



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLICUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة عمّار تليجي بالأغواط
UNIVERSITE AMAR TELIDJI LAGHOUAT



كلية التكنولوجيا
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'Electrotechnique

Memoir de MASTER

Domain: Sciences et techniques

Filière : Génie Electrique

Option : Automatique et systèmes

Par :

**TADJ Mohamed Riad
&
MERDACI Chouaib**

THEME

Conception d'un régulateur de Vitesse intelligent d'un moteur asynchrone monophasé

Soutenu publiquement devant le jury composé de :

Mr. DJEKIDEL Rabah

Mr. HADJADJ Marouane

Mr. AMEUR Aissa

M.C.A

M.C.A

PROF

Président

Examineur

Encadreur

Année académique 2019/2020

Résumé

نعرض في هذه المذكرة:

نمذجة المحرك غير المتزامن وتغذيته الخاصة به المكونة من مقوم أحادي الطور ثنائي الموجة مزود بصمامات ثنائية بتوتر منخفض ومرشح وموج للجهد أحادي الطور.
التحكم الشعاعي غير المباشر وتطبيقه على المحرك غير المتزامن المستخدم لمنظم كالسيكي لتحقيق هذا الأمر.
تصميم معدل بتقنية المنطق الغامض و الشبكة عصبونية السرعة للمحرك غير المتزامن و المتحكم فيه بتقنية التحكم الشعاعي الغير مباشر.

Dans ce mémoire sont présentés :

Une modélisation du Moteur Asynchrone monophasé (MAS) et de son alimentation constituée d'un redresseur monophasé double alternance à diodes, d'un filtre de tension et d'un onduleur de tension monophasé .

Une présentation de la commande vectorielle indirecte et son application à la (MAS) munie d'un régulateur classique pour réaliser cette commande.

Une conception d'un contrôleur à base de la logique floue pour réguler de la vitesse de rotation du (MAS) commandé par FOC.

In this thesis are presented:

A modeling of the induction Motor and his supply which is made by a single-phase double-way uncontrolled rectifier, a voltage filter and a single phase voltage source inverter.

In indirect vector control and its application to the (MAS) we used a classical regulator

To achieve this control.

A design of a fuzzy logic and neuronal network controller to regulate the speed rotor of an induction Motor by IFOC.

Remerciement

Nous remercions Allah le tout puissant qui nous a donné le courage et la volonté de réaliser ce modeste travail

A nos chers Papa ; M'hamed MERDACI et Ali TADJ (Allah yarhamhoum)

Vous avez été des hommes modestes, simples, généreux, omniprésents, humbles, très honnêtes et très sincères l'admiration que nous avons pour vous est sans limite. L'amour que tu vous avez porté à vos enfants, la dignité, l'éducation et le sens de l'honneur nous servent de modèle. Ce travail est votre. Que Dieu vous accueille dans son vaste paradis.

A nos douces et merveilleuses mamans

Vous qui représentez pour nous la source de tendresse et l'exemple de dévouement qui n'a pas cessé de nous encourager. Vous avez fait plus qu'une mère puisse faire pour que ses enfants suivent le bon chemin dans leur vie et leurs études. A celles qui nous ont tout donné sans compter, aucun hommage ne saurait transmettre à sa juste valeur ; l'amour, le dévouement et le respect que nous portons pour vous. Nous implorons Allah qu'il vous procure santé, vous protège et vous accorde longue vie.

A notre Encadreur Mr Ameer Aissa

Nous avons eu la chance et le privilège de travailler sous votre direction, de profiter de votre expérience, vos compétences professionnelles incontestables ainsi que vos qualités humaines qui vous valent l'admiration et le respect. Nous vous remercions pour votre disponibilité et votre temps.

Trouvez ici le témoignage de notre reconnaissance et de notre profond respect.

A nos chères familles et ami(e)

En souvenir des moments merveilleux que nous avons passés et aux liens solides qui nous unissent.

Un grand merci pour votre soutien, vos encouragements, votre aide.

Nous avons trouvé en vous le refuge de nos chagrins et nos secrets. Avec toute notre affection et estime, nous vous souhaitons beaucoup de réussite et de bonheur, autant dans votre vie professionnelle que privée.

Nous prions Dieu pour que notre amitié et fraternité soient éternelles.

A nos frère et sœurs

Nous vous dédions ce travail en témoignage de notre amour et notre attachement. Puisse nos fraternels liens se pérenniser et consolider encore. Nous ne pourrions en aucune manière exprimer notre profonde affection et notre immense gratitude pour tous les sacrifices consentis, votre aide et votre générosité extrêmes ont été pour nous une source de courage, de confiance et de patience.

Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail a
A mes très chers parents Mes sœurs et Mes frère
A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours
universitaire,
A mon binôme avec qui j'ai partagé amitié et travail
A tous mes collègues et amis
A mes amis et mes collègues de l'université de Laghouat
Je leur exprime ma profonde sympathie et leur souhaite beaucoup de
chance pour leurs travaux*

Sommaire

Résumé	I
Remerciement	II
Dédicace.....	IV
Sommaire	IV
List des figures	IX
Liste des tableaux	XII
Notation	XII
Abréviation	XVII
Introduction Générale.....	1
Chapitre 1 : Moteur asynchrone monophasé	4
I Introduction.....	4
II Modélisation moteur asynchrone monophasé.....	4
II-1 Description de la machine asynchrone monophasée	4
II-1-1 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire résistif (MAMR).....	6
II-1-2 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec Condensateur de démarrage (MAMCD)	7
II-1-3 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent (MAMCDP)	7
II-2 Partie électrique.....	8
II-2-1 Théorie du double champ tournant.....	9
II-2-1-1 Principe de fonctionnement.....	9
II-2-1-2 Equations des courants et couple.....	12
II-2-2 Changement de référentiel.....	14
II-2-2-1 Equation dans le référentiel fixe	14
II-2-2-2 Équations exprimées dans le référentiel stationnaire	15
II-3 Partie mécanique.....	19
III- l'association moteur asynchrone -onduleur de tension	21
III-1 Redressement sur circuits monophasés	22
III-2 filtre	24
III-3 Les onduleurs	24

II-3-1 Type de les onduleurs :	25
II-3-1-1 Onduleurs non autonome	25
II-3-1-2 Onduleur autonome	25
IV Conclusion	26
Chapitre 2 : La commande Vectorielle Appliquée Au Moteur Asynchrone monophasé	28
I Introduction	28
II Généralités sur la commande la MASM	28
II-3 Principe de la commande vectorielle de la MASM	29
II-3-1 Choix du type d'orientation de flux	30
II-3-2 Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique	31
II-3-2-1 Control direct de flux	31
II-3-2-2 Contrôle indirect du flux	31
II-3-3 Description du système global de la commande vectorielle	31
II-3-4 Découplage par compensation	35
II-4 REGULATEUR	37
II-4-1 Conception des régulateurs	37
II-4-2 Action proportionnelle	37
II-4-3 Action intégrale	37
II-4-4 Caractéristiques des régulateurs	37
II-5 Calcul des régulateurs	38
II-5-1 Le régulateur de flux (reg d)	38
II-5-2 Le régulateur du couple (reg q)	39
II-5-2 Le régulateur de vitesse (reg)	40
III RESULTATS DE SIMULATION	41
Figure II.12 : Les performances de la commande vectorielle démarrage à vide	41
III Conclusion	42
Chapitre 3 Conception d'un régulateur intelligent	43
Introduction	43
II Régulateur floue	43
II-1 Domaine d'application	43
II-2 Structure générale d'un système flou	44
II-2-1 différentes formes des fonctions d'appartenance	44
II-2-2 intervalles d'inférence	46
II-2-3 variable linguistique	47

II- 2-4 Opérateurs de la logique floue.....	48
II-4 Conception d'un contrôleur flou pour le réglage de la vitesse	49
II-4-1 Le choix des variables d'entrées et de sorties.....	49
II-4-2 Normalisation des variables d'entrée et de sortie.....	49
II-4-3 Interface de fuzzification	49
II-4-4 Inférence	50
II-4-5 Traitement numérique de l'inférence	50
II-5-6 Défuzzification	51
III Neurone formel.....	52
III-1 La fonction d'activation (transfert).....	53
III-2 Définition des réseaux de neurones artificiels (RNA).....	54
III-3 Apprentissage	54
III-3-1 Apprentissage supervisé	54
III-3-2 Apprentissage non supervisé.....	54
III-4 La rétropropagation	54
III-5 Commande prédictive neuronal du convertisseur Buck DC/DC	55
IV Simulation et Résultats	58
IV-1 Circuit proposé	58
IV-2-1 Bloc de Moteur	58
IV-2-2 Bloc de l'association moteur asynchrone -onduleur de tension	59
IV-2-3 Bloc de régulation.....	59
IV-2 résultats de simulation	63
V Conclusion	58
Conclusion Générale	72
Bibliographies	72

List des figures

Chapitre 1 : Moteur asynchrone monophasée

Figure I.1 : Disposition des enroulements dans la machine asynchrone monophasée	5
Figure I.2 : Couples direct, inverse et résultant de la MAM	5
Figure I.3 : Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire résistif.....	6
Figure I.4 : Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage.....	7
Figure I.5 : Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent.....	8
Figure I.6 : Décomposition du champ magnétique de l'E.P.....	9
Figure I.7 : Modèle de la machine monophasée sans EA en utilisant la TDC.....	10
Figure I.8 : Schéma équivalent de la MAM alimentée par l'E.P. en utilisant la TDCT.....	10
Figure I.9 Modèle de la machine monophasée avec enroulement auxiliaire en utilisant la TDCT.....	12
Figure I.10 : Machine asynchrone monophasée à 2 pôles.....	14
Figure I.11 : Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents.....	16
Figure I.12: Représentation de structure l'association moteur asynchrone -onduleur de tension.....	22
Figure I.13 : Schéma globale d'un pont de redressement monophasé.....	22
Figure I.14 : Schéma d'un pont monophasé tous diodes.....	23
Figure I.15: Filtre RLC passe-bas.....	24
Figure I.16 : symbole et le signale entrée-sortie de tension de l'onduleur	24

Chapitre 2 : La commande Vectorielle Appliquée Au Moteur Asynchrone monophasé

Figure II.1 : Ensemble Commande-Onduleur-Machine.....	30
Figure II.2 : diagramme de phase de la MASM dans une référentielle liée au champ tournant.....	31
Figure II.3 : Structure de commande de la MASM.....	33
Figure II.4 : Commande rapprochée.....	34
Figure II.5 : schéma bloc de la commande FOC de la MASM commandé en tension.....	35
Figure II.6 : bloc de dé fluxage.....	35
Figure II.7 : schéma bloc de la compensation.....	37
Figure II.8 : Représentation de la commande par PI.....	38
Figure II.9 : Régulateur de flux.....	39
Figure II.10 : Régulateur de couple.....	41
Figure II.11 : Régulateur de vitesse.....	41
Figure II.12 : Les performances de la commande vectorielle démarrage à vide.....	42

Chapitre 3 Conception d'un régulateur intelligent

Figure III.1 : schéma générale d'un bloc fonctionnel flou.....	44
Figure III.2 : Différentes formes de la fonction d'appartenance.....	46
Figure III.3 : Représentation des variables linguistiques.....	48
Figure III.4 : Description des fonctions d'appartenance.....	50
Figure III.5 : représentation du neurone artificiel.....	53
Figure III.6 : Machine asynchrone monophasée - Contrôle vectoriel du convertisseur de fréquence.....	58
Figure III.7 : MAS monophasé enroulement auxiliaire et principale.....	58

Figure III.8 : structure de variateur de fréquence.....	59
Figure III.9 : représente Block de régulation	60
Figure III.10 : Discret PID contrôle.....	61
Figure III.11 : Structure de la commande Floue (subsystem)	61
Figure III.12 : représente neural contrôle.....	62
Figure III.13 : Structure de commande de la MASM.....	63
Figure III.14 : représente le changement de la vitesse(tr/min) en fonctionne temp (s) avec PID.....	63
FigureIII.15 : représente le changement de la vitesse(tr/min) en fonction de temp (s) avec Floue.....	64
Figure III.16 : représente le changement de couple (N.m) en fonction de temp(s) avec PID.....	64
Figure III.17 : représente le changement de couple (N.m) en fonction de temp(s) avec Floue.....	65
Figure III.18 : représente le changement de la vitesse(tr/min) en fonctionne temp (s) avec neurone	65
Figure III.19 : représente le changement de couple (N.m) en fonction de temp(s) avec neurone.....	66
Figure III.20 : représente a fenêtre de formation.....	67
Figure III.21 : représente le changement de erreur en fonction de les itération.....	68
Figure III.22 : Représente régression linéaire.....	68

Liste des tableaux

Chapitre 1 : Moteur asynchrone monophas

Tab I.1 : Relations entre les grandeurs nominales, de base et relative..... 21

Chapitre 3 Conception d'un régulateur intelligent

Tab III.1 : Symbole de cinq intervalles ou sous-ensembles flous.....47

Tab III.2 : Matrice d'inférence de 7 ensembles flous.....51

Tab III.3 : Matrice d'inférence de 7 ensembles flous.....52

Tab III.4 : Matrice d'inférence de 3 ensembles floue.....52

Notations

a, b = Grandeurs de phase a, b (référentiel fixe)

d, q = Grandeurs statorique d'axe d ou q (référentiel dq)

s = Grandeur enroulement principal ou glissement ou synchrone

S = Grandeur enroulement auxiliaire

m = Grandeur mécanique ou mutuelle

e = Grandeur électrique

n = Grandeur nominale

l = Grandeur de fuite

st = Grandeur de démarrage

ru = Grandeur permanente

f = Grandeur directe

b = Grandeur inverse ou de base

r = Grandeur du rotor

I = Grandeur imaginaire

R = Grandeur réelle

$*$ = Grandeur de référence

$'$ = Grandeur ramenée au stator

Max ou m = Maximum ou moyen

V ou v = Tension, V (mêmes indices que courant électrique)

λ = Flux magnétique, Vs (mêmes indices que courant électrique)

R = résistance, Ω (mêmes indices que courant électrique)

z = Impédance, Ω (mêmes indices que courant électrique)

X = Réactance, Ω (mêmes indices que courant électrique)

Y = Admittance, Ω^{-1}

S = Puissance apparente, VA

P = Puissance active, W

N = Rapport de nombre de spires de l' enroulement auxiliaire sur le nombre de spires de l'enroulement principal ou vitesse angulaire, tr/mn

C = Capacité, farad (mêmes indices que courant électrique)

L = Inductance, H (mêmes indices que courant électrique)

θ, δ = Angle, rad (mêmes indices que courant électrique)

ω = Vitesse angulaire, rad/s (mêmes indices que courant électrique)

ϕ = Phase, rad

T_e = Couple électromagnétique, $N.m$

T_r = Couple résistant, $N.m$

T_{ond} = Amplitude des ondulations du couple, $N.m$

J = Inertie totale, $kg.m^2$

H = Constante d'inertie, s

P = Nombre de paires de pôles ou nombre d'impulsion par alternance

F = Coefficient de frottement visqueux, $N.m.s$

A = Matrice de transformation des repères

D_n = Diode

n = nombre de diode

σ = coefficient de dispersion

K = coefficient

Cem = couple électromagnétique de référence

K_p = Paramètre de l'action proportionnelle

K_i = Paramètre de l'action intégrale

K_d = Paramètre de l'action dérivé

$\varepsilon(t)$ = L'erreur statique

P_1, \dots, R = entrées.

$W_{1,1, \dots, R}$ = poids sur les entrées.

b = biais; (déplacement horizon. def).

n = net: niveau d'activation.

f = fonction de transfert.

a = **out**: sortie du neurone

y_{RN} = est la prédiction d'un pas en avant de sortie.

f_{RN} = est la fonction du réseau.

n_a, n_b, n_k = sont respectivement les ordres du système et le retard.

N = nombre de neurones dans la couche cachée.

σ_j = fonction d'activation du j-ème neurone de la couche cachée.

W_j^u = vecteur poids pour le j-ème neurone par rapport aux entrées stockées dans U ($k-d-1$).

W_j^y = vecteur poids pour le j-ème neurone par rapport aux entrées stockées dans Y ($k-1$).

b_j = biais pour le j-ème neurone de la couche cachée.

w_j = poids pour la couche de sortie correspondant au j-ème neurone de la couche de Sortie.

Abréviation

IREQ = Institut de recherche d'Hydro Québec.

EP = Enroulement principale.

EA = Enroulement auxiliaire

MAM = Machine asynchrone monophasée .

MAMR = Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire résistif.

MAMCD = Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage.

MAMCDP = Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent.

MCC = Moteur Courant Continu .

TDCT = Théorie du double champ tournant

MLI = Modulation de largeur d'impulsion.

FP = Facteur de puissance.

PID = Proportionnel, dérivée et intégrale.

RNA = réseau neurone artificielle .

FOC = Commande à Flux Orienté.

FLC = floue logic controller

RLF = Régulateur à Logique Floue.

BFF = Bloc fonctionnel flou.

F.é.m = force électromagnétique .

MLI = modulation de largeur d'impulsion.

Introduction Générale

Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place très importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électrique. Ces machines ont remplacé les machines à courant continu, grâce à leur simplicité de construction. Les machines asynchrones sont utilisées beaucoup plus en moteur, et les machine asynchrones en générateur. Cependant durant ces dernières années, les recherches dans le domaine des énergies renouvelables ont conduit à l'introduction des machines asynchrones comme générateur, pour leur avantage nomment en ce qui concerne l'absence du collecteur mécanique.

Mais, malheureusement, cette machine présente un inconvénient majeur : Sa structure dynamique est fortement non linéaire et les variables internes de la machine, tels que le flux et le couple, sont fortement couplés. Ce qui la rend difficile à commander.

Dans ce contexte, plusieurs recherches ont été entreprises. Finalement, une commande dite commande à flux orienté ou commande vectorielle a pu rendre le comportement de la machine asynchrone assimilable à celui de la machine à courant continu. On a obtenu ainsi un variateur de vitesse robuste, de faible coût et facile à commander.

Face à la diversité des systèmes et en réponse aux exigences de leurs opérateurs, le premier type de commande auquel on a fait appel fut la régulation classique. Ces régulateurs ; autant qu'ils ont l'avantage d'être efficaces et simples à déterminer ; autant qu'ils nécessitent une modélisation parfaite du système. Or ce n'est pas toujours facile d'avoir une parfaite modélisation. La plupart des systèmes sont non linéaires et possèdent des paramètres variables dans le temps. Une erreur entre les paramètres réels de la machine et les paramètres utilisés pour la détermination de ces régulateurs, qu'elle soit due à la modélisation ou à une mauvaise identification, provoque une détérioration des performances de réglage.

Dans ce contexte, les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue et neurone formel, pourront être utilisées à bon escient pour leur qualités à trouver certains problèmes liées aussi bien aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle du système à commander. Pour résoudre les problèmes causée par le contrôleur PI (proportionnel intégral) conventionnel, un contrôleur flou (en anglais Fuzzy Logic Controller, ou FLC), i.e. un PI-flou et un contrôleur RNA, est candidat potentielle qui a l'aptitude d'améliorer les performances dynamiques (en poursuite) et statiques (en rejection) d'un contrôle bouclé et cela indépendamment de la connaissance du modèle du système à

commander. Ceci pourrait donner un a priori favorable pour le FLC, notamment pour l'amélioration de la robustesse d'une commande contre les erreurs de modélisations et les dérives paramétriques, souvent inévitables. En effet, la difficulté ou la complexité de la commande ou de l'estimation sera surmonté par l'usage des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir-faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique du système à commander. Ainsi, il est plus question de connaître le système à commander mais plutôt de connaître son comportement ou son évolution suite à des sollicitations particulières, ce qui est en fait le particularisme de la logique floue.

Notre mémoire est composé de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous dressons une étude de la machine asynchrone,. Nous présenterons le modèle mathématique de la machine asynchrone permettant l'étude que fera l'objet d'une étude de modélisation de la machine asynchrone Les simulations seront présentées avec interprétation tirant une conclusion.

Le deuxième chapitre La commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, pour but de présenter les aspects théoriques de PI et ses applications dans les systèmes de commande. On va aussi construire un régulateur de vitesse à base de PI.

Le troisième chapitre est consacrée à l'étude conception et performances des régulateurs logique floue et réseau de neurone RNA seront montrées par des résultats de simulation.

Chapitre 1 : Moteur asynchrone monophasé

Chapitre 1 : Moteur asynchrone monophasé

I Introduction

Le moteur asynchrone monophasé est un moteur électrique à induction ayant une seule phase au stator, destiné pour les fonctionnements généralement domestiques de faible puissance.

Ce type de moteur est constitué le plus souvent de deux enroulements, un principal (main Winding) et un auxiliaire (auxiliaire Winding).

Dans le domaine de l'électronique de puissance il y a un dispositif important. Il est le constituant principal de la plupart des variateurs de vitesse des machines à courant alternatif, il s'appelle variateur de fréquence.

Dans ce chapitre nous présentons le principe de fonctionnement et la modélisation MAS monophasé, et le type de régulateurs de vitesse de la M.A.S et du principe fonctionnement d'association moteur asynchrone monophasés (variateurs de fréquence) et leur différents parties (redresseur, filtre et onduleur).

II Modélisation moteur asynchrone monophasé

II-1 Description de la machine asynchrone monophasée

La machine asynchrone monophasée est composée d'un stator muni d'un bobinage à p paires de pôles et d'un rotor à cage d'écureuil. L'enroulement du stator est raccordé à une alimentation monophasée. Le champ magnétique crée oscille entre deux positions électriques à 180 degrés l'une de l'autre au lieu de tourner dans le stator comme le champ magnétique de la machine asynchrone triphasée (Voir Figure I.1). Ce champ magnétique est appelé champ pulsé. Il est équivalent à deux champs tournants en sens inverse. Tous les conducteurs sont soumis à l'action de deux forces électromagnétiques égales et de sens contraire. Le couple résultant engendré par ces forces sur l'arbre de la machine est nul comme le montre la figure I.2. La machine ne peut donc pas démarrer [1].

