexe. Ils ont été développés par John Holland, ses collègues et ses étudiants à l'université de Michigan. En 1975 il publie son livre " adaptation in naturel and Artificiel système " qui est posé les bases de l'algorithme génétique [23]. [24]

A partir des années 1990 les algorithmes génétique sont utilisée dans le contrôle des systèmes Electromécanique et l'Automatique pour optimiser au maximum les gains des régulateur utilisé dans la commande. [19][20]. L'optimisation des systèmes se traduit par l'amélioration de leur robustesse et de leur capacité d'adaptation. Ces améliorations sont importantst puisqu'elles permettent la réduction des coûts de conception et l'augmentation de l'espérance de vie de ces systèmes.

IV.2.1 définition de l'Algorithme Génétique définition

Les Algorithmes Génétiques sont l'un des Algorithmes Evolutionnistes d'optimisation stochastique inspirée des mécanismes de la sélection naturelle (sélection, croisement mutation reproduction) et de l'évolution génétique (Darwin). Ils sont des Algorithme pour faire optimiser une fonction prédéfinie appelé critère ou fonction de cout "fitness" dans un espace de recherche. [19][20]

Dans un algorithme génétique, une population initiale de chaînes appelées chromosomes ou génotype du génome, qui codent des solutions candidates (appelées individus, créatures ou phénotypes) pour un problème d'optimisation évolue vers des meilleures solutions. Les solutions sont représentées en binaire sous forme de chaînes, mais d'autres encodages sont également possibles comme un encodage réel. L'évolution commence généralement à partir d'une population d'individus générés aléatoirement et se déroule en générations. À chaque génération, la fitness de chaque individu de la population est évaluée, plusieurs individus sont sélectionnés de manière stochastique dans la population actuelle (en fonction de leur fitness) et modifiés a travers les opération génétique (croisement, recombinaison et éventuellement mutés au hasard) pour former une nouvelle population. La nouvelle population est ensuite utilisée dans l'itération suivante de l'algorithme. Généralement, l'algorithme se termine lorsqu'un nombre maximal de générations a été produit ou qu'un niveau de fitness satisfaisant a été atteint pour la population [21].[23]

IV.2.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Un algorithme génétique recherche le ou les extremis (minimum ou maximum) d'une fonction définie sur un espace de données. Pour l'utiliser, on doit disposer les éléments suivants figure (IV.1): [22][24][26]

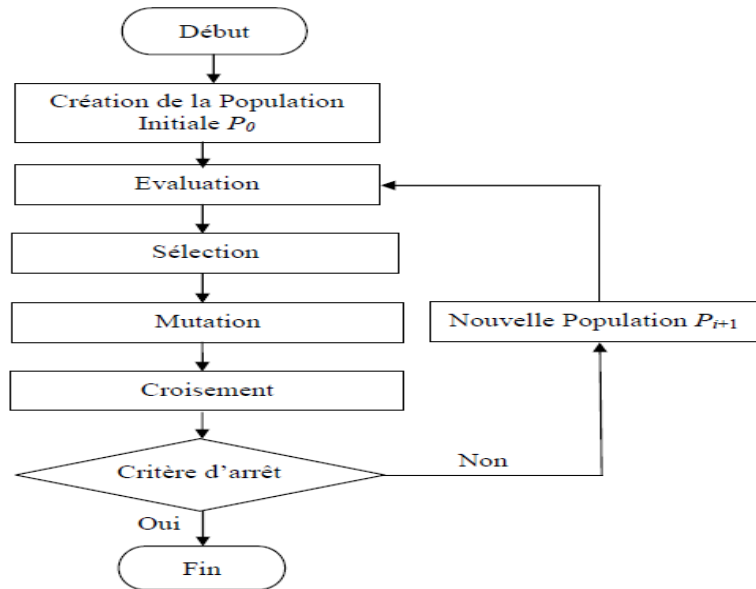


Figure IV.1: organigrammes des algorithmes génétiques

- Les paramètres de dimensionnement : taille de la population, nombre total de générations ou critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs
- Création 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
- Une fonction à optimiser. Celle-ci retourne une valeur appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu.
- Les opérateurs génétiques (sélection, croisement, mutation) permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace de recherche.
- Les paramètres de dimensionnement: taille de la population, ou critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs.

En se trouve plusieurs manière pour exploiter l'AG ,chacun conçoit leur propre processus pour le mieux résoudre de son problème, nous nous détaillons si dessous les étapes de l'AG .

IV.2.2.1 Le codage de l'individu de population

Lors de cette étape chaque point de l'espace est associé à une structure de données, Ceci se fait généralement après la modélisation du problème à traiter.

Dans l'algorithme génétique de base fondé par Holland il se faisait en transcrivant en binaire les paramètres à optimiser afin de constituer un gène. Ces gènes sont alors mis bout à bout pour former le chromosome. 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 [19]

Il existe cependant une approche appelée codage réel, où les fonctions de mutation et de croisement sont réécrites pour s'appliquer directement au vecteur de paramètres sans passer par la forme binaire utilisée, notamment dans les domaines applicatifs pour l'optimisation de problèmes à variables réelles. Le codage réel offre aussi une vision directe des paramètres tout au long de l'évolution de la population. 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 la figure (IV.2) peut montrer les types de codage:

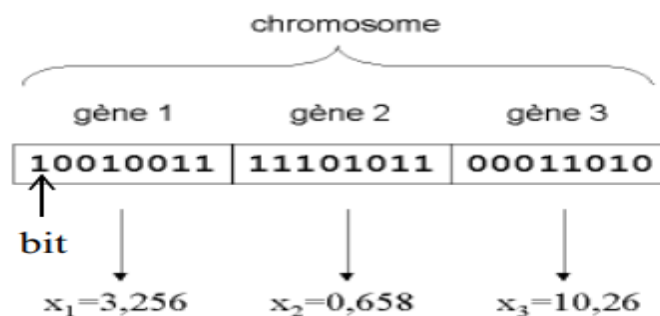


Figure IV.2: illustration schématique du codage des variables en binaire et réelle.

IV.2.2.2 Génération de la population initiale

La rapidité de l'algorithme dépend beaucoup du choix de la population initiale. Si la position de l'optimisation dans l'espace d'état est inconnue il est normal de générer des individus aléatoirement et de les exploiter de sorte qu'ils respectent les contraintes.

Si l'information est disponible, on ne génère que des générations qui respectent les contraintes, ceci accélère la convergence puisqu'il n'y aura pas d'étape d'élimination des points non respectueux des contraintes.

La diversité d'une population est entretenue sur plusieurs générations par des manipulations effectuées sur la structure des chromosomes. Ce rôle est tenu par les opérateurs de croisement et de mutation.

Le choix de la taille de la population est un choix délicat. Pour une taille relativement petite l'algorithme évolue vers un optimum local peu intéressant. Pour une taille trop élevée l'algorithme prend plus de temps pour converger vers une solution envisageable. La taille de la population doit être choisie de façon à réaliser un bon compromis entre le temps de calcul et la qualité du résultat. [23].

IV.2.2.3 Fonction d'adaptation

On appelle fonction objective, la fonction qu'on souhaite à optimiser. 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 [24].

III.2.2.4 Les opérateur des Algorithme Génétique

Les opérateurs jouent un rôle essentiel pour la réussite et l'application d'un AG. Nous en dénombrons trois principaux : la sélection, croisement et la mutation.

III.2.2.4.1 La sélection

Cet opérateur est chargé de “favoriser” les meilleurs individus. Il va générer à partir de la population courante une nouvelle population par copie des individus choisis de la population courante avec une probabilité qui dépend des valeurs de la fonction d'adaptation à optimiser pour former une génération intermédiaire et s'y reproduire. Ce procédé permet de

donner aux meilleures chaînes, une probabilité élevée de contribuer à la génération suivante.
[23]

- **Sélection par Roulette (Wheel sélection)**

L'ensemble de chromosomes qui représente les individus est placé sur une roulette ou chaque chromosome (individus) a une chance d'être sélectionné proportionnelle à sa performance. Donc plus les individus sont adaptés au problème, plus ils ont de chances d'être sélectionnés.

par le lancement d'une bille, le chromosome désigné par son arrêt sera sélectionné et participera à la formation de la nouvelle génération. Supposons qu'un chromosome occupe plus de 90% de la roulette, dans ce cas il est fort probable qu'il soit le seul sélectionné ce qui limite l'évolution de la population. Soit f_i la fitness de chaque individu et on définit P_i comme étant le pourcentage d'espace qu'occupe cet individu sur la roue on a :

$$P_i = \frac{f_i}{\sum f_i} \quad (IV.1)$$

- **Sélection par rang:**

On procède de la même manière que pour la sélection par roulette, sauf que les chromosomes triés par rang du plus mauvais au meilleur et n'est pas sur la roulette. Pour une population initiale de taille N , le plus mauvais chromosome sera attribué au rang 1 et le meilleur au rang N . Ainsi la sélection dépendra du rang du chromosome et non pas de sa capacité d'adaptation. Tous les chromosomes auront alors une chance d'être sélectionnés. Ceci dit les individus sélectionnés ne sont pas très différents. L'algorithme génétique doit donc créer plusieurs générations pour aboutir à la solution optimale.

La création d'une population constituée de m copies des meilleurs individus de la population précédente, mène à une convergence plus rapide de l'algorithme vers la solution optimale.

- **Elitisme :**

Cette méthode vise à préserver l'élite de la population. Lors de la création d'une nouvelle génération il est fort possible que de bons chromosomes soient perdus au cours du croisement et de la mutation.

Pour y remédier, on copie un ou plusieurs de ces chromosomes dans la nouvelle génération. On définit $N(t)$ comme étant le meilleur individu généré par l'algorithme jusqu'à la génération (t) . Si, $N(t)$ n'est pas contenu dans la génération $(t+1)$ alors il y sera ajouté [23][24]

- **Méthode de l'espérance mathématique :**

De Jong s'est basé pour sa sélection sur la capacité d'adaptation de chaque chaîne.

Cette capacité est donnée par la relation : $P_i = \frac{f_i}{\bar{f}}$ (IV.2)

Avec $\bar{f}$: fitness moyen de population.

On suppose que toutes les chaînes seront sélectionnées pour la formation de la nouvelle génération. Chaque fois qu'une chaîne est sélectionnée pour un croisement, un compteur, qui lui est attaché, est décrémenté de 0.5. Si la chaîne est sélectionnée pour la reproduction sans croisement son compteur est décrémenté de 1. Les chaînes dont le compteur passe au-dessous de zéro ne seront plus disponibles à la sélection.

C'est la combinaison des méthodes précédemment citées, qui conduit à une méthode élitiste de l'espérance mathématique. [23]

- **Sélection de Brindle :**

Dans ses recherches, Brindle évoque plusieurs méthodes de sélection, sans pour autant, en déterminer la plus performante. Des études ultérieures ont cependant démontré la supériorité de la **Sélection par tournoi** :

Cette méthode consiste à sélectionner une paire d'individus par roue de loterie. L'individu ayant l'adaptation la plus élevée sera déclaré vainqueur du tournoi et sera par conséquent ajouté à la nouvelle génération. Ce processus sera répéter jusqu'à ce que la population soit constituée [23]

Il existe aussi des autres méthodes de Brindle comme **La Sélection Stochastique**

IV. 2.2.4.2 le croisement

Lorsque, l'étape de la sélection est finie, l'AG 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 à partir des individus appelés parents.

Le croisement a pour but d'enrichir la diversité des populations en manipulant les composantes des individus (chromosomes). Les croisements sont considérés 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. [26]

Pour réaliser cette opération, un pourcentage de la population sélectionnée notée $p1$ sera soumis au croisement. Ainsi, l'opérateur de croisement choisit au hasard, et avec une probabilité fixée notée Pc deux individus (deux parents) parmi cette population. Il construit alors deux enfants en faisant l'échange de certains gènes choisis aléatoirement d'un parent avec ceux de l'autre. Les deux enfants issus de ce croisement sont injectés dans la population que l'on note $p2$. Cette dernière sera alors constituée d'un pourcentage issu du croisement et le reste est issu directement de la population $p1$ sans aucune modification. Le nombre total d'individus dans $p2$ est toujours égal au nombre d'individus de la population initiale. [24]. [25][26]

Il existe différentes techniques de croisement qui s'applique sur des chromosomes dont la représentation est soit binaire ou réelle. Nous présenterons quelques techniques dans ce qui suit:

- **le croisement à un point :**

C'est le croisement le plus simple et le plus connu. On choisit aléatoirement un point de croisement pour chaque couple d'individus sélectionné. le croisement s'effectue 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 le croisement à un point.

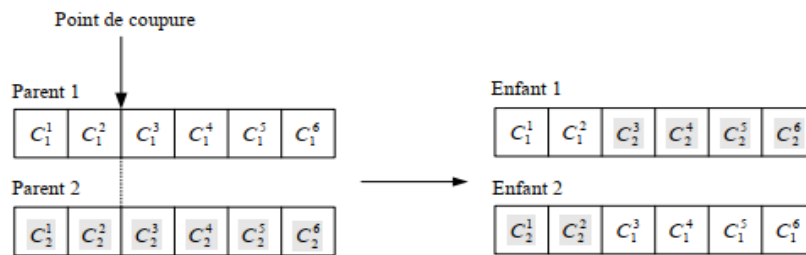


Figure (IV.3) : croisement à un point de coupure

Le premier enfant est constitué de la première partie du premier parent et de la deuxième du deuxième parent. Le deuxième enfant est constitué de la première partie du deuxième parent et de la deuxième partie du premier parent.[24]

- **le croisement à deux points :**

Le croisement à deux points a le même principe que à un seul point . La différence réside que les gènes se trouvant entre les deux sites des points de coupe sont échangés respectivement entre les deux individus (parents) pour former les deux enfants. La figure suivante illustre ce type de croisement [26][27] :

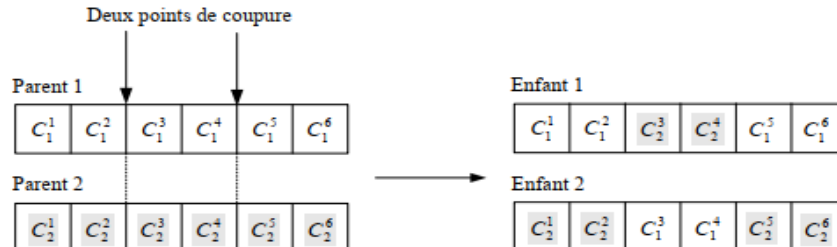


Figure (IV.4) : croisement à deux points de coupure

- **le croisement uniforme :**

Un masque (barre) de croisement est généré aléatoirement pour chaque couple d'individus ou génération, il est codé en binaire et du même taille de chromosome, la figure(IV.5) illustre son fonctionnement:

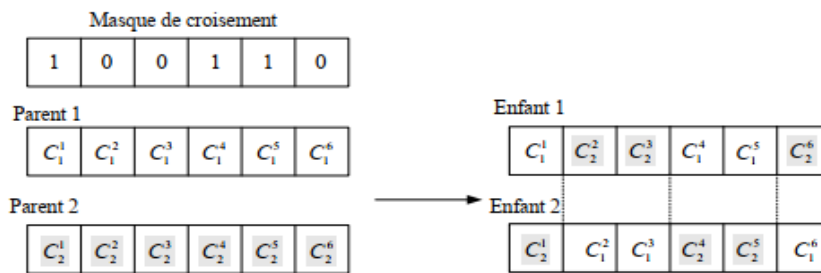
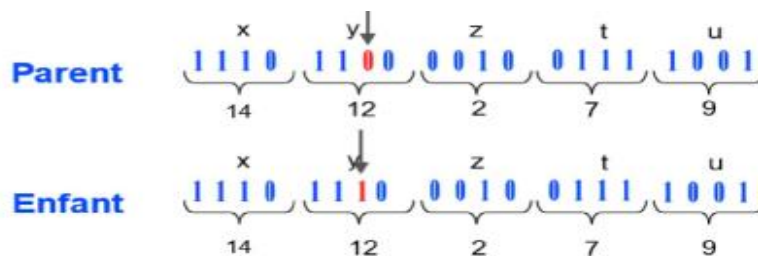


Figure (IV.5) : croisement uniforme

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. Pour l'enfant 2 Si le bit du masque est "0" il porte le gène de parent 1 et Si le bit du masque est "1" il porte le gène de parent 2.

IV.2.2.4.3 mutation

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. Cette probabilité de mutation est assez faible en pratique. le gène remplacé par une valeur aléatoire du domaine d'extension des gènes (espace d'état). La figure(IV.6) suivante montre un exemple de mutation.



Figure(IV.6) : mutation

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 et permet de l'exploitation de l'espace de recherche des solutions. [26]

IV.2.2.5 Critère d'arrêt

Le plus souvent le critère d'arrêt correspondent à un nombre prédéfini de génération, un temps maximal de calcul, une valeur de fitness minimale, ou/et une convergence vers une

solution satisfaisante. Plus la fonction à optimiser est complexe plus le nombre de générations est élevé. L'organigramme de la figure (IV.6) résume les étapes de l'algorithme génétique.

