

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA
Faculté Des Sciences Appliquées
Département De Génie électrique



Mémoire de Master
Domaine : Sciences et technologie
Filière : Génieélectrique
Spécialité : machines électrique

Présente par :

Ghedairi salah eddine

Noureddine gherib

-Thème-

**Régulation de la vitesse d'un moteur asynchrone
polyphasé par un régulateur neuronal**

Soutenu le : 15/06/2023

Soumis au jury composé de :

Mr BOUKAZ ouahid	MAA	Président	UKA Ouargla
Mr BOUREK Yacine	MCA	Encadreur/ rapporteur	UKA Ouargla
Mr TAIBI Djamel	MAA	Co-encadreur	UKA Ouargla
Mr SAHRAOUI lazhar	MAA	Examineur	UKA Ouargla

Année universitaire : 2022/2023

Remerciements

Nous tenons à remercier tout premièrement ALLAH le Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années. Nous voudrions exprimer nos sincères remerciements à notre promoteur le Dr. BOUREK Yacine de nous avoir encadré et d'être toujours disponibles tout le long de ce travail.

Nous remercions également notre co-encadreur Mr. TAIBI Djamel pour son aides et soutiens pour compléter ce travail.

Nous exprimons aussi nos remerciements au président du jury BOUAKAZ Ouahid pour l'honneur qui nous a fait de présider notre jury ainsi que l'examineur Sahraoui lazhar pour avoir examiné ce présent mémoire

nous n'oublions pas de remercier nos parents et nos amis pour leurs encouragements et leurs présences.

Enfin, nos remerciements toute personne ayant participés de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicace

Je dédie cet humble travail à ma mère et à mon père grâce à leur supplication pour moi et à leur soutien tout au long de ma carrière universitaire. Qu'Allah leur accorde le paradis.

A mon encadreur Dr.BOURK Yacine et Dr.TAIBI

djame

Mes frères

Mes sœurs

Toute la famille gherib

A toute la promo de machine électrique

Les meilleurs amis

(laiche, Mahdi , hamza)

A toute personne qui connaissent gherib noureddine

Merci pour vous tous

Dédicace

Je dédie cet humble travail à ma mère et à mon père grâce à leur supplication pour moi et à leur soutien tout au long de ma carrière universitaire. Qu'Allah leur accorde le paradis.

A mon encadreur Dr.BOURK Yacine et Dr.TAIBI

djame

Mes frères

Mes sœurs

Toute la famille ghedairi

A toute la promo de machine électrique

Les meilleurs amis

(Ismail , hamza, asem)

A toute personne qui connaissent ghedairi salah eddine

Merci pour vous tous

Sommaire

Remerciemen	I
Dédicace.....	II
Symboles et notations.....	IV
listes des figures.....	VI
listes des tablau.....	VII
Introduction générale.....	2

**CHAPITRE I: MODÉLISATION ET SIMULATION DE MACHINES
ASYNCHRONE POLYPHASÉ**

I.1 Introduction.....	5
I.2 Description de la MASP.....	5
I.3 Modélisation de la machine asynchrone polyphasée dans la base naturelle.....	6
I.3.1 Equations électriques.....	7
I.3.2. Equations magnétiques.....	9
I.3.3.Equation mécanique.....	10
I.4 Transformation de Park.....	11
I.4.1 Choix de repère d, q	12
I.5 Modèle de machine dans un référentiel biphasé.....	13
I.5.1 Equations des tensions	13
I.5,2 Equations de flux.....	13
I.5.3 Couple Electromagnétique	13
I.6 Modèle du moteur asynchrone à cinq phases sous MATLAB/Simulink	14
I.6.1.Résultats de simulation.....	14
I.6.2.Interprétation des résultats	16

I.6.2.1.Démarrage sans charge (à vide)	16
I.6.2.2.Application d'une charge nominale	17
I.7 Conclusion.....	17

CHAPITRE II : Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à cinq phases

II. Introduction.....	20
II.2 Principe Du Contrôle Vectoriel A Flux Orienté.....	20
II.3-Avantages Et Inconvénients De La Commande Vectorielle	21
II.4 Commande vectorielle directe.....	21
II.5 Commande vectorielle indirecte	21
II.5.1 Expression générale de la commande.....	22
II.6 Schémas de principe de la commande vectorielle	22
II.7 Régulation.....	23
II.7.1 Régulation de Vitesse	23
II.8 onduleur.....	25
I.8.1.Hypothèses.....	26
I.8.1.1 Commandabilité de l'onduleur	26
I.8.1.2.Fonction d'état des interrupteurs.....	26
I.8.1.3 Fonction de conversion.....	27
II.9 Commande par modulation en courant par hystérésis.....	28
II.9.1 Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis	30
II.10 Simulation.....	30
II.10.1 Schéma de simulation	31
II.11 Résultats de simulation.....	32
II.11.1 Application d'une charge.....	32
II.11.2 Tests de suite de changement de la vitesse.....	33
II.11.3 Tests de l'inversion du sens de rotation de la machine	36

II.12 Conclusion.....	37
-----------------------	----

CHAPITRE III : Les réseaux de neurones

III.1 introduction.....	39
III.2 Définition du neurone formel.....	39
III.3 Eléments de base et modélisation d'un neurone formel (artificiel)	39
III.3.1	Neurone
biologique	39
III.3.2 Neurone artificiel	40
III.3.3 STRUCTURE DE BASE	41
III.4 Application des réseaux de neurones pour régulation d'un convertisseur statique	42
III.4 .1Modélisation du régulateur neuronal	42
III.4.1.1 Fonctions de transfert	42
III.5 Apprentissage des RNA.....	43
III.5. 1 Les types d'apprentissage des réseaux de neurones.....	44
III.5 1.1.L'apprentissage non supervisé	44
III.5 1.2 Apprentissage par renforcement	44
III.5 1.3 L'apprentissage supervisé	44
III 7. Domaines d'application des réseaux de neurones.....	45
III.7 avantages et inconvénients des réseaux de neurones.....	46
III.7 1 avantages des réseaux de neurones	46
III.7 2 inconvénients des réseaux de neurones	47
III.8 Application de RNA sur la commande de la MASP.....	47
III.8 1Schéma de commande du MASP	47
III.9 Résultats de simulation.....	48
III.9.1 Démarrage à vide suivi d'une charge nominale.....	48

III.9.2 Test avec variation de la vitesse.....	50
III.9.3 Test avec inversion du sens de rotation.....	51
III.9.4 Test avec variation de la résistance rotorique.....	52
III.10 Conclusion.....	54
Conclusion général	56
Bibliographie	
Annexe	
Résumé	

Liste Des Symboles

MASP : Machine Asynchrone polyphasée

FOC : Commande vectorielle par orientation de flux (Field oriented control)

DTC : Commande Direct du Couple (Direct Torque Control).

MLI : modulation de largeur d'impulsion

s, r : Indices d'axes correspondants au stator et rotor

a, b, c, d, e : Indice correspondants aux cinq phases a, b, c, d, e.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs}, V_{ds}, V_{es} : Tensions d'alimentation du statoriques.

V_{ar}, V_{br}, V_{cr}, V_{dr}, V_{er} : Tensions d'alimentation du rotoriques

i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ds}, i_{es} : Courants statoriques.

i_{ar}, i_{br}, i_{cr}, i_{dr}, i_{er} : Courants rotoriques.

I_{ref} : Les courants de référence

Φ_{as}, Φ_{bs}, Φ_{cs}, Φ_{ds}, Φ_{es} : Flux statoriques

Φ_{ar}, Φ_{br}, Φ_{cr}, Φ_{dr}, Φ_{er} : Flux rotoriques

Φ_{sref} : La consigne du flux.

ΔΦ_s : L'écart d'hystérésis du correcteur

[L_s] : matrice des inductances statoriques

[L_r] : matrice des inductances rotoriques

R_s, l_s : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

R_r, l_r : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

M : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

L_{sa}= L_{sb}= L_{sc}= L_{sd}= L_{se}= L_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

Lra= Lrb= Lrc= Lrd= Lre= Lr :L'inductance propre d'une phase rotorique.

θ : Angle électrique.

(α, β) : Axes fixés au stator

(x, y) : Axes fixés au rotor

(d, q) : Axes fixés par rapport au champ tournant

θ_s, θ_r : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.

Ω : Vitesse de rotation mécanique [rad/s].

p : Nombre de paires de pôles

Cr : Couple résistant

Cref : La référence de couple

ΔC_{em} : La bande d'hystérésis du correcteur du couple

F : Coefficient de frottement

J : Moment d'inertie de la partie tournante de la machine

Cem : Couple électromagnétique

g : Glissement.

δ : Coefficient de dispersion

[A] : Matrice de transformation de PARK.

Vs : Valeur efficace de la tension

Vdc : La valeur de la tension redressée

Sabcde : Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur

Ts : Constante de temps statorique.

Kp : Facteur de proportionnalité.

Ki : Facteur intégral.

P : Correcteur à action proportionnelle.

I : Correcteur à action intégrale

Liste des Figures

Chapitre I

Figure. I.1 : Machine pentaphasée ouvert.....	6
Figure. I.2: Représentation des enroulements de la MAS pentaphasée dans l'espace électrique	6
Figure. I.3: Modèle de la machine asynchrone pentaphasée avec les séquences 1 et 3.....	7
Figure I.4 : Transformation appliquée sur une machine à induction à cinq phases.....	12
Figure I.5 : Bloc Simulink d'un moteur asynchrone cinq phases alimenté à l'aide d'une alimentation cinq phases idéale.....	14
Figure I.6 : Tension d'entrée à cinq phases au stator de la machine.....	15
Figure I.7 : Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone Alimenté directement par le réseau ($C_r=8.33\text{Nm}$ à $t = 0.8\text{s}$).....	16

Chapitre II

Figure. II.1 : Principe du contrôle vectoriel	20
Figure II .2 : Schéma de principe d'une commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone à cinq phases.....	23
Figure. (II.3) : Régulation de vitesse par un correcteur PI.....	24
Figure. II.4: Structure générale d'un onduleur pentaphasé	26
Figure.I I.5 : Schéma fonctionnel de la commande en courant par hystérésis.....	29
Figure.II.6: Représentation du contrôle du courant par la technique à hystérésis.....	29
Figure (II.7) : Forme d'onde à la sortie de l'onduleur.....	31
Figure II.8 Système de commande vectorielle indirecte	31
Figure.II.9 : Résultats de la simulation de la commande vectorielle à vide et en charge nominale.....	33
Figure.II.10 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec le changement de la consigne.....	35
Figure.II.11 Résultats de la Simulations avec l'inversion de vitesse.....	37

Chapitre III

Figure (III.1) : Le neurone biologique.....	40
Figure (III.2) : Modèle d'un neurone artificiel.....	41
Figure (III. 3) : Fonctions de transfert.....	42
Figure (III. 4) Apprentissage supervisé d'un réseau de neurones.....	45
Figure (III. 5) Schéma de simulation globale du réseau neuronal (RNA)	48
Figure (III. 6). Résultats de simulation de l'application d'une charge nominale en utilisant un régulateur neuronal (vitesse, courants Ids, Iqs, flux rotorique).....	49
Figure (III. 7) Test avec changement de vitesse de la machine).....	51
Figure (III. 8) Comportement du système lors de l'inversion du sens de rotation - à l'aide du régulateur nerveux (vitesse).....	52
Figure (III. 9) Essai variation de la résistance rotorique (Rr),.....	53

LISTE DE TABLEAUX

Chapitre III.	Commande neuronale d'une machine asynchrone pentaphasée
----------------------	---------------------------------------------------------

Tableau (III.1) : Analogie entre les composants neuronaux biologiques et formels.....**41**

Tableau (III. 2): Fonctions d'activation de neurones artificiels.....**43**

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

La machine asynchrone domine assez largement dans le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, robuste, la moins couteuse, la moins exigeante en termes d'entretien. La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines polyphasé qui sont apparues dans les années 1920.[4]

Les machines polyphasées offrent de nombreux avantages par rapport aux machines triphasées, notamment dans des applications de forte puissance telles que la traction ferroviaire, la propulsion navale, l'automobile, l'aérospatiale et l'industrie pétrochimique. L'utilisation d'un nombre élevé de phases permet de réduire les fluctuations du couple électromagnétique, ce qui permet de modérer les vibrations et de réduire les bruits. De plus, l'augmentation du nombre de phases offre la possibilité de maintenir une qualité de couple adéquate même en cas de défaillance d'une phase, ce qui est essentiel pour assurer la continuité de service dans la plupart des applications. Par ailleurs, l'adoption d'un nombre de phases supérieur à trois permet de répartir la puissance, ce qui réduit les contraintes de dimensionnement des composants de l'électronique de puissance.[1]

L'objectif de votre travail est de réguler la vitesse d'un moteur asynchrone polyphasé en utilisant un régulateur neuronal. La régulation de la vitesse d'un moteur asynchrone est importante car elle permet de contrôler la vitesse de rotation du moteur en fonction des besoins spécifiques de l'application. Un régulateur neuronal, également connu sous le nom de réseau de neurones artificiels, est un type de modèle d'apprentissage automatique qui peut être utilisé pour résoudre des problèmes de régulation complexes.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous commençons par introduire la modélisation mathématique de la machine asynchrone à cinq phases, suivi de la simulation numérique de son fonctionnement. L'objectif principal de cette étape est de valider le modèle de la machine étudiée. Nous adoptons une approche basée sur la transformation de Park et Concordia pour simplifier l'analyse mathématique et numérique de la machine en question.

Dans le deuxième chapitre, nous explorons l'application du principe de la commande vectorielle à la machine étudiée. Nous mettons en évidence les différentes structures de commande basées

sur ce principe, en mettant particulièrement l'accent sur les régulateurs classiques PI. Ces derniers jouent un rôle crucial dans la mise en œuvre de cette commande et seront donc présentés en détail. À la fin du chapitre, nous analysons également les résultats des différents tests de robustesse effectués pour évaluer les performances des régulateurs PI utilisés.