Si la machine est mise en rotation par un moyen mécanique extérieur, le rotor produit un couple qui fait accélérer la machine dans le sens initial de sa rotation. Mais le fait qu'elle ne démarre pas toute seule constitue un inconvénient majeur. Afin de remédier à cela, un

enroulement auxiliaire (EA) est ajouté à la machine. Cet enroulement est décalé de 90 degrés dans l'espace et possède le même nombre de pôles que l'enroulement principal.

Il en résulte la création de deux flux. Afin de produire un champ magnétique tournant, il faut que les deux flux soient déphasés l'un par rapport à l'autre. Le déphasage entre les courants des phases principale et auxiliaire est produit par variation de la résistance, et le nombre de spires ou par insertion des condensateurs en série avec l'enroulement auxiliaire.

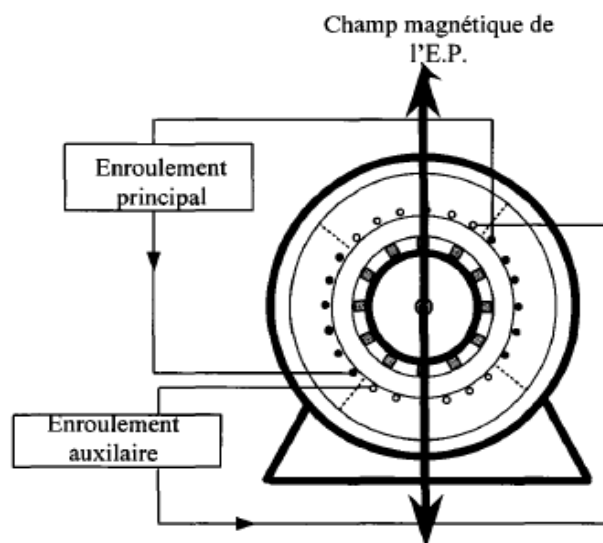


Figure I.1 : Disposition des enroulements dans la machine asynchrone monophasée

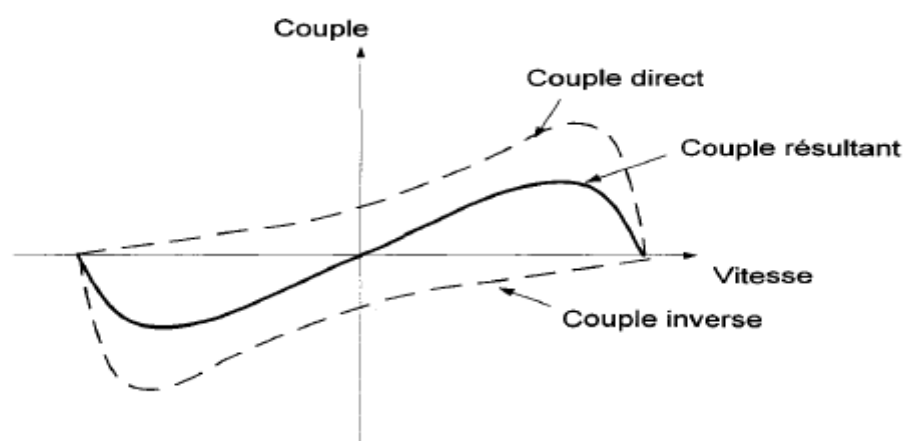


Figure I.2 : Couples direct, inverse et résultant de la MAM

Les machines asynchrones monophasées se classifient en trois catégories selon le type de l'enroulement auxiliaire. Nous distinguons ainsi les machines à enroulement auxiliaire :

- Résistif.
- Avec condensateur de démarrage.
- Avec condensateur de démarrage et condensateur permanent.

II-1-1 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire résistif (MAMR)

L'enroulement auxiliaire est bobiné avec un fil de diamètre plus petit que celui utilisé pour l'enroulement principal. La résistance de l'enroulement auxiliaire est ainsi élevée et sa réactance est faible alors que l'enroulement principal possède une faible résistance et une réactance élevée. Le déphasage entre les courants est dû à la différence des impédances. Le champ tournant prend une forme elliptique et le couple de démarrage est relativement faible.

Étant donné que la résistance de l'enroulement auxiliaire est élevée, il ne peut pas rester en permanence en circuit sans surchauffer et se détruire. Cet enroulement est mis hors service au moyen d'un interrupteur centrifuge lorsque la vitesse de la machine atteint une valeur assez grande. (Voir Figure I.3).

L'interrupteur centrifuge est la source de la majorité des pannes de la machine asynchrone monophasée. Si le moteur entraîne une charge lourde et l'interrupteur ne s'ouvre pas au moment opportun, l'enroulement auxiliaire finit par s'endommager. La protection de la machine par un relais thermique s'avère nécessaire.

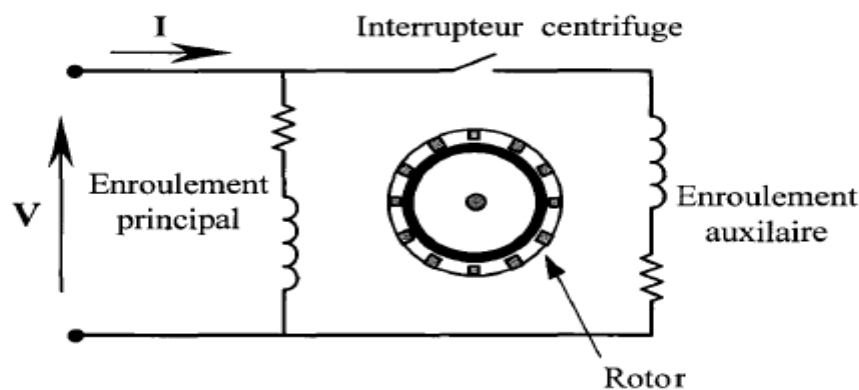


Figure I.3 : Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire résistif

II-1-2 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec Condensateur de démarrage (MAMCD)

Un condensateur est placé en série avec l'enroulement auxiliaire comme illustré sur la Figure I.4. C'est un condensateur électrolytique de forte capacité pour augmenter le couple de démarrage. Il est mis en service pendant t le démarrage. Le condensateur et l'enroulement auxiliaire sont mis hors circuit lorsque la machine atteint une vitesse assez grande, souvent 75% de la vitesse synchrone. Cette configuration possède les mêmes performances en régime permanent que la MAMR.

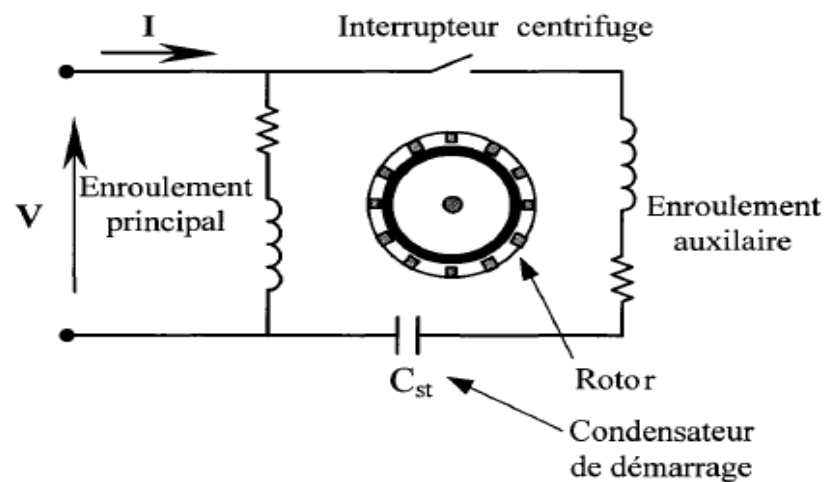


Figure I.4 : Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage.

II-1-3 Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent (MAMCDP)

La machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de Démarrage et condensateur permanent (MAMCDP) comporte deux condensateurs comme le montre la figure I.5. Le premier sert à assurer un meilleur couple de démarrage, il est identique à celui de la MAMCD et le deuxième est un condensateur permanent qui demeure en permanence branché en série avec l'enroulement auxiliaire. Ce dernier est un condensateur à huile et de petite capacité. Il est dimensionné pour obtenir une distribution du champ

magnétique dans l'entrefer de la machine de forme circulaire en régime nominal. Son rôle principal est d'atténuer les ondulations du couple électromagnétique et par la suite réduire les vibrations sur l'arbre du moteur. La MAMCDP possède un meilleur rendement et un meilleur facteur de puissance en comparaison avec la MAMCD et la MAMR.

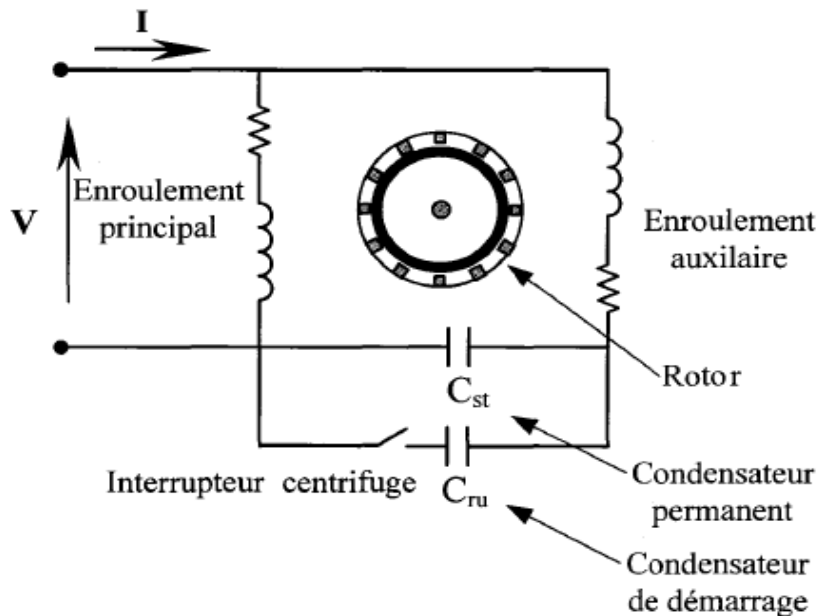


Figure I.5 : Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur de démarrage et condensateur permanent

II-2 Partie électrique

Cette section décrit la modélisation de la machine asynchrone monophasée en utilisant la théorie du double champ tournant (TDCT) et le changement de référentiel. Il s'agit d'établir les équations différentielles de la dynamique électrique de la machine et d'exprimer ces équations dans un référentiel stationnaire pour aboutir à une représentation d'état. Nous modélisons aussi l'ouverture de l'interrupteur centrifuge. Nous examinons également la TDCT, qui est un outil efficace pour l'analyse des performances de la machine en régime permanent. La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- Bobinage à distribution sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé.
- Entrefer uniforme.
- Pertes dans le fer négligées.

1I-2-1 Théorie du double champ tournant

1I-2-1-1 Principe de fonctionnement

L'alimentation de l'enroulement principal d'une machine asynchrone monophasée par une tension sinusoïdale provoque la création d'un champ magnétique pulsé dans l'entrefer. Ce champ s'écrit sous la forme

$$B = B_m \cos(\omega t) \quad (I.1)$$

En utilisant le théorème d'Euler :

$$B = \frac{B_m}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \quad (I.2)$$

D'après (I.2), le champ pulsé peut être décomposé en deux champs d'amplitude égale à la moitié de celle du champ pulsé comme le montre la figure I. 6. L'un tourne dans le sens direct et l'autre dans le sens inverse à la même vitesse. Chacun des champs réagit de façon similaire à un moteur triphasé.

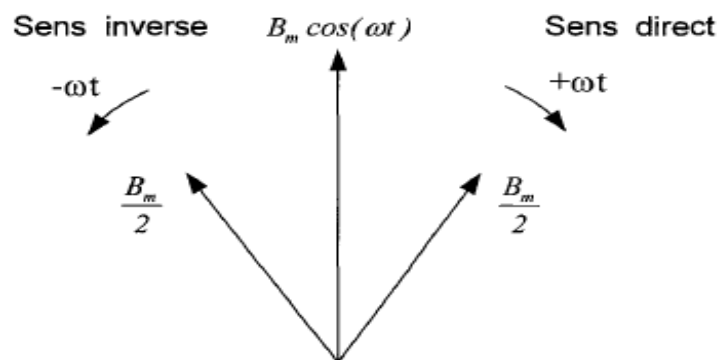


Figure I.6 : Décomposition du champ magnétique de l'E.P.

Le schéma équivalent de la machine [2] est illustré par la Figure I.7. L'impédance du rotor ramenée au stator est scindée en deux moitiés. La première impédance est influencée par le champ direct avec un glissement (s). La deuxième impédance est influencée par le champ inverse avec un glissement ($2-s$).

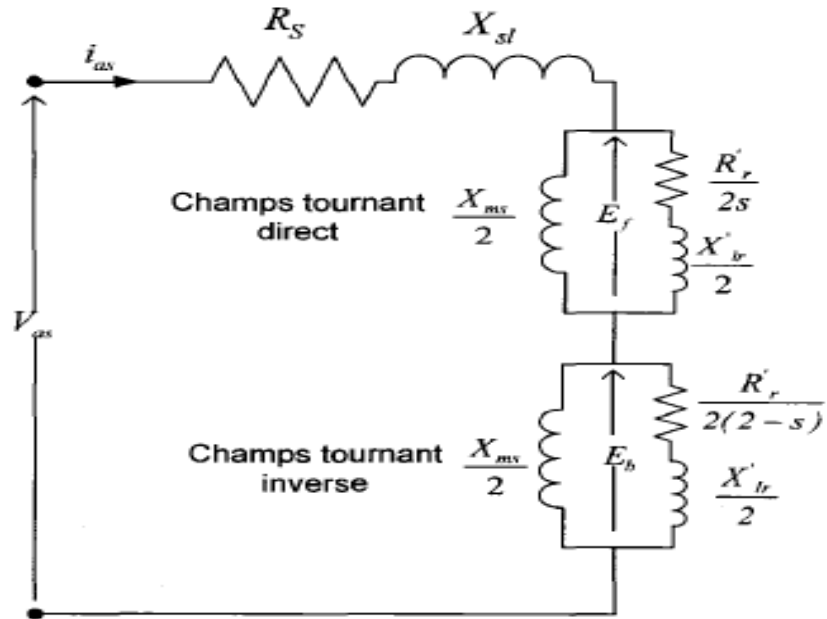


Figure I.7 : Modèle de la machine monophasée sans EA en utilisant la TDCT

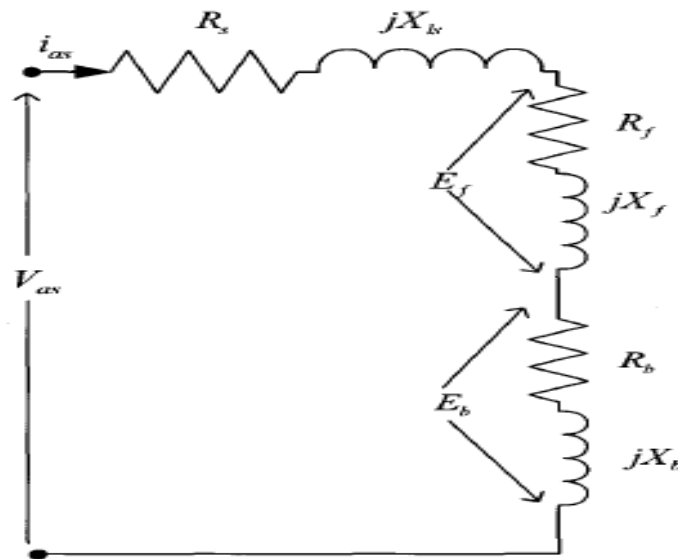


Figure I.8 : Schéma équivalent de la MAM alimentée par l'E.P. en utilisant la TDCT

Le glissement du rotor par rapport au champ direct est $\frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = s$

Le glissement du rotor par rapport au champ inverse est $\frac{\omega_s - (-\omega)}{\omega_s} = 2 - s$

Les impédances directes et inverses sont définies comme suit :

$$R_f = \left(\frac{R'_r X_{ms}^2}{2S} \right) \frac{1}{\left(\frac{R'_r}{S} \right)^2 + (X_{ms} + X'_{ir})^2} \quad (I.3)$$

$$R_b = \left(\frac{R'_r X_{ms}^2}{2(2-s)} \right) \frac{1}{\left(\frac{R'_r}{(2-s)} \right)^2 + (X_{ms} + X'_{ir})^2} \quad (I.4)$$

$$X_f = \left(\frac{X_{ms}}{2} \right) \left[\frac{\left(\frac{R'_r}{s} \right)^2 + X'_{ir} (X_{ms} + X'_{ir})}{\left(\frac{R'_r}{s} \right)^2 + (X_{ms} + X'_{ir})^2} \right] \quad (I.5)$$

$$X_b = \left(\frac{X_{ms}}{2} \right) \left[\frac{\left(\frac{R'_r}{(2-s)} \right)^2 + X'_{ir} (X_{ms} + X'_{ir})}{\left(\frac{R'_r}{(2-s)} \right)^2 + (X_{ms} + X'_{ir})^2} \right] \quad (I.6)$$

Cette analyse peut s'étendre pour développer le schéma équivalent d'une machine monophasée à enroulement auxiliaire avec condensateur en série [2]. X_c et R_e désignent l'impédance et la résistance du condensateur placé en série avec l'enroulement auxiliaire. N désigne le rapport des nombres de spires des deux enroulements.

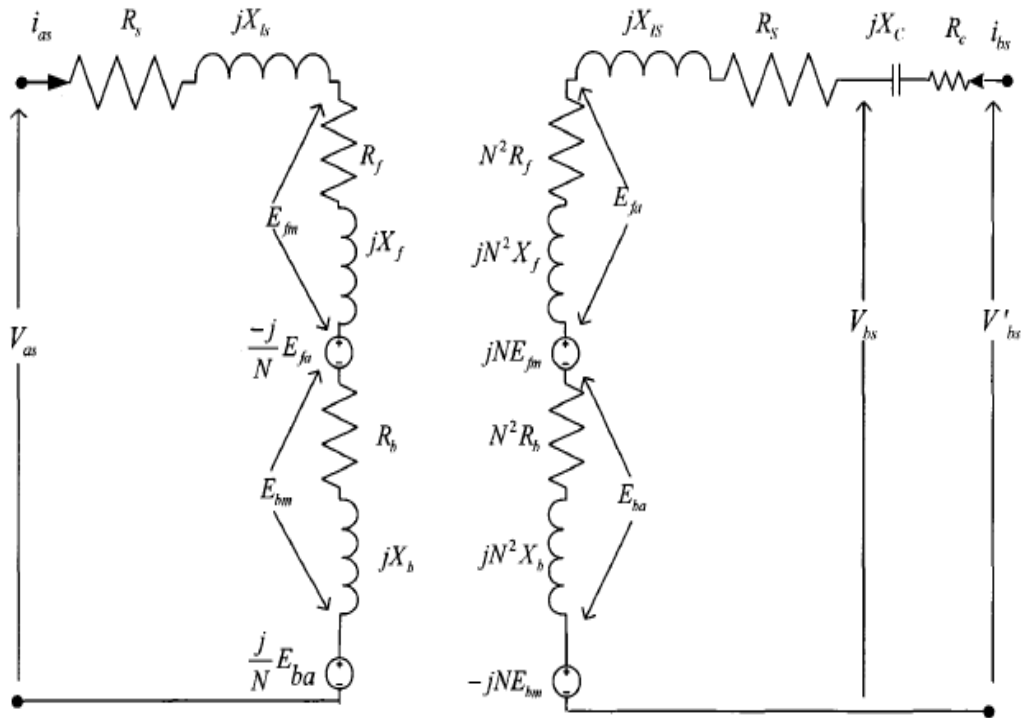


Figure I.9 Modèle de la machine monophasée avec enroulement auxiliaire en utilisant la TDCT

1I-2-1-2 Equations des courants et couple

L'équation de la tension s'écrit :

$$v_{as} = i_{as}[(R_s + R_f + R_b) + j(X_{is} + X_f + X_b)] - \frac{j}{N} E_{fa} + \frac{j}{N} E_{ba} \quad (I.7)$$

Où

$$E_{fa} = N^2(R_f + jX_f)i_{bs} \quad (I.8)$$

$$E_{ba} = N^2(R_b + jX_b)i_{bs} \quad (I.9)$$

Soit

$$v_{as} = i_{as}Z_1 + i_{bs}Z_2 \quad (I.10)$$

$$v_{as} = i_{as}Z_4 + i_{bs}Z_3 \quad (I.11)$$

Avec :

$$z_1 = (R_s + R_f + R_b) + j(X_{is} + X_f + X_b) \quad (I.12)$$

$$z_2 = -jN[(R_f + R_b) + j(X_f + X_b)] \quad (I.13)$$

$$z_3 = [R_s + N^2(R_f + R_b)] + j[X_{is} + N^2(X_f + X_b)] \quad (I.14)$$

$$z_4 = jN[(R_f - R_b) + j(X_f - X_b)] \quad (I.15)$$

En résolvant (I.10) et (I.11), les expressions des courants s'écrivent :

$$i_{as} = (v_{as}z_3 - v_{bs}z_2)/z_d \quad (I.16)$$

$$i_{bs} = (v_{bs}z_1 - v_{as}z_4)/z_d \quad (I.17)$$

Avec :

$$z_d = z_1z_3 - z_2z_4 \quad (I.18)$$

L'expression du couple électromagnétique [2] est donnée par l'expression suivante :

$$T_e \omega_s = [I_{as}^2 + (NI_{bs})^2](R_f - R_b) + 2N(R_f + R_b)\sin\phi \quad (I.19)$$

I_{as} I_{bs} désignent respectivement les amplitudes des courants de l'enroulement principal et l'enroulement auxiliaire. ϕ Désigne le déphasage entre les courants i_{as} i_{bs} .