IV.2.3 Optimisation les paramètres d'un régulateur PI par les AGs

Nous avons vu précédemment que les régulateurs utilisés pour commander la MSAP ont donnés des performances satisfaisantes notamment au niveau du régime dynamique. Mais on a marqué le manque de techniques de conception et de calculs des gains des régulateur.

Dans le but de régler ce problème et pour améliorer les performances des gains de ces correcteurs obtenues, On peut faire appel à des méthodes d'optimisations pour avoir un résultat optimal. Si l'on considère que « V » est un vecteur qui contiens les paramètres (k_p , k_i) du correcteur P_i Ces paramètres seront donc représentés par un ensemble de particule ou de chromosomes, pour les Algorithmes Génétiques. On a une grand probabilité de trouver une solution fiable de notre problème d'optimisation par les algorithmes génétiques

IV.2.3.1 la fonction objective de notre système

L'optimisation d'un régulateur PI se traduit par l'optimisation de la fonction objective f_{obj} . Cette fonction est définie par l'erreur de régulation en boucle fermé de la vitesse et même du courant comme la figure (IV.7) le montre :

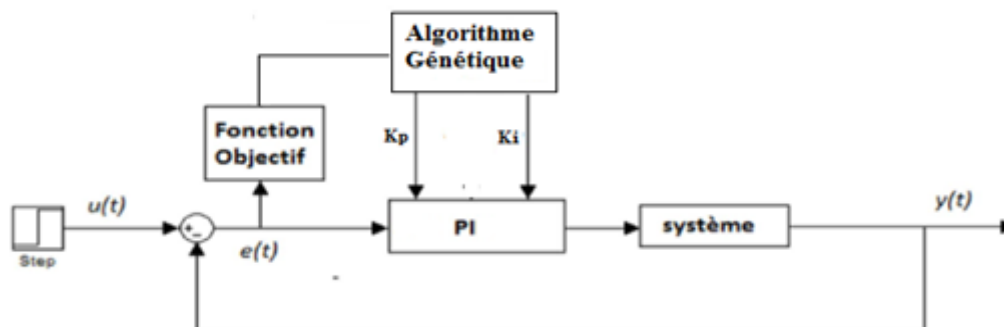


Figure (IV.7): optimisation de régulateur à base de fonction objectif par AG

IV.2.3.2 Critère de performance

Pour avoir une bon précision dynamique de système il faut que le régime transitoire soit caractériser par un dépassement faible et un temps de repense optimale, et comme nous avons dit que la fonction objective choisis est pour minimiser l'erreur entre la valeur mesuré (vitesse, courant) et la référence. On peut illustrer par l'équation (IV.1) :

$$e(t)e(t) = u(t) - y(t) \quad (IV.3).$$

Il existe plusieurs méthodes pour le calcul de critère (ISE, IAE, ITSE, ITAE)

- **L'intégrale du carré de l'erreur (ISE):**

L'intégrale de l'erreur quadratique est donné par : $ISE = \int_0^T e(t)^2 dt$ (IV.4).

- **L'intégrale de l'erreur absolue (IAE) :**

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur est donné par : $IAE = \int_0^T |e(t)| dt$ (IV.5).

- **l'intégrale du produit de l'erreur carré par le temps (ITSE)**

Il est donné par: $ISE = \int_0^T t \cdot e(t)^2 dt$ (IV.6).

- **l'intégrale du produit de l'erreur absolue par le temps(ITAE)**

Il est donné par: $ITAE = \int_0^T t \cdot |e(t)| dt$ (IV.7).

nous avons utilisé la dernier méthode IATE .

IV.2.3.3 Les résultats d'optimisation par l'Algorithme Génétique et simulation

On effectue un optimisation des coefficient de régulateur pi (de vitesse et de courant) à l'aide de la fenêtre des outils "TOOLBOX" développée sous Matlab et un programme script qui sont présentées dans l'Annexe B. les résultat obtenus sont :

Pour régulateur de vitesse on a: $k_{pv}=12.263$; $k_{iv}= 9.549$

Pour régulateur de courant on a: $k_{pc}=71.514$; $k_{ic}= 31.571$.

Pour pouvoir montrer l'utilité de l'optimisation des gains du PI classique par l'algorithme génétique on a effectué les mêmes étapes de simulation présentées dans le deuxième chapitre.

la MSAP alimentée par un réseau triphasé 220/380V et de fr= 50HZ. On effectuer un démarrage à vide de la MSAP puis on applique échelon de couple de charge de valeur $C_r = 5N.m$ à l'instant $t = 0.4s$. La consigne de vitesse est de 105 rad/s jusqu'à l'instant $t = 0.6s$, puis l'augmentation de la vitesse de rotation à 150 rad/s.

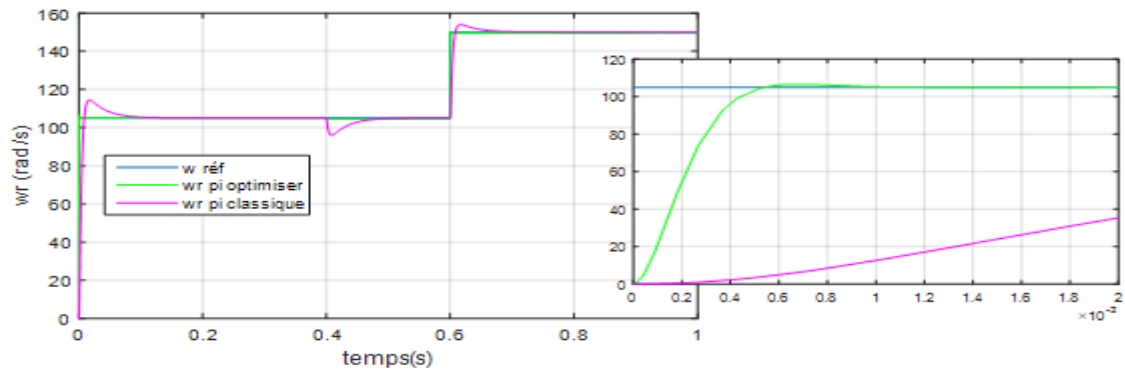


Figure IV.8 :Résultats de simulation de vitesse de la MSAP à commande vectorielle munie de régulateur PI optimiser par les AG (avec zoom au démarrage)

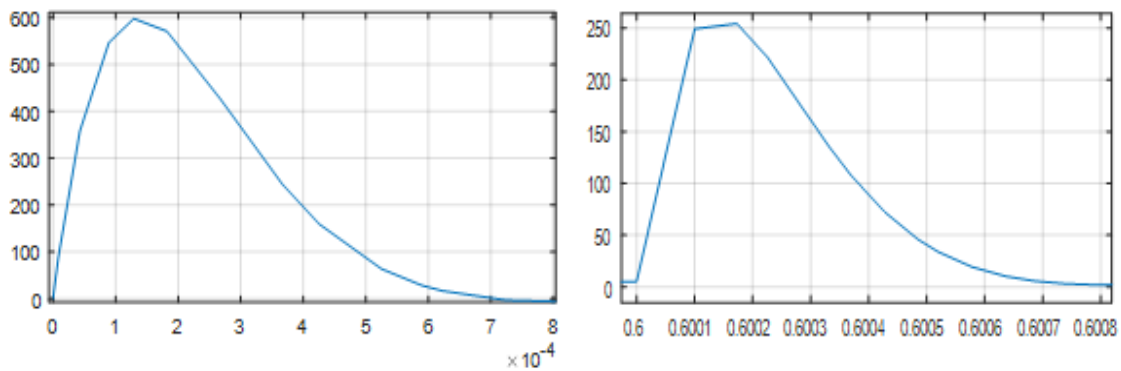
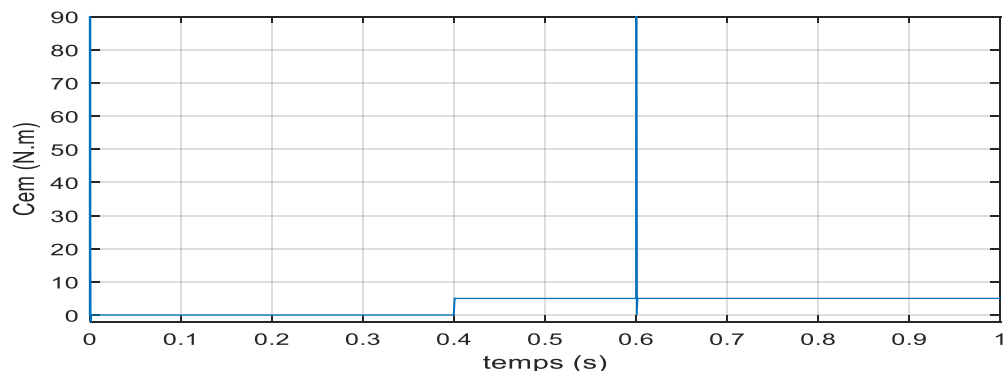
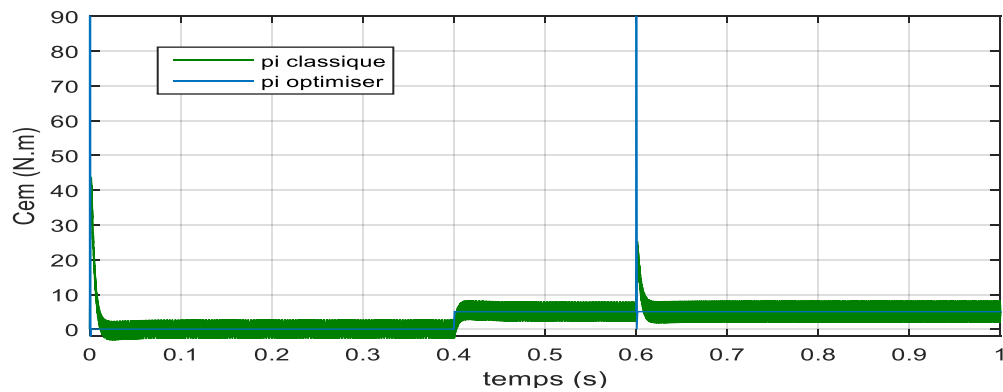


Figure IV.9 :Résultats de simulation de couple électromagnétique de la MSAP à commande vectorielle munie de régulateur PI optimiser par les AG (avec zoom du pic)

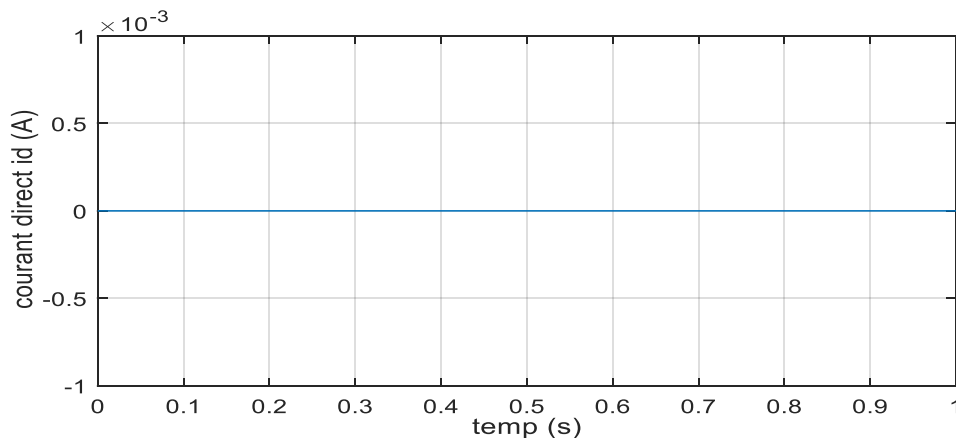


Figure IV.10 :Résultats de simulation de courant directe i_d de la MSAP à commande vectorielle munie de régulateur PI optimiser par les AG

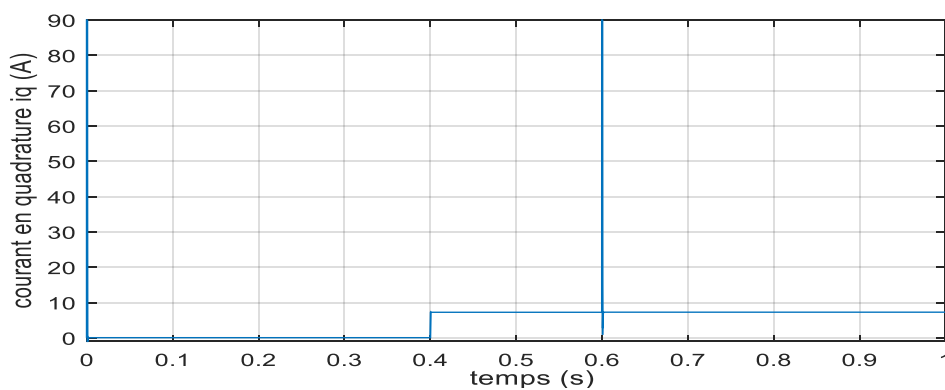


Figure IV.11 :Résultats de simulation de courant en quadrature i_q de la MSAP à commande vectorielle munie de régulateur PI optimiser par les AG.

D'après les résultats de simulation obtenus par les figures (IV.8) à (IV.11), On remarque bien l'amélioration des performances dynamiques. En effet, la vitesse atteint sa référence au bout d'un $t_r=0.001$ s et sans dépassement (figure IV.8). Cette réponse est assez rapide comparativement à celle obtenue par le PI classique non optimisé,

Au démarrage couple électromagnétique (C_{em}) et du courant (I_q) qui ont la même allure et on a un pic qui on peut négliger car il est instantané et très rapide ($t_r= 0.0007$ s) comme la figure(IV.9) montre puis ils se stabilisent à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Après l'application d'un couple de charge à $t=0,4$ s, on remarque que la commande

répond à l'échelon de charge instantanée, une réaction (pic) est observée lors de l'augmentation de la vitesse considérer aussi négligeables ($t_r=0.0007s$) et puis le couple rejoint son trajectoire de référence.

Le courant directe i_d est parfaitement nulle.

IV.3 La logique flou

Depuis la fin du dernier siècle, les commandes basées sur logique floue ont connu un certain succès dans multi domaines notamment le génie électrique. Elle est apparue comme une substitution offre une amélioration des performances par rapport à des commandes linéaires plus classiques, il imite le comportement empirique du raisonnement humain, tout en présentant l'avantage de pouvoir être définies au moyen d'une description linguistique. Celle-ci permet de transcrire simplement la loi de commande des systèmes [28][29]

Son introduction effective est due au célèbre chercheur Lotfi Zadeh, qui a modélisé des phénomènes physiques en formalisme flou qui repose sur la théorie des ensembles flous développée en 1965 dans L'article "Fuzzy Sets" ou (Ensembles flous) qui a été publié. Ensuite en 1974 Madani réalise un régulateur floue expérimental sur un moteur à vapeur [30][35].

IV.3.1 Principe de la logique floue

La logique floue permet de tendre la notion de la logique classique, ou les variable prenant les valeurs booléen "0" et "1", Alors que la logique floue fondée sur des variables linguistiques pouvant prendre ,outre valeurs "0" et "1" les valeurs intermédiaires avec un certain degrés [29], ce qui s'approche à le raisonnement humain qui est basé sur des données imprécises ou incomplètes. Ces variables s'associent à des sous-ensembles flous sous forme de fonctions d'appartenances.

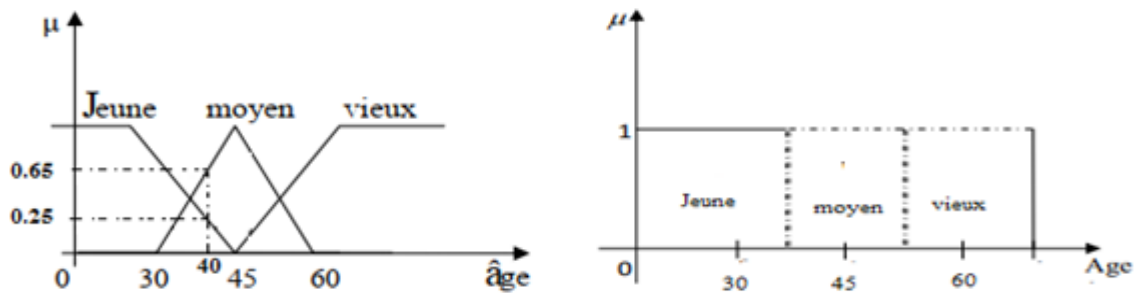
IV.3.1.1 Les ensembles floue et les variables linguistiques

La théorie des ensembles flous permet d'exprimer l'idée d'une appartenance d'un élément ou plus précisément son degré d'appartenance à un ensemble. Dans la théorie des ensembles classiques, un élément appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Néanmoins, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est distinctement défini. [29][35]

Chapitre IV : Commande par logique floue et Algorithme génétique

Un ensemble flou 'A' est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ exprimé entre les valeurs [0 1] et qui quantifie le degré par lequel un élément x appartient 'A'. Plusieurs ensembles flous (parfois appelés sous-ensembles) peuvent être définis sur la même variable, chacune par une fonction d'appartenance, l'ensemble est appelé «Univers de discours X».