Dans le dernier chapitre, nous aborderons plusieurs aspects liés aux réseaux de neurones formels. Tout d'abord, nous présenterons une vue d'ensemble de ces structures neurométriques. Ensuite, nous explorerons la manière dont ces réseaux peuvent être utilisés pour synthétiser des correcteurs. Enfin, nous procéderons à une étude comparative des performances des systèmes étudiés.

L'objectif principal de cette comparaison sera d'évaluer les résultats des simulations dans diverses conditions de fonctionnement de la machine asynchrone. Nous examinerons notamment le comportement de la machine face à des défauts de paramétrage ainsi qu'à l'introduction d'une charge mécanique non linéaire.

CHAPITRE I :
MODÉLISATION ET
SIMULATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE POLYPHAS

I.1 Introduction

Le moteur à induction est peut-être le type de moteur électrique le plus courant au monde. Il n'a pas de collecteur ni de balais. En général, il est puissant et efficace dans distinctes applications comme dans les nouveaux trains diesel, les pompes, les compresseurs, les ventilateurs...etc. Le moteur à induction polyphasé est aussi dernièrement utilisé dans l'industrie, Parce que c'est relatif simple et peu coûteux. Il existe deux types des moteurs à induction polyphasés : Le type à cage d'écureuil et à rotor bobiné [4].

Plus on augmente le nombre de phases plus on a de degrés de liberté pour commander la machine. Les machines polyphasées sont présentes dans les domaines de grandes puissances tels que la marine, Avionique ou encore l'automobile.

La modélisation des machines asynchrones polyphasées est importante dans leurs études et analyses électrique et mécanique de leur comportement, ce qui est essentiel pour leurs conception, optimisation et contrôle. [7]

Les variateurs multiphases peuvent offrir une caractéristique très avantageuse par rapport aux variateurs triphasés, qui est leur tolérance aux pannes. En effet, même en cas de survenue d'un défaut, les variateurs multiphases sont capables de continuer à fonctionner, ce qui les rend particulièrement fiables. [8]

Dans ce chapitre, nous parlons de la machine asynchrone pentaphasée (MASP) en présentant son modèle mathématique et d'arriver vers la fin du chapitre à simuler ce modèle pour analyser le comportement électrique, magnétique et mécanique de la machine durant une période de fonctionnement avec charge et sans charge mécanique.

I.2 Description de la MASP

Le nombre de phases de la machine peut être augmenté afin de réduire la puissance qui circule dans chaque branche de l'onduleur, ce qui permet l'utilisation d'interrupteurs de plus petite capacité. Le moteur asynchrone pentaphasé se distingue de la machine asynchrone classique par la présence de cinq phases dans les enroulements du stator et du rotor. Ces enroulements sont constitués chacun d'une armature comprenant cinq phases décalées d'un angle électrique $\alpha = 2\pi/5$ [1].

Les techniques et formules déjà utilisées pour les machines triphasées peuvent être appliquées pour réaliser l'enroulement statorique des machines polyphasées. Cela permet d'améliorer l'efficacité et la fiabilité de la machine électrique. [3].

Les figures suivantes présentent la MASP



Figure. I.1 : Machine pentaphasée ouverte

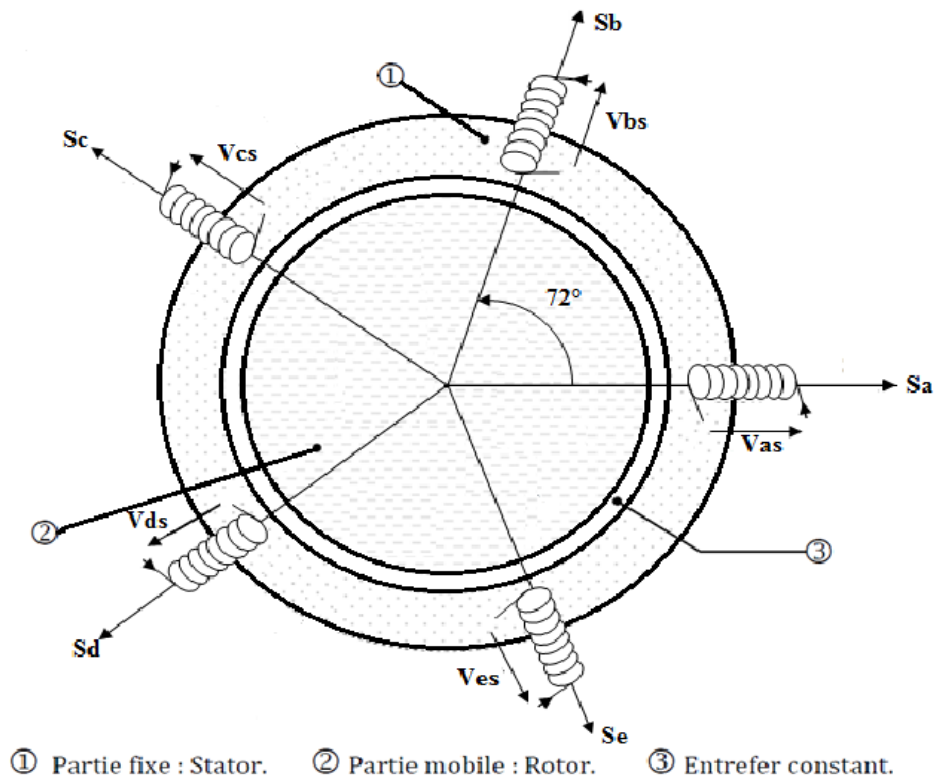


Figure. I.2: Représentation des enroulements de la MAS pentaphasée dans l'espace électrique

I.3 Modélisation de la machine asynchrone polyphasée dans la base naturelle :

Nous intéressons dans cette partie à la machine asynchrone pentaphasée composée de cinq enroulements statoriques déphasés de $2\pi/5$ et cinq enroulements rotoriques fictifs identiques en court-circuit, également décalés de $2\pi/5$. Cette machine peut être représentée par un système

d'équations électriques et mécaniques. En présence des composantes de fréquence de la séquence 1 et 3, la machine peut être considérée comme deux modèles pentaphasés indépendants, où les effets de chaque séquence peuvent être imposés comme deux composantes de fréquence similaires. En d'autres termes, la machine peut être modélisée comme deux systèmes pentaphasés distincts, chacun prenant en compte les effets de la séquence 1 et de la séquence 3 le montre la Figure 1.4 [5]

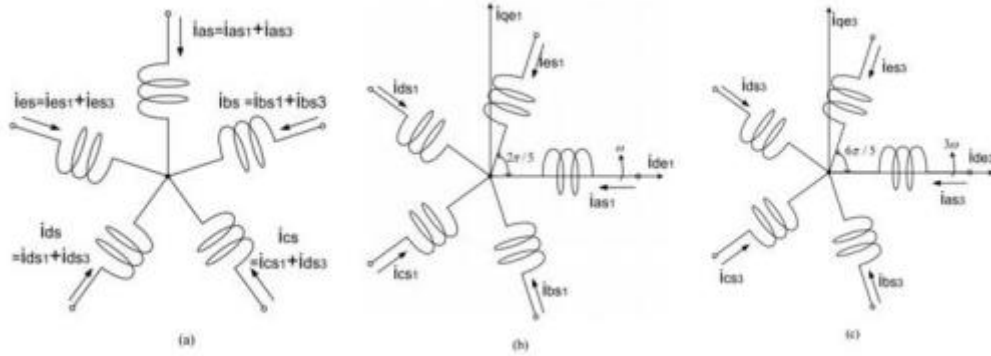


Figure. I.3: Modèle de la machine asynchrone pentaphasée avec les séquences 1 et 3

I.3.1 Equations électriques

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques et rotoriques les équations des tensions suivantes:

$$\begin{cases} V_s = [R_s] + \frac{d}{dt} \Phi_s \\ V_r = [R_r] + \frac{d}{dt} \Phi_r \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

On pose :

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

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

Sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [V_{sabcde}] = [R_s].[I_{sabcde}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabcde}] \\ [V_{rabcde}] = [R_r].[I_{rabcde}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabcde}] \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

$$[Rs] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [Rr] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

a. Tensions statoriques:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sa} = R_s . I_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s . I_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ V_{sc} = . I_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \\ V_{sd} = R_s . I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} \\ V_{se} = R_s . I_{se} + \frac{d}{dt} \phi_{se} \end{array} \right. \quad (\text{I.4})$$

b. Tensions rotoriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ra} = 0 = R_r I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = 0 = R_r I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = 0 = R_r I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \\ V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{re} = 0 = R_r I_{re} + \frac{d}{dt} \Phi_{re} \end{array} \right. \quad (\text{I.5})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{sd} \\ \phi_{se} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \\ V_{rd} \\ V_{re} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \\ I_{rd} \\ I_{re} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{re} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Avec :

R_s : Résistance d'une phase du stator.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

$[V_{sabcde}] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc} V_{sd} V_{se}]^T$: Vecteur des tensions statoriques.

$[V_{rabcde}] = [V_{ra} V_{rb} V_{rc} V_{rd} V_{re}]^T$: Vecteur des tensions rotoriques.

$[I_{sabcde}] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc} I_{sd} I_{se}]^T$: Vecteur des courants statoriques.

$[I_{rabcde}] = [I_{ra} I_{rb} I_{rc} I_{rd} I_{re}]^T$: Vecteur des courants rotoriques.

$[\Phi_{sabcde}] = [\Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc} \Phi_{sd} \Phi_{se}]^T$: Vecteur des flux statoriques.

$[\Phi_{rabcde}] = [\Phi_{ra} \Phi_{rb} \Phi_{rc} \Phi_{rd} \Phi_{re}]^T$: Vecteur des flux rotoriques.

I.3.2. Equations magnétiques

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

a. Flux statoriques :

$$[\Phi_{sabcde}] = [L_s][I_{sabcde}] + [L_{sr}][I_{rabcde}] \quad (\text{I.8})$$

b. Flux rotoriques :

$$[\Phi_{rabcde}] = [L_r][I_{rabcde}] + [L_{rs}][I_{sabcde}] \quad (\text{I.9})$$

Les matrices des inductances stator et rotor sont données :

$$[L_{ss}] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[Lrr] = Lr \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + Lms \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Les inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor sont données :

$$[Lsr] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta r) & \cos\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta r) & \cos\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta r) & \cos\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta r) & \cos\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta r) \end{bmatrix}$$

(I.12)

Avec :

$$[Lrs] = [Lsr]^T$$

Lsr et Lrs : Les inductances de couplage entre le stator et le rotor.

$Lsa = Lsb = Lsc = Lsd = Lse = Ls$: L'inductance propre cyclique d'une phase statorique.

$Lra = Lrb = Lrc = Lrd = Lre = Lr$: L'inductance propre cyclique d'une phase rotorique.

M : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase Rotorique

I.3.3. Equation mécanique

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = Cem - Cr - F\Omega \quad (\text{I.13})$$

Le couple moteur peut être exprimé comme suit :

$$Cem = \frac{p}{2} i^T \frac{dL_{abcde}}{d\theta} i = \frac{p}{2} [i^T s_{abcde} \ i^T r_{abcde}] \frac{dL_{abcde}}{d\theta} \begin{bmatrix} i_{sabcde} \\ i_{rabcde} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$Cem = P i^T s_{abcde} \frac{dLrs}{d\theta} i_{rabcde} \quad (\text{I.15})$$

La substitution des courants du stator et rotor des équations (1.5) à (1.9) et de l'équation (1.12) dans l'équation (1.15) donne l'équation de couple suivante :

$$\begin{aligned}
C_{em} = & -PM (iasiar + ibsibr + icsicr + idsidr + iesier)\sin\theta \\
& + (iesiar + iasibr + ibsibr + icsidr + idsier) \sin(\theta + \alpha) \\
& + (idsiar + iesibr + iasibr + ibsibr + icsier) \sin(\theta + 2\alpha) \\
& + (icsiar + idsibr + iesicr + iasidr + ibsier) \sin(\theta - 2\alpha) \\
& + (ibsiar + icsibr + idsicr + iesidr + iasier) \sin(\theta - \alpha)
\end{aligned}$$

I.4 Transformation de Park

La résolution des équations pour la machine pentaphasée est complexe car les coefficients varient dans le temps, ce qui rend la résolution analytique difficile. Pour simplifier son modèle mathématique, il est possible de transformer le système d'équations en un système biphasé équivalent, qui utilise des axes d et q. Cette transformation permet d'éliminer les paramètres variant dans le temps, en prenant en compte les paramètres du troisième harmonique et en utilisant la matrice de Park. Cette approche facilite la résolution du modèle mathématique et permet de mieux comprendre le comportement de la machine pentaphasée.: [6]

La matrice suivante présente la matrice de Park qui permet le passage des grandeurs pentaphasées aux grandeurs biphasées équivalentes.

$$A_S = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

La figure suivante montre une représentation simplifiée d'un système pentaphasés et son système biphasés équivalent.