Dans le cas où l'enroulement principal est alimenté seul, l'équation de courant devient :

$$i_{as} = \frac{v_{as}}{[(R_s + R_f + R_b) + j(X_{is} + X_f + X_b)]} \quad (I.20)$$

La valeur moyenne du couple électromagnétique développé est donnée par l'expression suivante [2] :

$$T_e = \frac{I_{as}^2}{\omega_s} (R_f - R_b) \quad (I.21)$$

En remplaçant R_f et R_s par leurs valeurs, on aboutit à l'expression du couple en fonction du glissement s :

$$T_e = \frac{I_{as}^2}{\omega_s} \left[\left(\frac{R_r' X_{ms}^2}{2s} \right) \frac{1}{\left(\frac{R_r'}{s} \right)^2 + (X_{ms} + X_{ir}')^2} - \left(\frac{R_r' X_{ms}^2}{2(2-s)} \right) \frac{1}{\left(\frac{R_r'}{(2-s)} \right)^2 + (X_{ms} + X_{ir}')^2} \right] \quad (I.22)$$

II-2-2 Changement de référentiel

Les coefficients des équations différentielles de la dynamique électrique de la machine dépendent des inductances qui varient avec la position du rotor. La résolution de ces équations devient complexe. On introduit une transformation qui consiste à passer du repère ab au repère orthogonal dq pour rendre les équations de la machine plus faciles à résoudre. Les coefficients deviennent constants.

II-2-2-1 Equation dans le référentiel fixe

Soit une machine asynchrone monophasée à 2 pôles [3], représentée schématiquement par la Figure I.10. Les phases principale et auxiliaire sont repérées respectivement par a_s, b_s et a_r, b_r au stator et au rotor. L'angle électrique ϕ_r , variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a_s et a_r choisis comme axes de référence.

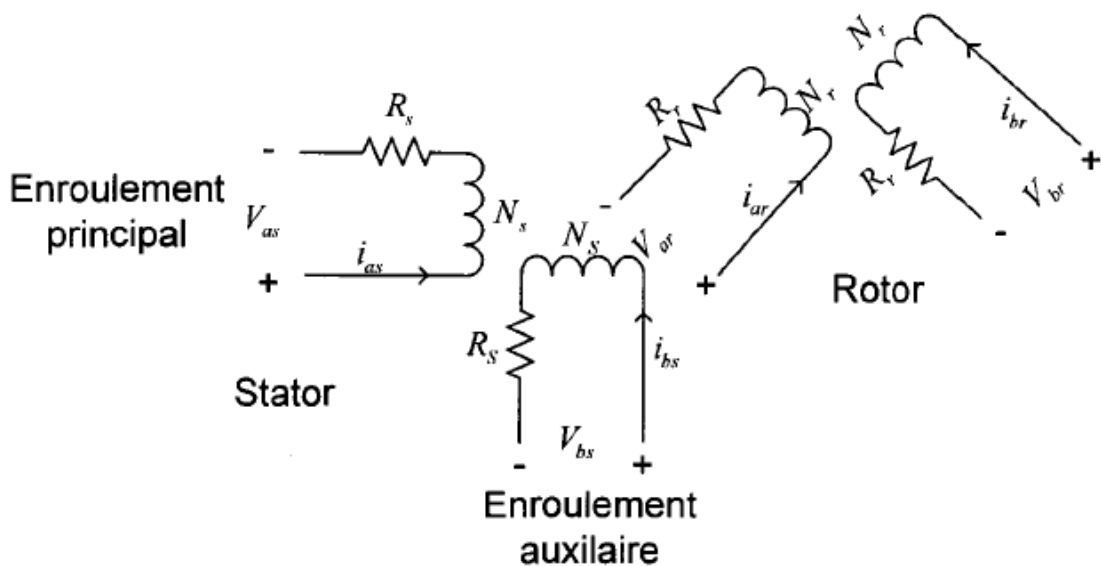


Figure I.10 : Machine asynchrone monophasée à 2 pôles

Les équations des tensions au stator s'écrivent sous forme matricielle :

$$[v_{abs}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [i_{abs}] + \frac{d[\lambda_{abs}]}{dt} \quad (I.23)$$

Les équations des tensions au rotor s'écrivent sous forme matricielle

$$[v_{abr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} [i_{abr}] + \frac{d[\lambda_{abr}]}{dt} \quad (I.24)$$

Les équations des flux sont définies comme suit :

$$[\lambda_{abs}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} [i_{abs}] + \begin{bmatrix} L_{sr} \cos \theta_r & -L_{sr} \sin \theta_r \\ L_{sr} \sin \theta_r & L_{sr} \cos \theta_r \end{bmatrix} [i_{abr}] \quad (I.25)$$

$$[\lambda_{abs}] = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} [i_{abr}] + \begin{bmatrix} L_{sr} \cos \theta_r & L_{sr} \sin \theta_r \\ -L_{sr} \sin \theta_r & L_{sr} \cos \theta_r \end{bmatrix} [i_{abs}] \quad (I.26)$$

Avec :

$$L_s = L_{ls} + L_{ms}, L_s = L_{ls} + L_{ms} \text{ et } L_r = L_{lr} + L_{mr} \quad (I.27)$$

R_s , R_s et R_r désignent les résistances de l'enroulement principal, auxiliaire et du rotor respectivement, L_{ls} , L_{ms} et (L_{ls} , L_{ms}) sont les inductances de fuite et de magnétisation de l'enroulement principal (as) et l'enroulement auxiliaire (bs). L_{lr} , L_{mr} désignent les inductances de fuite et de magnétisation du rotor. L_{Mr} , L_{Sr} , désignent l'amplitude de l'inductance mutuelle entre les enroulements a_s , b_s et le rotor.

Nous constatons que les coefficients de ces équations différentielles sont variables. La résolution de ce système d'équations est complexe, le changement de référentiel s'avère utile pour résoudre ces équations.

II-2-2-2 Équations exprimées dans le référentiel stationnaire

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, nous transformons les enroulements du stator et du rotor en enroulements orthogonaux (d et q) équivalents.

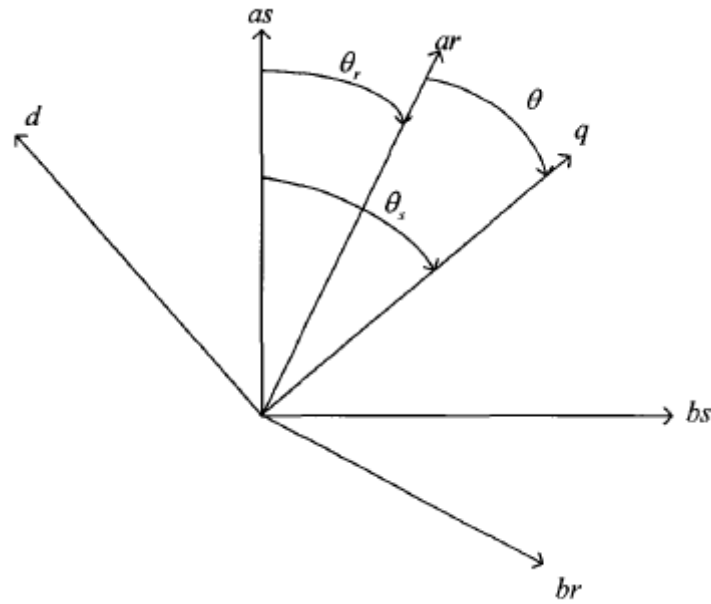


Figure I.11 : Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents

La transformation des grandeurs statorique est définie par :

$$[i_{qd}]_s = [A_s][i_{abs}] \quad (I.28)$$

$$[v_{qd}]_s = [A_s][v_{abs}] \quad (I.29)$$

$$[\lambda_{qd}]_s = [A_s][\lambda_{abs}] \quad (I.30)$$

Avec :

$$A_s = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ \sin\theta_s & -\cos\theta_s \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

En multipliant les deux membres de (1.23) par $[A_s]$, il vient :

$$[A_s][v_{abs}] = [A_s] \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [i_{abs}] + [A_s] \frac{d[\lambda_{abs}]}{dt} \quad (I.32)$$

$$= [A_s] \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [A_s]^{-1} [i_{dqs}] + \frac{d\{[A_s][\lambda_{abs}]\}}{dt} - \left\{ \frac{d[A_s]}{dt} \right\} [\lambda_{abs}]$$

En développant les calculs on aboutit à :

$$[A_s] \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [A_s]^{-1} = \begin{bmatrix} R_s \cos^2 \theta_s + R_s \sin^2 \theta_s & (R_s - R_s) \sin \theta_s \cos \theta_s \\ (R_s - R_s) \sin \theta_s \cos \theta_s & R_s \cos^2 \theta_s + R_s \sin^2 \theta_s \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Dans un référentiel lié au rotor ou un référentiel synchrone, θ_s est variable dans le temps. Les coefficients de la matrice (1.33) dépendent du temps. La résolution des équations demeure complexe. Cependant si le référentiel est stationnaire, c'est-à-dire θ_s est constant nous pouvons écrire :

$$[A_s] \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [A_s]^{-1} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

Nous supposons qu'à l'instant $t=0$, $\theta_s = 0$.

Les équations des tensions deviennent :

$$[v_{qd}]_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [i_{dqs}] + \frac{d[\lambda_{dqs}]}{dt} \quad (I.35)$$

On se ramène à un système d'équations différentielles à coefficients constants. Dans le cas particulier de la machine asynchrone monophasée symétrique c'est-à-dire $R_s = R_r$, le choix de référentiel est arbitraire puisque (I. 33) s'écrit :

$$[A_s] \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [A_s]^{-1} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

Dans le référentiel stationnaire, la transformation des grandeurs rotorique est définie par :

$$[i_{qd}]_r = [A_r][i_{abr}] \quad (I.37)$$

$$[u_{qd}]_r = [A_r][v_{abr}] \quad (I.38)$$

$$[\lambda_{qd}]_r = [A_r][\lambda_{abr}] \quad (I.39)$$

Avec :

$$A_r = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ \sin \theta_r & -\cos \theta_r \end{bmatrix}$$

Par la transformation des grandeurs rotorique et statorique en grandeurs dq, on peut établir les équations suivantes :

$$v_{qs} = v_{as} \text{ et } v_{ds} = -v_{bs} \quad (\text{I.40})$$

$$i_{qs} = i_{as} \text{ et } i_{ds} = -i_{bs} \quad (\text{I.41})$$

$$\lambda_{qs} = \lambda_{as} \text{ et } \lambda_{ds} = -\lambda_{bs} \quad (\text{I.42})$$

Les équations liant les tensions aux courants s'écrivent sous forme :

$$v_{qs} = \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + i_{qs} \quad (\text{I.43})$$

$$v_{ds} = \frac{d\lambda_{ds}}{dt} + i_{ds} R_s \quad (\text{I.44})$$

$$v_{qr} = \frac{d\lambda_{qr}}{dt} - \lambda_{dr} \omega_r + R_r i_{qr} \quad (\text{I.45})$$

$$v_{dr} = \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \lambda_{qr} \omega_r + R_r i_{dr} \quad (\text{I.46})$$

Avec :

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_{sr} i_{qr}$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_{sr} i_{qr} \quad (\text{I.47})$$

$$\lambda_{qr} = L_s i_{qs} + L_{sr} i_{qr}$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds}$$

En ramenant toutes les grandeurs du rotor au stator, les équations deviennent :

$$v_{qs} = \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + i_{qs} r_s \quad (\text{I.48})$$

$$v_{ds} = \frac{d\lambda_{ds}}{dt} + i_{ds} r_s \quad (\text{I.49})$$

$$v'_{qr} = \frac{d\lambda'_{qr}}{dt} - \frac{\omega_r}{N} \lambda'_{dr} + R'_r i'_{qr} \quad (\text{I.50})$$

$$v'_{dr} = \frac{d\lambda'_{dr}}{dt} + N \omega_r \lambda'_{qr} + R'_r i'_{dr} \quad (\text{I.51})$$

Avec :

$$N = \frac{N_s}{N_r}$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls}i_{qs} + L_{ms}(i_{qs} + i'_{qr})$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls}i_{ds} + L_{ms}(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (I.52)$$

$$\lambda'_{dr} = L_{lr}i_{qr} + L_{ms}(i_{qs} + i'_{qr})$$

$$\lambda'_{dr} = L_{lr}i_{dr} + L_{ms}(i_{ds} + i'_{dr})$$

Où :

$$v'_{qr} = \frac{N_s}{N_r} v_{qr} \quad i'_{qr} = \frac{N_r}{N_s} i_{qr} \quad v'_{dr} = \frac{N_s}{N_r} v_{dr}$$

$$v'_{qr} = \frac{N_r}{N_s} i_{dr} \quad L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{lr} \quad R'_r = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 R_r$$

$$R'_r = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 R_r \quad L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{lr} \quad L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr}$$

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr} \quad \frac{L_{ms}}{L_{ms}} = \left(\frac{N_s}{N_s}\right)^2$$

1I-3 Partie mécanique

La partie mécanique est modélisée [3] par l'équation suivante :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_r - T_e - F\omega_m \quad (I.53)$$

ω_m est la vitesse angulaire du rotor en rad/s, T_e est le couple électromagnétique du moteur, T_r est le couple résistant en N.m, J est le moment d'inertie combiné du rotor de la machine et de la charge entraînée, en kg.m² et F est le coefficient de frottement visqueux, en N.m.s.

Les équations élaborées jusqu'à présent ont des paramètres exprimés en unités S.I. Les grandeurs relatives, ou p.u. (en anglais per unit) sont un autre système d'unités employé pour exprimer les grandeurs sous la forme d'un rapport sans dimension [4]. Il s'agit d'abord de déterminer pour chaque grandeur (puissance, tension, courant, etc.) une grandeur de base.

Toutes les variables de même nature exprimées en unités S.I. sont ensuite divisées par les grandeurs de base correspondantes et on obtient ainsi les grandeurs relatives.

Pour exprimer (1.54) en grandeurs relatives le moment d'inertie J est remplacé par une constante d'inertie H donné par :

$$H = \frac{J\omega_{mm}^2}{2S_b} \quad (I.54)$$

La constante d'inertie H s'exprime en secondes. ω_{mm} est la vitesse angulaire nominale de la machine, en rad/s, et S_b est la puissance de base de la machine, en V.A. En incluant dans (I.53) l'expression de J en (I.54), on obtient :

$$2H \frac{d\omega_m}{dt\omega_{mn}} = \frac{T_r - T_e}{S_b/\omega_{mn}} - \frac{F\omega_m}{S_b/\omega_{mn}} \quad (I.55)$$

Soit

$$2H \frac{d\omega_{m\ pu}}{dt} = T_{r\ pu} - T_{e\ pu} - F_{pu}\omega_{m\ pu} \quad (I.56)$$

Le Tableau I résume les relations qm nous permettent de déduire les grandeurs nominales et de bases à partir des grandeurs en p.u.

Description	Grandeur nominale, unités	Grandeurs de base	Grandeur relative
Puissance apparente	S_n, W	$S_b=S_n$	$S_{pu}=S/S_b$
Tension efficace	V_n, V	$V_b=\sqrt{2} V_n$	$V_{pu}=V/V_n$
Fréquence	f_n, Hz	$f_b=f_n$	$f_{pu}=f/f_b$
Fréquence angulaire électrique	$\omega_{en}=2\pi f, rad/s$	$\omega_{eb}=\omega_{en}$	$\omega_{pu}=\omega_e/\omega_{eb}$
Fréquence angulaire mécanique	$\omega_{mn}=\omega_{en}/p, rad/s$	$\omega_{mb}=\omega_{mn}$	$\omega_{mpu}=\omega_m/\omega_{mb}$
Couple	$T_n=S_b/\omega_{mn}, N.m$	$T_b=T_n$	$T_{pu}=T/T_b$
Impédance		$Z_b=V_n^2/P_n$	$Z_{pu}=Z/Z_b$
Résistance		$R_b=Z_b$	$R_{pu}=R/R_b$
Inductance		$L_b=Z_b/\omega_{eb}$	$L_{pu}=L/L_b$
Condensateur		$C_b=Z_b\omega_{eb}$	$C_{pu}=C/C_b$
Courant de ligne crête	$i_n=\sqrt{2} P_n/V_n$	$i_b=i_n$	$i_{pu}=i/i_b$
Flux magnétique		$\lambda_b=V_b/\omega_{eb}$	$\lambda_{pu}=\lambda/\lambda_b$

Tab I.1 : Relations entre les grandeurs nominales, de base et relatives

III- l'association moteur asynchrone -onduleur de tension

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la machine asynchrone est associée à deux Convertisseurs en cascade. À travers ces convertisseurs s'opère le transfert d'énergie entre une source alternative et la machine asynchrone, d'où l'importance de l'étude de l'association convertisseur-machine. Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur monophasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension monophasé.

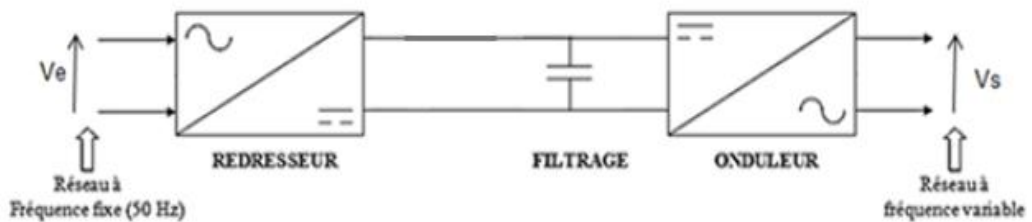


Figure I.12: Représentation de structure l'association moteur asynchrone - onduleur de tension

III-1 Redressement sur circuits monophasés

L'entrée est une tension alternative monophasée. Les circuits avec des diodes fournissent des tensions continues constantes. Dans ce travail, nous nous intéressons seulement au redresseur monophasé à double alternance non commandé (pont parallèle double ou pont de Graetz) dont les composantes sont des diodes L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique monophasé [5].

- **Redresseur monophasé à double alternance**

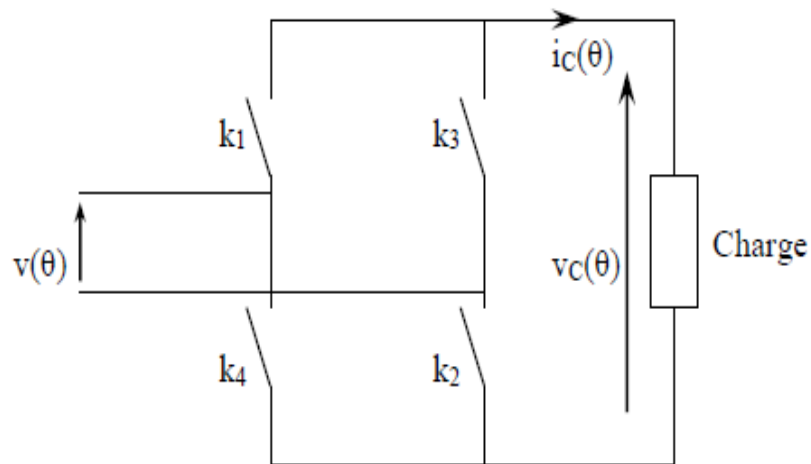


Figure I.13 : Schéma globale d'un pont de redressement monophasé

- **Pont à diodes sur charge résistive**

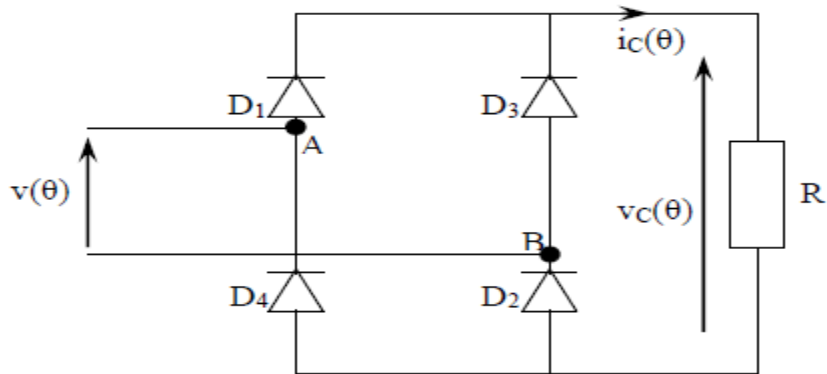


Figure I.14 : Schéma d'un pont monophasé tous diodes

La tension d'alimentation est : $v(\theta) = V_m \sin(\theta)$ avec $\theta = \omega t$ (I.57)

Analyse du fonctionnement

- Pour $0 < \theta < \pi$: D1 et D2 sont conductrice car la polarité de la borne A est positive et celle de B est négative, d'où :

$$V_c(\theta) = V(\theta) = V_m \sin(\theta) \quad \text{et} \quad i_c = \frac{v_c(\theta)}{R} = \frac{V_m}{R} \sin(\theta) \quad \text{(I.58)}$$

$I_c(\theta)$ et $v_c(\theta)$ ont la même forme.

- Pour $\pi < \theta < 2\pi$: La polarité de la borne A devient négative et la polarité de la borne B devient positive, donc D3 et D4 conduisent et D1 et D2 se bloquent, d'où :

$$v_c(\theta) = -v(\theta) = -V_m \sin(\theta); \quad i_c = \frac{v_c(\theta)}{R} = -\frac{V_m}{R} \sin(\theta) \quad \text{(I.59)}$$

$I_c(\theta)$ et $v_c(\theta)$ ont la même forme[5].