LA figure (IV.12) représente un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux:



a) logique floue.

b) logique classique.

Figure IV.12 : classification des personnes en ensembles flous et classiques.

_ Variable linguistique : âge.

_ Ensembles floue (valeur des variables linguistiques) : Jeune, moyen, âgé.

_ Plage des valeurs : ([0 ,45],[30,60],[45,..])

_ Fonction d'appartenance : $\mu_e(x)$

Comme on a dit que la logique classique le degré d'appartenance ne peut prendre que '0' et '1', donc le cas de personne qui il a 40 ans peut être dans l'ensemble moyen :

- L'ensemble de Jeune : $\mu_e(\text{Jeune})=1$, $\mu_e(\text{moyen})=0$, $\mu_e(\text{vieux})=0$.
- L'ensemble de moyen: $\mu_e(\text{Jeune})=0$, $\mu_e(\text{moyen})=1$, $\mu_e(\text{vieux})=0$.
- L'ensemble de vieux: $\mu_e(\text{Jeune})=0$, $\mu_e(\text{moyen})=0$, $\mu_e(\text{vieux})=1$.

En logique floue le degré d'appartenance devient peut prendre une valeur réel intermédiaire compris entre [0 1] , par exemple un personne de 40 ans appartient à l'ensemble de Jeune avec un degré d'appétence $\mu_J(40)=0.25$ et à l'ensembles moyen avec un degré d'appétence $\mu_m(40)=0.65$

IV.3.1.2 Les fonctions d'appartenances

Les formes les plus couramment utilisées pour les fonctions d'appartenance sont les formes triangulaires, trapézoïdales figure (IV.13) :

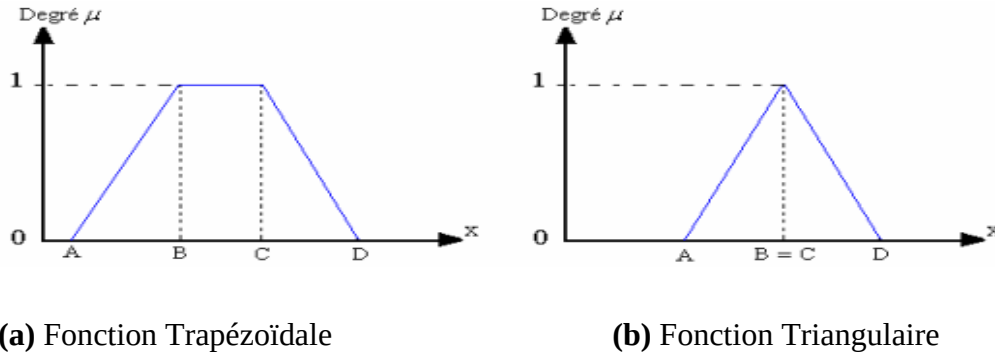


Figure (IV.13): Forme des fonctions d'appartenances.

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance est subjectif et soumis aux préférences du concepteur. Généralement ces deux formes sont suffisantes pour les ensembles flous. Cependant, la forme gaussienne (cloche) donne, dans certains cas, une meilleure représentation des ensembles flous (figure IV.13)

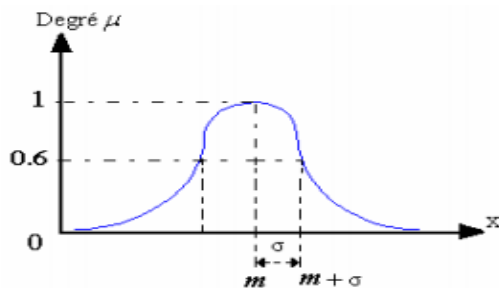


Figure (IV.14): Forme de la fonction d'appartenance gaussienne.

- **Fonction trapézoïdale :**

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-A}{B-A}, 1, \frac{D-x}{D-C}\right), 0\right).$$

Où A, B, C et D sont les coordonnées des apex du trapèze.

- **Fonction triangulaire :**

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-A}{B-A}, 1, \frac{C-x}{C-B}\right), 0\right).$$

Où A, B, C et D sont les coordonnées des apex du triangle.

- **Fonction gaussienne :**

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right).$$

Où c est le centre de la gaussienne et σ sa largeur (variance).

IV.3.1.3 Les opérateur de la logique floue

Les mathématiques élaborées à partir des ensembles flous ressemblent beaucoup à celles reliées à la théorie des ensembles conventionnelles. Les opérateurs d'union, d'intersection et de négation existent pour les deux types d'ensembles. Les opérateurs habituels, soit l'addition, la soustraction, la division et la multiplication de deux ou plusieurs ensembles flous existent aussi.[31]

Si A et B sont deux ensembles flous et $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ leur fonction d'appartenance respectivement, et appartenant à un univers de discours X . Les opérateurs sont définis comme suit figure(IV.15):

- **Opérateur « ET » :**

L'intersection de deux ensembles A et B ($C = A \cap B$) est souvent réaliser par la formulation du minimum des fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$ des ensembles A , B comme suit figure(IV.15.b):

$$\mu_C(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

- **Opérateur « OU » :**

L'union (C) de deux ensembles flous A et B ($C = A \cup B$) généralement réalisée par la formulation du maximum des fonctions d'appartenance comme la suit figure(IV.15.C) :

$$\mu_C(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

- **Opérateur "NON" :**

Le complément d'un ensemble floue A est $\bar{A}$ défini par la fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}(x)$ de la manière suivante figure(IV.15.d):

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x).$$

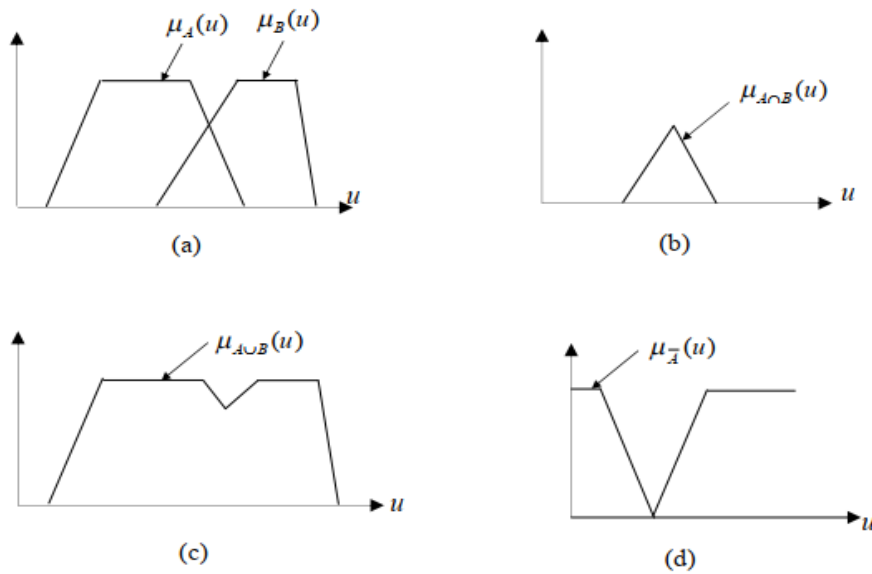


Figure (IV.15): Opérateurs logiques: (a) A et B ; (b) $A \cap B$; (c) $A \cup B$; (d) $\bar{A}$

IV.3.2 Structure d'un contrôleur floue

On peut distinguer trois parties principales constituant la structure d'un régulateur floue comme la figure (IV.16) montre :

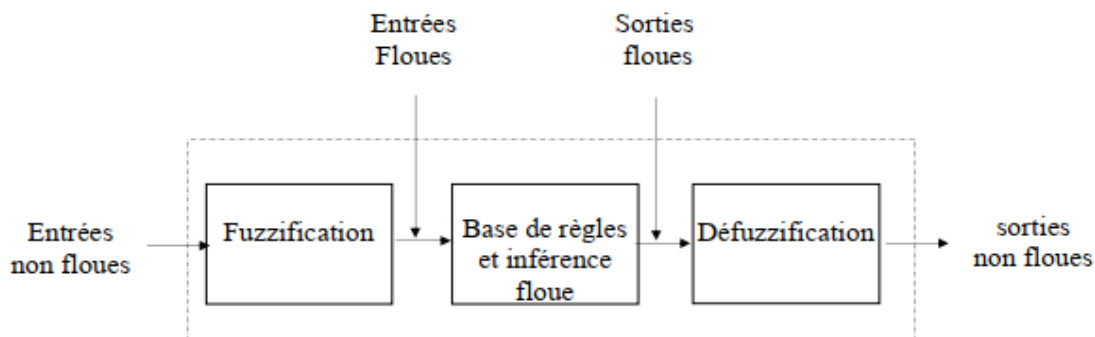


Figure (IV.16) schéma d'un régulateur floue

On peut aussi s'exprimer par quatre blocs car la deuxième partie contient deux blocs.

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs réelles (non- flous), un RLF devrait convertir ces valeurs à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et reconvertir le signal de commande, de valeurs floues en valeurs réelles, pour l'appliquer au procédé. Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit :[32][33]

IV.3.2.1 Fuzzification

Dans les problèmes de commande, les données observées sont habituellement physiques (réelles). Mais le traitement de ces données est basé ici sur la théorie des ensembles flous qui utilise des variables linguistiques.

La fuzzification consiste à transformer les données réelles (grandeurs physiques) d'un phénomène à des variables linguistiques (floues) sur un domaine normalisé. A partir de ces domaines numériques appelés univers de discours et pour chaque grandeur d'entrée ou de sortie, on peut alors traiter par les inférences les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la variable linguistique correspondant. [33] [34]

IV.3.2.2 Base de règles

Les connaissances de l'expert sur un processus donné sont transformées en un ensemble de règles linguistiques de la forme suivante :

Si prémisse (ou condition) **Alors** conclusion

Les règles peuvent être représentées dans une matrice dite matrice d'inférence. La prémisse est un ensemble de conditions liées entre elles par des opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. Les plus communément utilisés sont: l'opérateur d'intersection "ET", l'opérateur d'union "OU", et l'opérateur de la négation ou du complément "NON. [35]

IV.3.2.3 Mécanisme d'inférence

Le moteur d'inférence floue est le cerveau (noyau) du régulateur floue qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et déduire la loi de commande à l'aide de raisonnement floue et des règles d'inférence [33] [14] [31]. L'inférence transforme à l'aide des règles la partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue qui caractérise la sortie du contrôleur.

Le moteur d'inférence consiste à récupérer les facteurs d'appartenance et à les combiner selon un ensemble de règles (**section IV.1.2**) par des opérateurs logiques "ET" et "OU". La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. [36]

On peut décrire les inférences généralement par une description linguistique et symbolique à base de règles pré définies dans la matrice d'inférence.

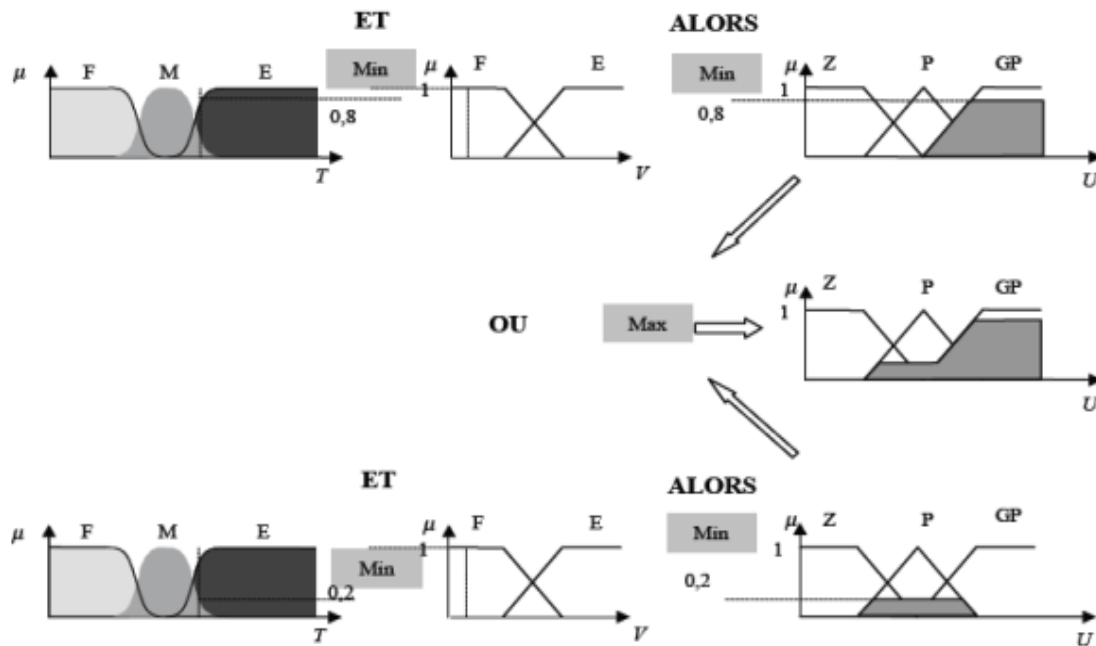
Chapitre IV : Commande par logique floue et Algorithme génétique

Pour la présentation des différentes possibilités d'exprimer les inférences, on prend un exemple de système à régler avec deux variables d'entrées de l'inférence (variables flou) 'T' et 'v', et une variable de sortie 'u' exprimée elle aussi comme variable floue.

Avec : T : Température, V: vitesse et U: tension

- Description linguistique :
- **règle 1 SI** (T est élevée **ET** v est faible) **ALORS** (z est grand positive), **Ou**
- **règle 2 SI** (x est moyen **ET** v est faible) **ALORS** (z est positive).
- Description symbolique :
- **règle 1 SI** (T est E **ET** V est F) **ALORS** (U est GP), **Ou**
- **règle 2 SI** (T est M **ET** V est F) **ALORS** (U est P).
- le traitement de ces possibilités d'inférence se fait plusieurs méthodes, on cite principalement :
- **Méthode de Max-min (Mamdani):**

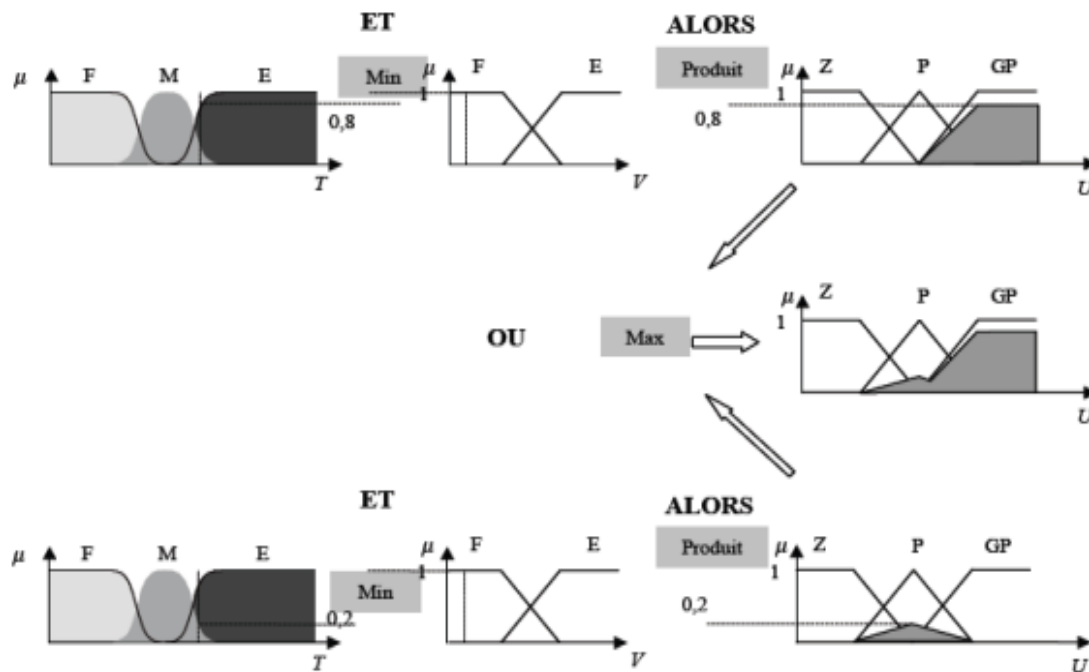
L'opérateur "ET" est réalisé par la formation du minimum, l'opérateur "OU" est réalisé par la formation du maximum, et "ALORS" (l'implication) est réalisée par la formation du minimum. le même exemple précédent est illustrée dans la figure (IV.17)



FigureIV.17-Exemple d'interface Max-Min [37]

- **Méthode de Max-Prod (Larson):**

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion 'ALORS'. Dans ce cas, on utilise le produit entre le degré d'appartenance de la condition résultant (à partir des codions d'enter x , y) par l'opérateur 'ET', 'OU' (par la formation du minimum et du maximum respectivement) et la fonction d'appartenance de l'ensemble de la variable de sortie z



FigureIV.18- Exemple d'interface Max-Produit[37]

- **Méthode de Somme-Prod (L.Zadah):**

Pour la méthode d'inférence somme-produit, on réalise au niveau de la condition, l'opérateur "OU" par la formation de la somme (valeur moyenne), et l'opérateur "ET" par la formation du produit. Pour la conclusion, l'opérateur "ALORS" est réalisé par un produit [34]. L'action des différentes règles sont liées entre elles par l'opérateur OU qui est réalisé par la formation de la moyenne arithmétique (somme moyenne)

- **Méthode de Sugeno :**

La méthode d'inférence de Sugeno est une variante des modèles précédents, elle utilise également des règles conditionnelles, mais la conclusion est de forme polynomiale

À cause de sa simplicité la méthode de Mamdani Max-Min est la plus utilisée. Enfin vient l'agrégation des règles qui est la dernière étape de l'inférence, elle permet de synthétiser les résultats obtenus en prenant en compte l'influence de l'ensemble des valeurs proposées par la décision floue

IV.3.2.4 Défuzzification

Le résultat obtenu de l'inférence en utilisant une des méthodes d'implication est formellement une valeur floue. Cette dernière ne peut être exploitée directement pour

contrôler le processus. Une transformation doit être alors considérée à la sortie du mécanisme d'inférence pour la transformer en grandeurs physiques réel. Cette action est appelée par le terme Défuzzification. Il existe plusieurs stratégies pour réaliser cette opération, les plus utilisées sont :

- **La méthode du centre de gravité :**

Il est reconnu que cette méthode donne les meilleurs résultats la plus utilisée. La défuzzification est la détermination de l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(z)$ par la relation suivant :

$$COG = \frac{\int z \cdot \mu_{res}(z) dz}{\int \mu_{res}(z) dz}$$

- **La méthode du Maximum:**

- La méthode est également connue sous le nom de méthode des hauteurs et est un cas particulier de la méthode précédente, en considérant uniquement le milieu de la base de chaque fonction d'appartenance contributive. on retrouve notamment la méthode du premier max (First of maximum, **FOM**), et celle du dernier maximum (Last of maximum, **LOM**).