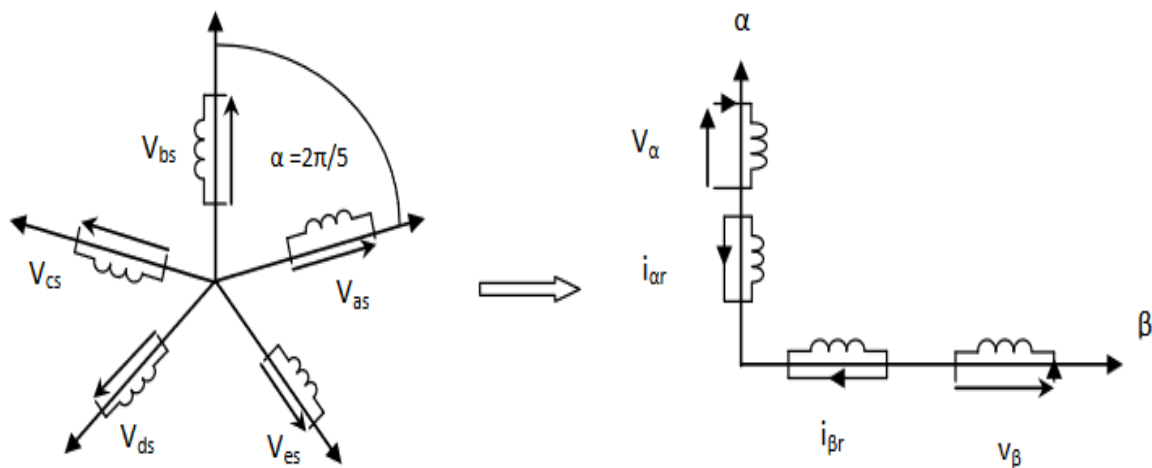


Figure I.4 : Transformation de Park appliquée sur une machine à induction à cinq phases

I.4.1 Choix de repère d, q :

Trois référentiels biphasés peuvent être considérés dans l'étude des machines pentaphasées, qui sont :

a. Référentiel lié au stator (α, β) :

Le système d'axes est fixe par rapport au stator ($\omega_s = 0$). Il peut être utilisé pour étudier les mécanismes de démarrage et de freinage des moteurs asynchrones [9]

b. Référentiel lié au rotor (X, Y) :

Le système d'axe est fixe sur le rotor ($\omega_s = \omega$). Il est utilisé pour l'étude des processus transitoires dans les machines asynchrones [9]

c. Référentiel lié au champ tournant (d, q) :

Le troisième système d'axes tourne à la vitesse du champ électromagnétique généré par les enroulements du stator ($\omega_s = \omega_{os}$). Il est stationnaire par rapport au champ électromagnétique de la machine. L'avantage d'utiliser ce référentiel, c'est qu'il permet d'obtenir des constantes après transformation des grandeurs pentaphasées aux grandeurs biphasées, ce qui aide énormément dans l'étude de la commande de la machine (ex : contrôle vectoriel) [9].

Dans ce qui suit, nous choisissons le référentiel biphasé lié aux champs tournant pour modéliser et simuler notre machine à étudier.

I.5 Modèle de la machine dans un référentiel biphasé

I.5.1 Equations des tensions

La relation entre les variables triphasées et les nouvelles variables dans le repère biphasé est donnée par les expressions de transformation suivantes :

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = [R_s]I_{\alpha s} + \frac{d}{dt}\Phi_{\alpha s} \\ V_{\beta s} = [R_s]I_{\beta s} + \frac{d}{dt}\Phi_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{\alpha r} = 0 = [R_r]I_{\alpha r} + \frac{d}{dt}\Phi_{\alpha r} + \omega_r\Phi_{\beta s} \\ V_{\beta r} = [R_r]I_{\beta r} + \frac{d}{dt}\Phi_{\beta r} - \omega_r\Phi_{\alpha s} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

I.5.2 Equations de flux

$$\begin{cases} \Phi_{\alpha s} = L_{s\alpha\alpha}I_{\alpha s} + L_{m\alpha\alpha}I_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta s} = L_{s\alpha\beta}I_{\alpha s} + L_{m\alpha\beta}I_{\alpha r} \end{cases} \quad \begin{cases} \Phi_{\alpha r} = L_{r\alpha\alpha}I_{\alpha r} + L_{m\alpha\alpha}I_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta r} = L_{r\alpha\beta}I_{\alpha r} + L_{m\alpha\beta}I_{\alpha s} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

I.5.3 Couple Electromagnétique :

La transformation de l'équation de couple (1.14) donne :

$$C_{em} = \frac{5p}{2}M[IdrIqs - IdsIqr]$$

$$C_{em} = [IdrIqs - IdsIqr] \quad (\text{I.20})$$

L'équation mécanique du mouvement du rotor est :

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

Le modèle de machine triphasé et le modèle de machine à cinq phases se diffèrent par les composants supplémentaires (x y) qui n'existent que dans la machine à cinq phases et qui sont découplés des composantes d-q. [2].

Les composantes d-q génèrent le couple dans la machine tandis que les autres composantes sont responsables des pertes. En d'autres termes, les composants supplémentaires dans une

machine à cinq phases sont indépendants des composantes qui produisent le couple, mais ils contribuent aux pertes totales de la machine [2].

I.6 Modèle du moteur asynchrone à cinq phases sous MATLAB/Simulink :

Le modèle mathématique de la machine électrique utilise des équations électriques et magnétiques dans un repère biphasé (d-q). L'équation mécanique reste la même, mais le couple électromagnétique est calculé à partir de la représentation du modèle de grandeurs électriques diphasées et des tensions d'alimentation sinusoïdales. Pour cela, une bibliothèque Simulink est utilisée en considérant un déphasage de 72 degrés entre deux tension idéales successives. Ce qui donnera un système d'alimentation à cinq phases est appliqué à l'entrée d'un système de passage de cinq phases à deux phases d-q. Les grandeurs qui seront mesurées en sortie du bloc Simulink incluent les courants, la vitesse, le couple et les flux rotorique.

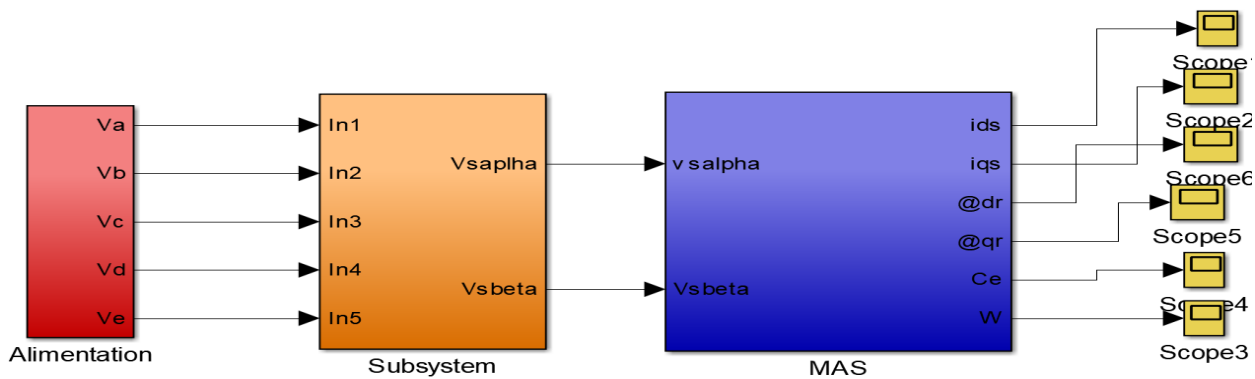


Figure I.5 : Bloc Simulink d'un moteur asynchrone cinq phases alimenté à l'aide d'une alimentation cinq phases idéale

I.6.1. Résultats de simulation :

La simulation de notre machine a été réalisée sous MATLAB/Simulink. Au début de la simulation, la machine a été mise en marche sans aucune charge sous un réseau électrique de tension 220/380V et de fréquence 50Hz. Ensuite, à l'instant $t=0.8s$, un couple résistant nominal de 8.33 N.m a été appliqué à la machine. Les paramètres de la machine utilisée pour cette simulation sont donnés dans l'annexe A. Les résultats de la simulation sont présentés comme suit :

La figure (I.5), présente l'allure des tensions d'alimentation des 05 phases. La figure (I.6) présente les résultats de simulation du modèle de la machine dans un repère biphasé (d, q), où les grandeurs électriques et magnétiques sont présentée que par deux signaux alternative décales de 90° . Le test mécanique présenté dans cette même figure comprend un démarrage à vide et une application de la charge (couple résistant nominal) à l'instant $t=0.4 s$.

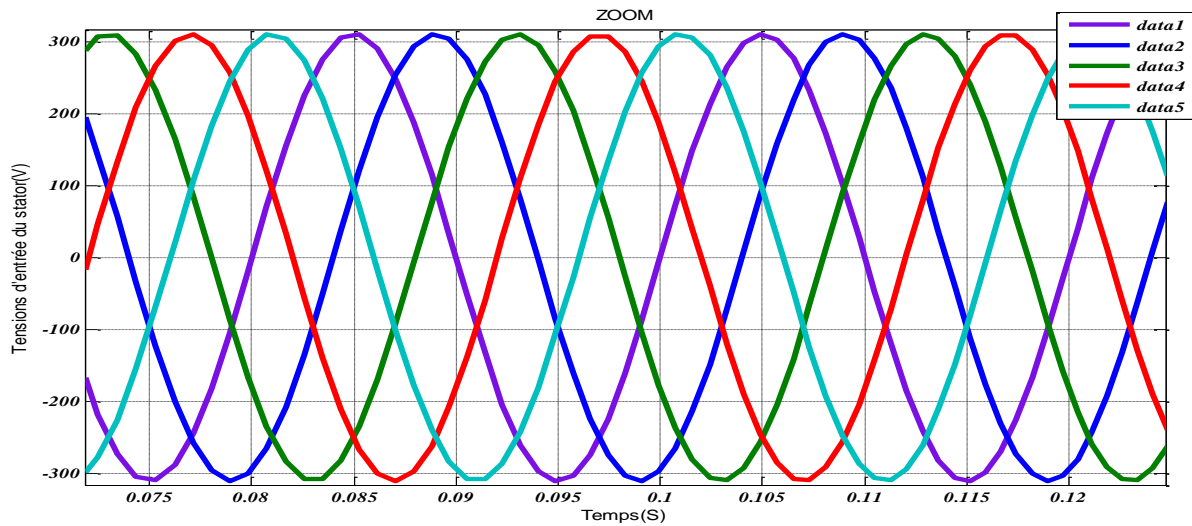
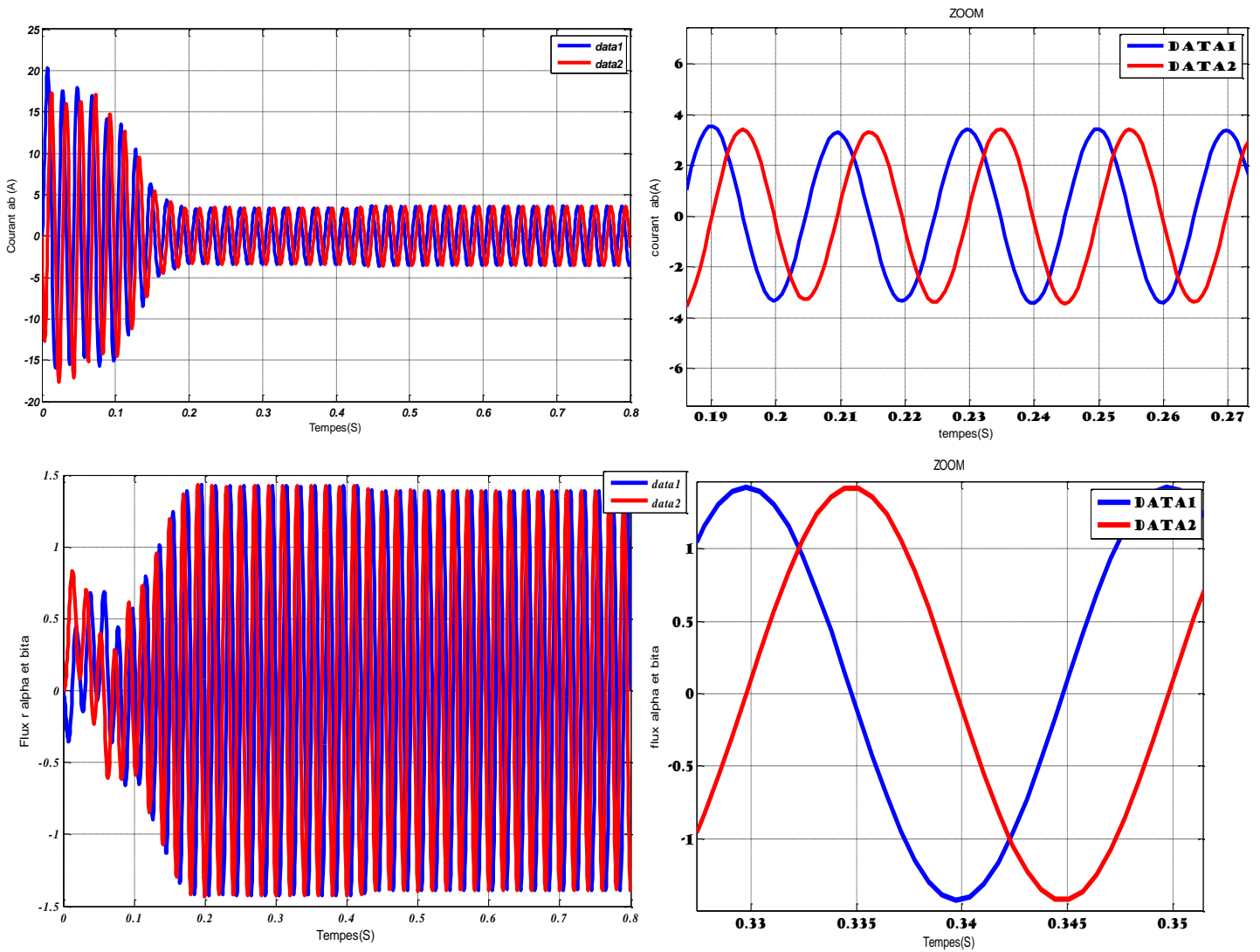