III-2 filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas . Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous Figure I.15 .

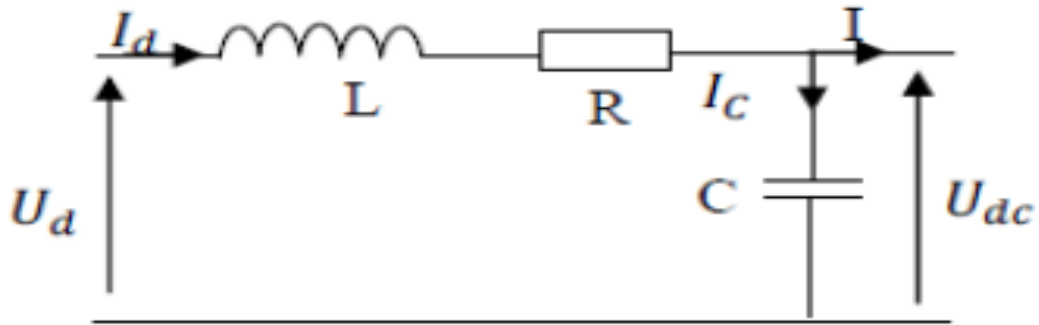


Figure I.15: Filtre RLC passe-bas

- L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant .
- Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge .

III-3 Les onduleurs

Ce sont des convertisseurs continu-alternatif, ils permettent donc de convertir une tension continue en une tension alternative, on les désigne alors d'onduleurs de tension (ou un courant continu en un courant alternatif, on parle alors de mutateurs).

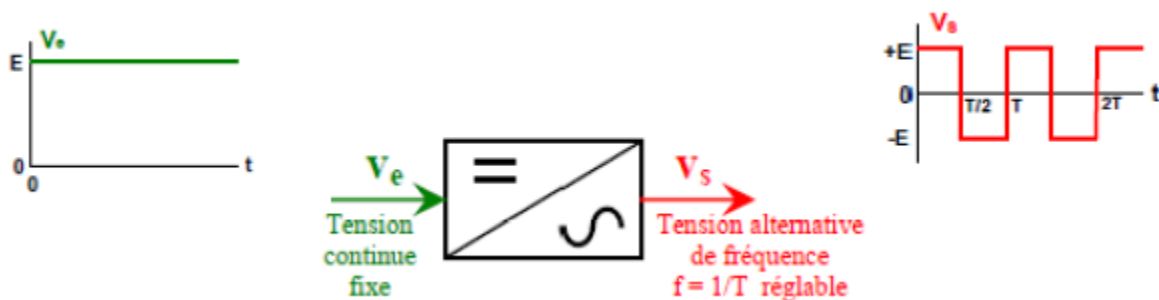


Figure I.16 : symbole et le signal entrée-sortie de tension de l'onduleur

II-3-1 Type de les onduleurs :

II-3-1-1 Onduleurs non autonome

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif [7].

II-3-1-2 Onduleur autonome

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer [8] : - les onduleurs de tensions. - Les onduleurs de courant.

- Les Onduleurs (autonomes) de tension :

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie « i' » et donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f. e. m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

- Les onduleurs (autonome) de courants

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est –à – dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes [8].

IV Conclusion

La dissymétrie des enroulements de la machine monophasée rend la détermination de ces paramètres délicate. Pour cela, le recours à plusieurs essais est indispensable.

Dans ce chapitre, on a présenté, en premier lieu, le principe de fonctionnement des machines à induction monophasées, après, une étude topologique des moteurs asynchrones monophasés a été présentée.

Enfin, une méthode de détermination des paramètres de la machine asynchrone monophasée a été établie pour paramétrer notre machine d'étude. L'importance de la variation de la vitesse de la machine asynchrone pour son utilisation a conduit à développer quelques méthodes pour la résolution du problème. Il existe différentes méthodes pour la variation de la vitesse de la M.A.S. Ce qui nous a intéressé dans notre travail, l'association moteur asynchrone -onduleur basé sur la variation de la fréquence, on a présenté les différentes parties du dispositif de variation de fréquence commençant par le redresseur et en passant par le filtre, et l'onduleur.

Dans le prochain chapitre on va voir La commande vectorielle de la machine asynchrone monophasé .

**Chapitre 2 : La
commande vectorielle
Appliquée Au Moteur
Asynchrone
Monophasé**

Chapitre 2 : La commande Vectorielle Appliquée Au Moteur Asynchrone monophasé

I Introduction

Le développement des nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques a permis une augmentation des fréquences de commutation et par conséquent une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie, parallèlement les moyens de calcul ont considérablement évolué, tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire et permanent.

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et Régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique pour le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant tel que le Cout.

Dans le but d'améliorer les performances de la commande de la machine asynchrone monophasé (MSAM), On se propose dans ce second chapitre l'étude de l'application de la commande par flux orienté dite aussi la commande vectorielle.

II Généralités sur la commande la MASM

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant. Parmi les machines électriques utilisées, les machines asynchrones monophasées (MASM) connues par leurs performances énergétiques médiocres.

Le principe de la commande vectorielle FOC est très connu de nos jours, repose sur la similitude des machines à courant continu connues par leur découplage parfait couple-flux, avec les machines à courant alternatif connues par leur non linéarités et couplages entre les différents paramètres électriques et magnétiques menant à des performances statiques et dynamiques médiocres[9].

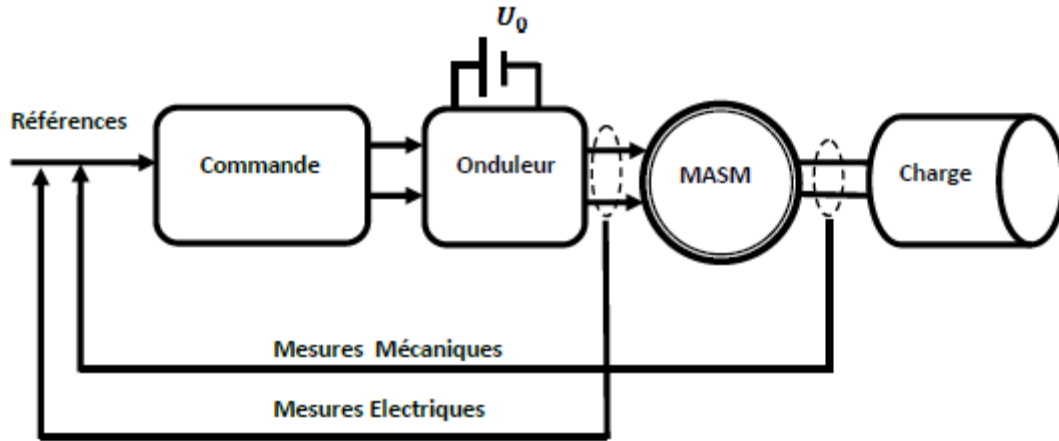


Figure II.1 : Ensemble Commande-Onduleur-Machine.

II-3 Principe de la commande vectorielle de la MASM

L'intérêt principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement dynamique.

L'objectif de la commande vectorielle de la MASM est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

L'équation , donne le couple la machine et montre que celui-ci dépend de deux vecteurs (courants du stator et flux du rotor) variables qui sont choisies comme variables d'états .

$$T_e = \frac{\eta p.M}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (II.1)$$

La stratégie de la commande FOC « Field Oriente Control » consiste à orienter la totalité du flux selon une direction désirée (composante directe) et d'annuler la composante quadrature.

Comme indiqué sur la figure II.2 si le flux Φ_r est orienté en totalité suivant l'axe d l'autre composante Φ_{rq} est forcée à zéro, en conséquence le couple de la machine se trouve commandé par la composante du courant quadrature i_{qs} comme pour le cas de la machine à courant continu. Notons que l'orientations des flux se fait selon trois possibilités :

- Soit par orientation du flux rotorique avec les conditions[9] :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad \phi_{qr} = 0 \quad (\text{II.2})$$

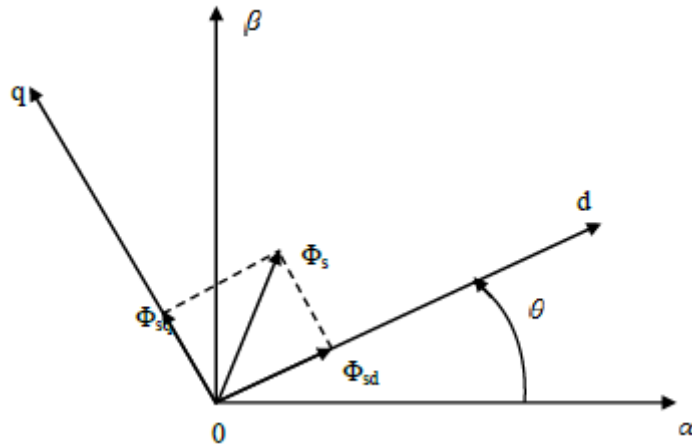


Figure II.2 : diagramme de phase de la MASM dans une référentielle liée au champ tournant

- Soit par orientation du flux statorique avec les conditions :

$$\phi_{ds} = \phi_s, \phi_{qs} = 0 \quad (\text{II.3})$$

- Soit par orientation du flux de l'entrefer avec les conditions :

$$\phi_{de} = \phi_e, \phi_{qe} = 0 \quad (\text{II.4})$$

Le choix d'un référentiel lié au champ tournant pour la modélisation est particulièrement avantageux, car les grandeurs de la machine apparaissent constantes dans ce référentiel et par conséquent leurs régulations et faciles. Donc la technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine asynchrone monophasée en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée .

II-3-1 Choix du type d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant. Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique, ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant.

II-3-2 Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique

Tous les travaux de recherches effectués sur la commande vectorielle utilisent deux Principales méthodes: La première "méthode directe" , la seconde connue sous le nom de "méthode indirecte" introduite [9].

II-3-2-1 Control direct de flux

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement, Toutefois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de la chaine de commande et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes [9]:

- La non fiabilité de la mesure du flux :
- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût élevé de l'ensemble (capteurs+filtre)

II-3-2-2 Contrôle indirect du flux

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a pas besoin de capteur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Cette commande indirecte est plus simple que la commande directe mais les résultats obtenus ont des performances moins bons que la méthode directe à cause de la sensibilité envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de température surtout la constante de temps rotorique T_r [9].

II-3-3 Description du système global de la commande vectorielle

Dans notre travail, nous avons utilisé la méthode indirecte par orientation du fluoborique. La figure II.2 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse (méthode indirecte) d'une machine asynchrone monophasé dans un repère (d, q) lié au champ tournant alimentée en tension.

La vitesse est mesurée directement, l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse réelle de la machine est traitée par un régulateur (PI) pour générer le couple de référence, ce dernier

génère à son tours le courant statorique quadrature i_{sq1}^* qui est considéré comme son image, La norme du flux rotorique de référence est générée par le bloc de défluxage par le biais de la mesure portée sur la vitesse. La composante directe du courant est directement tirée a partir de ce signal de flux. La pulsation de glissement de référence ω_{sl}^* est à son tour déduite des deux signaux de flux et i_{sq1}^* puis après une sommation avec la vitesse mécanique du rotor, on obtient la pulsation de synchronisme, qui après son intégration on aura la position entre les axes du stator et ceux du champ tournant comme il est illustré par la figure II.2.

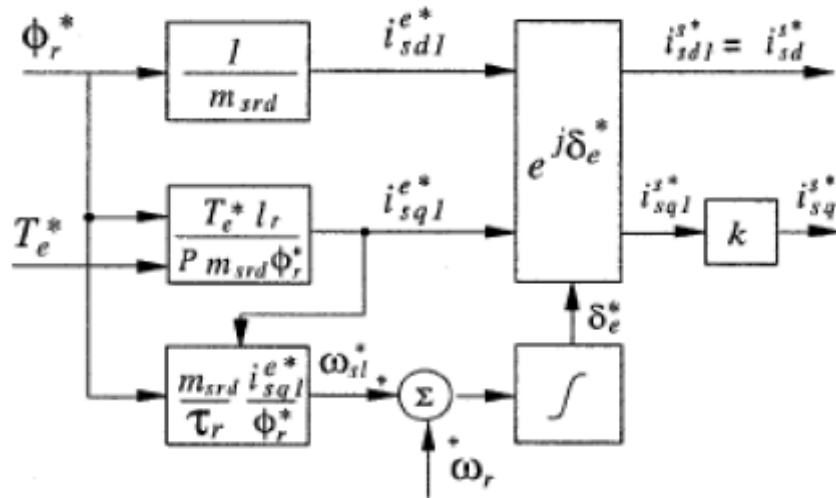


Figure II.3 : Structure de commande de la MASM

Notons que le coefficient des mutuelles stator-rotor k de la figure II.3 est donné par la relation [1] :

$$K = \frac{m_{srd}}{m_{srq}} \quad (II.5)$$

Comme le modèle de la machine est exprimé dans le référentiel réel lié au stator ou les différentes grandeurs apparaissent sous forme sinusoïdales, et comme les signaux de commande provenant de la structure de commande de la figure(2.4) sont exprimés dans le référentiel lié au champ tournant, nous devons donc effectué un changement de référentiel par rotation des axes donné par la matrice rotation $[Ar]$ donnée au chapitre 1.

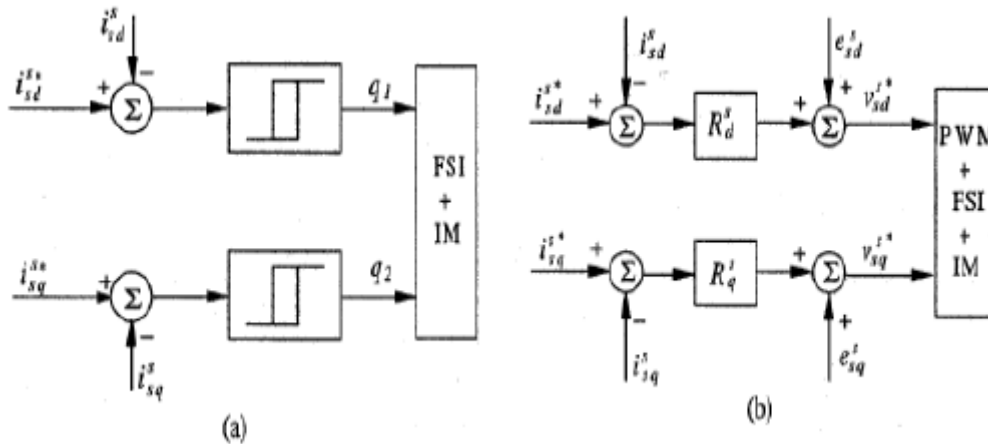


Figure II.4 : Commande rapprochée

Afin de contrôler le couple d'une machine asynchrone monophasé, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Ceci est possible en contrôlant instantanément soit son amplitude et son retard par rapport à la f.é.m., soit ces composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature. Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant :

- L'une ne nécessite pas la connaissance au préalable du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence : c'est la méthode de contrôle par régulateurs à hystérésis dite aussi bang-bang méthode. L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet, en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références, de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un
- Onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) (figure II.4)

Le schéma global de commande de la machine MASM est donné par la figure II.5 suivante[9]:

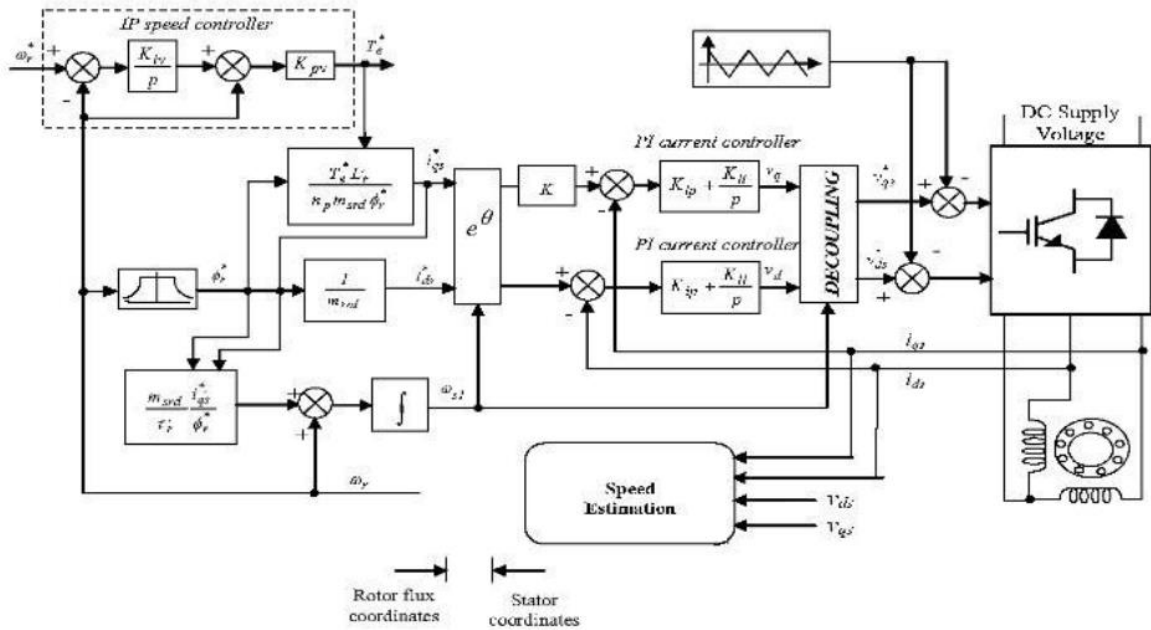


Figure II.5 : schéma bloc de la commande FOC de la MASM commandé en tension

Le bloc de dé fluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. D'une part, d'autre part ce bloc permet, d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour les fonctionnements à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale,

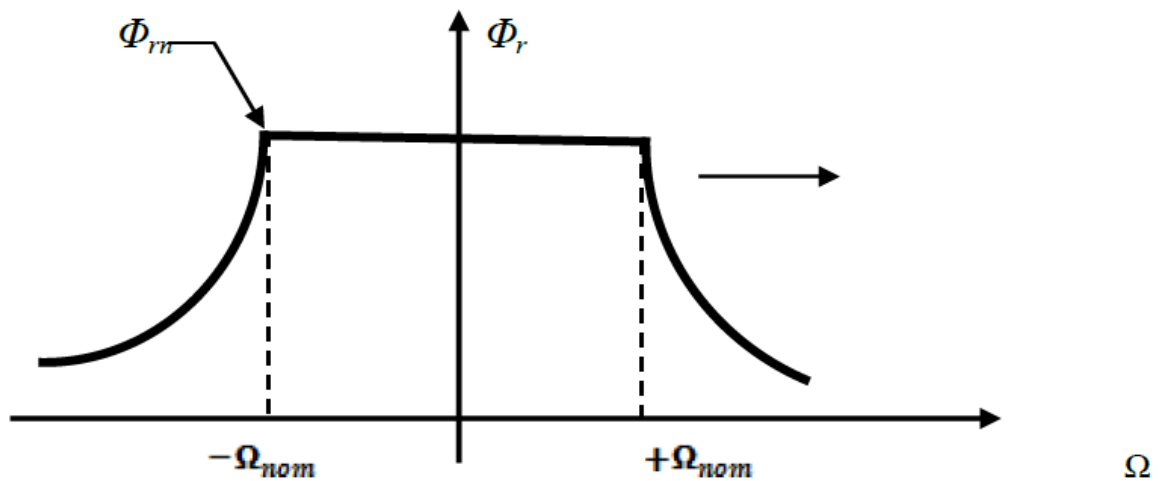


Figure II.6 : bloc de dé fluxage

II-3-4 Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q.

La compensation 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.