- **La méthode de Moyen de Max:**

Il examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification.

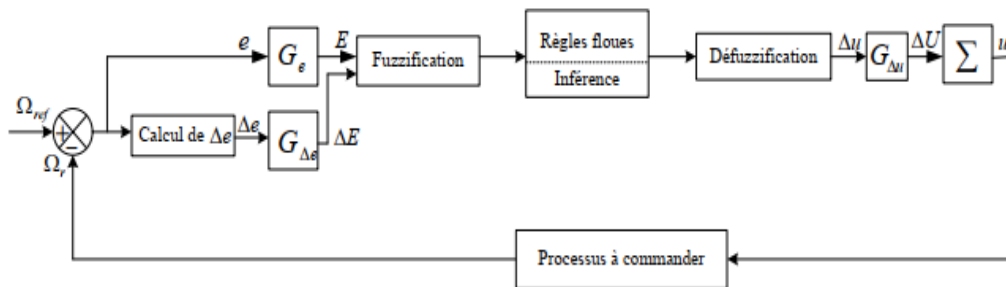
IV.3.3 Commande de la MSAP par la logique floue

Dans ce qui suit on va conçu un contrôleur flou pour la boucle de régulation de la vitesse. Le même contrôleur est appliqué pour la commande vectorielle en 2^{ème} chapitre. En remplaçant les régulateurs conventionnels PI par un autre régulateur flou L'objectif recherché est d'élaborer une commande plus robuste que celle obtenue par un PI classique.

D'abord, il faut étudier le système à régler (procédé) et en faire une description adéquate. Il ne besoin pas d'un modèle mathématique, mais on doit plutôt déterminer les grandeurs mesurables et analyser les comportements dynamiques du procédé vis-à-vis de la variation de la grandeur de commande. La description peut faire appel aux variables linguistiques qui peuvent être incorporées aux connaissances de théorie de commande ou aux

expériences des opérateurs. On peut alors établir les règles nécessaires pour déterminer la stratégie de réglage [33].

Pour le réglage d'un système (la MSAP dans notre cas), les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus mesuré) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande. Contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante(IV.19) :



FigureIV.19 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse

Les entrées du régulateur flou flou sont l'erreur de vitesse et sa variation :

L'erreur de vitesse notée e est définie :

$$\Omega (e = \Omega_{réf} - \Omega).$$

La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = (e(t) - e(t - \Delta t))$$

Comme variable de sortie une seule variable de commande ΔU .

Les trois grandeurs, e , Δe et Δu sont normalisées par des gain comme suit :

$$E = G_e \cdot e = 0.0006 ; \Delta E = G_{\Delta e} \cdot \Delta e = 0.0008 ; \Delta U = G_{\Delta U} \cdot \Delta U = 0.0008$$

IV.3.3.1 Étude et description du comportement de La machine

Pour étudier le comportement de la machine avec asservissement de vitesse, il suffit d'observer la réponse du système en boucle fermée de vitesse à la suite d'un changement de la consigne. La forme générale de la réponse de vitesse à un échelon, l'erreur et la dérivée de

l'erreur sont représentée sur la figure (IV.20). Selon l'amplitude de e_N et le signe de de_N , la réponse est donc divisée en quatre intervalles (de $x1$ à $x4$) telle que :

$$x1 : e_N = (\Omega^* - \Omega) > 0 \text{ et } de_N, < 0 \quad ; x2 : e_N = (\Omega^* - \Omega) < 0 \text{ et } de_N, \leq 0$$

$$x4 : e_N = (\Omega^* - \Omega) < 0 \text{ et } de_N, \geq 0 \quad ; x4 : e_N = (\Omega^* - \Omega) > 0 \text{ et } de_N, > 0$$

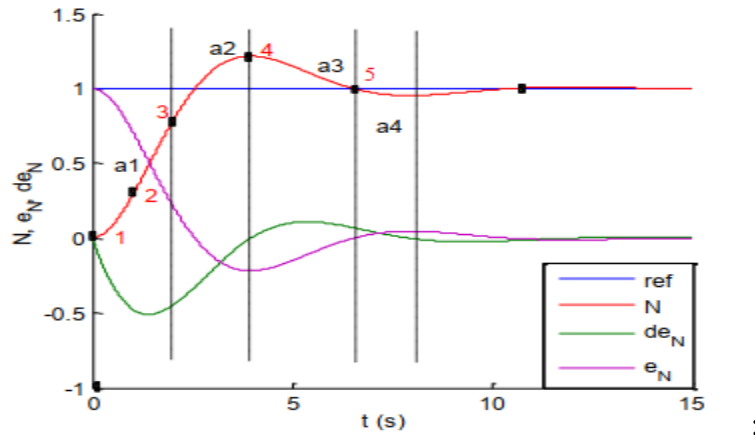


Figure (IV.20) : Etude du comportement du système pour montre les règles de commande [35].

Règle 1 : Si E est grand positif ET ΔE est environ zéro ALORS ΔU est grand positif

Règle 2 : Si E est grand PP positif ET ΔE est NP ALORS ΔU est ZE

Règle 3 : Si E est grand NP positif ET ΔE est NP ALORS ΔU est NM

- Au démarrage point 1 sur la figure (IV.6) la réponse est fortement inférieure à la consigne, l'écart entre la vitesse de référence et mesurée est grand positif (PG), sa dérivée est nulle (ZE) alors la commande en sortie doit être forte (PG). la vitesse mesurée se rapproche de la référence au point 3, l'erreur est petit positive (PP), et la dérivée négative petit (NP), la commande sera nulle (ZE) pour ne pas avoir un grand dépassement. Après dépassement (entre les points 3 et 4), l'erreur est petit négative et sa dérivée est petit négative il faut alors inverser la commande donc grand moyen. Si le dépassement persiste et la réponse se rapproche de la référence (entre les points 4 et 5), l'erreur est petit négative donc la dérivée a changé de signe (petit positive), il faut freiner la commande et minimiser un éventuel dépassement se sera alors environ de zéro.

IV.3.3.2 Interface de Fuzzification

Le choix de la forme, la répartition et surtout le nombre des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours est très délicat pour obtenir une loi de commande robuste et ne pas influe sur le temps de calcul lors de la réalisation pratique

Nous avons sélectionné pour les variables d'entrées et de sortie sept ensembles représentés par des fonctions d'appartenance de forme triangulaire. Sauf pour les extrémités où la forme trapézoïdale est utilisée figure(IV.21). La plage de l'univers de discours s'étant entre $[-1 \ 1]$.

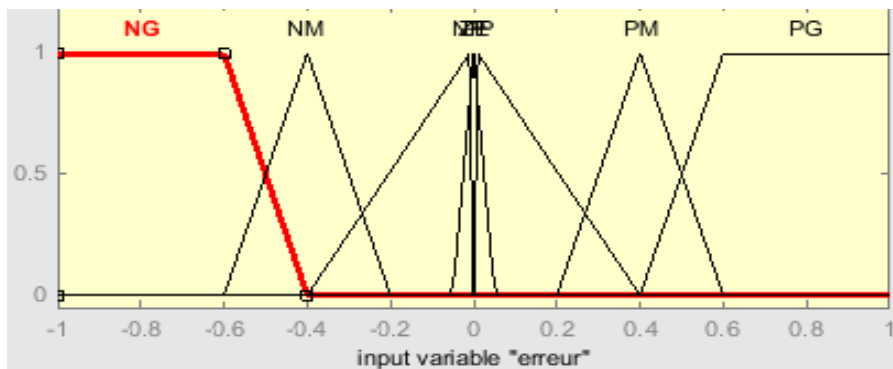


Figure III.21 : Fonctions d'appartenances et les ensembles floue de variable d'entrée l'erreur e

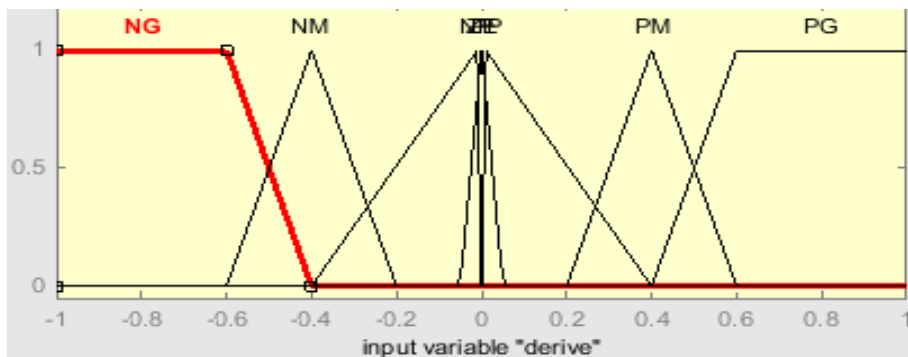


Figure IV.22 : Fonctions d'appartenances et les ensembles floue de variable d'entrée dérivé de l'erreur

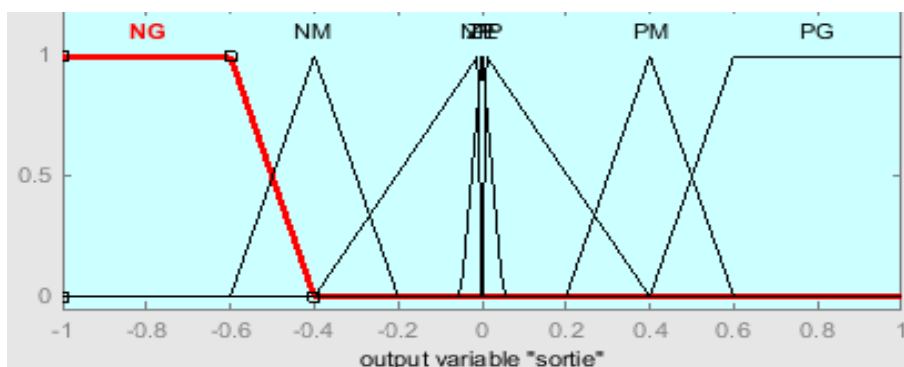


Figure IV.23 : Fonctions d'appartenances et les ensembles flous de variable de sortie

Les différents ensembles sont définis par les variables linguistiques suivantes :

NG : Négatif Grand.

NM : Négatif Moyen.

NP : Négatif Petit.

EZ : Environ Zéro.

PP : Positif Petit.

PM : Positif Moyen.

PG : Positif Grand.

III.3.3.3 Base de règles et mécanisme d'inférence

Selon l'étude faite dans la section IV.1 (Etude et description du comportement), On peut mettre les règles floues qui caractérisent ce régulateur.

On a deux entrées, chacun est représenté par sept ensembles, donc quarante-neuf combinaisons possibles des règles floues. Ces règles sont structurées dans une matrice dite matrice d'inférence comme le tableau (IV.1) suivant :

e Δe	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
----	----	----	----	----	----	----	----

tableau IV.1 : table de règles pour la RLF de vitesse

La méthode d'inférence utilisée est celle de (Max- Min) Mamdani (section IV.1.3.1) .

IV.3.3.4 Défuzzification

Dans notre travail on a choisis l'une des méthodes le plus utilisé, Il s'agit de la défuzzification par la méthode de centre de gravité.

IV.3.4 Résultat de simulation et interprétation

Afin d'étudier les performances d'une commande floue nous allons présenter les simulations réalisées sur une MSAP comme dans le deuxième chapitre dans la commande vectorielle sauf que le régulateur PI classique de vitesse sera remplacer par régulateur floue .

On effectuer un démarrage à vide de la MSAP puis on applique échelon de couple de charge de valeur $C_r = 5N.m$ à l'instant $t = 0.4s$. La consigne de vitesse est de 105 rad/s jusqu'à l'instant $t = 0.6s$, puis l'augmentation de la vitesse de rotation à 150 rad/s.

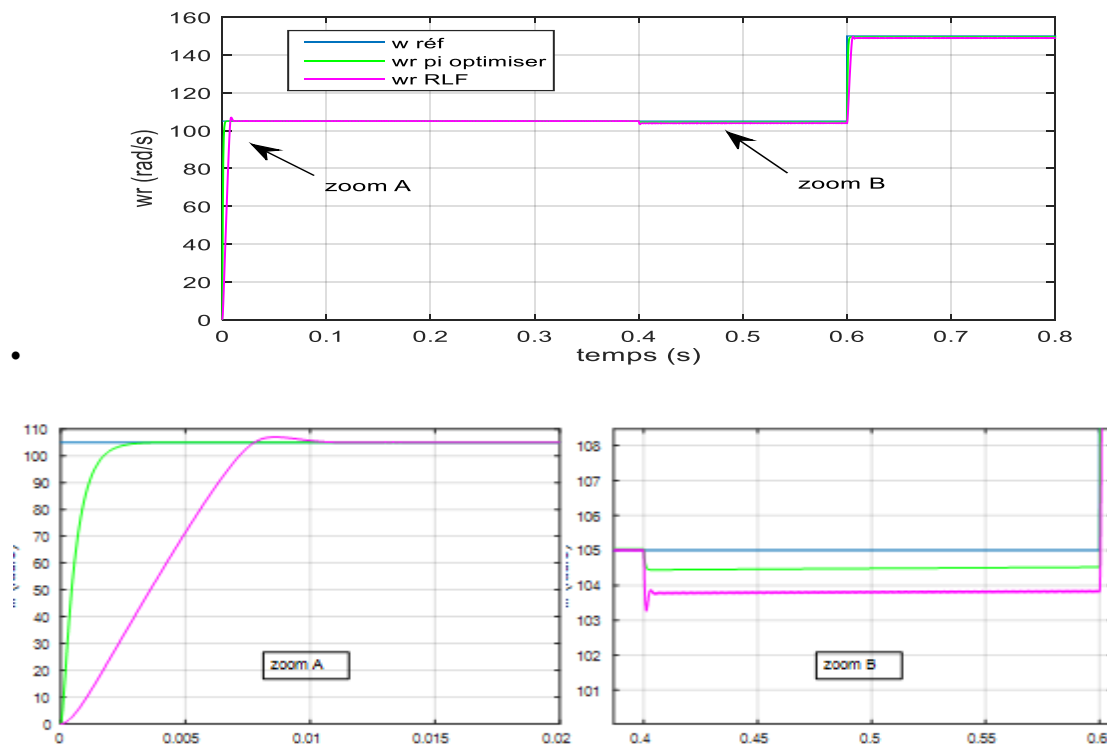


Figure IV.24: Résultats de simulation de vitesse de la MSAP à commande vectorielle munie de régulateur de vitesse floue (avec zoom).