Figure I.5 : Tensions d'alimentation à cinq phases du stator de la machine



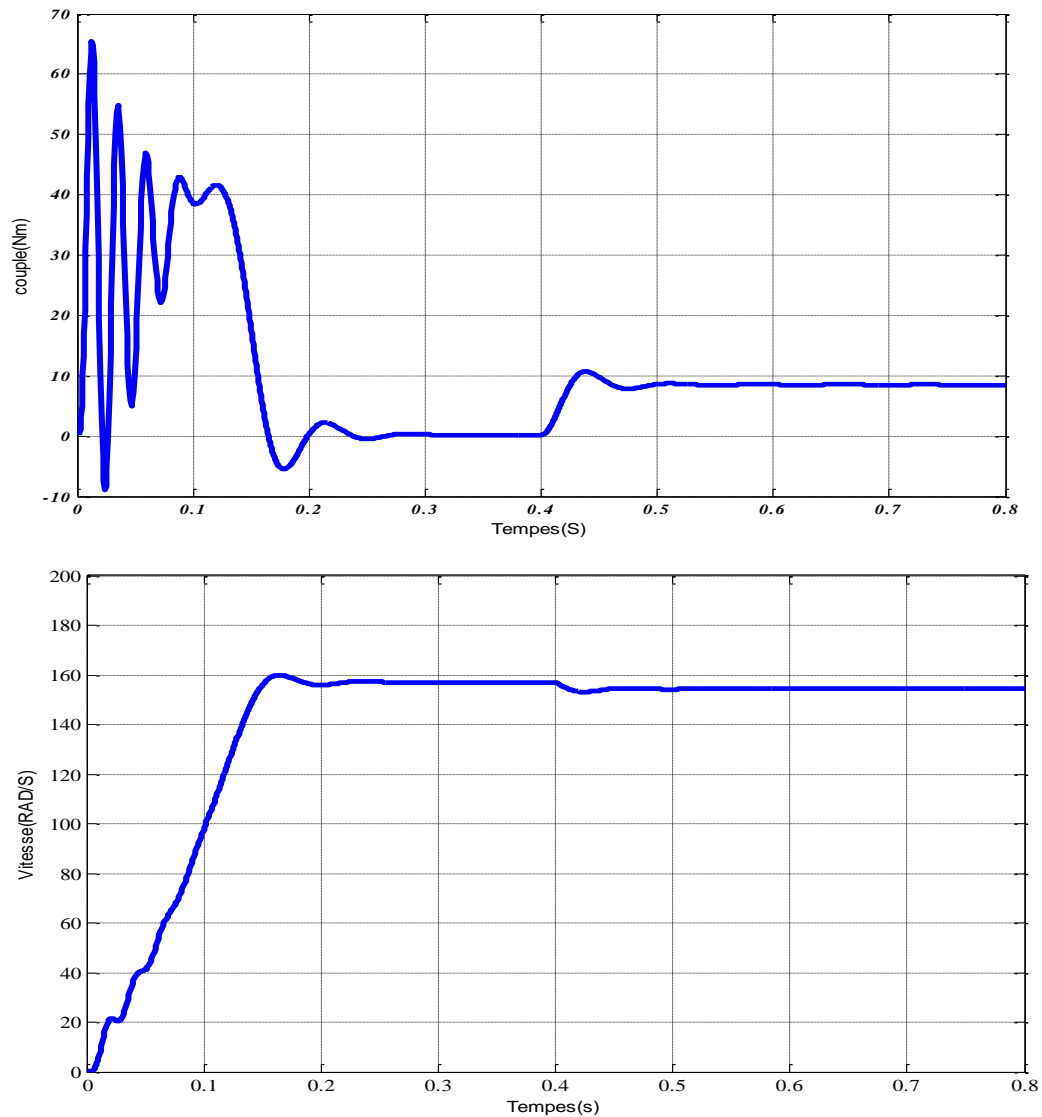


Figure I.6 : Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone
Alimenté directement par le réseau ($C_r=8.33\text{Nm}$ à $t = 0.8\text{s}$)

I.6.2. Interprétation des résultats :

I.6.2.1. Démarrage sans charge (à vide) :

La réponse du moteur à cinq phases à vide est présentée par les **figures (I.6)**. Une tension nominale sinusoïdale de valeur $220\sqrt{2}$ et une fréquence de 50 Hz est appliquée au stator du moteur. La tension d'alimentation pour trois périodes est illustrée sur **la Figure I.5**. Nous remarquons que la vitesse de rotation se stabilise à la valeur 150 red/s au bout d'un temps de $t=0,4$ s environ, qui est un temps de réponse court car la machine est à vide.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie total sur l'arbre moteur.

Le couple présente au premiers instants de démarrage des battements importants, après le régime transitoire de sa réponse, il atteint sa valeur nulle puisque le moteur démarre à vide.

I.6.2.2. Application d'une charge nominale :

Une perturbation du couple ($C_r = C_n = 8,33 \text{ Nm}$) est appliquée à l'arbre de la machine à l'instant $t=0,4 \text{ s}$. Lors de l'application de la perturbation du couple, le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette oscillation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal, mais on constate une décroissance de vitesse rotorique environ (1428 tr/min) qui se traduit par un glissement. Ce qui est un résultat évident (la vitesse diminue pour les sur charge en fonctionnement en B.O)

Les flux sur l'axe 'd'et 'q' présentés sur la figure (I.10) ont une forme sinusoïdale et atteint leurs valeurs maximales après un régime transitoire très rapide ensuite leurs valeurs maximales diminues lors de l'application de la charge avec une petite réduction presque négligeable. Le courant d'une phase statorique est présenté sur la figure (I.10). Ce courant est sinusoïdal. Lors de démarrage, le courant atteint une valeur environ de cinq fois le courant nominal. Vu que le temps de démarrage est de courte durée qui est d'environ 0,4s, alors, la machine pourrait le supporter sans risque d'un échauffement dangereux. Après un temps de démarrage (régime transitoire) le courant sinusoïdal garde son amplitude constante d'environ 4(A). À l'instant $t=0,4\text{s}$, on constate que l'amplitude du courant statorique augmente à cause de l'application de la charge

I.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux machines polyphasées en particulier à la machine asynchrone pentaphasé et ce qu'elle pouvait apporter de plus que les machines triphasées. Leurs nombreux avantages telle que la segmentation de la puissance et de l'amélioration de la fiabilité, font des machines multiphasées un concept très intéressant pour des applications de forte puissance.

La modélisation de la machine triphasée nous a servi pour établir un modèle mathématique de la machine asynchrones polyphasée. Nous avons validé ce modèle de numériquement par simulations réalisées du fonctionnement de la machine sous l'environnement MATLAB. Le

modèle de machine simulé a été créé en passant d'un système réel à cinq phases 'éléments' à un système biphasé (02 éléments) linéaire de PARK.

Les résultats de simulation obtenus ont clairement montré le comportement électrique et magnétique d'une machine asynchrone pentaphasé au démarrage à vide et en charge.

Dans le chapitre suivant, nous appliquerons la commande vectorielle à la machine asynchrone pentaphasé contrôlée en boucle fermée.

CHAPITRE II :
Commande Vectorielle de la Machine
Asynchrone à cinq phases

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande en utilisant des régulateurs classiques de type PI.

La commande vectorielle (ou commande en champ orienté) est une technique de commande couramment utilisée pour les machines électriques. Elle consiste à contrôler simultanément le courant et la tension dans les phases de la machine pour obtenir le comportement souhaité.

La commande vectorielle de la machine asynchrone à cinq phases permet de contrôler de manière précise le couple et la vitesse de la machine, tout en réduisant les pertes et les vibrations. Elle est particulièrement utile dans les applications nécessitant un contrôle de la puissance élevé, comme les systèmes de propulsion de véhicules électriques ou les éoliennes [18]

II.2 Principe du contrôle vectoriel à flux orienté

Nous avons vu que le couple en régime transitoire s'exprime dans le repère (d q) comme un produit croisé de courants ou de flux. En reprenant l'écriture : $C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd})$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($\Phi_{rq} i_{sd}$), alors le couple ressemblerait fort à celui d'un moteur à courant continu. Pour ce faire, il suffit d'orienter le repère (d q) de manière à annuler la composante de flux en quadrature, c'est-à-dire de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et permet d'avoir $\Phi_{rq}=0$ Ainsi $\Phi_{rd} = \Phi_r$ uniquement. C'est le principe du contrôle vectoriel. [17]

Le couple s'écrit alors : $C_e = \frac{5 L_m}{2 L_r} \Phi_r r$

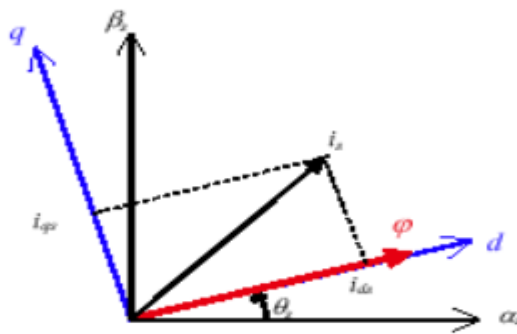


Figure. (II.1) : Principe du contrôle vectoriel

II.3 Avantages et inconvénients de la commande Vectorielle

La commande vectorielle a les avantages suivants [13] :

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

Elle a également certains inconvénients [13] :

- * Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP). Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- * Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique
- * Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- * La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- * De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.

II.4 Commande vectorielle directe

Le contrôle de la position et de la norme du flux dans un moteur nécessite l'utilisation de capteurs à effet Hall placés sur les dents du stator, ce qui peut être problématique en raison de leur fragilité et de leur incapacité à fonctionner correctement dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. De plus, leur précision peut être affectée par la température et la saturation, et leur utilisation peut entraîner des coûts de production élevés en raison de l'ajout de capteurs et de filtres.

Afin de résoudre ces problèmes, il est possible d'utiliser un estimateur de flux à la place des capteurs de flux, ce qui permet l'utilisation d'une machine standard. En utilisant la commande vectorielle directe sur un moteur asynchrone alimenté en tension avec un convertisseur, il est possible d'optimiser le contrôle du moteur sans avoir recours à des capteurs de flux coûteux et fragiles, [10]

II.5 Commande vectorielle indirecte :

La commande vectorielle indirecte (aussi appelée commande du flux orienté ou commande de flux vectoriel) est une méthode de contrôle des moteurs électriques qui permet de contrôler

directement les grandeurs électromagnétiques des machines électriques à courant alternatif, telles que les moteurs asynchrones [16].

Dans la commande vectorielle indirecte, la vitesse et le couple de la machine sont contrôlés en contrôlant le flux magnétique et le couple électromagnétique de la machine. Les grandeurs électriques et mécaniques sont ainsi décomposées en deux composantes : une composante dite "directe" qui produit le couple électromagnétique, et une composante dite "quadrature" qui produit le flux magnétique[16].

La commande vectorielle indirecte permet un contrôle précis de la vitesse, du couple et de la position du rotor de la machine, même à faible vitesse et à bas régime. Elle est largement utilisée dans l'industrie pour le contrôle des moteurs électriques à courant alternatif, notamment pour les applications nécessitant une grande précision de contrôle, comme les robots industriels, les machines-outils, les systèmes de positionnement [16].

II.5.1 Expression générale de la commande

Les équations suivantes dérivent les équations principales de la commande

$$\Phi_{ds} = \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \delta L_s i_{ds} \quad (2.1)$$

$$\Phi_{qs} = \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \delta L_s i_{qs} \quad (2.2)$$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \delta L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \delta L_s i_{qs} \quad (2.3)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \delta L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \delta L_s i_{ds} \quad (2.4)$$

$$I_{ds} + \frac{\delta L_s}{L_r} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{R_s} V_{ds} - \frac{L_m}{L_r R_s} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \frac{\omega_r \delta L_s i_{qs}}{R_s} \quad (2.5)$$

$$I_{qs} + \frac{\delta L_s}{L_r} \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{R_s} V_{qs} - \frac{L_m}{L_r R_s} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \frac{\omega_r \delta L_s i_{ds}}{R_s} \quad (2.6)$$

$$C_{em} = P \frac{5}{2} M [i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr}] \quad (2.7)$$

$$C_{em} = P L_m [i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr}] \quad (2.8)$$

II.6 Schémas de principe de la commande vectorielle

À partir du modèle de moteur et des équations de séparation, nous pouvons obtenir un schéma fonctionnel du contrôle vectoriel de la machine asynchrone à cinq phases dans la figure suivante [10]:

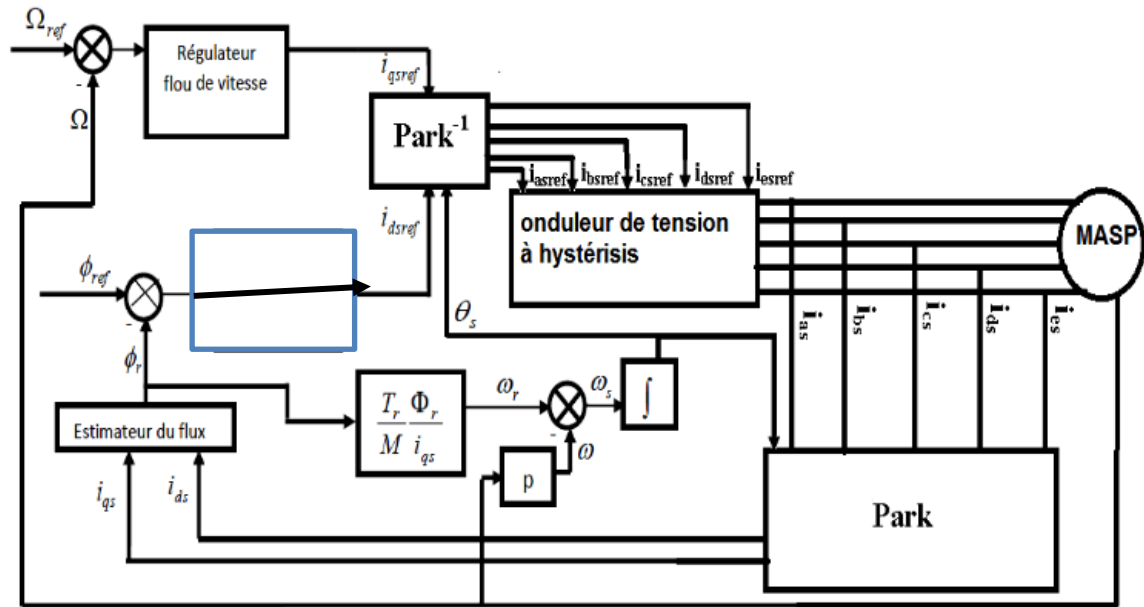


Figure II .2 : Schéma de principe d'une commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone à cinq phases

II.7 Régulation

Notre étude se concentre sur l'utilisation de la technique de contrôle PI, qui est le régulateur le plus couramment utilisé dans l'industrie pour corriger de différentes grandeurs physiques. Le régulateur PI, qui combine une action proportionnelle et intégrale, présente des avantages significatifs en termes de stabilité de réponse et d'élimination de l'erreur statique en régime permanent. Ainsi, le régulateur PI est largement utilisé pour améliorer la performance des systèmes de contrôle dans divers domaines industriels. [15].