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent :

$$\begin{aligned} -V_{ds} &= (R_s + \sigma PL_{ds})I_{ds} - \sigma \omega_s L_{sq} i_{qs} \\ -V_{qs} &= (R_s + \sigma PL_{sq})I_{qs} + \sigma \omega_s L_{sd} i_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

Le découplage est éliminé en générale par une méthode de compensation par anticipation classique des termes de couplages déterminés à partir de la mesure. Ces derniers étant rajoutés aux sorties des correcteurs afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

A partir du système des équations (II.6), on peut tirer les fonctions de transfert suivantes

$$F_d(s) = \frac{I_{ds}}{V_d(s) + e_d(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma PL_{sd}} \quad (\text{II.7})$$

$$F_q(s) = \frac{I_{qs}}{V_q(s) + V_q(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma PL_{sq}} \quad (\text{II.8})$$

aura donc :

Sous cette forme, la partie électrique apparait comme deux processus mono variables couplés par les grandeurs $e_d(s)$ et $e_q(s)$ qui sont les termes de couplage entre les axes d,q tels que :

$$U_d = V_{ds} + e_d \quad (\text{II.9})$$

$$U_q = V_{qs} + e_q \quad (\text{II.10})$$

Sous cette forme, la partie électrique apparait comme deux processus mono variables

couplés par les grandeurs $e_d(s)$ et $e_q(s)$ qui sont les termes de couplage entre les axes d, q tels que

$$e_d(s) = \sigma \omega_s L_s i_{qs} \quad (\text{II.11})$$

$$e_q(s) = -\sigma \omega_s L_s i_{ds} \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r \quad (\text{II.12})$$

La compensation a pour effet de découpler les deux axes grâce a une reconstitution en temps réel de ces perturbations ($e_d(s)$ et $e_q(s)$). Dans de telles conditions le système devient linéaire, la figure II.5 montre le schéma bloc de principe de découplage par compensation, sachant que[9] :

$$U_d = V_{ds} + \sigma \omega_s L_s i_{qs} = (R_s + \sigma P L_{sd}) I_{ds} \quad (\text{II.13})$$

$$U_q = V_{qs} - (\sigma \omega_s L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r) = (R_s + \sigma P L_{sq}) I_{qs} \quad (\text{II.14})$$

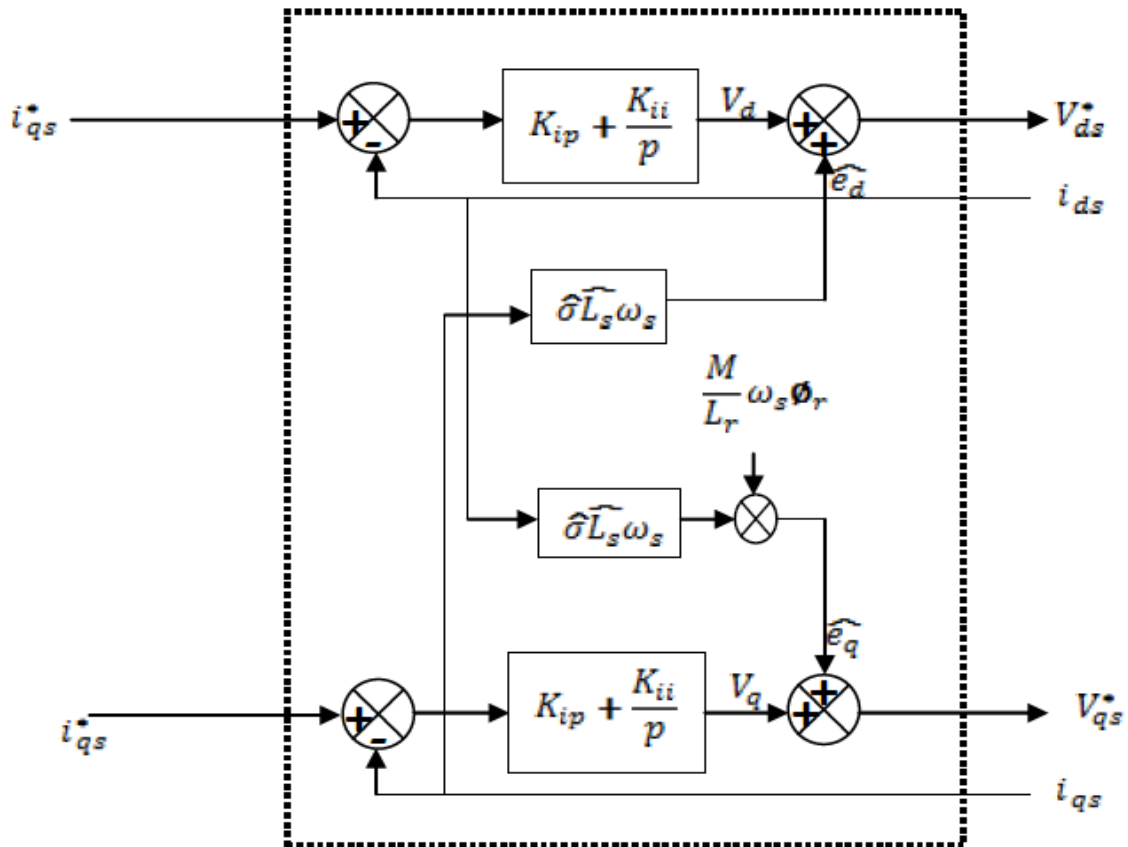


Figure II.7 : schéma bloc de la compensation

II-4 REGULATEUR

II-4-1 Conception des régulateurs :

Dans la figure Soit $Y^*(t)$ le signale à pour suivre, et $y(t)$ le signale de sortie du système à contrôler.

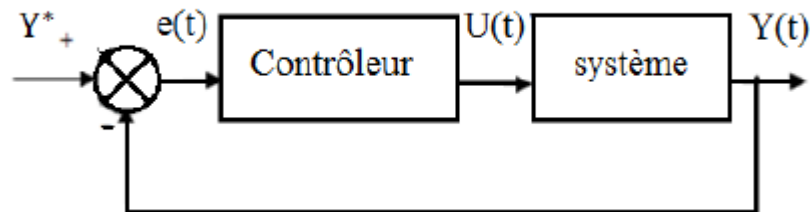


Figure II.8 : Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est : contrôleur

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) \quad (\text{II.15})$$

II-4-2 Action proportionnelle :

- Si est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- Si est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II-4-3 Action intégrale :

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $u(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II-4-4 Caractéristiques des régulateurs :

a. Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

b. Précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c. Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du process.

II-5 Calcul des régulateurs

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôleur **PI** qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle de point de vue (stabilité, précision, rapidité).

Les régulateurs à calculer sont :

- Le régulateur de flux (reg d)
- Le régulateur de couple (reg q)
- Le régulateur de vitesse (reg Ω)

La fonction de transfert des régulateurs PI classiques est donnée par[9] :

$$C(p) = K_{cp} + \frac{K_{ii}}{p} \tag{II.16}$$

II-5-1 Le régulateur de flux (reg d)

A partir de l'équation (II.7) et (II.8) on peut écrire la fonction de transfert suivante

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \tau_d p} = \frac{I_{ds}}{U_d} \tag{II.17}$$

Avec :

$$\tau_d = \frac{K_{ip}}{K_{ii}} \tag{II.18}$$

Le schéma fonctionnel de contrôle du flux est donné par la figure II.9 :

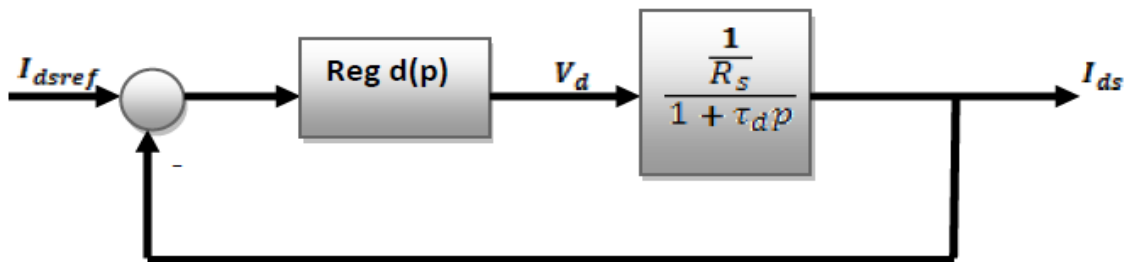


Figure II.9 : Régulateur de flux

Le régulateur (reg d) a une fonction de transfert donnée par :

$$\mathbf{reg}_d(p) = K_{ip} + \frac{K_i}{p} \quad (\text{II.19})$$

Pour $K_c = \frac{1}{R_c}$

Alor :

$$\frac{I_{ds}}{I_{ds\text{reff}}} = \frac{\frac{K_{ii} * K_c}{\tau_d} * (1 + \frac{K_{ip}}{K_{ii}} * p)}{p^2 + \left(\frac{1 + K_c * K_{ip}}{\tau_d}\right) * p + \frac{K_c * K_{ii}}{\tau_d}} \quad (\text{II.20})$$

En comparant cette fonction de transfert avec celle du système de deuxième ordre donnée

par:

$$\frac{\omega_0^2 * (1 + \tau_d * p)}{p^2 + 2\varepsilon\omega_0 p + \omega_0^2}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_c * K_{ip}}{\tau_d}} \quad (\text{II.21})$$

$$\varepsilon = \frac{1 + K_c * K_{ip}}{2 * \omega_0 * \tau_d}$$

Pour un amortissement donné on obtient :

$$\tau_d = \frac{K_{ip}}{K_{ii}} \quad \text{alors } K_{ip} = \tau_d * K_{ii} \quad (\text{II.22})$$

$$\mathbf{Reg}_d(p) = \frac{R_s}{\tau_d} \left(\frac{1 + \tau_d p}{p} \right) \quad (\text{II.23})$$

Tout calcul fait, on a :

$$\begin{cases} K_p = R_s \\ K_i = \frac{R_s}{\tau_d} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II-5-2 Le régulateur du couple (reg q)

De la même manière, on peut construire le schéma fonctionnel de la figure II.10 :

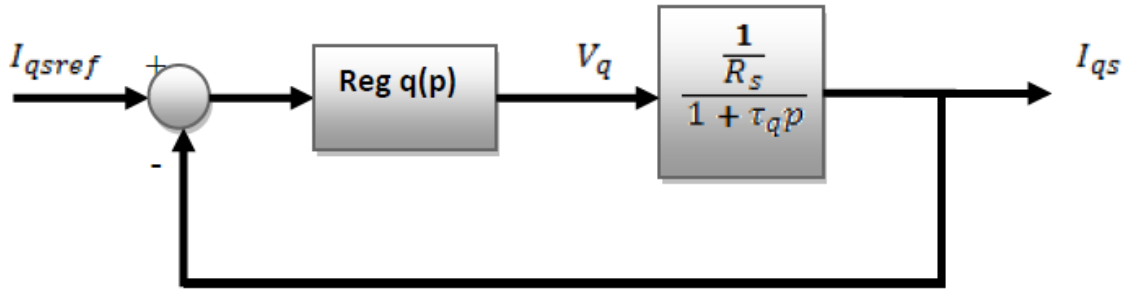


Figure II.10 : Régulateur de couple

Sachant que (reg q) est le même que (reg d), la fonction de transfert devient :

Ce qui implique :

$$\begin{cases} K_p = R_s \\ K_i = \frac{R_s}{\tau_d} \end{cases}$$

II5-2 Le régulateur de vitesse (reg)

Le régulateur PI utilisé pour la régulation de la vitesse est calculé comme suite :

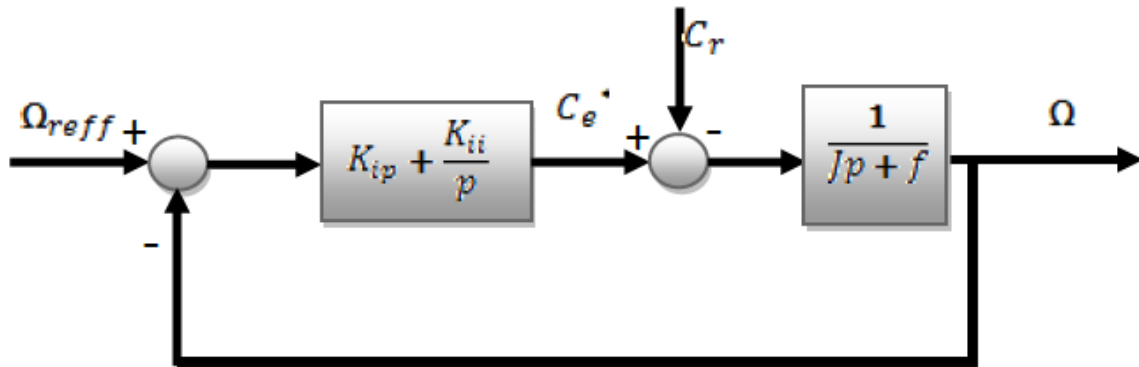


Figure II.11 : Régulateur de vitesse

La fonction de transfert du système en boucle fermée en négligeant le coefficient de frottement est donnée par :

$$G(p) = \frac{\Omega}{\Omega_{reff}} = \frac{\frac{K_{ii}}{j} * (1 + \frac{K_{ip}}{K_{ii}} p)}{p^2 + (\frac{K_{ip}}{j}) p + \frac{K_{ii}}{j}} \quad (II.25)$$

III RESULTATS DE SIMULATION

Une fois la stratégie de commande est appliquée à la MAS, nous effectuons des tests sur notre système afin d'évaluer le comportement et l'efficacité du régulateur de vitesse.

Essai démarrage à vide

La figure II.12 montre la réponse de la commande vectorielle à une consigne de vitesse de (120 rad/s) avec un démarrage à vide. La vitesse de la machine suit parfaitement sa référence avec un rejet de perturbation. Le couple électromagnétique atteint la valeur de (1N.m) qui est la valeur du couple et la perturbation à du la machine. Le flux rotorique suivant l'axe q reste pratiquement constant (égale à zéro) et le flux rotorique suivant l'axe d suit sa référence ce qui montre le bon découplage. La figure montre aussi le courant de la machine.

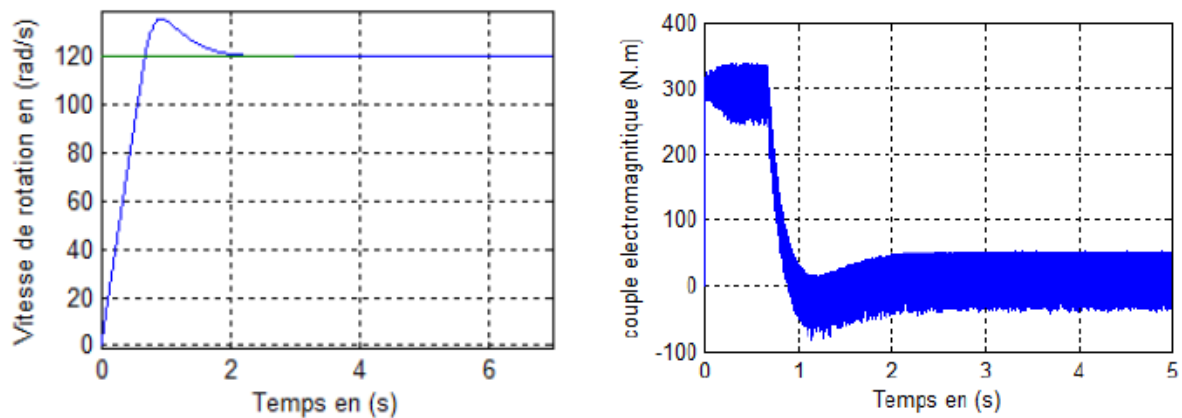


Figure II.12 : Les performances de la commande vectorielle démarrage à vide.

III Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, ainsi qu'une des principales méthodes employées dans la commande vectorielle qui est la commande indirecte, une meilleure orientation du flux est obtenue en utilisant le flux rotorique. Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler le régulateur du couple et celui du flux.

Grâce à cette technique, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone monophasée. Il faut signaler que le régulateur PI permet de garder la vitesse de la machine asynchrone égale à sa référence, mais il présente des dépassements par rapport à la grandeur de consigne, due au changement brusque de cette dernière, qui nous a conduit à utiliser des régulateur intelligent que on va voir dans prochain chapitre .

Chapitre 3 Conception d'un régulateur intelligent

Chapitre 3 Conception d'un régulateur intelligent

Introduction

L'utilisation de la logique floue dans la commande des systèmes nécessite d'avoir des connaissances approfondies sur cette théorie et son utilisation dans la commande, d'où la nécessité de présenter quelques bases générales de la logique floue : Théorie des ensembles flous, les relations floues, principe de réglage par logique floue ainsi que la structure de commande par logique floue des systèmes multi-variables. La logique floue est à l'image de logique binaire, clairement et logiquement étayée à l'aide de théorie mathématique [10]

Les Réseaux de Neurones Artificiels sont des outils puissance capable d'être utilisées dans près que tous les domaines technologiques et on peut citer : la traitement du signal ,la vision, la parole , la prévision, aide à la décision, la robotique, l'identification des bactéries, commande des processus, la modélisation des systèmes physiques, la reconnaissance des formes, la mesure, l'instrumentation [10]

Dans ce chapitre , la première partie est consacrée à un aperçu des techniques travers des présentation générales RNA et logique floue , la seconde partie, a pour but d'étudier le remplacement des régulateurs classiques (PID) par des régulateurs basé des réseaux de neurones et logique floue

II Régulateur floue

II-1 Domaine d'application

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

- Automatisation de la production de fer et de l'acier, purification de l'eau, chaîne de montage et robots de fabrication :
- Commande des instruments (capteur, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères :
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement et développement horaires de train) :
- Commande des unités arithmétiques, des micro- ordinateurs, et réalisation des opérateurs:

- Traitement d'information telles que les données, recherche de l'information modélisation des systèmes... etc.

II-2 Structure générale d'un système flou

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

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

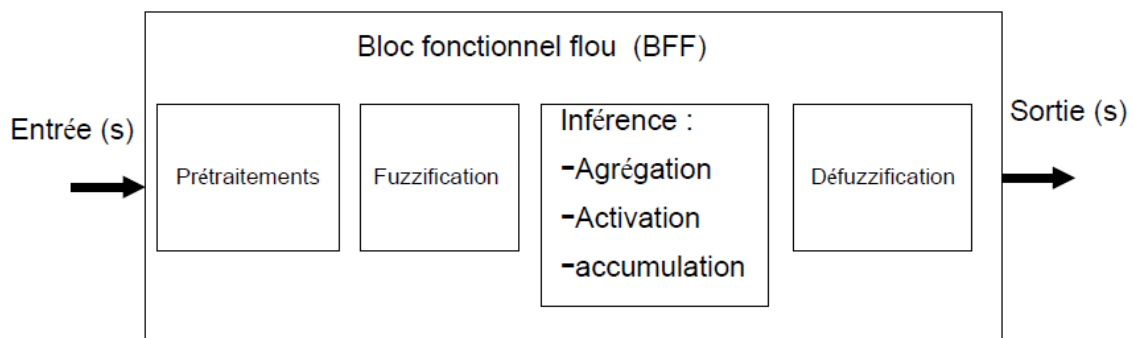


Figure III.1 : schéma générale d'un bloc fonctionnel flou.

Cette définition des blocs fonctionnels flous les rend compatibles avec les langages de programmation tels que le Grafcet est les diagrammes fonctionnels, etc. Les BFFs peuvent alors être utilisés comme des sous programmes par ces langages et peuvent être aussi intégrés dans tous les automatismes.

II-2-1 différentes formes des fonctions d'appartenance

La fonction d'appartenance μ comprise entre 0 et 1 est associée au sous ensemble $E1$ de $T(x)$ et à la variable x , dont l'ensemble des valeurs possibles est $T(x)$. Elle s'appelle aussi, degré

d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable u ait la qualité associée au sous – ensemble $E1$. Elle est utilisée pour le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur [16]. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance dont ces fonctions sont les suivantes :

- **Fonction triangulaire**

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

- **Fonction d'appartenance trapézoïdale**

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

- **fonction d'appartenance gaussienne**

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

La figure II.6 représente les formes de ces trois types de fonction d'appartenance.

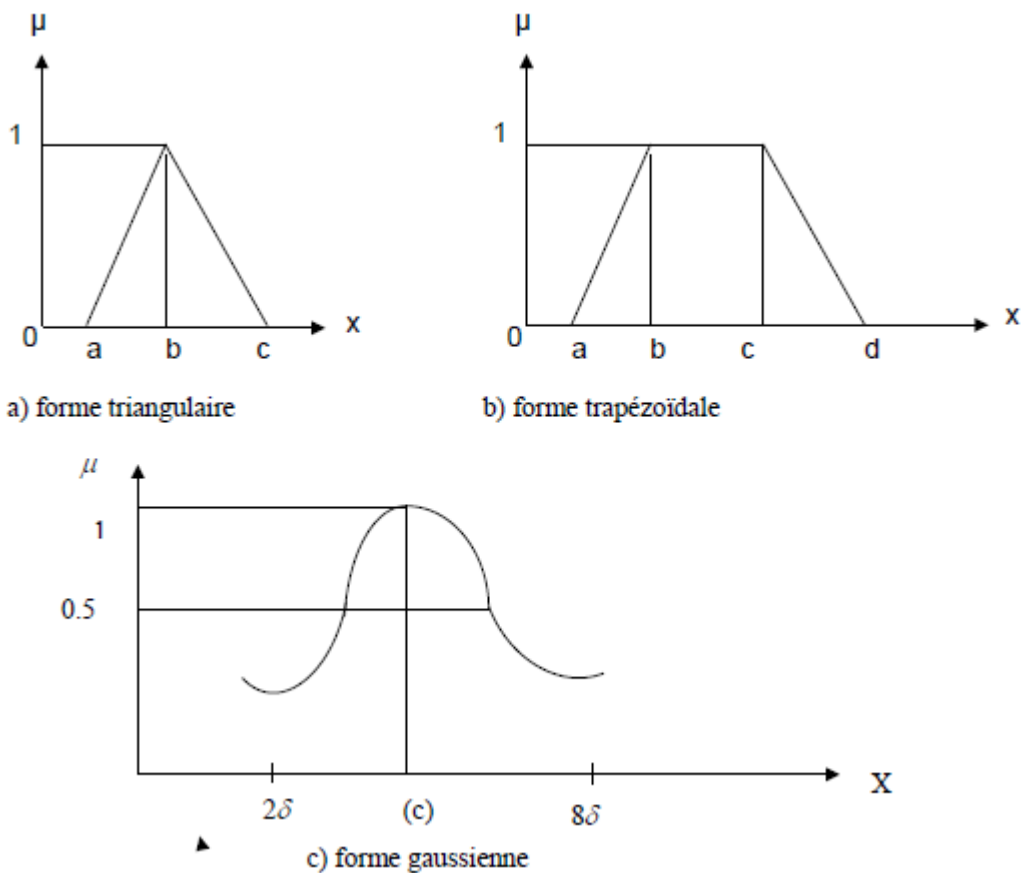


Figure III.2 : Différentes formes de la fonction d'appartenance

II-2-2 intervalles d'inférence

Un intervalle flou est une quantité floue convexe. Les intervalles flous définissent le nombre de variables floues associées à une grandeur d'entrée. Pour l'exemple de la vitesse, on aurait pu définir cinq intervalles. D'une façon générale, les sous-ensembles flous sont caractérisés à l'aide de symboles tels que ceux présentés dans le tableau.