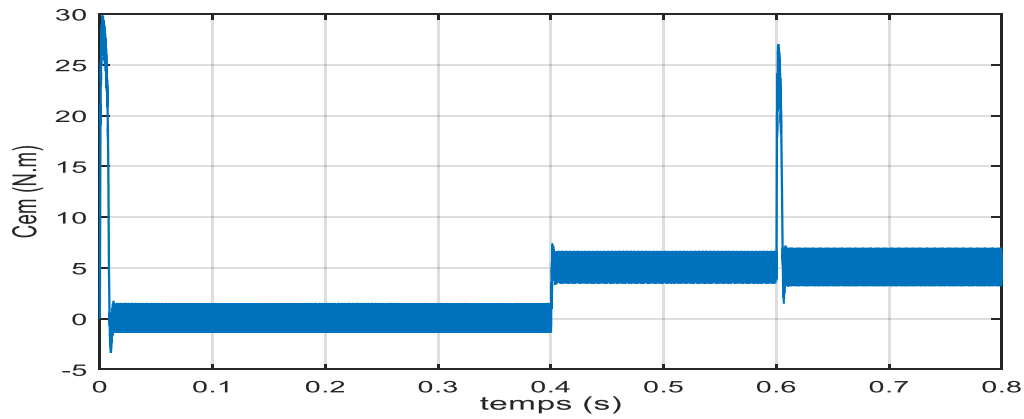


Figure IV.25: Résultats de simulation de couple électromagnétique de la MSAP à commande vectorielle munie de régulateur de vitesse floue

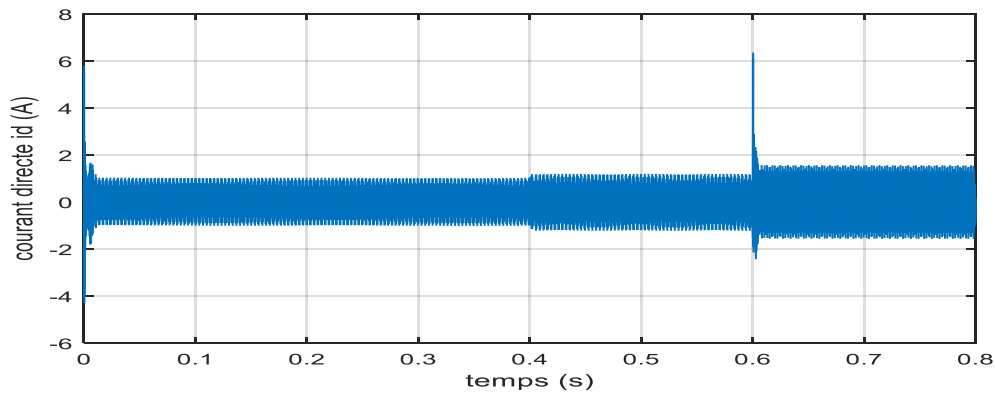


Figure IV.26 Résultats de simulation de courant directe de la MSAP à commande vectorielle munie de régulateur de vitesse floue

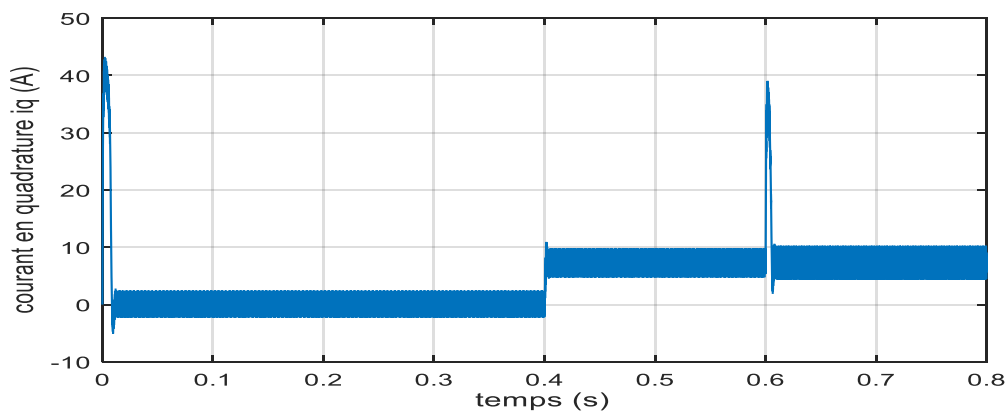


Figure IV.27 Résultats de simulation de courant en quadrature de la MSAP à commande vectorielle munie de régulateur de vitesse floue.

- **Démarrage à vide :**

Les résultats de simulation obtenus par les figures de (IV.24) à (IV.27) montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse. Cette dernière atteint sa référence sans dépassement et dans un temps de réponse $t_r=0.012s$ cette réponse est rapide comparativement à celle obtenue dans le cas du PI classique non optimiser qui a un temps de réponse $t_r= 0.13 s$. mais elle est lent par rapport au réponse obtenue par le PI optimiser ($t_r=0.001s$).

De plus, l'allure du couple marque un pic inférieur à celui marqué dans le cas du PI classique. D'autre part, les autres réponses dynamiques évoluent presque selon la même allure de la commande vectorielle.

- **l'application d'une charge :**

Lors de l'application d'un couple de charge $c_r=5 N.m$ à $t= 0.2s$. on note principalement que la vitesse reste insensible à l'introduction du couple de charge avec un erreur statique presque nulle (la vitesse est reste environ de 105 rad/s comme la figure illustre) ce qui montre bien la robustesse du régulateur flou face à cette perturbation comparativement à celle du régulateur PI classique non optimiser. Le régulateur PI optimisé a la même réponse du régulateur floue.les autres réponses dynamiques évoluent selon la même allure de la commande vectorielle.

- **Augmentation de la vitesse :**

La vitesse suit sa consigne rapidement comparativement au PI classique non optimisé sans dépassement mais elle est lent par rapport au PI optimiser. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics pendant le changement de consigne

IV.3.3.5.1 Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique:

Dans le but de tester la robustesse du contrôleur flou vis-à-vis des variations paramétriques, on a refait le même travail de simulation qui a été achevé dans la commande vectorielle. Ces tests sont effectués au démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge de 5 N.m $t=0.2s$ La consigne de vitesse est de 105 rad/s jusqu'à l'instant $t=0.4s$, puis l'augmentation de la vitesse de rotation à 150 rad/s.

- **Robustesse vis-à-vis de la variation de la Résistance $\pm 50\% R$:**

Chapitre IV : Commande par logique floue et Algorithme génétique

La figure de (IV.28) à (IV.31) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes courant pour différentes valeurs de la résistance. D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de la résistance ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse du contrôleur flou face à la variation de la résistance. Les mêmes remarques ont été montrées dans le cas du PI classique.

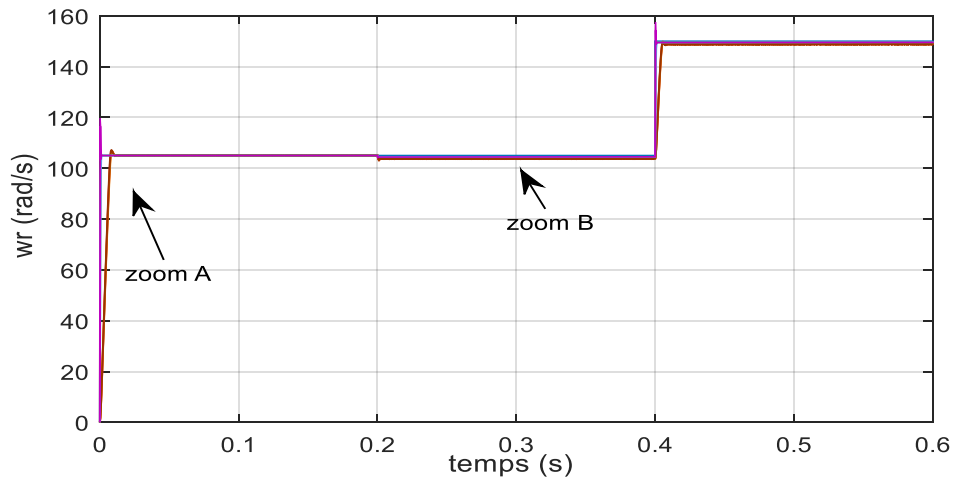


Figure IV .28.a: Influence de la variation de la résistance R_s sur la vitesse de la MSAP

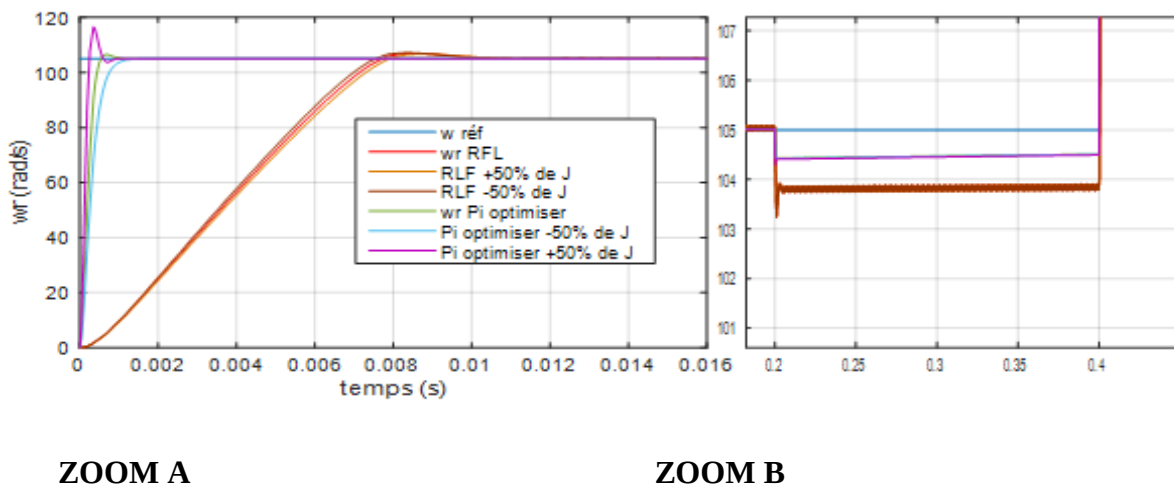


Figure IV .28.b: Influence de la variation de la résistance R_s sur la vitesse de la MSAP

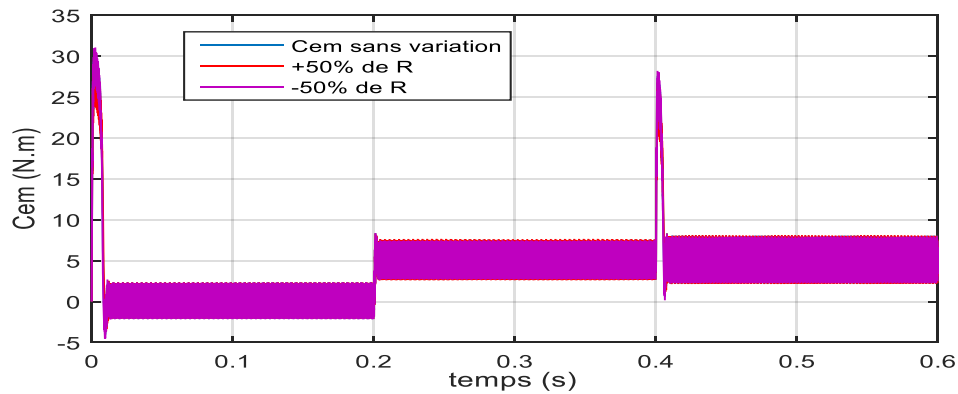


Figure IV.29 : Influence de la variation de la résistance R_s sur le couple électromagnétique de la MSAP

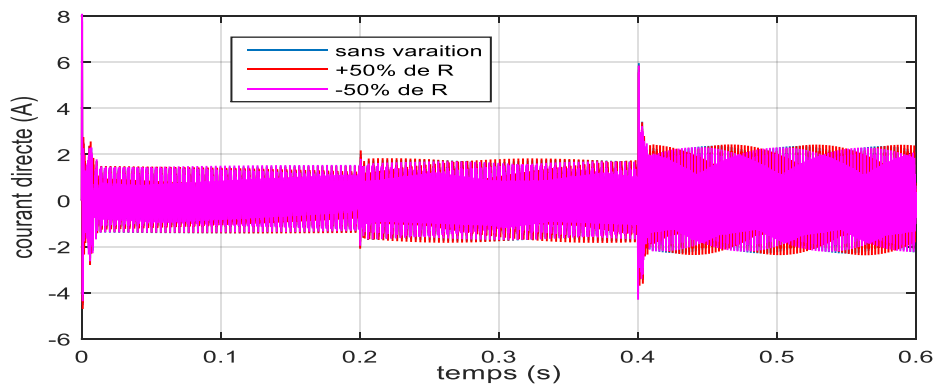


Figure IV.30 : Influence de la variation de la résistance R_s sur le courant direct de la MSAP

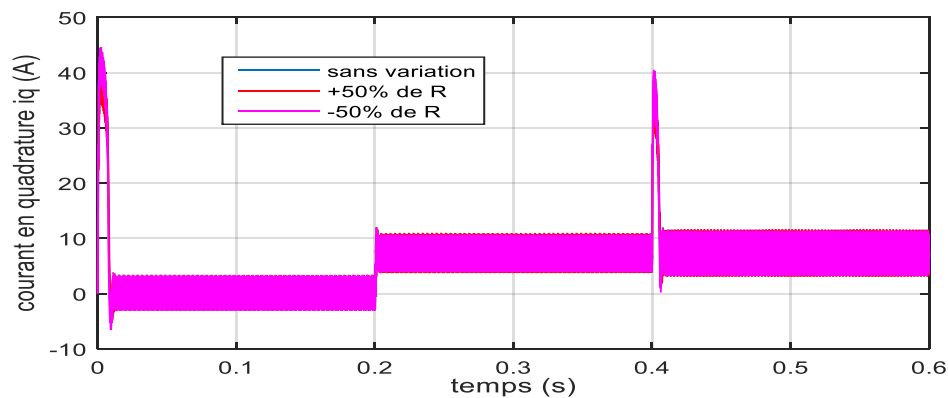


Figure IV.31 : Influence de la variation de la résistance R_s sur le courant en quadrature de la MSAP

- **Robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie $\pm 50\%$ J :**

D'après les résultats obtenus par les figures (IV.32), on peut voir que la variation d'inertie J dans la commande floue provoque une très faible influence sur la vitesse en

particulier. Par contre on note un dépassement dans le cas régulateur PI optimisé, ce qui indique la robustesse du contrôleur flou au changement du moment d'inertie.

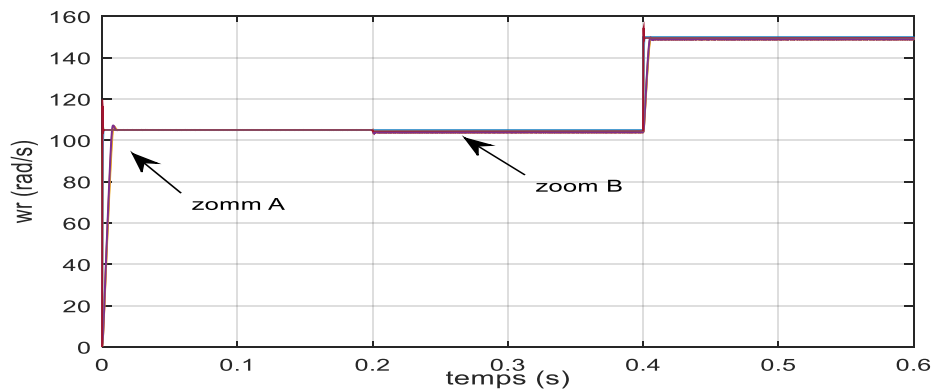


Figure IV .32: Influence de la variation d'inertie sur la vitesse de la MSAP.

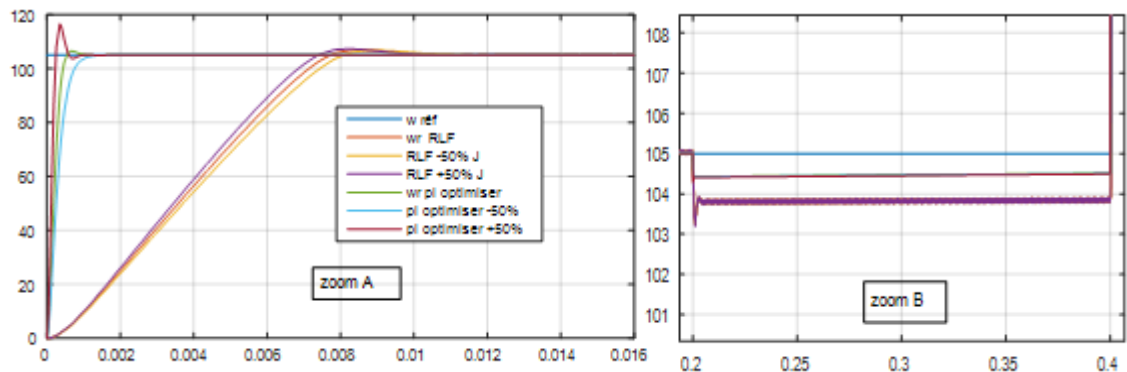


Figure IV .33: Zoom de l'influence de la variation d'inertie sur la vitesse de la MSAP.