II.7 .1 Régulation de vitesse

La régulation de la vitesse par régulateur PI est une technique courante utilisée dans les systèmes de contrôle de boucle fermée pour maintenir une vitesse de rotation constante d'un moteur ou d'un actionneur. Le régulateur PI est une variante du régulateur PID (Proportionnel-Intégral-Dérivé) qui utilise uniquement les termes proportionnel et intégral pour contrôler la sortie.

En résumé, la régulation de la vitesse par régulateur PI est une technique courante et efficace pour maintenir une vitesse de rotation constante dans un système de contrôle de boucle fermée. Cette technique permet de réduire les erreurs de régulation à long terme et de maintenir une régulation précise dans des conditions variables [14].

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) dt \quad (2.9)$$

Où : $e(t)$, $u(t)$, K_p et K_i désignent respectivement l'erreur à l'instant « t », la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{k_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \quad (2.10)$$

$$\tau_i = \frac{k_p}{k_i} \quad \text{Constante de temps}$$

Le schéma de régulation de la vitesse avec un régulateur PI est le suivant :

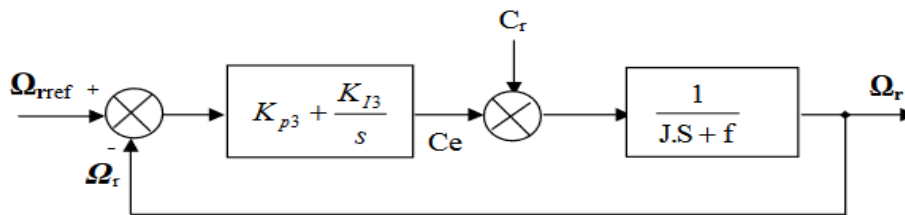


Figure. (II.3) : Régulation de vitesse par un correcteur PI

$C(s)$ Est donnée par l'expression (2.10). La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de Laplace [20]:

La boucle fermée de régulation de vitesse sur le régulateur PI est donnée sous la forme suivante :

$$\Omega(s) = \frac{1}{J_s + f_r} \left(\frac{K_p s + K_i}{s} \right) (\Omega_{ref}(s) - \Omega(s)) - \frac{1}{J_s + f_r} C_r(s)$$

$$(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\left(\frac{J}{K_i}\right) s^2 + \left(\frac{K_p + f_r J}{K_i}\right) s + 1} (s) - \frac{\frac{K_p}{K_i} s}{\left(\frac{J}{K_i}\right) s^2 + \left(\frac{K_p + f_r J}{K_i}\right) s + 1} C_r(s) \quad (2.11)$$

Cette fonction de transfert d'une dynamique du 2nd ordre

L'identification de l'équation caractéristique de l'expression (2.12) à la forme canonique

$\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right) s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) s + 1$ de la réponse d'un système de deuxième ordre conduit à résoudre le système d'équation suivant pour déterminer K_p et K_i du régulateur PI.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{2\xi}{\omega n} = \frac{K_p + f}{K_i} \\ \frac{1}{\omega n^2} = \frac{J}{K_i} \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} K_p = 2J\omega n\xi - f \\ K_i = J\omega n^2 \end{array} \right. \quad (2.12)$$

Afin d'obtenir un temps de réponse (à 5 % de la réponse en régime permanent) le plus faible lors en éliminant les dépassements, on doit choisir le coefficient d'amortissement suivant :

$$\left(\omega n \text{ trép } (5\%) = -\frac{1}{\xi} \ln(0.05 \sqrt{1 - \xi^2}) \right) \quad (2.13)$$

Avec ξ est le coefficient d'amortissement

Pour $\text{trép}(5\%) = 0.5s$, les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$\begin{cases} K_p = 0.750 \\ K_i = 5 \end{cases}$$

$\text{trép}(5\%)$ représente le temps de réponse en vitesse du système à 5% de la vitesse permanente.

II .8 Onduleur pentaphasé

L'onduleur pentaphasé est composé de cinq bras identiques, chacun contenant deux interrupteurs montés en série. Ces interrupteurs sont contrôlés et représentés par des transistors et des diodes montées en inverse [19].

L'onduleur utilisé dans notre étude est un onduleur à deux niveaux, dont le schéma structurel est illustré par Figure II.14 qui illustre le schéma structurel d'un onduleur deux niveaux cinq phases alimentant le stator de la machine asynchrone pentaphasée. Le montage onduleur à deux niveaux est constitué de 10 interrupteurs bidirectionnels en tension, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode de récupération montée en tête-bêche. Les couples d'interrupteurs (k11, k12), (k21, k22), (k31, k32), (k41, k42), (k51, k52) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [19].

Les interrupteurs de chaque bras doivent être commandés de façon complémentaire afin d'éviter le court-circuit de la source d'une part et d'assurer la continuité de l'alimentation de la charge en courant alternatif d'autre part[19].

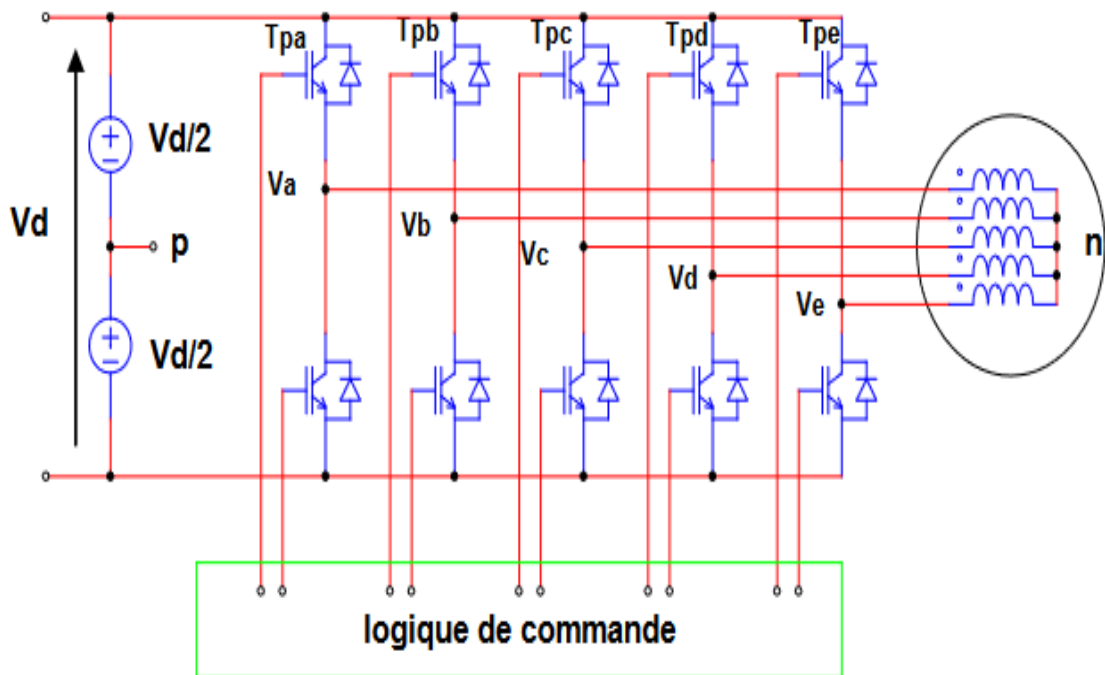


Figure. II.4: Structure générale d'un onduleur pentaphasé

II.8.1. Hypothèses :

En raison de symétrie des bras de l'onduleur; on peut simplifier l'étude de ce dernier en considérant les hypothèses suivantes :

- On néglige la chute de tension aux bornes des interrupteurs.
- La commutation des interrupteurs est supposée instantanée.
- On considère une charge pentaphasée équilibrée couplée en étoile avec un neutre isolé.
- On considère que chaque couple transistor-diode est assimilé à un interrupteur bidirectionnel commandé. [19].

II.8.1.1 Commandabilité de l'onduleur :

On suppose dans ce qui suit que le convertisseur en question est en mode commandable, cela veut dire que les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des interrupteurs) [4].

II.8.1.2. Fonction d'état des interrupteurs

Les états d'ouverture ou de fermeture des interrupteurs de l'onduleur sont définis par la fonction suivante :

Avec : k est le numéro du bras de l'onduleur ($k=1, 2, 3, 4, 5$)

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases VAN, VBN, VCN, VDN, VEN en fonction des signaux de commande FK :

$$VAN, VBN, VCN, VDN, VEN = . Vdc \quad (2.14)$$

II.8.1.3 Fonction de conversion :

Les tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point fictif (O) sont définies par les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} VAn(t) = va(t) + vnN(t) \\ VBn(t) = vb(t) + vnN(t) \\ VCn(t) = vc(t) + vnN(t) \\ VDn(t) = vd(t) + vnN(t) \\ VE n(t) = ve(t) + vnN(t) \end{array} \right. \quad (2.15)$$

Comme le système est supposé équilibré alors :

$$VAn + VBn + VCn + VDn + VE n = 0 \quad (2.16)$$

En supposant une tension cinq phase équilibrée dont la somme instantanée est toujours nulle, on obtient :

$$v_n(t) = \left(\frac{1}{5}\right) (VA(t) + VB(t) + VC(t) + VD(t) + VE(t)) \quad (2.17)$$

En remplaçant l'équation (2.18) dans l'équation (2.17), les expressions suivantes pour la tension phase-neutre sont obtenues

$$\left\{ \begin{array}{l} va(t) = \left(\frac{4}{5}\right)(VA(t) - \left(\frac{1}{5}\right)(VB(t) + VC(t) + VD(t) + VE(t)) \\ vb(t) = \left(\frac{4}{5}\right)(VB(t) - \left(\frac{1}{5}\right)(VA(t) + VC(t) + VD(t) + VE(t)) \\ vc(t) = \left(\frac{4}{5}\right)(VC(t) - \left(\frac{1}{5}\right)(VB(t) + VA(t) + VD(t) + VE(t)) \\ vd(t) = \left(\frac{4}{5}\right)(VD(t) - \left(\frac{1}{5}\right)(VB(t) + VC(t) + VA(t) + VE(t)) \\ ve(t) = \left(\frac{4}{5}\right)(VE(t) - \left(\frac{1}{5}\right)(VB(t) + VC(t) + VD(t) + VA(t)) \end{array} \right. \quad (2.18)$$

L'équation (2.21) peut également être écrite en utilisant la définition de la fonction de commutation :

$$\left\{ \begin{array}{l} v(t) = \left(\frac{v_{dc}}{5}\right)[4 SA - SB - SC - SD - SE] \\ vb(t) = \left(\frac{v_{dc}}{5}\right)[4 SB - SA - SC - SD - SE] \\ vc(t) = \left(\frac{v_{dc}}{5}\right)[4 SC - SB - SA - SD - SE] \\ vd(t) = \left(\frac{v_{dc}}{5}\right)[4 SD - SB - SC - SA - SE] \\ ve(t) = \left(\frac{v_{dc}}{5}\right)[4 SE - SB - SC - SD - SA] \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Où:

$$V_k = S_k.V_{dc}; \quad k \in A, B, C, D, E$$

On aura la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} sa \\ sb \\ sc \\ sd \\ se \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

II.9 Commande par modulation en courant par hystérésis :

La technique de commande en courant par hystérésis est une méthode de contrôle en boucle fermée qui implique la régulation des commutations de l'onduleur pour maintenir le courant dans une plage de valeurs spécifique. Cette technique est considérée comme la méthode la plus directe de contrôle en courant car elle permet de réguler le courant de manière très précise. La commande en courant par hystérésis est une technique implicite, ce qui signifie qu'elle ne nécessite pas de calculs complexes et peut être mise en œuvre facilement. La figure (II.6.) illustre le schéma bloc fonctionnel de cette méthode de contrôle en courant [11].

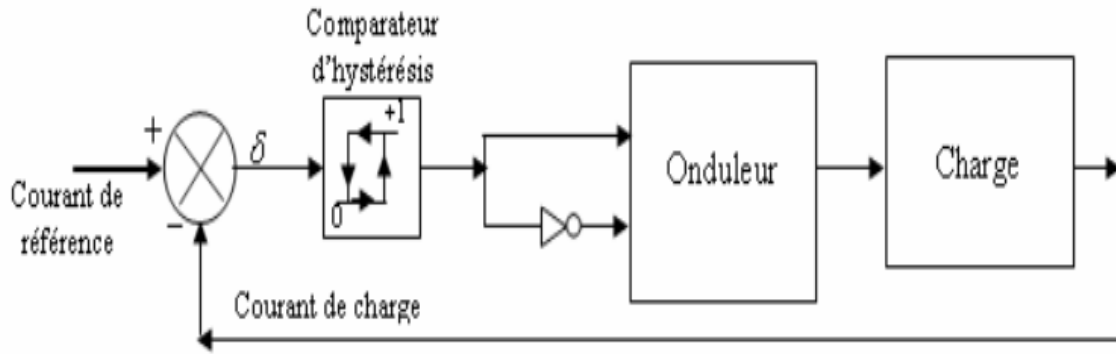


Figure.II.5 : Schéma fonctionnel de la commande en courant par hystérésis

Le principe d'un organe de commande fonctionnant selon cette stratégie est donné dans la figure (II.7.), la détection de l'erreur entre le courant de référence et le courant réel la plus élevée $\sup(\delta)$ ou la plus faible $\inf(\delta)$ permet d'imposer l'état d'hystérésis [11].