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

Tab III.1 : Symbole de cinq intervalles ou sous-ensembles flous

Un nombre de valeurs linguistiques supérieures à sept n'apporte en générale aucune amélioration du comportement dynamique du réglage. Par contre, un tel choix compliquerait la fonction des règles d'inférences [17] [11]

II-2-3 variable linguistique

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

X : le nom de variable

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

U : l'univers de discours

Comme exemple de la variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de terme T (vitesse) peut être : $T(\text{vitesse}) = (\text{lente}, \text{moyenne}, \text{rapide}, \dots)$

Ou chaque terme dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans l'univers de discours $U = [0,200]$ par exemple.

Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lente), et pour les vitesses supérieures ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure II.7.

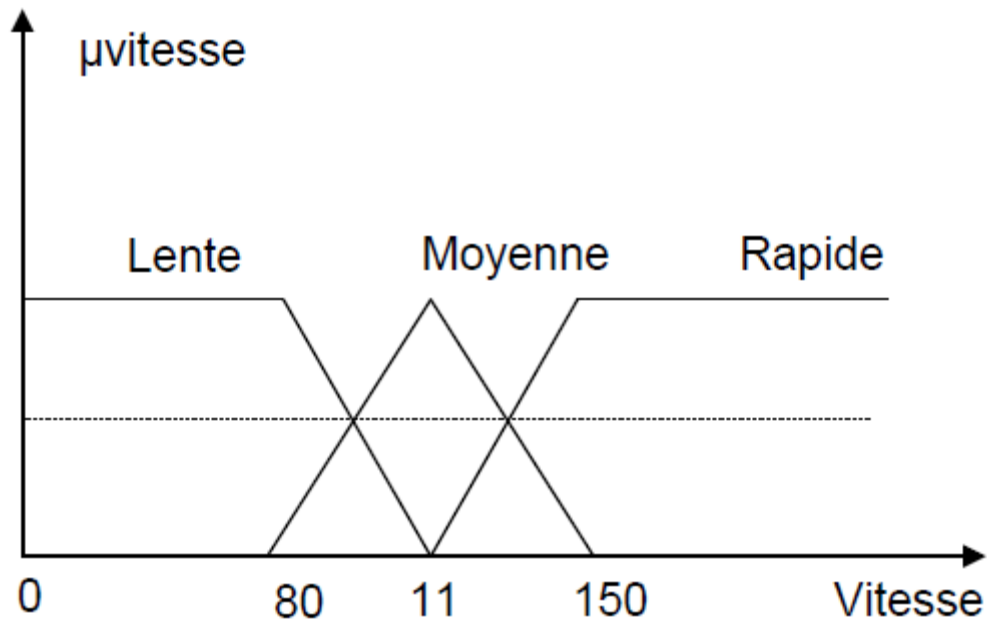


Figure III.3 : Représentation des variables linguistiques

II- 2-4 Opérateurs de la logique floue

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles. L'extension de certains opérateurs définis sur les ensembles de la logique classique aux cas des ensembles floue pose certaines difficultés. Donc, il n'est possible d'appliquer directement la logique booléenne qui manipule des ensembles à fonction caractéristiques binaires (0 et 1). Pour pallier à ce problème, sont introduits quelques définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous. Il existe plusieurs lois de composition des différents opérateurs de la logique floue, mais les plus couramment utilisées sont les suivants [14], [11], [12] :

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

$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1i}(x_1)\mu_{2j}(x_2) \quad (\text{III.4})$$

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

$$\mu(x_1, x_2) = 21(\mu_1(x_{1i}) + \mu_2(x_{2j})) \quad (\text{III.5})$$

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

$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1i}(x_1) \mu_{2j}(x_2) \quad (\text{III.6})$$

Les opérations minimum et maximum présentent l'avantage de la simplicité des calculs, par contre, elles privilégient l'une des deux variables. Les opérations de produit et valeur moyenne sont plus complexes à calculer mais elles produisent un résultat qui tient compte des valeurs de deux variables [13].

II-4 Conception d'un contrôleur flou pour le réglage de la vitesse

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

II-4-1 Le choix des variables d'entrées et de sorties

Pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone, nous avons choisi comme variables d'entrées l'erreur 'e' qui est la différence entre la vitesse de référence Ω_{ref} imposée par l'opérateur, et la vitesse de rotation du rotor de la machine. L'autre variable d'entrée est la dérivée de l'erreur qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente ($\Delta e = e - e_0$). Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence (C_{ref}) est choisie [11].

II-4-2 Normalisation des variables d'entrée et de sortie

La normalisation se fait par une division des variables e , Δe et C_{ref} respectivement par le coefficient K_e et $K_{\Delta e}$, K_u de telle sorte qu'elles évoluent dans le domaine $[-1 \ 1]$ pour toutes les variables.

II-4-3 Interface de fuzzification

La fuzzification représente d'une part le choix de l'univers de discours des variables linguistique. Ce choix est généralement basé sur l'expérience de l'opérateur. L'intervalle de l'univers de discours de l'erreur est choisi entre $[-0.1 \ 0.1]$, pour la dérivée de l'erreur entre $[-0.1 \ 0.1]$ et pour la sortie entre $[-0.1 \ 0.1]$. D'autre part la fuzzification consiste à choisir la forme des fonctions d'appartenance. Pour une raison de simplification en vue d'avoir le même effet

de réglage dans les sens de rotation, les fonctions d'appartenance de forme triangulaire avec intersection de 50 % placées symétriquement par rapport à zéro sont utilisées. Le nombre des ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement noté : **NG** : Négatif Grand ; **NM** : Négatif Moyen ; **NP** : Négatif Petit ; **EZ** : Environ Zéro ; **PP** : Positif Petit ; **PM** : Positif Moyen ; **PG** : Positif Grand. La représentation de ces ensembles flous est donnée par la figure III.9.

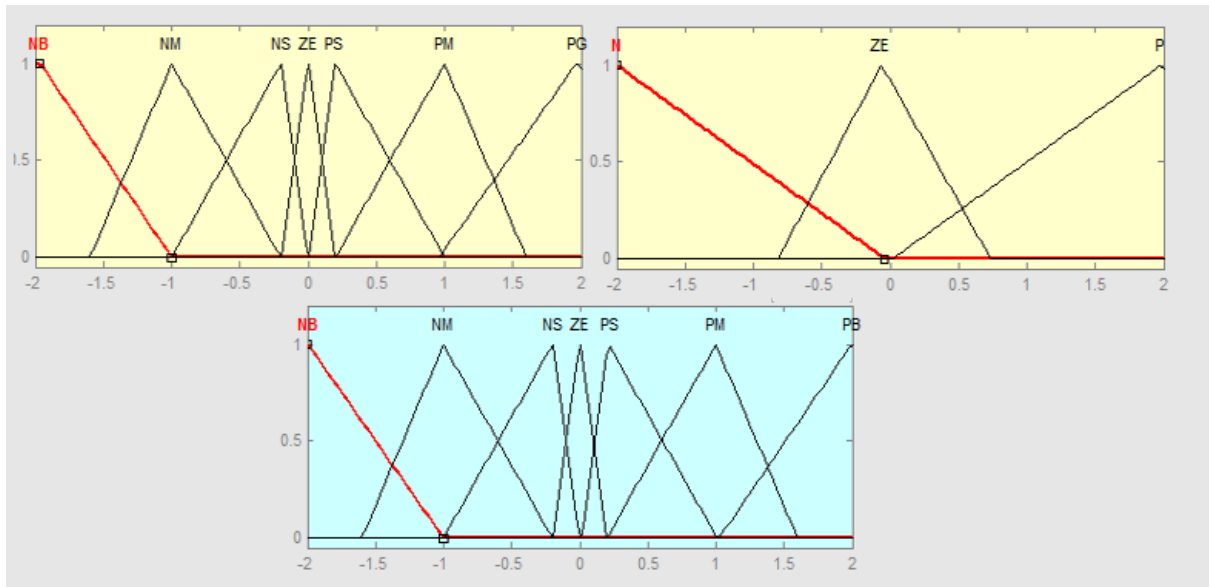


Figure III.4 : Description des fonctions d'appartenance

II-4-4 Inférence

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

Si e est x_1 ET Δe est x_2 ALORS C_{ref} est x_3

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

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau II.2.

II-4-5 Traitement numérique de l'inférence

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Sachant que l'opérateur ET est le

minimum, l'opérateur OU est le maximum et l'opérateur ALORS est le maximum .La méthode retenus sera la méthode min/max.

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

Tab III.2 : Matrice d'inférence de 7 ensembles flous

II-5-6 Défuzzification

La défuzzification consister à transformer la décision de sortie linguistique en une décision numérique connue pour commander le système. Pour notre cas d'étude nous avons utilisé la méthode du centre de gravité.

- Etude des différents sous-ensembles

En ce qui concerne notre travail, nous avons retenu trois cas d'études, et ce, à base de l'étude théorique présentée dès le début de ce chapitre ; nous présentons l'analyse et la simulation des trois cas dans le but de valider la commande et estimer les performances de la vitesse.

1^{er} cas : sept ensembles flous

On attribue aux entrées sept ensembles flous (GN, MN, PN, EZ, PP, MP, GP). la matrice d'inférence sera la suivante

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

Tab III.3 : Matrice d'inférence de 7 ensembles flous

2^{ème} cas : trois ensembles flous

Dans ce premier cas, on attribue à l'univers de discours des variables, trois ensembles flous : Négative (N), Zéro (Z) et Positif (P). Par conséquent, la matrice d'inférence qui aura 9 règles est la suivante :

$\Delta e/e$	N	Z	P
N	N	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	P

Tab III.4 : Matrice d'inférence de 3 ensembles floue

III Neurone formel

Le premier modèle du neurone formel a été présenté par Culloch et Pitts D'une façon générale C'est un élément de traitement qui fait une sommation pondérée de n entrées p_1, \dots, p_R . Si cette somme dépasse un certain seuil (fonction d'activation f), le neurone est activé et transmet une réponse dont la valeur est celle de son activation. Si le neurone n'est pas activé, il ne transmet rien, comme il est indiqué par la figure suivante :

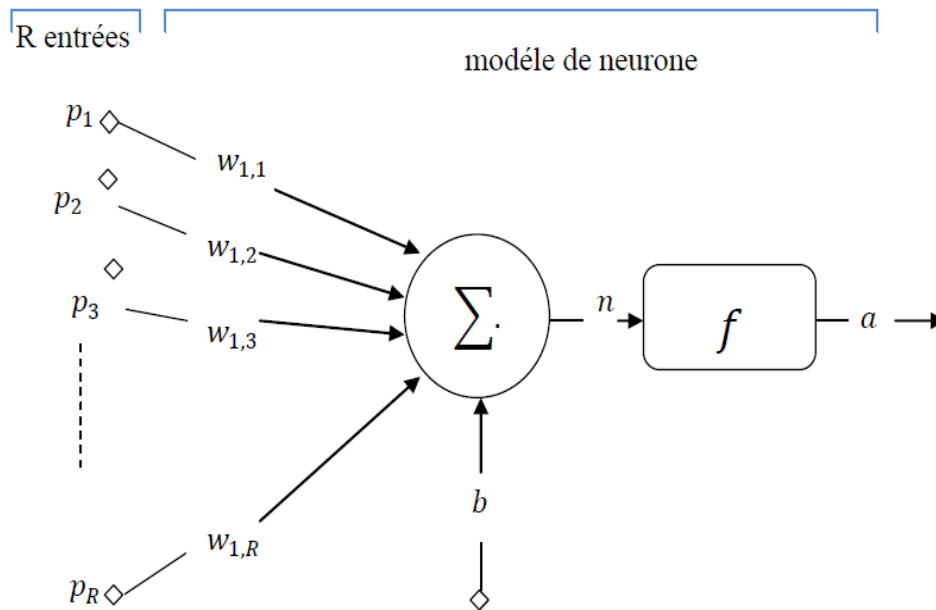


Figure III.5 : représentation du neurone artificiel

Avec:

- P_1, \dots, R : entrées.
- $W_{1,1}, \dots, R$: poids sur les entrées.
- b : biais; (déplacement horizon. def).
- $n=net$: niveau d'activation.
- f : fonction de transfert.
- $a = out$: sortie du neurone.

Les entrées du neurone sont désignées par P_j ($j = 1, n$). Les paramètres W_j reliant les entrées aux neurones sont appelées poids synaptique ou tout simplement poids. La somme pondérée des signaux d'entrée constitue l'activation du neurone. C'est une fonction qui définit l'activité du neurone, elle est appelée aussi fonction de seuillage ou de transfert[18].

III-1 La fonction d'activation (transfert)

Dans le domaine des réseaux de neurones artificiels, la fonction d'activation est une fonction mathématique appliquée à un signal en sortie d'un neurone artificiel. Le terme de "fonction d'activation" vient de l'équivalent biologique "potentiel d'activation", seuil de stimulation qui, une fois atteint entraîne une réponse du neurone. L'objectif de cette fonction dite aussi fonction d'activation est de rendre la sortie bornée[18].

III-2 Définition des réseaux de neurones artificiels (RNA)

Un réseau de neurones est une structure de traitement parallèle et distribuée d'information, comportant plusieurs éléments, de traitement (neurones), avec topologie spécifique d'interconnexion entre ces éléments, et une loi d'apprentissage pour adapter les poids des connexions. Chaque élément de traitement à une sortie unique branchée à plusieurs connexions collatérales qui transmettent le même signal, qui est la sortie du neurone. Dans un réseau de neurones donné, l'information est traitée par un grand nombre très important d'autres processeurs[18].

III-3 Apprentissage

L'apprentissage est donc défini comme étant tout algorithme d'ajustement des coefficients synaptiques (poids). Donc, les variables modifiées pendant la phase d'apprentissage sont généralement les poids des connexions entre neurones. Le réseau est testé plusieurs fois au fur et à mesure que l'on ajuste les poids, avant qu'il satisfasse à une réponse désirée. Une fois le but est réalisé les poids seront fixé et on peut alors passer à la phase d'utilisation du réseau, principalement il existe deux types :

III-3-1 Apprentissage supervisé

Dans ce type d'apprentissage, on présente au réseau une entrée et la sortie désirée correspondante, les coefficients synaptiques sont alors ajustés dans le but de minimiser un critère de coût. Une fois l'apprentissage est effectué, le réseau est apte à accomplir la tâche prévue. Les performances du réseau sont évalués à l'aide d'un ensemble d'exemples (de même nature que l'ensemble apprentissage ou d'entraînement) dit ensemble de test. La méthode la plus utilisée pour ce type d'apprentissage est la rétropropagation.

III-3-2 Apprentissage non supervisé

Dans ce type d'apprentissage l'adaptation des coefficients synaptiques n'est pas basée sur la comparaison avec une certaine sortie désirée, mais c'est le réseau qui organise lui-même les entrées qui lui sont présentées de façon à optimiser une certaine fonction de coût, sans lui fournir d'autres éléments de réponses désirées. Cette propriété est dite Auto-organisation (self organisation)[18].

III-4 La rétropropagation

L'algorithme de rétropropagation du gradient qui est le plus connu pour réaliser l'adaptation des réseaux multicouches. Il s'agit d'une méthode d'apprentissage supervisé, fondée sur la modification des poids du réseau dans le sens contraire à celui du gradient de l'erreur par rapport à ces poids.

III-5 Commande prédictive neuronale du convertisseur Buck DC/DC

La stratégie de la commande prédictive neuronale est basée sur la combinaison de l'avantage des réseaux de neurones de modéliser n'importe quel système non linéaire et de celui de la commande prédictive généralisée de pouvoir commander des systèmes complexes par la sélection des valeurs des paramètres de synthèse.

L'objectif de l'utilisation d'un réseau de neurones artificiels, pour modéliser un système non linéaire, est de construire un modèle mathématique qui peut être utilisé dans la conception d'un prédictif non linéaire. À partir d'une connaissance préalable sur le système et ses entrées/sorties, le réseau de neurones peut décrire le comportement d'un système à dynamique non linéaire sans nécessité de connaître ses paramètres[18].

Le prédictif associé est donné par :

$$y_p(k) = f[y(k-1), \dots, y(k-n_a), u(k-n_k), \dots, u(k-n_b-n_k+1)] \quad (\text{III.7})$$

Le vecteur de régression du réseau de neurones s'écrit :

$$\varphi(k) = [y(k-1), \dots, y(k-n_a), u(k-n_k), \dots, u(k-n_b-n_k+1)] \quad (\text{III.8})$$

La sortie prédite est paramétrée en fonction des poids et des biais w du réseau :

$$y_{RN}(k) = f_{RN}[\varphi(k), w] \quad (\text{III.9})$$

Où

y_{RN} : est la prédiction d'un pas en avant de sortie.

f_{RN} : est la fonction du réseau.

n_a, n_b, n_k : sont respectivement les ordres du système et le retard.

Le modèle non linéaire réalisé par un réseau de neurones dépend des valeurs des coefficients de pondération (poids et biais des neurones) de ce réseau. Pour qu'un réseau effectue une tâche donnée, il faut ajuster les valeurs de ses coefficients. La procédure d'ajustement des coefficients, de telle sorte que les sorties du réseau soient proches des sorties désirées, est appelée apprentissage. Un apprentissage supervisé a pour point de départ un ensemble d'apprentissage,

c'est-à-dire un ensemble d'exemples, ou couples {valeurs des entrées- valeurs des sorties désirées correspondantes}, tels les couples {commande- sortie mesurée du processus} en modélisation. Le principe général des algorithmes d'apprentissage repose sur la minimisation d'une fonction de coût quadratique des différences entre les sorties du réseau et celles désirées

$$J(w) = \sum_{k=1}^P \left[\sum_{j=1}^O (y_{dj}(k) - y_{RNj}(k))^2 \right] \quad (\text{III.10})$$

Où w représente le vecteur des paramètres (poids et biais) du réseau de neurones, $y_{dj}(k)$ la valeur désirée de la $j^{\text{ième}}$ sortie et le $k^{\text{ième}}$ couple entrées-sorties, $y_{RNj}(k)$ la valeur de la sortie du modèle neuronal de la $j^{\text{ième}}$ sortie et le $k^{\text{ième}}$ couple entrées-sorties, O le nombre des sorties du réseau et P est le nombre de couples entrées-sorties.

La structure du réseau de neurone et la méthode d'apprentissage sont définies pour l'identification du système non linéaire. Une fois le model neuronal est validé, il est utilisé pour prédire à chaque instant la sortie du système le long d'un horizon fuyant, un critère dépendant des erreurs entre la sortie prédite et le signal de référence est minimisé pour déterminer le signal de commande [18].

La sortie du réseau de neurones est donnée par :

$$y(k) = F^N[U(k-d-1), Y(k-1)] \quad (\text{III.11})$$

Où F^N est la fonction de transfert entrée- sortie de la fonction non linéaire F , et $U(k-d-1)$, $y(k-1)$ ont les vecteurs qui contiennent respectivement m et n éléments décalés de u et y à partir de l'instant $(k-1)$:

$$\begin{aligned} U(k-d-1) &= [u(k-d-1), u(k-d-2), \dots, u(k-d-m)]^T \\ Y(k-1) &= [y(k-1), y(k-2), \dots, y(k-n)]^T \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

Pour un réseau à deux couches, la sortie est définie par l'expression ci-dessous :

$$y(k) = \sum_{j=1}^N w_j \sigma_j(W_j^u U(k-d-1) + W_j^y Y(k-1) + b_j) + b \quad (\text{III.13})$$

N : nombre de neurones dans la couche cachée.

σ_j : fonction d'activation du j -ème neurone de la couche cachée.

W_j^u : vecteur poids pour le j -ème neurone par rapport aux entrées stockées dans $U(k-d-1)$.

Chapitre 3 Conception d'un régulateur intelligent

W_j^y : vecteur poids pour le j-ème neurone par rapport aux entrées stockées dans Y (k-1).

b_j : biais pour le j-ème neurone de la couche cachée.

w_j : poids pour la couche de sortie correspondant au j-ème neurone de la couche de Sortie.

b: biais pour la couche de sortie.

on peut écrire :

$$y(k + 1) = \sum_{j=1}^N w_j \sigma_j (W_j^u U(k - d) + W_j^y Y(k) + b_j) + b \quad (\text{III.14})$$

Où

$$U(k - d) = [u(k - d), u(k - d - 1), \dots, u(k - d + 1 - m)]^T$$

$$Y(k) = [y(k), y(k - 1), \dots, y(k + 1 - n)]^T \quad (\text{III.15})$$

L'expression (II.17) représente un prédicteur à un pas.

L'algorithme est défini par les étapes suivantes.

1. Générer la trajectoire de référence.
2. Initialiser le vecteur de commande et déterminer le comportement futur du système en utilisant le modèle.
3. Calculer la nouvelle commande qui minimise la fonction coût.
4. Répéter les étapes 2 et 3 jusqu'à ce que la minimisation soit achevée.
5. Appliquer la première commande au système.
6. Répéter tout le processus pour chaque pas d'échantillonnage[18].

IV Simulation et Résultats

IV-1 Circuit proposé

Le schéma Simulink correspondant au modèle contrôle et amélioré la vitesse D'un MAS monophasé est représenté sur la figure suivante .