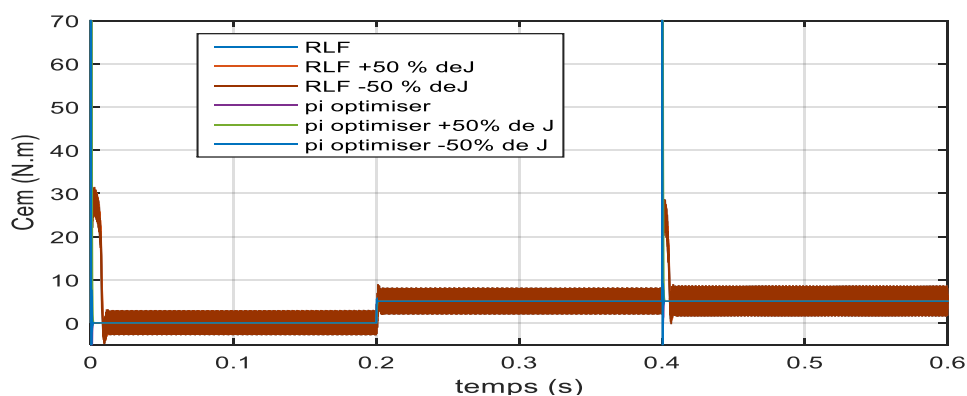


Figure IV.34 : Influence de la variation d'inertie sur le couple électromagnétique de la MSAP.

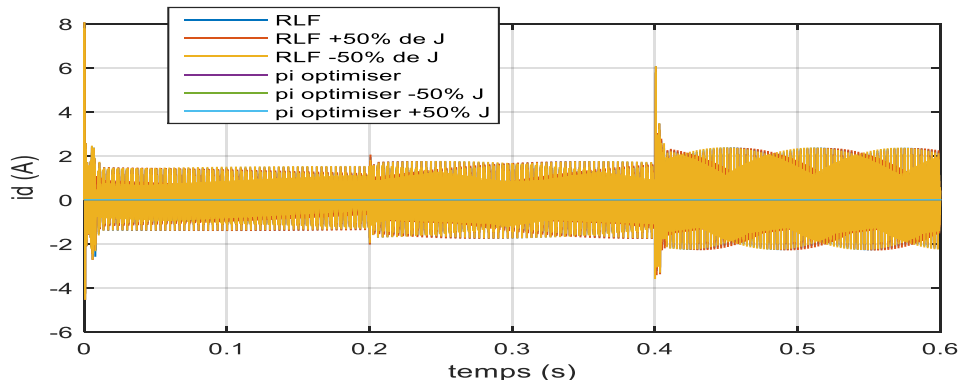


Figure IV.35 : Influence de la variation d'inertie sur le courant direct de la MSAP.

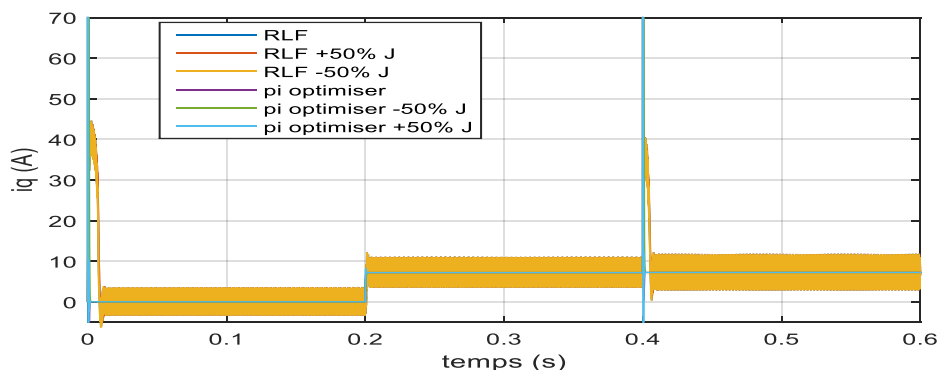


Figure IV.36 : Influence de la variation d'inertie sur le courant en quadrature de la MSAP.

IV.4 CONCLUSION

Chapitre nous a permis de donner une vue générale sur les concepts des algorithmes génétiques et la commande par la logique floue. On conclure que les algorithmes génétiques peuvent résoudre des problèmes assez complexes avec une bonne précision. Cependant, ils présentent certaines limites et des difficultés dans le choix des critères l'optimisation des régulateur pi classique par les algorithmes génétiques nous a permis d'avoir de bons résultats. On a noté une nette amélioration des performances dynamiques de la vitesse. Les résultats

montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis la variation paramétrique.

La variation de résistance n'a pas une grande influence sur le couple et la vitesse, par contre la variation de l'inertie influe clairement sur ces grandeurs mécaniques. Le régulateur flou est plus robuste vis-à-vis les variations paramétriques surtout en ce qui concerne la variation de l'inertie

Conclusion générale

Conclusion générale :

Dans le chapitre 1, nous avons étudié le contrôle du courant de ligne d'un réseau connecté à redresseur MLI

Plusieurs technique sont utilisées pour la commande du redresseur MLI .Parmi ces techniques on trouve la commande directe de puissance (DPC). Nous avons présenté en premier lieu la DPC classique et on a remarqué une forte ondulation des puissances active et réactive.

En deuxième lieu, nous avons abordé la DPC VF pour réduire les ondulations des puissances et améliorer le THD du courant du réseau.

Les résultats de simulation montrent clairement une nette amélioration du THD et une minimisation des ondulations des puissances.

Ces deux stratégies de contrôle sont basées sur l'estimation des puissances active et réactive et une régulation de la tension du bus continu.

Dans cette technologie de commande, contrairement à la commande VOC, il n'y a pas de boucle de contrôle de courant ni de bloc de modulation.

Dans ce cas, l'état de commutation de l'onduleur est sélectionné dans le tableau de commutation en fonction de l'échelle de commutation par l'estimation de l'erreur instantanée entre la puissance active et la puissance réactive et leurs valeurs de références.

En troisième lieu, nous avons entamé la commande intelligente par remplacement des régulateurs classiques par des réseaux de neurone afin d'améliorer les performances et la robustesse de notre stratégie de commande.

Les résultats de simulation montrent une amélioration du THD et une réduction des ondulations des puissances.

Les critères de comparaison entre les deux commandes sont les conditions transitoires et la distorsion harmonique du courant de ligne.

La deuxième partie de ce mémoire de thèse constitue une amélioration de robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis les variations paramétriques et le rejet des perturbations et des bruits de mesures. Nous avons commencé par l'élaboration d'un modèle mathématique de la

Conclusion générale

machine valable aussi bien en régime transitoire qu'en régime établi. La machine a été modélisée dans le repère de Park lié au rotor, ce modèle biphasé simple et linéaire est utilisé pour la simulation dans l'environnement Matlab/Simulink. Nous avons établi un modèle de connaissance de l'ensemble Onduleur-MSAP lorsqu'elle est alimentée en tension. Les résultats obtenus montrent clairement que le régime transitoire des différentes grandeurs présentes des dépassements énormes pour les courants et des oscillations néfastes pour le couple et la vitesse et que la machine se comporte comme un système nonlinéaire fortement couplé. Nous avons donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent pas entre eux. La commande vectorielle connue depuis longtemps par ces performances en régime statique et dynamique est utilisée dans notre mémoire. Malheureusement, cette technique souffre d'un inconvénient majeur et présente un handicap de robustesse face aux variations paramétriques. Les régulateurs PID classiques ne peuvent pas assurer des bonnes performances statiques et dynamiques en cas de variation des paramètres du système. Après un test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance des phases et l'inertie de l'ensemble des pièces tournantes, les performances du système se dégradent et le système montre sa faiblesse, ce qui nous a poussés vers la recherche d'un régulateur robuste vis-à-vis ces variations. Pour remédier ce problème, une solution proposée dans ce mémoire par orientation vers l'utilisation de l'intelligence artificielle. Nous avons opté en premier lieu à optimiser les régulateurs de notre modèle par un algorithme génétique basé sur la minimisation du carré de l'erreur qui montre l'amélioration de réponse du système. Cependant, il reste impuissant devant les variations paramétriques. Les régulateurs PI de notre modèle ont été remplacés par d'autres Flous. Les résultats de simulation montrent une nette amélioration de robustesse surtout en ce qui concerne la vitesse et le couple.

Perspectives

Pour la continuité de ce travail, nous proposons :

- Utilisation d'un régulateur neuro-flou afin d'améliorer les paramètres du régulateur flou.
- Utiliser un régulateur adaptatif intelligent.
- Etude comparative des différents régulateurs.

Références Bibliographiques

Références bibliographique

- [1] **A. Khaief**, Nouvelle approche de détection de la position initiale du rotor des moteurs synchrones à aimants permanents, Thèse de Doctorat en Génie Electrique de l'école Supérieure des Sciences et Technologies du Tunis, Aout 2007.
- [2] **P. Sharma, W. Sulkowski and B. Hoff**, "Dynamic stability study of an isolated winddiesel hybrid power system with wind power generation using IG, PMIG and PMSG: A comparison," International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 53, pp. 857-866, 2013.
- [4] **Y. Yang, K. T. Mok, S. C. Tan and S. Y. Hui**, "Nonlinear Dynamic Power Tracking of Low-Power Wind Energy Conversion System," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, pp. 5223-5236, 2015.
- [3] **M. Chinchilla, S. Arnaltes and J. C. Burgos**, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid," IEEE
- [5] **B. Robyns, Y. Fu, F. Labrique and H. Buyse**, "Commande de moteur synchrone à aimants permanents de faible puissance," in Internationale conférence en modélisation et commande, J. Plus 3 France, 1995.
- [6] **P. Sharma, W. Sulkowski and B. Hoff**, "Dynamic stability study of an isolated winddiesel hybrid power system with wind power generation using IG, PMIG and PMSG: A comparison," International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 53, pp. 857-866, 2013.
- [7] **M. Chinchilla, S. Arnaltes and J. C. Burgos**, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, pp. 130-135, 2006.
- [8] **C. Kral, T. Habetler, R. Harley, F. Pirker, G. Pacoli, H. Oberguggenberger and C. Fenz**, "Rotor temperature estimation of squirrel-cage induction motors by means of a combined scheme of parameter estimation and thermal equivalent model," IEEE Transactions on Industry Applications, Vols. 40, no. 4, p. 1049–1057, 2004.
- [9] **Z. Gao, W. Qiao, T. Habetler and R. Harley**, "Online compensation of detuning effects in vector control based on adaptive sensorless rotor thermal model identification," in 37th IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC 2006, Jeju, South Korea, 2006.
- [10] **Z. Gao, T. Habetler, R. Harley and R. Colby**, "An adaptive Kalman filtering approach to induction machine stator winding temperature estimation based on hybrid thermal model,"

Références bibliographique

in 2005 Industry Applications Conference - 40th IAS Annual Meeting, HongKong, China, 2005.

[11] **H. Jabr and N. Kar**, "Effects of main and leakage flux saturation on the transient performances of doubly-fed wind driven induction generator," Electric Power System Research, Vols. 77, no. 8, p. 1019–1027, 2007.

[12] **H. Jabr and N. Kar**, "Leakage flux saturation effects on the transient performance of wound-rotor induction motors," Electric Power System Research, Vols. 78, no. 7, p. 1280–1289, 2008.

[13] **S. NOUI** , " Etude et Réalisation d'un Redresseur à MLI Commandé par DSP. Application à l'alimentation d'un Onduleur Á Trois Niveaux ", Mémoire de magister , Ecole Militaire polytechnique (EMP), Alger, 2004.

[14] **B. KORICH** , " Commande D'un Convertisseur AC/DC Triphasé à quatre bras En Régime Déséquilibré ", Mémoire de magister , Ecole Militaire Poly technique (EMP), Alger, 2009.

[15] **A.BOUAFIA , F. KRIM , J. GAUBERT** , " Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)", IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1,pp. 1945–1955, JANUARY. 2010.

[16] **M. MALINOWSKI, M.P. KAZMIERKOWSKI, A. TRZYNADLOWSK** " Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers " ,Science Direct , M. Malinowski et al. / Mathematics and Computers in Simulation 63 (2003) 349–36 03 , 2003

[17] **B. MANSOUR, S.BARKAT**, "Commande par Orientation de la Tension d'un Redresseur PWM Utilisant la Commande Non Linéaire Adaptative" Le Premier Séminaire National sur le Génie Electrique Appliqué aux Energies Renouvelables Chlef _ ALGRIE janvier 2010.

[18] **L. BELHADJI**, « Commande Directe de Puissance Basée sur le Flux Virtuel d'un Convertisseur AC/DC Triphasé sans Capteur de Tension » Mémoire de magister , Ecole Militaire poly technique (EMP), Alger, 2007.

Références bibliographique

- [19] **F.HAMOUDI**, " Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils ", Mémoire de Magistère, Université de Batna, 2008.
- [20] **H .KOURA**, "Application d'une Filtre Série au Tension au Contrôle de la Tension d'un Réseau Basse Tension", Mémoire de magister, Université de Batna 2006.
- [21] **A. DE BERNARDINIS**, " Etude et Optimisation d'un Ensemble Alternateur a Aimants / Redresseur Commande. Application a un Véhicule Hybride ", Thèse de doctorat, L'Institut National Polytechnique de Lorraine , 2000.
- [22] **H. DENNOUN**, " Contribution à l'étude des redresseurs à MLI à facteur de puissance unitaire", Mémoire de magister, Ecole Militaire poly technique (EMP), Alger, 2001.
- [23] **D.MIN, H.YOUM et H.KWON** « SVM-based hysteresis current controller for three phase PWM rectifier » .IEE, N° 2, vol 146, Mars 1999.
- [24] **L. HUA, L.HE, B.WANG** " The Research of Three Phase Voltage PWM Rectifier Based on Variable-Structure Control", IEEE International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA.2008),N-978-0-7695-3357-5/08 ,2008.
- [25] **A.BOUHALI** "Contribution des convertisseurs multi niveaux au raccordement de la production d'origine éolienne sur un réseau électrique " Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), Alger, 2007.
- [26] **N. IDIR**" Réduction des perturbations électromagnétiques dans un variateur de vitesse " Mémoire de Master Recherche , Université de sciences et technologies de Lille, 2009.
- [27] **P.RIOUAL, H. POULIQUEN, J-P. LOUIS**, " Control of a PWM rectifier in the unbalanced state by robust voltage regulation ",The European Power Electronics Association, , N°13-169,1993.
- [28] **A.Chebabhi, MK.Fellah, N.Rouabah, Dj.Khodja**, «Commande d'un filtre actif shunt par la technique de control directe de puissance basée sur le flux virtuel», faculté des Sciences de l'Ingénieur, département electrotechnique, université Djillali Liabes BP 98 Sidi Bel Abbes 22000 Algérie.
- [29] **A. BOUAFIA**, «TECHNIQUES DE COMMANDE PREDICTIVE ET FLOUE POUR LES SYSTEMES D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE: APPLICATION AUX

Références bibliographique

REDRESSEURS A MLI», thèse de doctorat en sciences, université Ferhat Abbas – Setif, 2010.

[30] **BENGANA.S**, «Stratégies de Contrôle Direct de Puissance d'un Redresseur PWM Triphasé», mémoire de master, Université KASDI – Ourgla, 2013

[31] **KEDDARI.B** et **KOT.Y**, «Modélisation et Simulation D'un Convertisseur AC/DC triphasé», mémoire de master, Université d'EL-Oued, 2014.

[32] **BOUCHAKOUR.S**, «Commande Direct de Puissance d'un Convertisseur AC/DC Triphasé sans Capteurs de Tension», mémoire de magister, école militaire polytechnique, 2005.

[33] **B. MANSOUR, S.BARKAT**, «Commande par Orientation de la Tension d'un Redresseur PWM Utilisant la Commande Non Linéaire Adaptative», le premier séminaire national sur le génie électrique appliqué aux énergies renouvelables, Chlef, 2010.

[34] **J. G. Norniella, J. M. Cano, G.A. Orcajo, C.H. Rojas, J. F. Pedrayes, M. F. Cabanas, M.G. Melero**, "Improving the dynamics of virtual-flux-based control of three-phase active rectifiers," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 1, pp. 177–187, January 2014.

[35] **J. A. Suul, A. Luna, P. Rodríguez, T. Undeland**, "Voltage-sensor-less synchronization to unbalanced grids by frequency-adaptive virtual flux estimation," IEEE transactions on industrial electronics, vol. 59, no. 7, pp. 2910–2923, July 2012.

[36] **M. Malinowski, G. Marques, M. Cichowlas, M. P. Kazmierkowski**, "New direct power control of three-phase PWM boost rectifiers under distorted and imbalanced line voltage conditions," In IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '03), pp. 438–443, June 2003.

[37] **A. Bouafia, J.-P. Gaubert, F. Krim**, "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," In 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-EPEMC 2008), Poznan, Poland, September 2008.