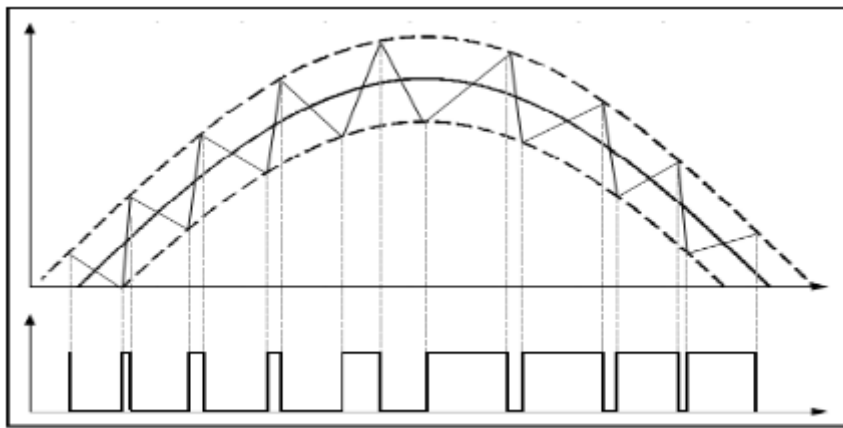


Figure.II.6: Représentation du contrôle du courant par la technique à hystérésis.

Les courants de référence sont donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{aref}(t) = I_{max} \cos wt \\ I_{bref}(t) = I_{max} \cos \left(wt + \frac{2\pi}{2} \right) \\ I_{cref}(t) = I_{max} \cos \left(wt + \frac{4\pi}{2} \right) \\ I_{dref}(t) = I_{max} \cos \left(wt + \frac{6\pi}{2} \right) \\ I_{eref}(t) = I_{max} \cos \left(wt + \frac{8\pi}{2} \right) \end{array} \right.$$

Les courants de référence sont comparés avec ceux des phases de chaque bras de l'onduleur, la différence entre le courant de référence $I_{jref}(t)$ et le courant mesuré $I_j(t)$. L'erreur du courant $I_{je}(t)$ est appliquée à l'entrée du bloc des comparateurs à hystérésis qui fournit le signal logique (1 ou 0) [11].

Si $I_j e(t) \geq \frac{h}{2}$ alors $S_j = 1$

Si $I_j e(t) \leq -\frac{h}{2}$ alors $S_j = 0$

II.9.1 Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis

Avantage :

La mise en place de cette méthode est simple et ne dépend pas du type de charge utilisé. De plus, il n'est pas nécessaire de connaître les paramètres de la machine pour l'appliquer.

Inconvénients :

- La variation aléatoire de la fréquence de commutation, qui peut entraîner des pertes importantes lors du processus de commutation.
- Ne pas prendre en compte que l'amplitude du courant, ce qui peut entraîner une perte de contrôle des courants réels pendant les phases de transition.
- Présente des limites et peut ne pas être suffisamment précise pour garantir un contrôle optimal des courants dans toutes les situations, en particulier pendant les phases de transition entre différents régimes de fonctionnement [12]

II.10 Simulation

Nous appliquons à notre machine la commande vectorielle indirecte. Les tensions d'alimentation de la machine sont obtenues à la sortie d'un onduleur de tensions. Les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus par la comparaison des courants de référence obtenus de la commande et ceux réels de la machine à travers un comparateur à hystérésis. La figure suivante montre la tension de la phase « a » obtenu par la technique de la commande de la tension en courant par des comparateurs à hystérésis. La simulation de la commande de la machine est réalisée sous l'environnement MATLAB/Simulink

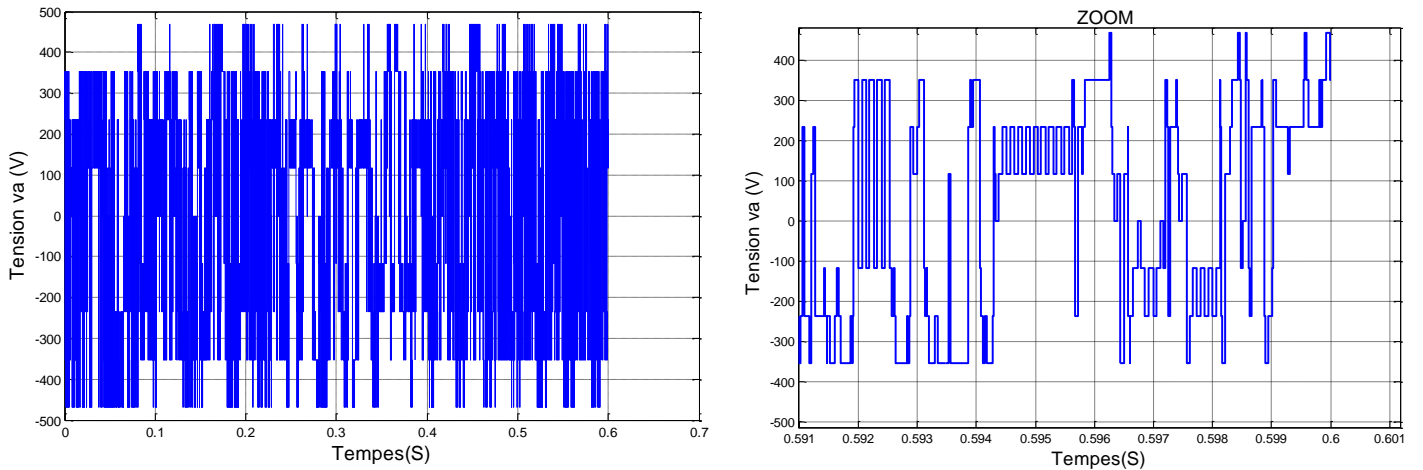


Figure (II.7) : Forme d'onde à la sortie de l'onduleur

II.10.1. Schéma de simulation

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté effectuée durant ce chapitre, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à la simulation de notre machine commandée vectoriellement. Le schéma global de la commande est donné par la figure (II.8)

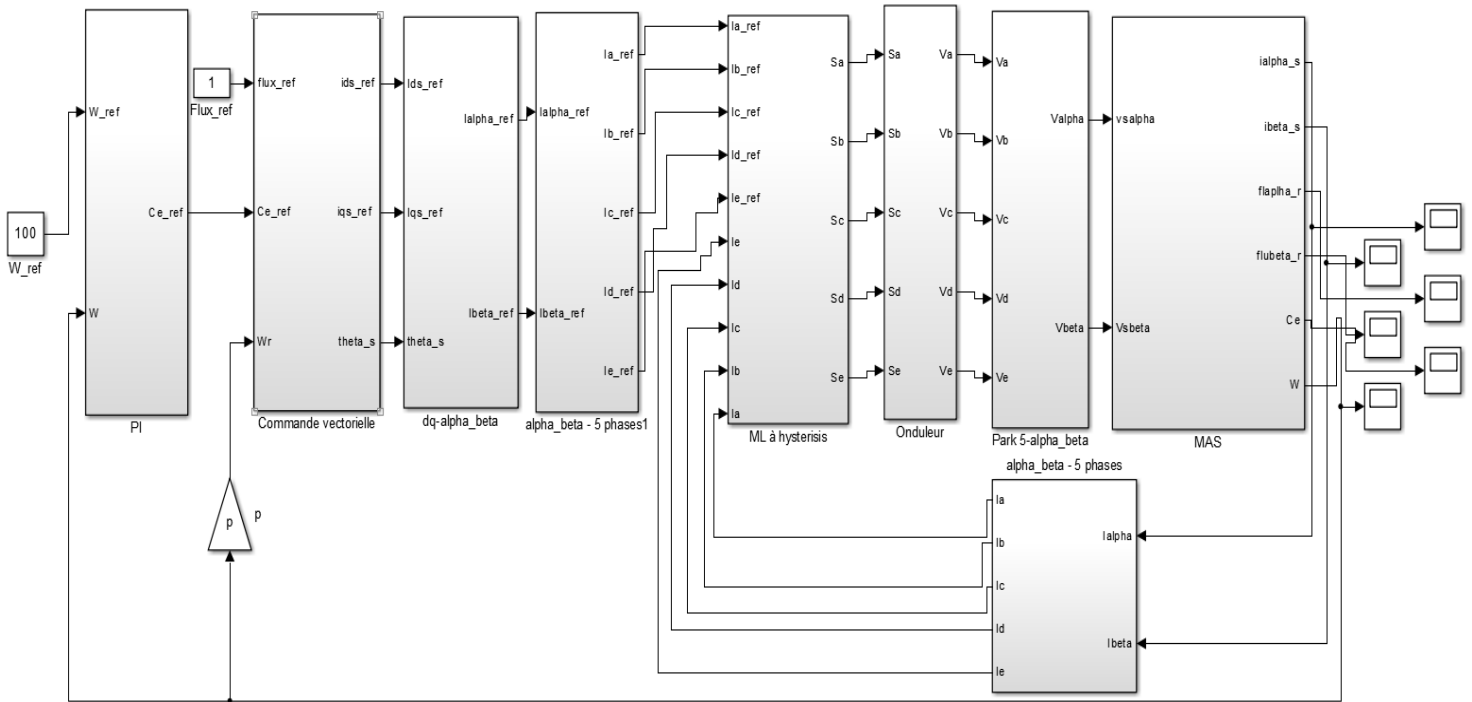


Figure (II.8) Système de commande vectorielle indirecte

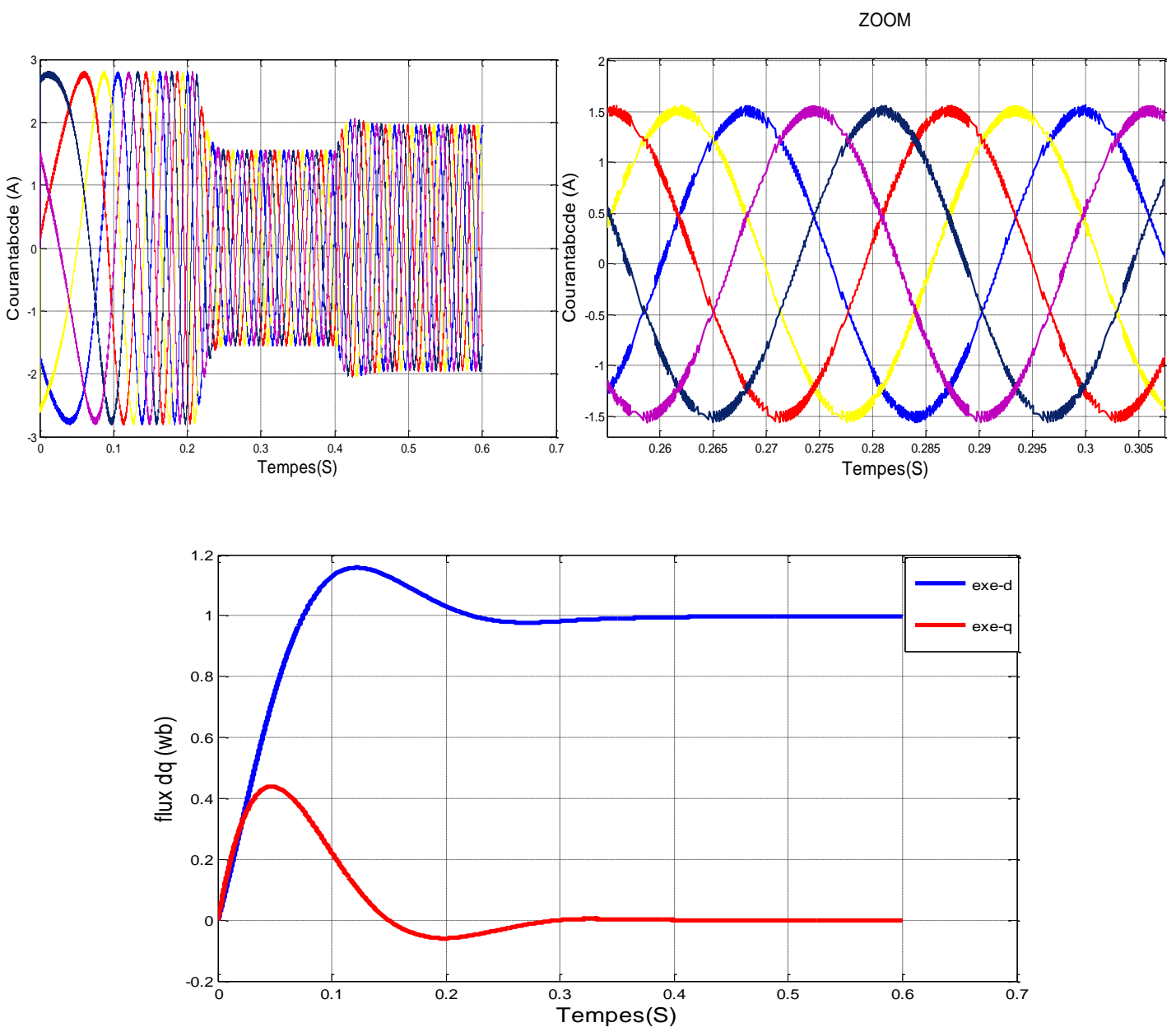
II.11 Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont obtenus par les tests réalisés selon les étapes suivantes :

II.11.1 Application d'une charge :

Pour tester notre machine, nous avons réalisé en première étape un démarrage direct à partir d'un réseau de caractéristiques 220/380V et de 50Hz et à l'instant $t=0.4s$ on applique un couple résistant nominal égal à 8.33 N.m.