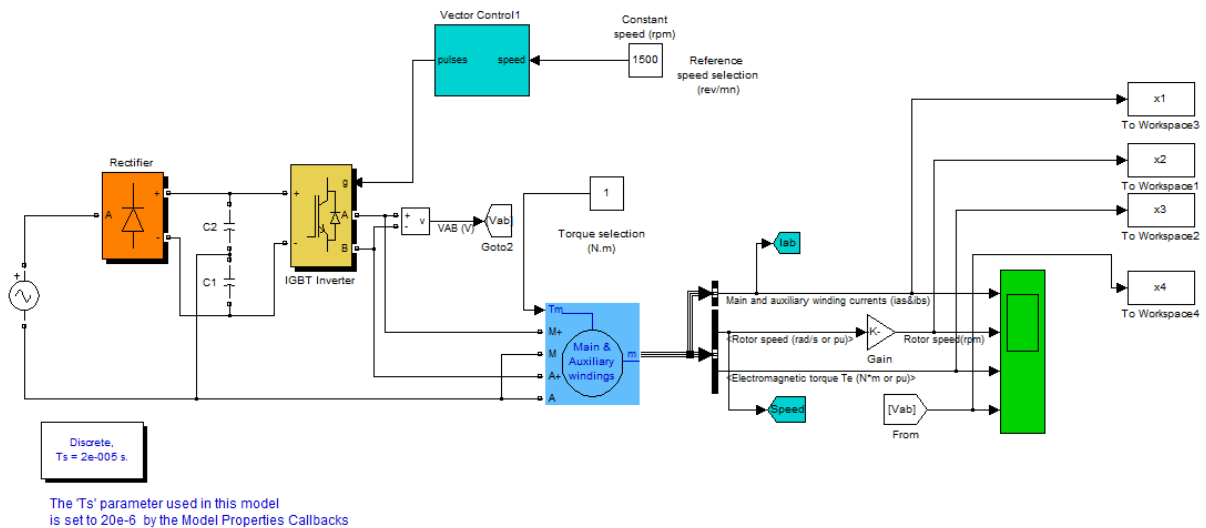


Figure III.6 : Machine asynchrone monophasée - Contrôle vectoriel du convertisseur de fréquence

Dans ce modèle de simulation (figure III.1) qui représente la conception permettant la régulation de la vitesse, le temps de réaction avec dynamique électrique est simplifié

On va diviser ce modèle de simulation en trois blocs :

IV-2-1 Bloc de Moteur

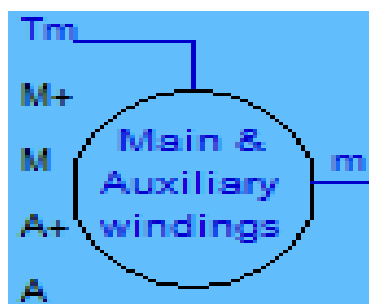


Figure III.7 : MAS monophasé enroulement auxiliaire et principale

Dans le cas général au niveau de l'entrefer des machines électriques il existe un spectre d'harmoniques infinies et variées du champ. Tout de même on peut dissocier ce spectre quelconque en harmoniques paires, impaires et fractionnaires.

Cependant il est insensé d'essayer de résoudre ce problème dans le cas général.

Dans cette configuration de la machine asynchrone monophasée (Figure III.2), les bornes des deux enroulements auxiliaire et principal sont accessibles à l'utilisateur.

Les paramètres sont en grandeurs S.I. Le formulaire d'entrée du modèle nous permet de saisir les paramètres de la machine avec deux enroulements accessibles.

IV-2-2 Bloc de l'association moteur asynchrone -onduleur de tension

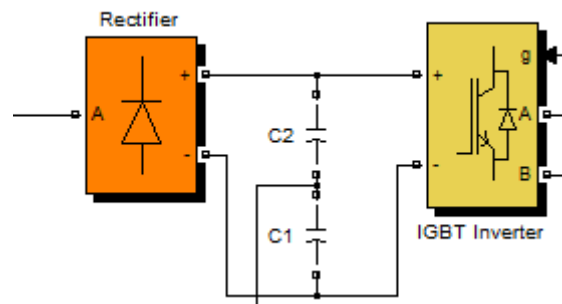


Figure III.8 : structure de variateur de fréquence

L'association moteur asynchrone -onduleur soit basse tension, soit moyenne tension. Certains fonctionnent en onduleurs, d'autres en redresseur/filtre/onduleur

Nous choisis ce onduleur (IGBT) lorsque ce type d'un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif.

IV-2-3 Bloc de régulation

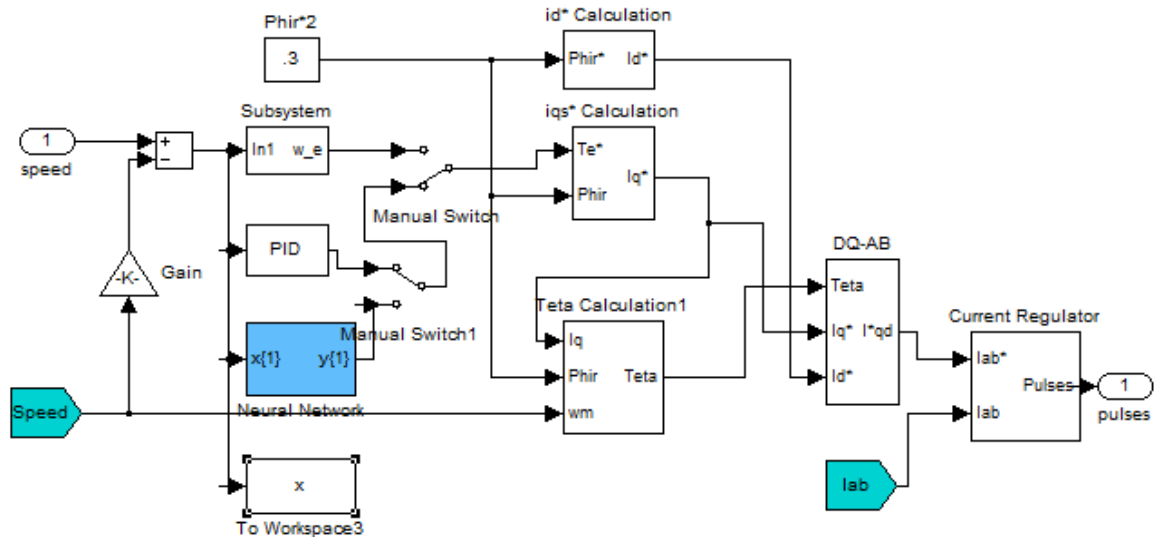


Figure III.9 : représente Block de régulation

L'objectif de la commande, en générale, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation : temps de montée ; temps de réponse ; dépassement ; stabilité.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie).
- Sensibilité à la variation des paramètres.

A partir de ces points, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. Les régulateurs sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Dans notre commande il y a trois régulateurs, pour la régulation de la vitesse et le flux, en série avec commande vectorielle pour simplifier la commande et convertie T_e à les courants i_{sd} et i_{sq} , concerté par les élément suivant :

A- Régulateur PID

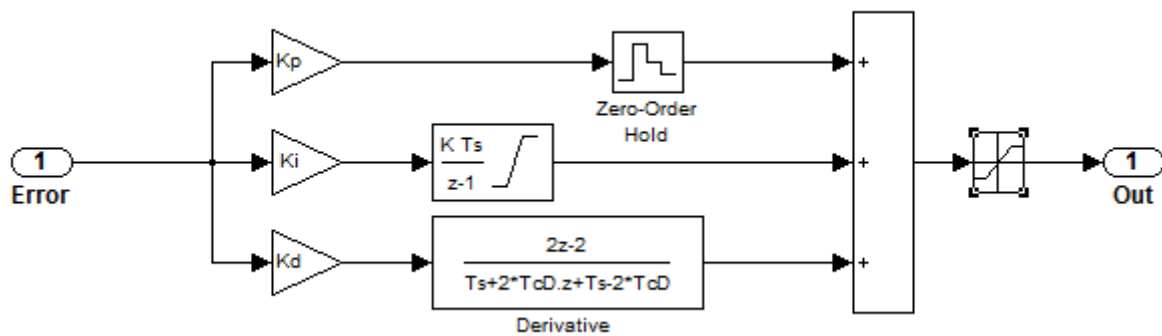


Figure III.10 : Discret PID contrôle

Un régulateur PID est obtenu par l'association de ces trois actions. Il remplit essentiellement trois fonctions suivantes :

1. Il fournit un signal de commande en tenant compte de l'évolution du signal de sortie par rapport à la consigne.
2. Il élimine l'erreur statique grâce au terme intégrateur
3. Il anticipe les variations de la sortie grâce au terme dérivateur

B- Régulateur Floue

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

On considère alors le système avec contrôleur flou présenté dans la figure III.6.

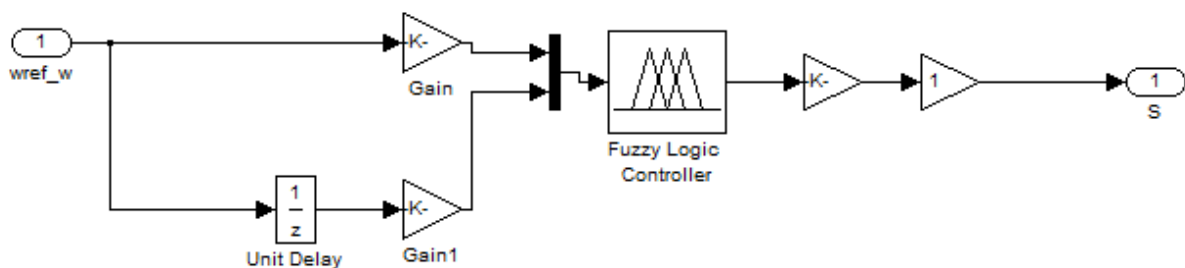


Figure III.11 : Structure de la commande Floue (subsystem)

Voici un petit exemple très simple de système flou qui a pour avantage d'avoir une défuzzification assez simple puisque les variables de sorties sont déjà des variables numériques et non linguistiques. Il suffit, pour défuzzifier de fusionner ces variables numériques sans manipuler des fonctions d'appartenances.

C- Régulateur Neurone

la machine doit fonctionner dans le régime linéaire (sans saturation du flux). L'avantage des réseaux de neurones est de permettre le réglage de la vitesse même s'il y a une variation des paramètres non accessibles de la machine comme la variation de la résistance interne.

En outre, des applications de type commande vectorielle des machines à induction sont sur le point de se développer.

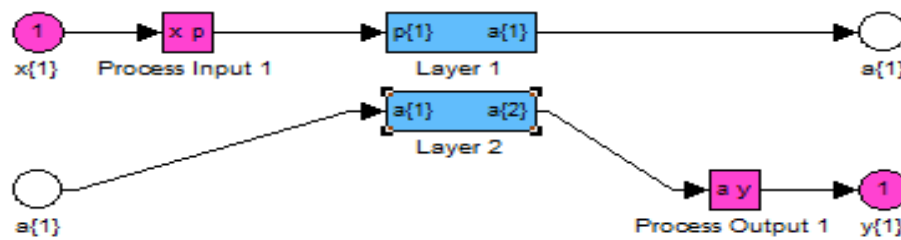


Figure III.12 : représente neural contrôle

Illustre la structure de la stratégie globale de la commande DTC et du contrôleur de la vitesse utilisée. Le système de contrôle est composé du contrôleur

On va sise les êtas d'entrainement en fiche scripte

Dans ce cas, les entrées du réseau de neurones sont la position du vecteur de flux statorique représentée par le numéro du secteur correspondant, l'écart entre sa valeur estimée et sa valeur de référence et l'écart entre le couple électromagnétique estimé et le couple de référence.

D- Command vectoriels

Dans notre travail, nous avons utilisé la méthode indirecte par orientation du flux rotorique. La figure représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse (méthode indirecte) d'une machine asynchrone monophasé dans un repère (d, q) lié au champ tournant alimentée en tension.

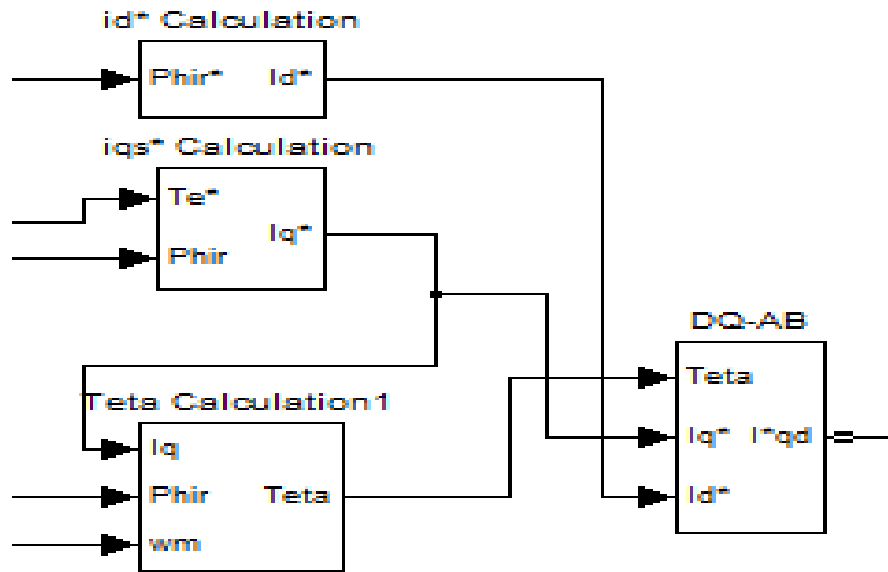


Figure III.13 : Structure de commande de la MASM

IV-2 résultats de simulation

En utilisant le schéma de simulation de la figure on a procédé aux essais suivants pendant une durée de 3s et vitesse référant 1500 tr/min .

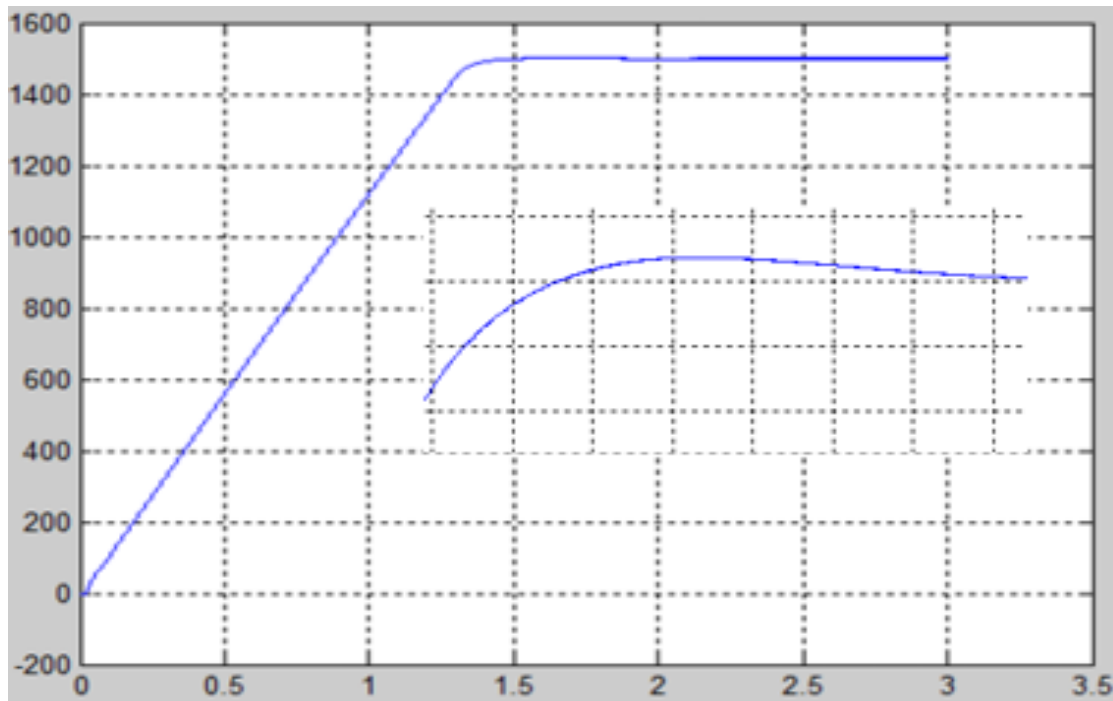


Figure III.14 : représente le changement de la vitesse(tr/min) en fonctionne temp (s) avec PID

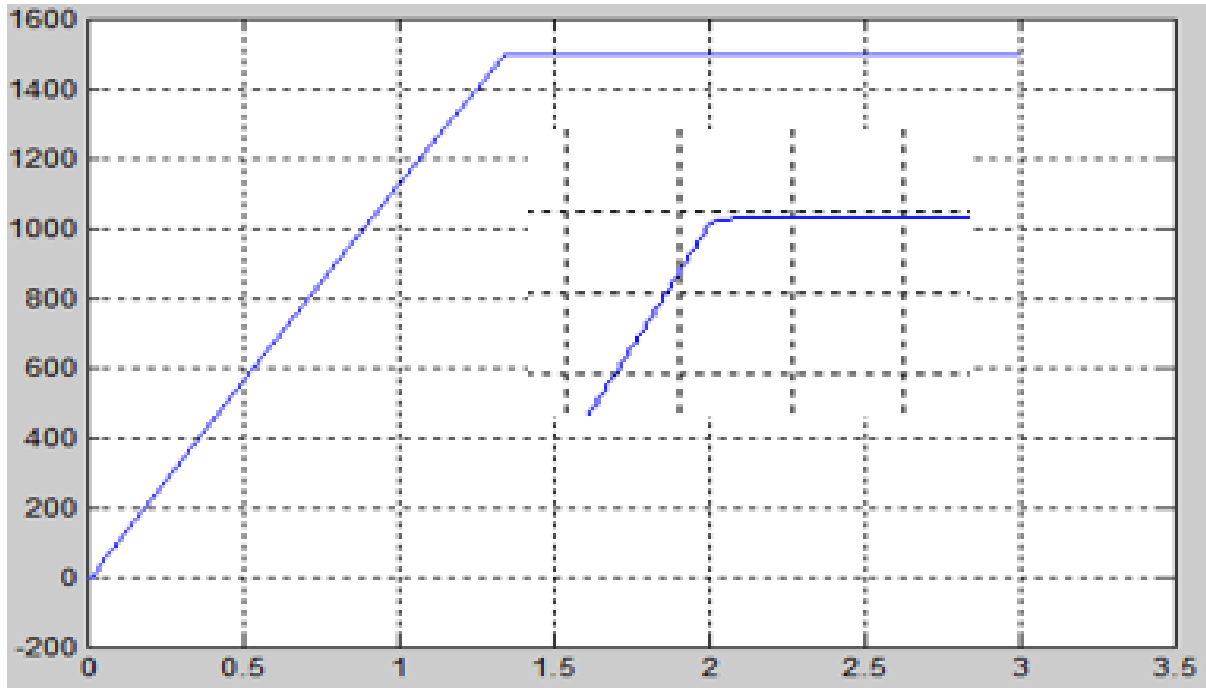


Figure III.15 : représente le changement de la vitesse(tr/min) en fonction de temp (s) avec Floue

Au niveau de temps de réponse, on remarque que la transition de régime transitoire au régime permanent est plus rapide dans le cas de régulateur floue.