[38] **T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi**, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, May/June 1998.

Références bibliographique

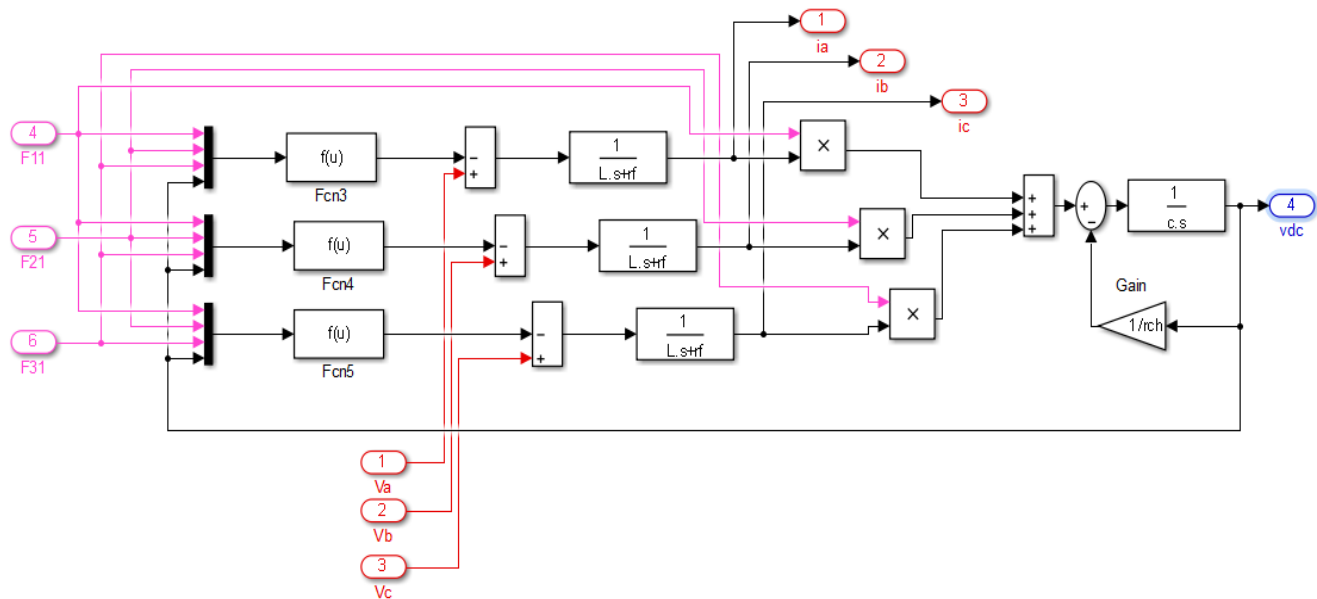
- [39] **M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G.D Marques**, "Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers", IEEE Trans. Ind. Appl., vol 37, 2001, pp. 1019–1027, July/Aug.
- [40] **M. Sc. Mariusz Malinowski**, " Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers ", Ph.D. Thesis warsaw university of technology faculty of electrical engineering institute of control and industrial electronics. Warsaw, Poland – 2001.
- [41] **A. Abdelli** – « Optimisation multicritère d’une chaine éolienne passive », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, 2007.
- [42] **H. Camblong** – « Minimisation de l’impact des perturbations d’origine éolienne dans la génération d’électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable », Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d’Arts et Métiers, Centre de Bordeaux, France, 2003.
- [43] **M. Oubidar**, S. Bendaoud. Machine Synchrone/Asynchrone, Projet de fin d’étude en ingénierie, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2010
- [44] **B. BOUKAIS**. Contribution A La Modélisation Des Systèmes Couples Machines Convertisseurs : Application Aux Machines A Aimants Permanents (BDCM-PMSM), Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2012
- [45] **H. Aid, W. Aina**. Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement Électrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents, Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2013
- [46] **M.D. Bidart**. Commande Coopérative Des Systèmes Monoconvertisseurs Multimachines Synchrones, Thèse de Doctorat, L’Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011
- [47] **Letellier P**, « Les machines à aimants permanents de grande puissance dans les systèmes de propulsion électrique » Revue REE N°9, oct 2000, pp 53-61.
- [48] **Théodore Wildi, Gilbert Sybille**, «Électrotechnique quatrième édition », Livre, Edition de Boeck, Canada, 2005
- [49] **Bollee B**, Elektrostatische Motoren, *Philips Technische Rundschau*, Vol. 30, n° 617, 1969, p. 175-191

Références bibliographique

[50] **F.POITIER**, "Etude et commande de la génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne", thèse de doctorat, Université de Nantes, 19 décembre 2003.

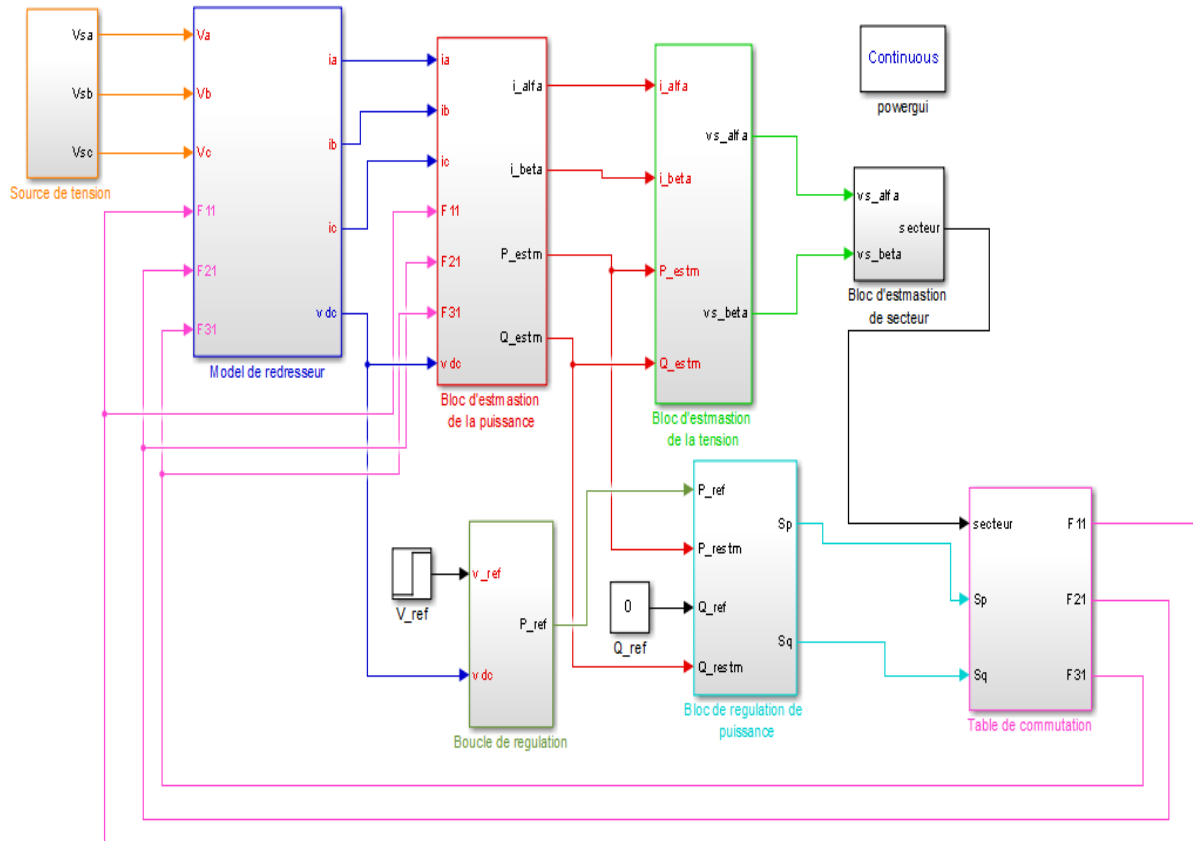
Annexe

❖ Modèle de simulation du redresseur à MLI



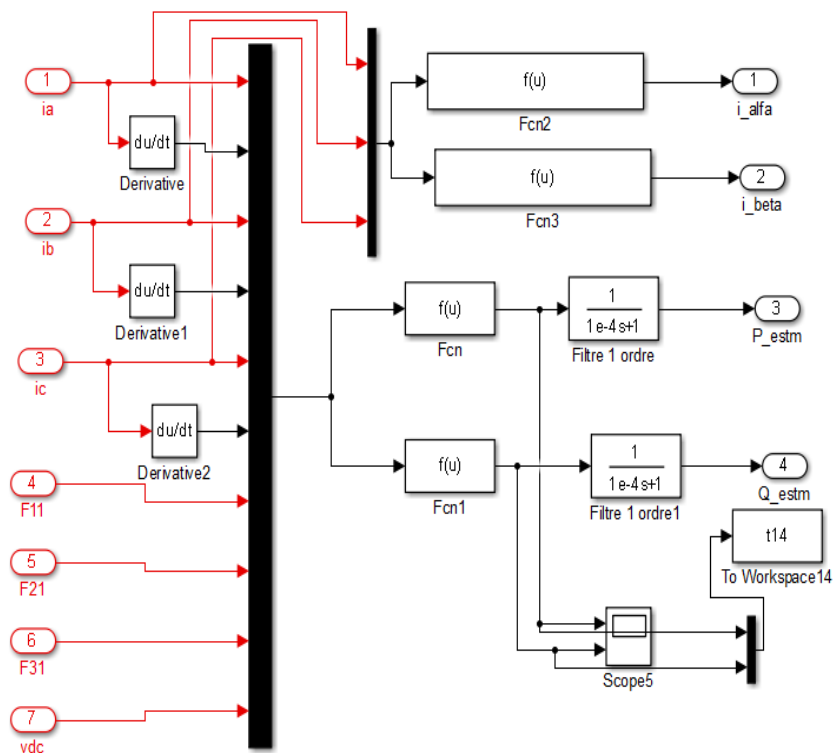
Modèle de simulation du redresseur à MLI dans les coordonnées triphasées

❖ Simulation de la DPC :



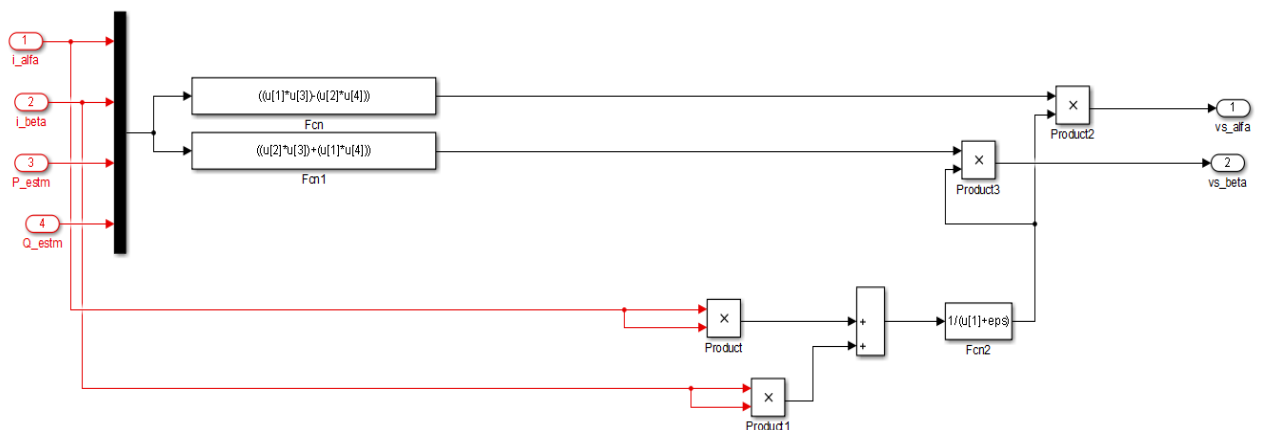
Modèle de simulation de la DPC

➤ **Simulation Bloc d'estimation de la puissance :**



Bloc d'estimation de la puissance

➤ Simulation bloc d'estimation de la tension



Bloc d'estimation de la tension

➤ La Fonction de secteur sur Matlab

```
function y=secteur(u)
if u(1)==0; u(1)=eps; end
teta = atan2(u(2),u(1));
sec = 1;
if teta<0
    teta = teta+2*pi;
end

if teta>= 11*pi/6 & teta< 0*pi/6
    sec = 1;
    %sc1 = [1 0 0];sc2 = [1 1 0];sc3 = [1 1 1];
elseif teta>= 0*pi/6 & teta< 1*pi/6
    sec = 2;
    %sc1 = [0 0 0];sc2 = [1 0 0];sc3 = [1 1 0];
elseif teta>= 1*pi/6 & teta<= 2*pi/6
    sec = 3;
    %sc1 = [0 0 0];sc2 = [0 1 0];sc3 = [1 1 0];
elseif teta>= 2*pi/6 & teta< 3*pi/6
    sec = 4;
    %sc1 = [0 1 0];sc2 = [1 1 0];sc3 = [1 1 1];
elseif teta>= 3*pi/6 & teta< 4*pi/6
    sec = 5;
    %sc1 = [0 1 0];sc2 = [0 1 1];sc3 = [1 1 1];
elseif teta>= 4*pi/6 & teta< 5*pi/6
    sec = 6;
    % sc1 = [0 0 0];sc2 = [0 1 0];sc3 = [0 1 1];
elseif teta>= 5*pi/6 & teta< 6*pi/6
    sec = 7;
    %sc1 = [0 0 0];sc2 = [0 0 1];sc3 = [0 1 1];
elseif teta>= 6*pi/6 & teta< 7*pi/6
    sec = 8;
    %sc1 = [0 0 1];sc2 = [0 1 1];sc3 = [1 1 1];
elseif teta>= 7*pi/6 & teta< 8*pi/6
    sec = 9;
    %sc1 = [0 0 1];sc2 = [1 0 1];sc3 = [1 1 1];
elseif teta>= 8*pi/6 & teta< 9*pi/6
    sec = 10;
    %sc1 = [0 0 0];sc2 = [0 0 1];sc3 = [1 0 1];
elseif teta>= 9*pi/6 & teta< 10*pi/6
    sec = 11;
    % sc1 = [0 0 0];sc2 = [1 0 0];sc3 = [1 0 1];
elseif teta>=10*pi/6 & teta< 11*pi/6
    sec = 12;
    %sc1 = [1 0 0];sc2 = [1 0 1];sc3 = [1 1 1];
end
tr=teta;
y=[sec tr];
```

➤ la fonction de table de commutation sur matlab

20/09/20 23:42 G:\dpc bien\tablessd.m

1 of 2

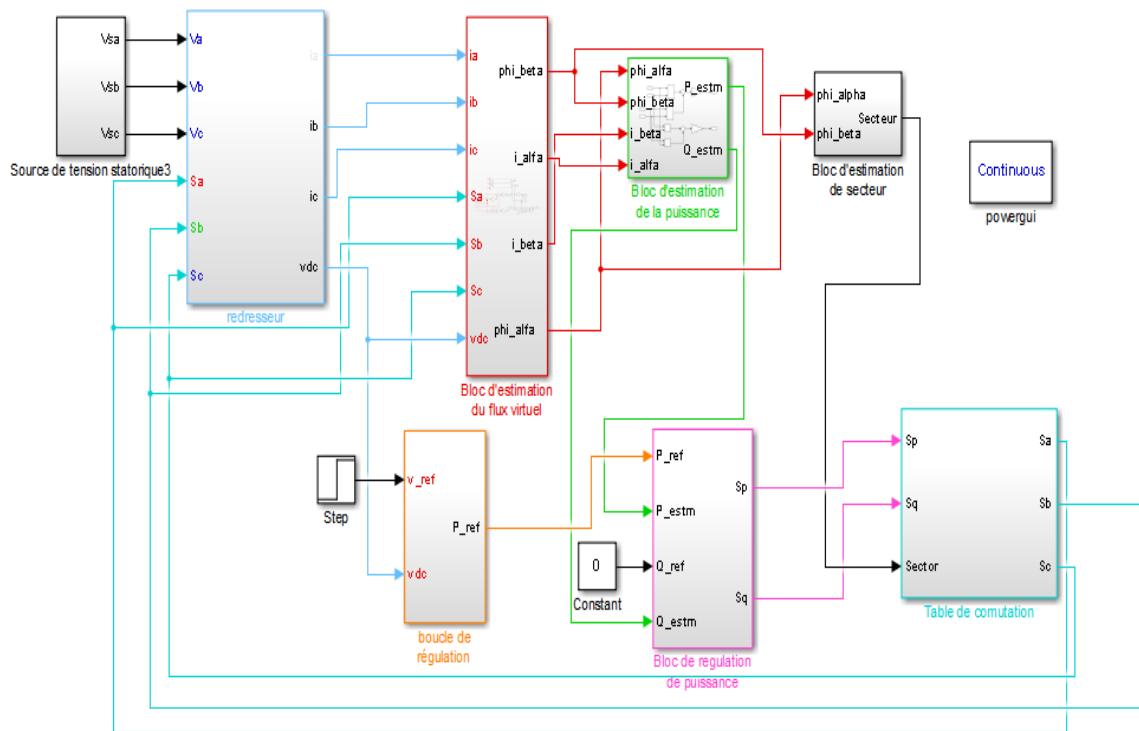
```
function y=table(u)
se=u(1);
sp=u(2);
sq=u(3);
if se==1
    if sp==1
        if sq==0;v = [1 0 1];else v = [1 1 0];end
    else
        if sq==0;v = [1 0 1];else v = [1 0 0];end
    end
end
if se==2
if sp==1
    if sq==0;v = [1 1 1];else v = [1 1 1];end
else
    if sq==0;v = [1 0 0];else v = [1 1 0];end
end
end
    if se==3
if sp==1
    if sq==0;v = [1 0 0];else v = [0 1 0];end
else
    if sq==0;v = [1 0 0];else v = [1 1 0];end
end
end
    if se==4
if sp==1
    if sq==0;v = [0 0 0];else v = [0 0 0];end
else
    if sq==0;v = [1 1 0];else v = [0 1 0];end
end
end
    if se==5
if sp==1
    if sq==0;v = [1 1 0];else v = [0 1 1];end
else
    if sq==0;v = [1 1 0];else v = [0 1 0];end
end
end
    if se==6
if sp==1
    if sq==0;v = [1 1 1];else v = [1 1 1];end
else
    if sq==0;v = [0 1 0];else v = [0 1 1];end
end
end
    if se==7
if sp==1
    if sq==0;v = [0 1 0];else v = [0 0 1];end
else
    if sq==0;v = [0 1 0];else v = [0 1 1];end
end
end
    if se==8
```