La figure suivantes montre les résultats obtenus



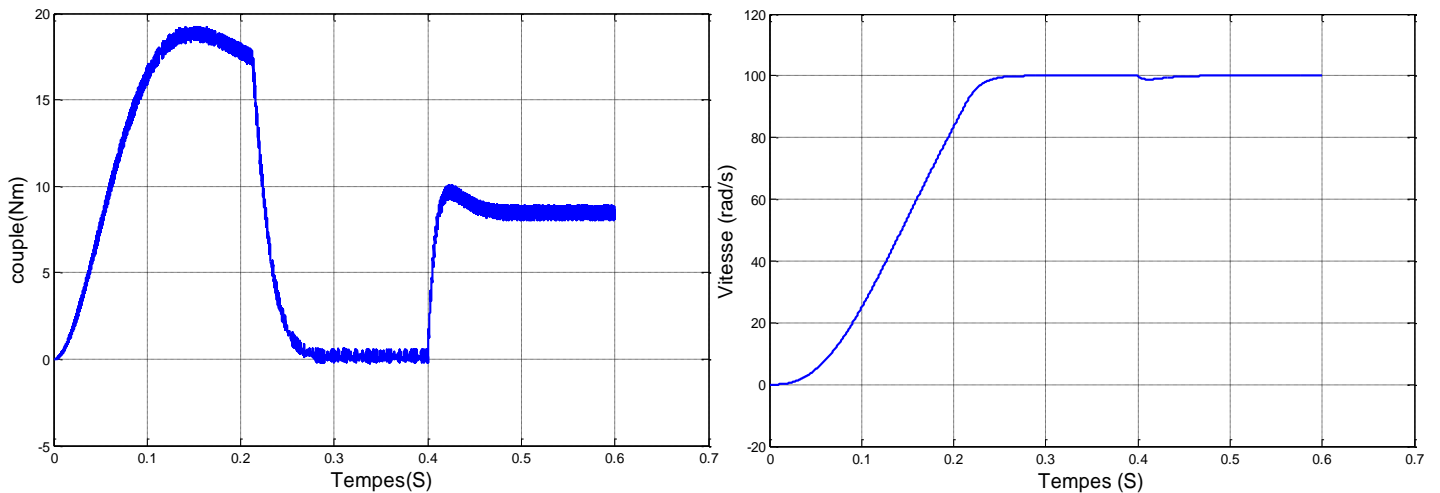


Figure.II.9 : Résultats de la simulation de la commande vectorielle à vide et en charge nominale

Après le régime transitoire qui est environ de 0,3 s la vitesse de la machine suit sa consigne. Après l'application de la charge à $t=0.4s$, la vitesse de la machine diminue mais elle est rapidement regagnée par l'effet du régulateur, ce qui explique l'efficacité du régulateur PI utilisé.

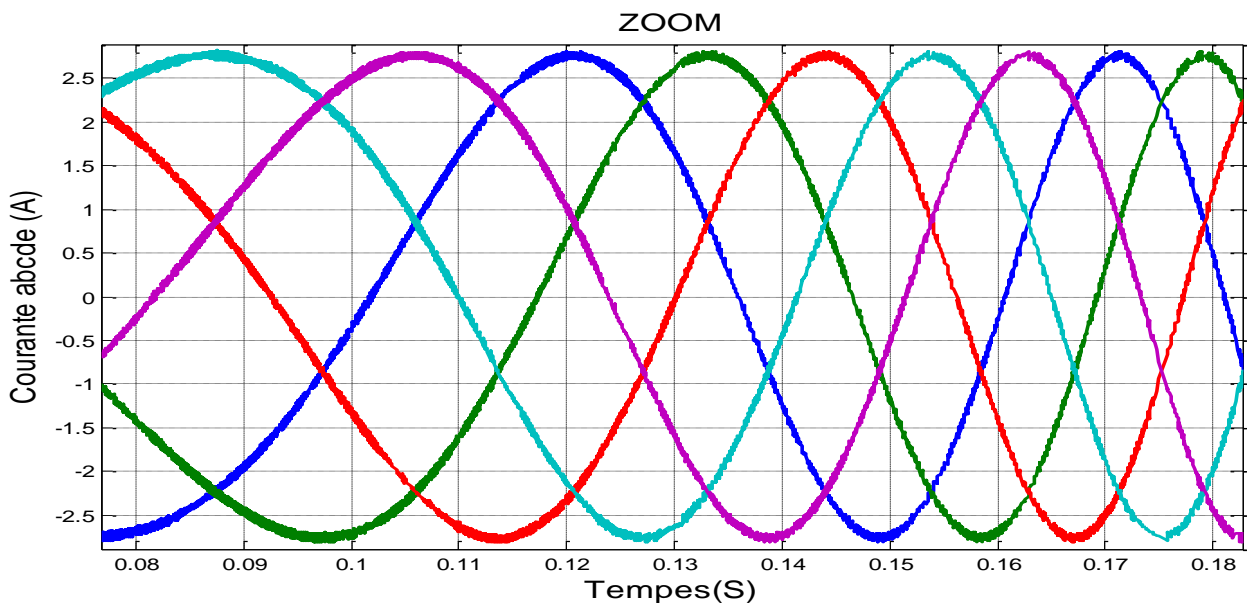
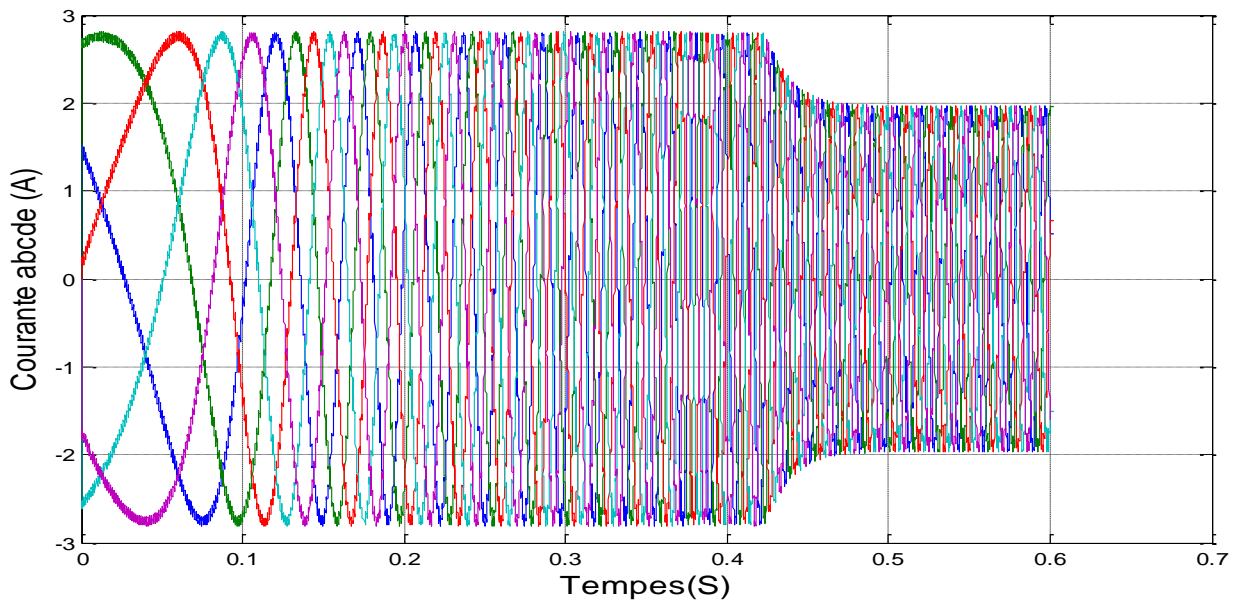
Le flux garde sa valeur de référence et il subit une légère augmentation durant l'application de la charge pour convaincre cette contrainte. Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

Le courant aussi confirme le couplage des deux grandeurs du courant sur l'axe direct « d » et quadrature « q ». Lors de l'application de la charge son amplitude augmente ce qui est normal lors d'un entraînement d'une charge.

II.11.2 Tests de robustesse de variation de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse sont donnés dans la Figure. (II.12), ces résultats montrent que le changement conduit à une différence de fréquence statorique qui affecte les courants, flux et couple électromagnétique.

On constate que le système répond positivement à ce test ($t=0$, $w=200\text{rad/s}$, $t=0.6$, $w=100\text{rad/s}$), la vitesse suit sa nouvelle référence, et le couple subit un pic de le de transaction lors le passage au mode des sur – vitesse , puis regagne sa valeur sans erreur lors du passage en mode petite vitesse puis Il récupère sa valeur sans erreur.



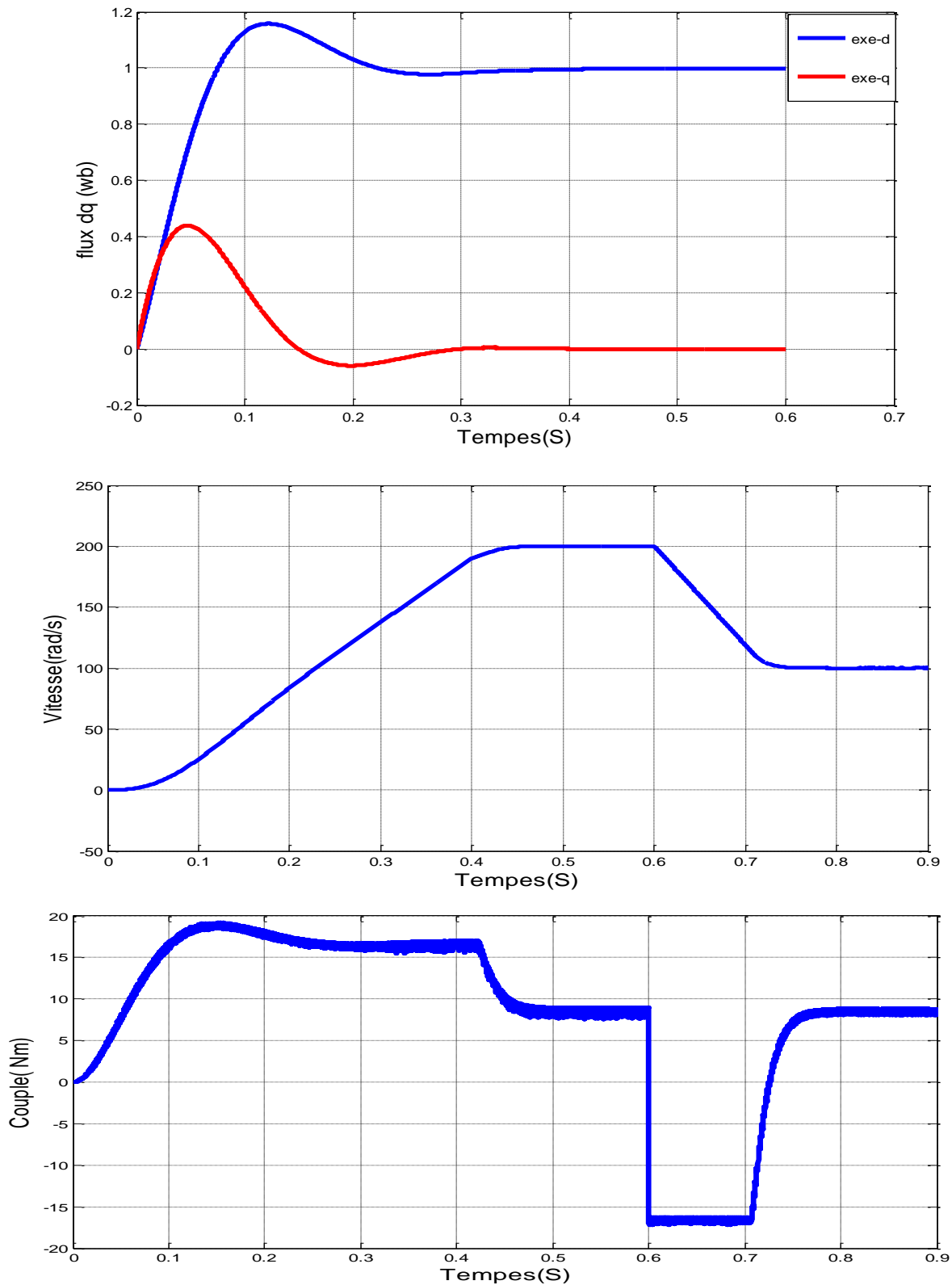
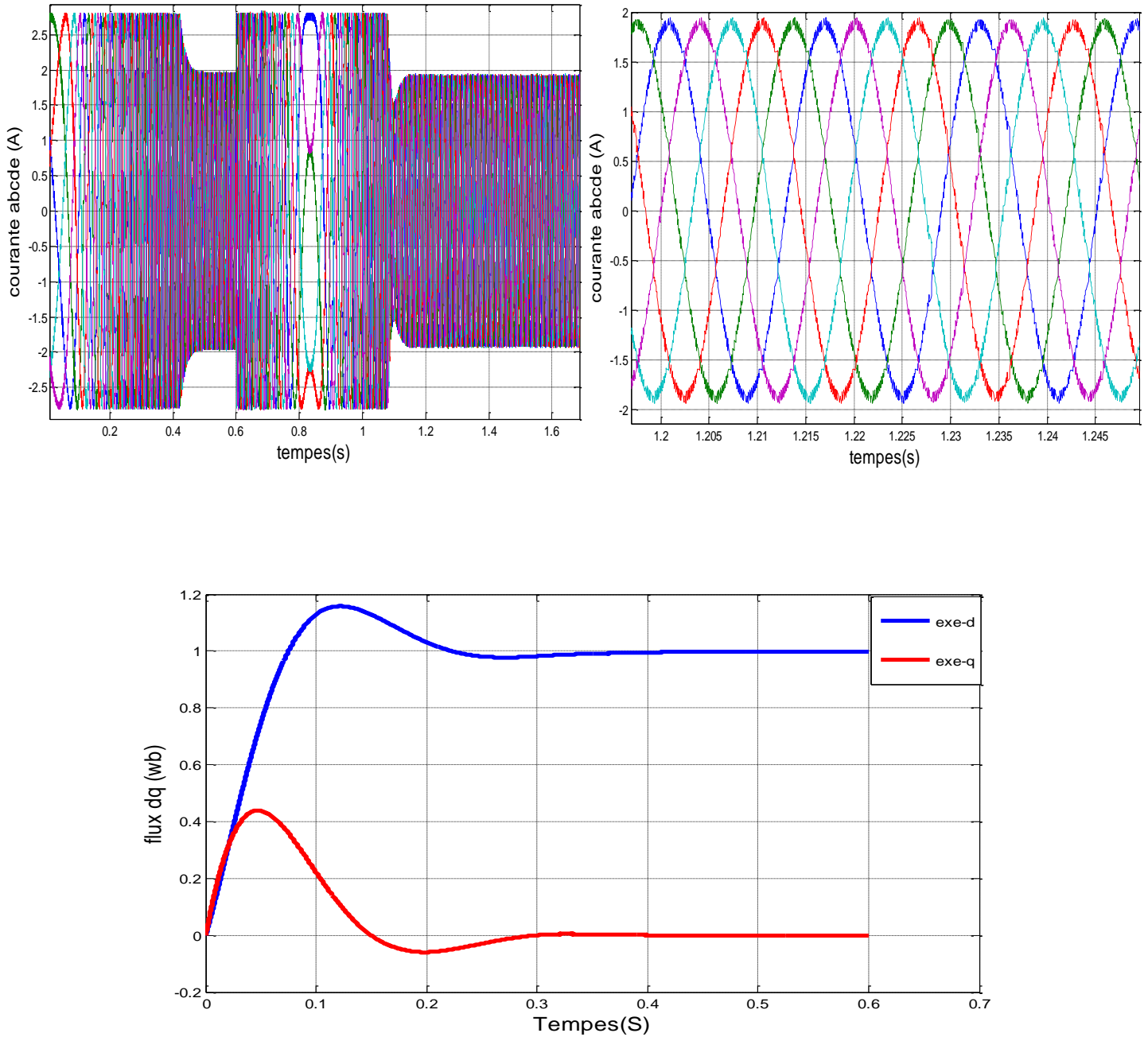