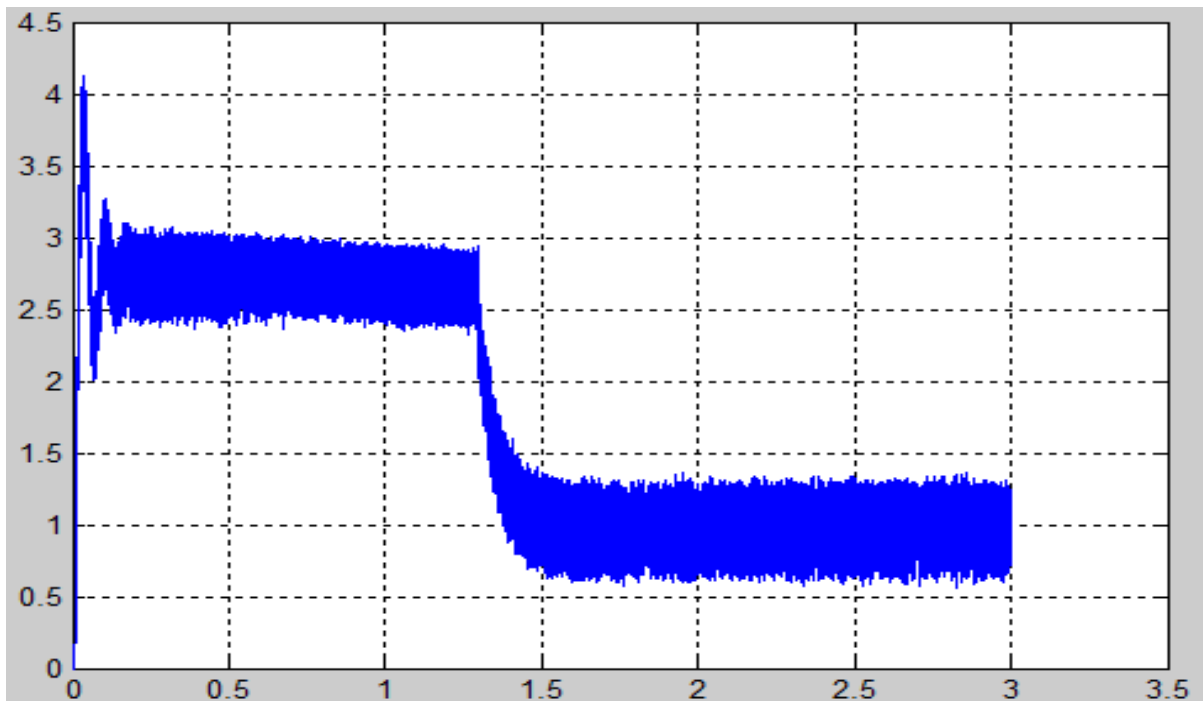


Figure III.16 : représente le changement de couple (N.m) en fonction de temp(s) avec PID

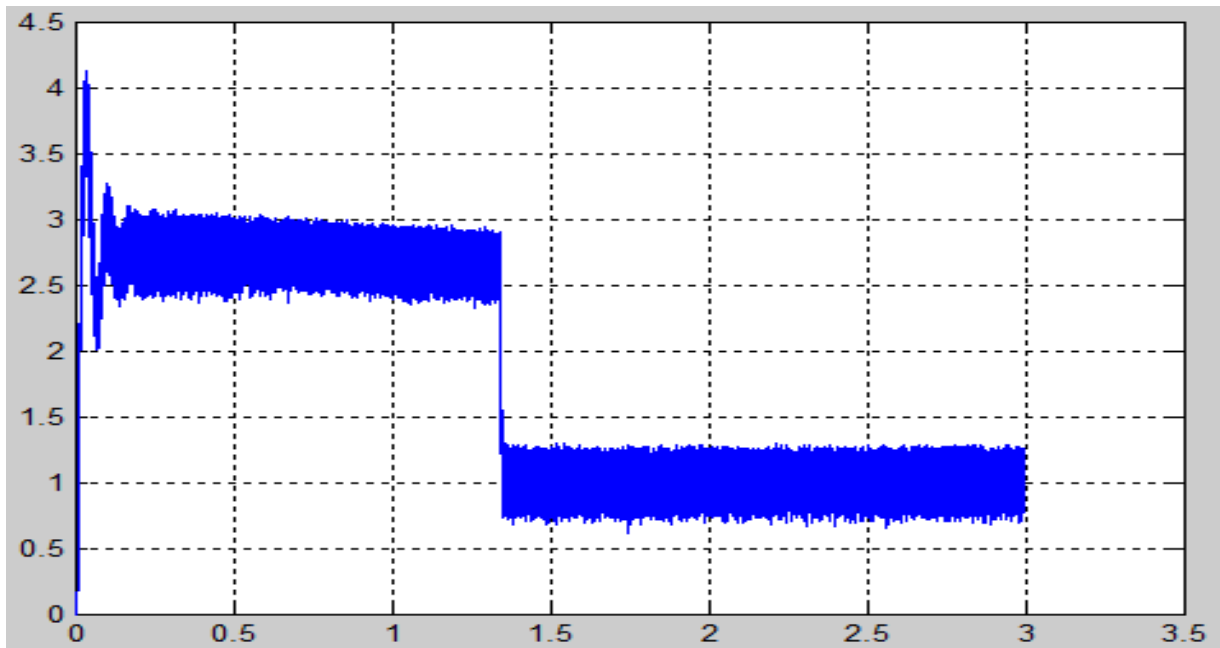


Figure III.17 : représente le changement de couple (N.m) en fonction de temp(s) avec Floue

On remarque une diminution dans la valeur de couple dans un temps coraissant au temps de réponse de Vitesse et sa revient a la relation inverse qui existe entre le couple et la Vitesse, de meme la diminution de couple est plus rapid dans le cas de floue

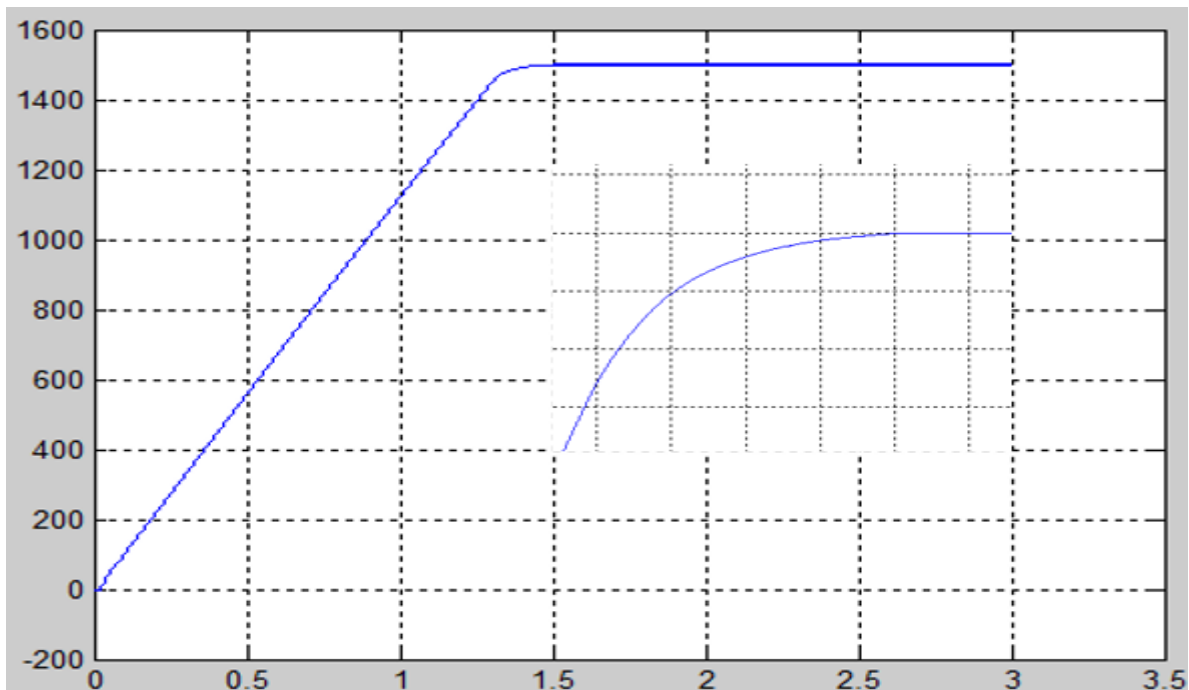


Figure III.18 : représente le changement de la vitesse(tr/min) en factionne temp (s) avec neurone

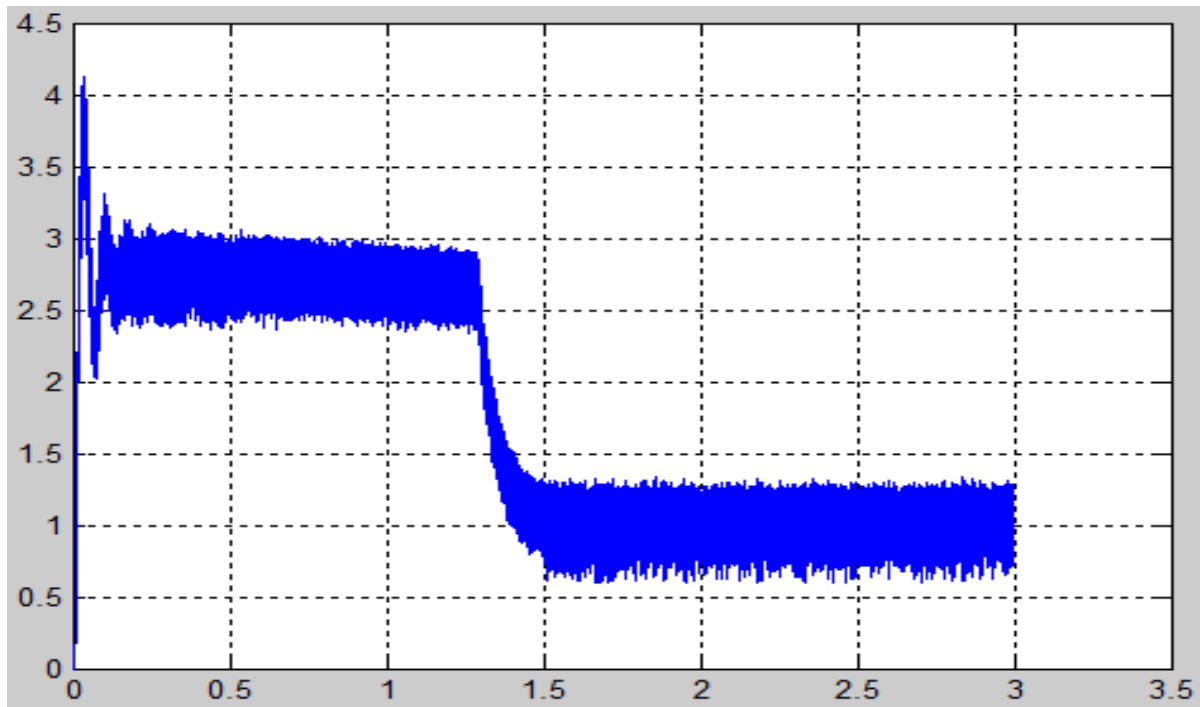


Figure III.19 : représente le changement de couple (N.m) en fonction de temp(s) avec neurone

Par comparaisant au niveau de temps de réponse en voit que ce dernier est presque le même mais dans le cas de pid on remarque un déplacement considérable par contre pour le RNA on ne remarque pas un déplacement et cela donne l'avantage au RNA .

On remarque que Le régulateur neurone donne des résultats plus proches aux régulateurs PID mais au niveau d'amplitude on voit que le RNA a une vibration moins importante que le PID

Le régulateur neurone minimise les erreurs par sa capacité d'apprentissage et d'entraînement, cette fonctionnalité permet de développer sa performance, par rapport aux autres régulateurs et cela se fait par :

Former le réseau. Ce réseau utilise par défaut l'algorithme de Levenberg-Marquardt pour la formation du réseau (trainlm). Pour former le réseau pendant la formation, la fenêtre de formation suivante s'ouvre. Ces affichages de fenêtre montrent le progrès et vous permettent d'interrompre la formation à n'importe quel point :

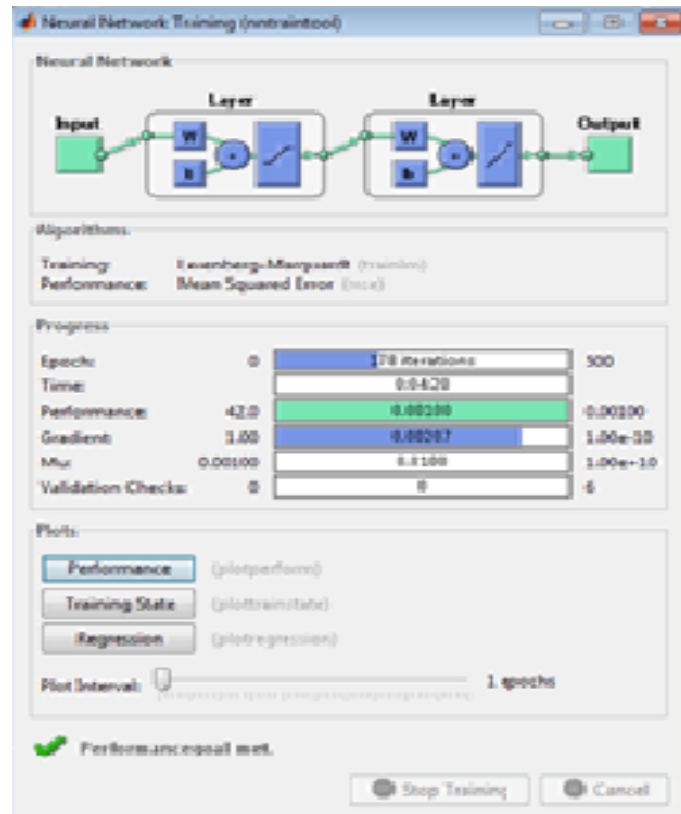


Figure III.20 : représente a fenêtre de formation

Cette formation s'est arrêtée quand l'erreur de validation a augmenté durant six itérations, ce qui se fera à l'itération 178. Si vous cliquez Performance dans la fenêtre de formation, Un affichage des erreurs d'une formation, des erreurs de validation et des erreurs de test apparaît, comme indiqué dans la figure III.21.

Dans cet exemple, le résultat est raisonnable à cause des considérations suivantes :

- L'erreur carrée moyenne finale est petite.
- L'erreur de l'ensemble test et l'erreur de l'ensemble validation ont des caractéristiques semblables.
- Pas de surajustement significatif obtenu par l'itération (où on a obtenu la meilleure performance dévalidation).

La figure suivante montre les résultats :

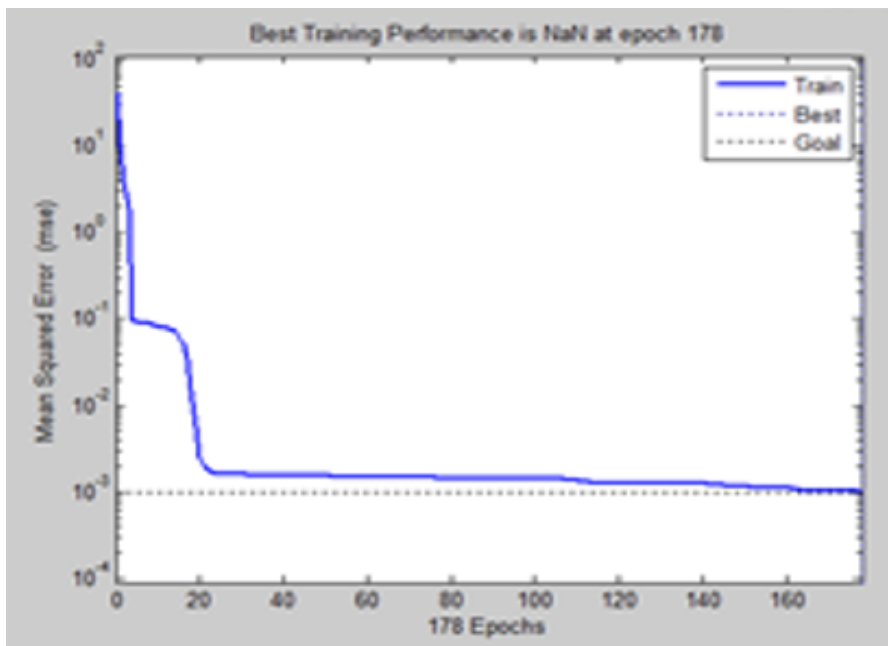


Figure III.21 : représente le changement de erreur en fonction de les itération

En remarque l'erreur diminue jusqu'à ce qu'elle tend vers à zéro pouvez exécuter une régression linéaire entre les productions de réseau et les cibles correspondantes.

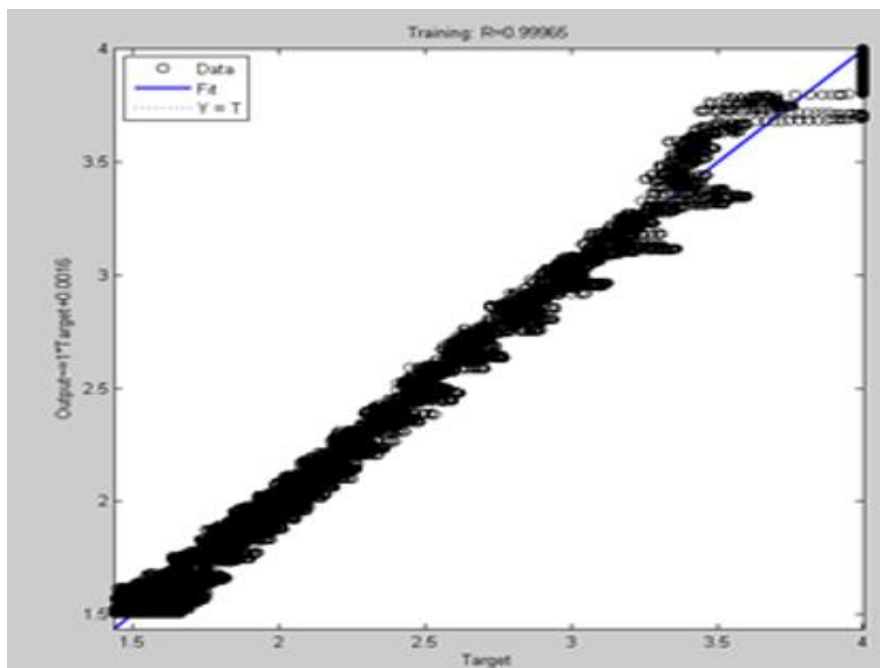


Figure III.22 : Représente régression linéaire

En remarque l'histogramme d'erreur pour obtenir une vérification supplémentaire de la performance de réseau.

V Conclusion

Dans ce chapitre, Les principales méthodes utilisées pour concevoir un régulateur à base de logique floue ont été présentées. D'autres méthodes pour le fuzzification, l'inférence et la défuzzification existent mais sont moins utilisées. Elles sont surtout utilisées pour répondre à des problèmes de commande aux exigences spécifique Le régulateur RNA peut traiter tous les systèmes linéaires au bien non linéaire, il dépend de plusieurs caractéristiques comme la structure de réseaux et l'algorithme d'apprentissage, dépends aussi des poids initiaux,etc. Les résultats obtenu par le régulateur RNA sont généralement satisfaisants, mais il reste encore un travail important pour développer des nouvelles techniques pour le choix de ses paramètres, car il n'y a pas d'une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones dans les couche cachées,...etc.), comme Il est également nécessaire de trouver un moyen de sélectionner les entrées et les sorties de manière plus approfondie afin que la commande soit mieux réalisée.

les résultats A montré que le régulateur intelligent efficace par apporte le régulateur classic dans diminution le temps de réponse et stabilité le system.

Régulateur neurone donne résultats plus approche à régulateur floue mais Retour à l'intéressent l'intérêt de la logique floue en commande réside dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un operateur qualifié en un ensemble de règles linguistique facilement interprétables. Malheureusement la manipulation de règles non précises peut générer un nombre d'erreurs non négligeable. La mise en place d'un système neuron network nécessite donc une attention particulière lors de la phase de test de manière à détecter les éventuelles aberrations du système.

Conclusion Générale

Dans ce travail, nous avons étudié par simulation numérique en utilisant le MATLAB /Simulink la réception de déférant type de régulateur dans un MASM .

En premier chapitre, on a vu le principe de fonctionnement des machines à induction monophasées, après, une étude topologique des moteurs asynchrones Monophasés a été présentée. nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation avec la transformation de Park, afin de simplifier les équations de la machine asynchrone monophasée en régime transitoire. pour paramétrer notre machine d'étude.

Deuxième chapitre, nous avons donné les principes bases de la commande vectorielle direct et Le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone monophasée est présenté en détail. Grâce à cette commande, la machine asynchrone devient commandable comme une machine à courant continu. On a montré que cette technique est facile à mettre en œuvre car le découplage ne nécessite pas la connaissance du modèle de la machine, a âpre Nous avons utilisé un régulateur PI classique pour réaliser cette commande.

La détermination du régulateur PI montre une forte dépendance aux paramètres de la machine, ce qui fait qu'un petit changement de ces paramètres provoque une détérioration des performances.

Dans le derniers chapitre, on a proposé deux régulateur RNA et logique floue d'après résultats de simulation nous concluons que réglage par réseaux de neurone artificiels a un bon découplage entre le flux et le couple ou la perturbation extérieure est rejeté avec l'entraînement, amélioré Avec l'entraînement, la vitesse augmente performance

l'intéressent l'intérêt de la logique floue en commande réside dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un operateur qualifié en un ensemble de règles linguistique facilement interprétables. Malheureusement la manipulation de règles non précises peut générer un nombre d'erreurs non négligeable. La mise en place d'un système neuron network nécessite donc une attention particulière lors de la phase de test de manière à détecter les éventuelles aberrations du système. neurone as la avantage pour devlope le performance avec l' entrainement.

Bibliographies

- [1] Veinott, "Theory and Design of Small Induction Motors," McGraw-Hall Book, 1959.
- [2] E. R. Collins, "Torque and slip behavior of single-phase induction motors driven from variable-frequency supplies," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, pp. 710-715, 1992.
- [3] P. C. Krause, "Simulation of Unsymmetrical 2-Phase Induction Machines," in IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1965, pp. 1025-1037.
- [4] R. Champagne, "Conception et validation d'un modèle de machine synchrone avec saturation magnétique," Montréal : École de technologie supérieure,
- [5] G. Segulier « Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative Continue », vol.1, 3ème édition, Technique et Documentation Lavoisier, Paris,2006. [6] G. Segulier « Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative Continue », vol.1, 3ème édition, Technique et Documentation Lavoisier, Paris,2006.
- [7] cours électronique de puissance « conversion continu alternative » . université Joseph Fourier .
- [8] Maker hattab « 2014 » « réalisation d'un onduleur monophasé commander par pic16F877 » école supérieur de technologie –berrechid université Hassan Ier -settat
- [9] Mauricio Beltrau & al. "Vector Control Strategies for Single-Phase Induction Motor Drive Systems", IEEE transactions on industrial electronics,,vol 51, N°. 5, October 2004
- [10] C.Touzet,les réseaux de neurones artificiels, introduction au connaiionnisme , cours, exercices et traveaux pratiques,paris juillet.
- [11] O. Landolt, P. Marchal et E. Vittoz, « processeurs flous », Eisi-Micro Swiss Semaine d'enseignement spécifique, Exposé on st-Inier, Décembre 2000.
- [12] J. C de Barros, « Application de la logique floue à la commande optimale du moteur asynchrone », thèse de doctorat, université Aix- Marseille III, France, 2003.
- [13] K. Benlarbi, « optimisation floue, neuronale et neuro-floue d'un système de pompage photovoltaïque par déférentes machines », thèse de magistère, université de Batna, 2003
- [14] I. Baghli , « contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue , des réseaux de neurone et des algorithmes génétique », thèse de doctorat, université Henri Poincaré, France, 1999.
- [15] Earl Cox, « fuzzy fundamentals », IEEE spectrum, pp 58-61 octobre 1992.

Bibliographies

[16] B. Mokhtari, « Implantation de la DTFC par des techniques de l'intelligence artificielle neuronale et floue : Application à la machine asynchrone alimentée par des onduleurs à deux et trois niveau », thèse de magistère, université de Batna, 2004

[17] R. Benabdennour, P. Borne, M. Ksouri, et F. M'sahli « Identification et Commande des procédés Industrielles », Edition technique, Paris 2001.

[18] ABDERREZEK.H « Contribution à la Commande du Convertisseur DC/DC Par L'Utilisation des Techniques Intelligentes », Université Amar Telidji – Laghouat , 2018