20/09/20 23:42 G:\dpc bien\tablessd.m

2 of 2

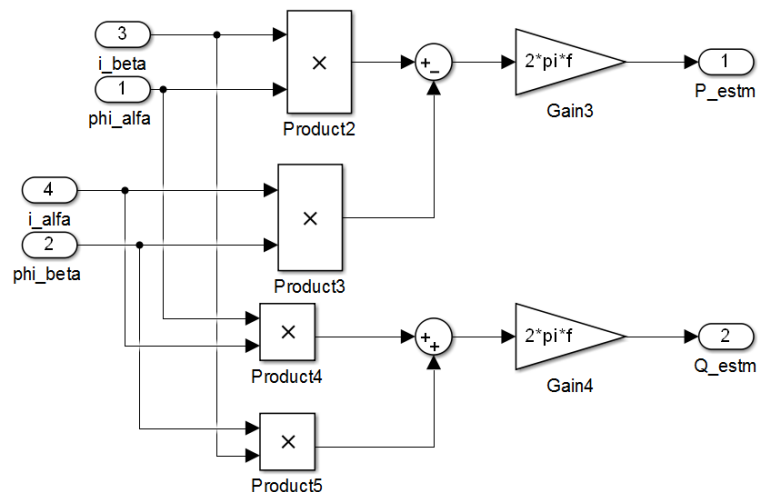
```
if sp==1
    if sq==0;v = [0 0 0];else v = [0 0 0];end
else
    if sq==0;v = [0 1 1];else v = [0 0 1];end
end
end
if se==9
if sp==1
    if sq==0;v = [0 1 1];else v = [1 0 1];end
else
    if sq==0;v = [0 1 1];else v = [0 0 1];end
end
end
    if se==10
if sp==1
    if sq==0;v = [1 1 1];else v = [1 1 1];end
else
    if sq==0;v = [0 0 1];else v = [1 0 1];end
end
end
        if se==11
if sp==1
    if sq==0;v = [0 0 1];else v = [1 0 0];end
else
    if sq==0;v = [0 0 1];else v = [1 0 1];end
end
end
            if se==12
if sp==1
    if sq==0;v = [0 0 0];else v = [0 0 0];end
else
    if sq==0;v = [1 0 1];else v = [1 0 0];end
end
end
        end
y=v;
```

❖ Simulation de la DPC-VF :



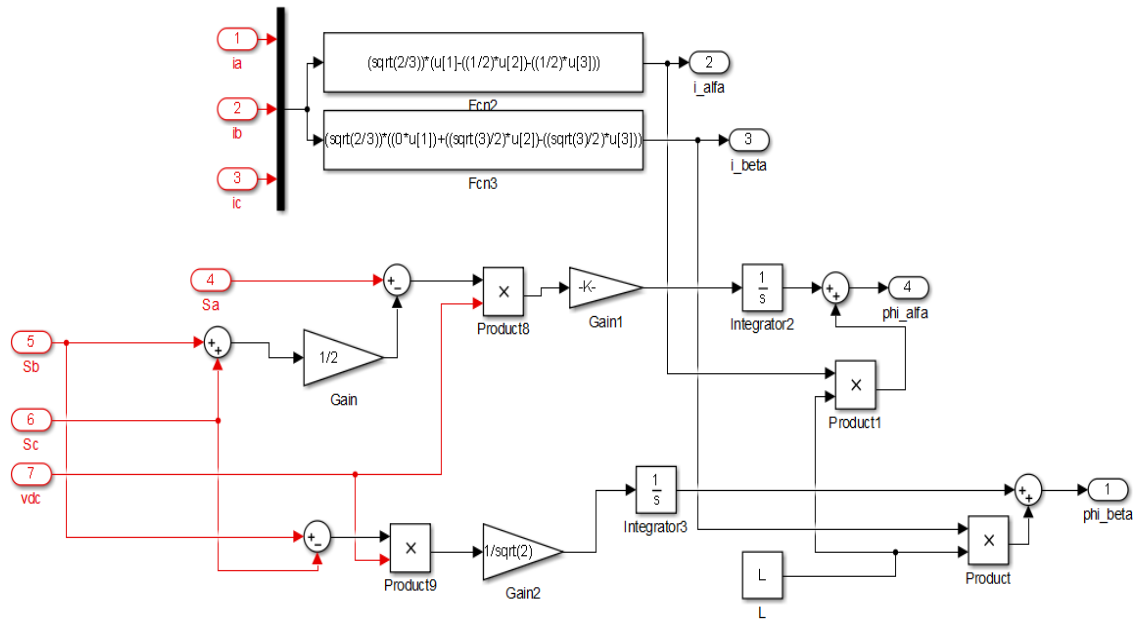
Modèle de simulation de la DPC-VF

➤ Simulation Bloc d'estimation de la puissance :



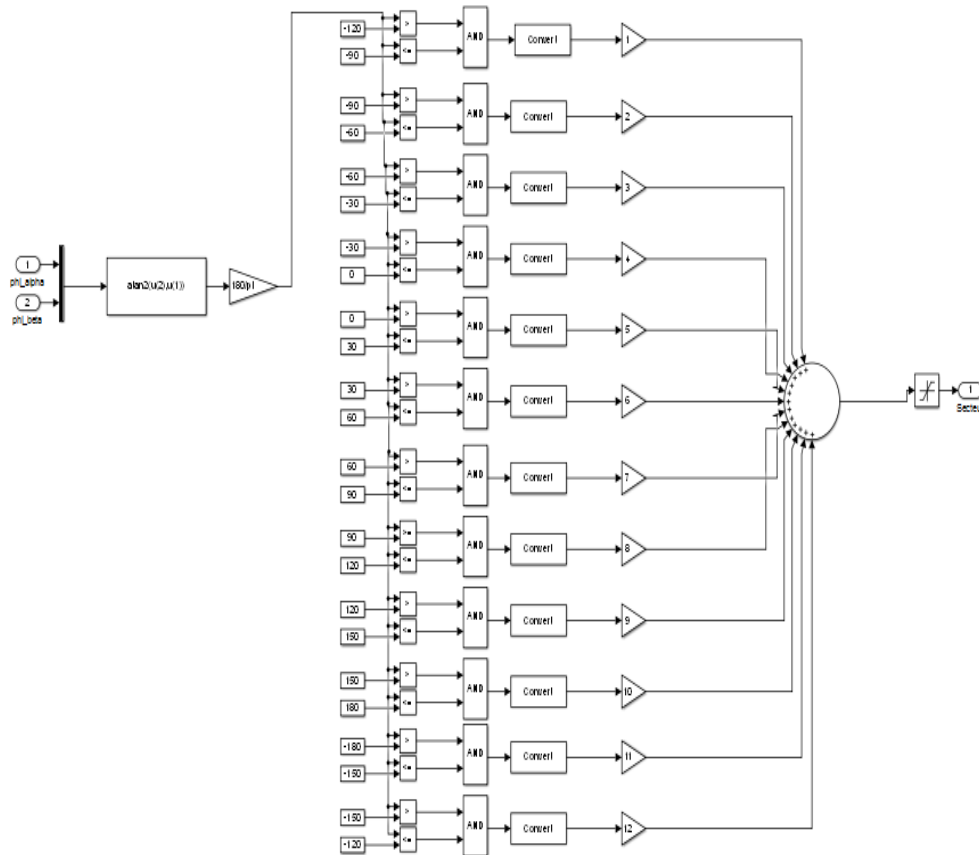
Bloc d'estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel

➤ Simulation Bloc d'estimation du flux virtuel:



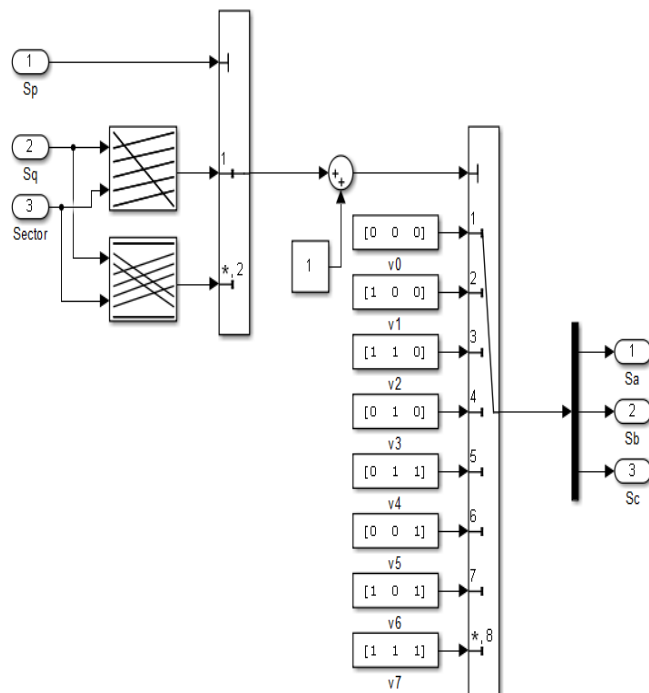
Estimation du flux virtuel

➤ Simulation Bloc d'estimation de secteur



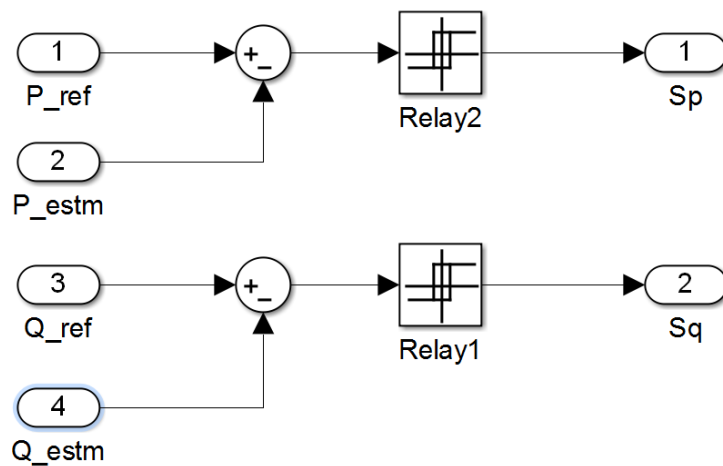
Bloc d'estimation de secteur

➤ Simulation Bloc d'estimation de Table de commutation



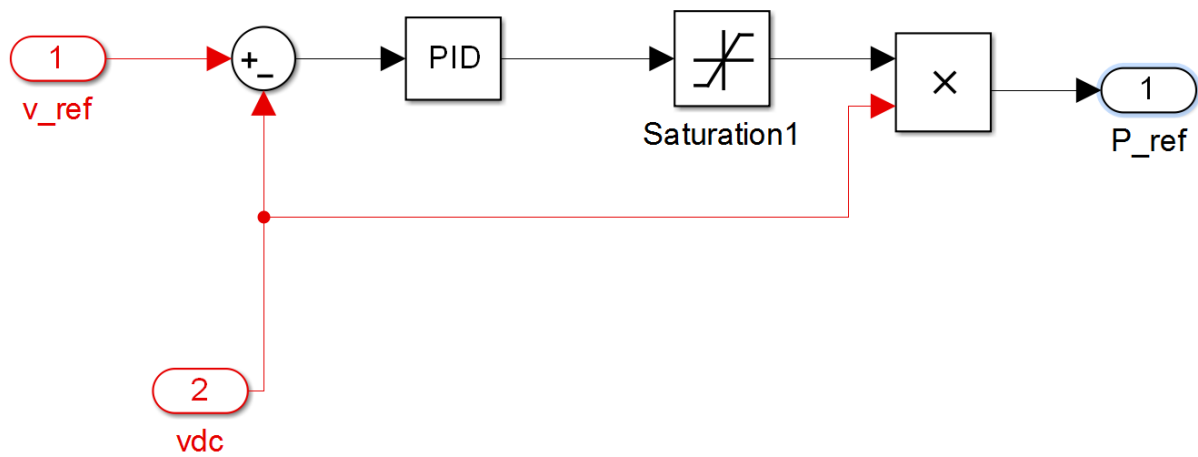
Bloc d'estimation de Table de commutation

➤ Simulation Bloc de régulation de puissance



Bloc de régulation de puissance

➤ Simulation de boucle de régulation



Boucle de régulation

Avec : $K_p = 1$ et $K_i = 0.25$, $K_d = 0$

Résumé

ملخص

تقدم هذه الرسالة التحكم الشعاعي لمحرك مغناطيسي دائم متزامن مزود بمحول يتكون من مقوم PWM ومموج. أولاً ، يتم التحكم في مقوم PWM بواسطة تقنية DPC من أجل تحسين عامل القدرة وتقليل THD. تعتبر تقنية التحكم DPC أقل قوة بالنسبة للتغيرات البارامترية. لعلاج هذه المشكلة ، اخترنا استبدال منظمات PI وتلك التي تعاني من التباطؤ بمنظم عصبي أكثر قوة. في الجزء الثاني ، لتحسين أداء التحكم الشعاعي للمحرك المتزامن ، نظرنا في تأثير التغيرات البارامترية على أداء سيطرتنا. مع وضع هذا في الاعتبار ، تم إجراء تحسين بواسطة الخوارزمية الجينية. أخيراً ، تم إدخال التحكم المنطقي الضبابي من أجل الحصول على تحكم قوي وفعال وموثوق.

الكلمات المفتاحية

المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم (MSAP) ، التحكم الشعاعي (FOC) ، التحكم المباشر في الاستطاعة (DPC) ، الخوارزمية الجينية (AG) ، الشبكات العصبية الاصطناعية (RNA) ، التحكم المنطقي الضبابي (FLC).

Abstract

This work presents the vector control of a permanent magnet synchronous motor supplied by a converter consisting of a PWM rectifier and a voltage inverter. Firstly, the PWM rectifier is controlled by the DPC technique in order to improve the power factor and reduce the THD. The DPC control is less robust to parametric variations. To remedy this problem, we opted to replace the PI regulators and those with hysteresis by more robust neural regulators. In the second part, to improve the performance of the vector control applied to the synchronous machine, we looked at the impact parametric variations on the performance of our control. With this in mind, an optimization by genetic algorithm was made. Finally, the fuzzy logic control was introduced in order to have a robust, efficient and reliable control.

Key words

Permanent Magnet Synchronous Machine (MSAP), Vector Control (FOC), Direct Power Control (DPC), Genetic Algorithm (AG), Artificial Neural Networks (RNA), Fuzzy Logic Control (FLC).

Résumé

Cette thèse présente la commande vectorielle d'un moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un convertisseur composé d'un redresseur MLI et d'un onduleur de tension. Dans un premier temps, le redresseur MLI est commandé par la technique DPC afin d'améliorer le facteur de puissance et de réduire le THD. La commande DPC est moins robuste vis-à-vis les variations paramétriques. Pour remédier à ce problème, nous avons opté au remplacement des régulateurs PI et ceux à hystérésis par des régulateurs neuronales plus robustes. En seconde partie, pour améliorer les performances de la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone, on est penché sur l'impact des variations paramétriques sur les performances de notre commande. Dans cette optique, une optimisation par algorithme génétique a été faite. Finalement, la commande par logique floue a été introduite afin d'avoir une commande robuste, performante et fiable.

Mots clés

Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), commande vectorielle (FOC), commande directe de puissance(DPC), algorithme génétique (AG), réseaux de neurones artificielle (RNA), commande par logique floue (FLC).