Figure.II.10 : Résultats de simulation de la commande vectorielle avec le changement de la consigne

II.11.3 Test de l'inversion du sens de rotation de la machine :

La figure Figure.II.11 présente les résultats obtenus lors de l'inversion du sens de rotation de la machine (($t=0$, $w=200\text{rad/s}$, $t=0.6$, $w=-200\text{rad/s}$) avec charge. Ces résultats montrent que la vitesse suit parfaitement sa consigne avec un même temps de réponse.

Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le découplage entre le flux et le couple est réalisé lors de ce test.



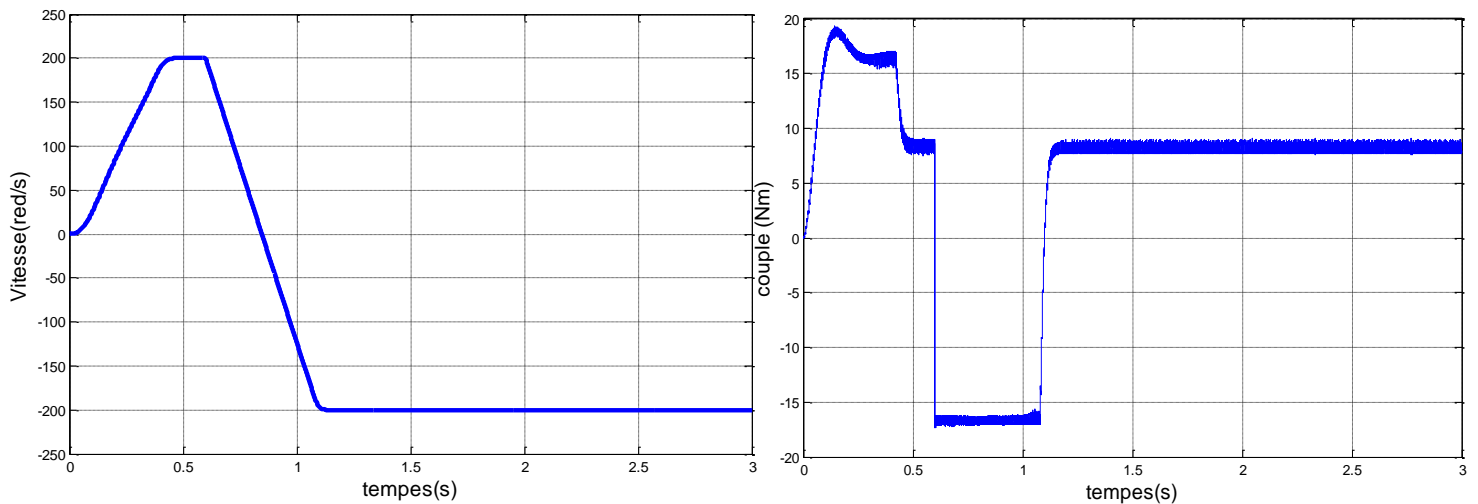


Figure.II.11 Résultats de la Simulations avec l'inversion de vitesse

II.12 Conclusion

Nous pouvons conclure à travers les résultats obtenus durant ce chapitre que La commande vectorielle présente des performances dynamiques et statiques élevées. Ces performances ne seront d'autant meilleures que lorsqu'un calcul précis des différents régulateurs est bien menu et ceci ne peut se réaliser qu'avec la connaissance exacte des paramètres de la machine, ce qui rend la structure de la commande très sensible aux variations des paramètres de la machine.

Pour pallier le problème de la sensibilité de la commande vectorielle aux incertitudes paramétriques (telle que la résistance rotorique et statorique,...) nous intéresserons dans le prochain chapitre à l'étude d'une technique par un régulateur neuronal. Le principe de cette technique sera l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE III :
Commande neuronale d'une
machine asynchrone
pentaphasée

III.1 Introduction

Les réseaux de neurones sont un modèle mathématique et computationnel inspiré par le fonctionnement du cerveau humain. Ils sont largement utilisés dans le domaine de l'intelligence artificielle (IA) pour résoudre des problèmes complexes tels que la reconnaissance d'images, la traduction automatique, la prédiction de séquences, la classification de données... etc. [21].

L'apprentissage des réseaux de neurones se fait généralement par une technique appelée rétropropagation du gradient. Elle consiste à calculer l'erreur entre les prédictions du réseau et les sorties attendues, puis à propager cette erreur de la couche de sortie vers la couche d'entrée en ajustant les poids des connexions en fonction du gradient de l'erreur. Ce processus est répété pour chaque exemple d'entraînement afin d'optimiser les performances du réseau [22].

Dans ce chapitre on exposera les principes du contrôle neuronal de la vitesse du moteur polyphasé en particulier le moteur pentaphasé puis on détaillera la structure générale de la commande neuronale du moteur étudié et on terminera par la simulation numérique de cette commande ainsi que les interprétations des résultats obtenus.

III.2. Définition du neurone formel

Un réseau de neurones artificiels (RNA) est constitué de plusieurs unités de calcul simples, appelées neurones formels, qui sont organisés en couches ou groupes de traitement parallèles. Chaque couche effectue un traitement indépendant des autres et transmet les résultats de son analyse à la couche suivante. Ainsi, l'information se propage de la couche d'entrée à la couche de sortie, en passant éventuellement par plusieurs couches intermédiaires, connues sous le nom de couches cachées [23].

En général, chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante, à l'exception des couches d'entrée et de sortie. Les RNA ont la capacité de stocker des connaissances empiriques et de les rendre utilisables. Les compétences de traitement et, par conséquent, les connaissances du réseau sont encodées dans les poids synaptiques, qui sont obtenus par des processus d'adaptation ou d'apprentissage [22]

III.3 Eléments de base et modélisation d'un neurone formel (artificiel)

III.3.1 Neurone biologique

Les neurones biologiques sont des cellules spécialisées dans le traitement des signaux électriques. Ils sont interconnectés par des axones, formant ainsi un réseau complexe. Les axones jouent un rôle essentiel dans la transmission des signaux électriques d'un neurone à

l'entrée (synapse) d'un autre neurone. Les neurones effectuent une sommation des signaux qu'ils reçoivent en entrée et génèrent en sortie un courant électrique en fonction du résultat obtenu [27].

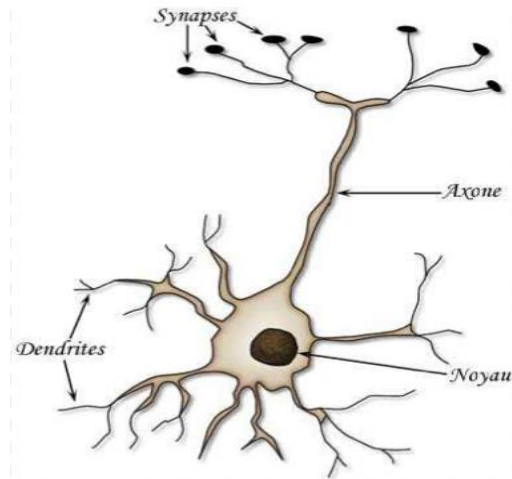


Figure (III.1) : Le neurone biologique

La structure d'un neurone se compose de trois parties [23] :

- **La somma** : ou cellule d'activité nerveuse, au centre du neurone
- **L'axone** : attaché au somma qui est électriquement actif, ce dernier conduit l'impulsion conduite par le neurone
- **Les dendrites** : électriquement passives, elles reçoivent les impulsions d'autres neurones.

III.3.2 Neurone artificiel

Un neurone artificiel, également appelé cellule, joue le rôle d'un processeur de base dans un réseau neuronal. Il reçoit des signaux d'entrée provenant de neurones situés dans une couche précédente (appelés neurones "amont"). Chaque signal d'entrée est associé à un poids, qui représente la force de la connexion correspondante. Chaque neurone artificiel possède une seule sortie, qui se divise ensuite pour fournir des signaux à un nombre variable de neurones situés dans une couche suivante (neurones "aval"). Chaque connexion entre les neurones est également associée à un poids. Le modèle mathématique d'un neurone artificiel est illustré dans la **Figure (III.2)** [23]

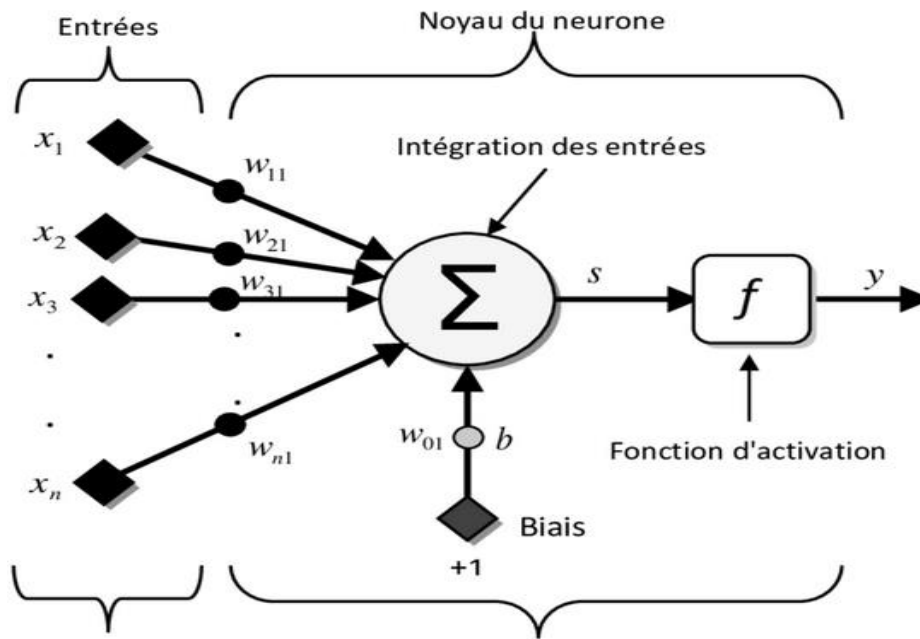


Figure (III.2) : Modèle d'un neurone artificiel.

III.3.3 Structure de base

La modélisation consiste à créer un système de réseau neuronal artificiel, qui ne reproduit pas la biologie du cerveau humain, mais qui s'inspire de son fonctionnement. Cela signifie qu'il existe une correspondance entre les éléments constitutifs d'un neurone biologique et les éléments modélisés dans le réseau neuronal artificiel. Ainsi, chaque composant du neurone biologique est représenté par un élément équivalent dans le modèle formel. On peut résumer cette modélisation à l'aide du tableau suivant, qui illustre la transition du neurone biologique vers le neurone formel [24] :

Neurones biologique	Neurones formel
Synapses	poids de connexions
Axones	Signal de sortie
Dendrites	Signal d'entrée
Noyau	fonction d'activation

Tableau (III.1) : Analogie entre les composants neuronaux biologiques et formels

III.4 Application des réseaux de neurones pour régulation

L'objectif de cette application est de développer un régulateur basé sur des réseaux de neurones artificiels afin de remplacer les régulateurs classiques ou ceux conçus selon les méthodes classiques. L'objectif ultime est d'améliorer la robustesse du système. Toutefois, dans notre travail nous cherchons à remplacer ce régulateur PI utilisé pour la régulation de la vitesse de notre machine commandée par la stratégie de la commande vectorielle déjà évoqué dans le chapitre précédent, par un régulateur basé sur des réseaux neuronaux.

III.4.1 Modélisation du régulateur neuronal

Le modèle de réseau de neurones utilisé est un réseau à nombreuse couches. Il comprend au moins une couche cachée et a la capacité d'approximer n'importe quelle fonction continue [25].

III.4.1.1. Fonctions de transfert

Jusqu'à présent, nous n'avons pas précisé quelle fonction d'activation notre modèle utilisée. Cependant, Le tableau 2.1 classe différentes fonctions de transfert qui peuvent être utilisées comme fonctions d'activation pour les neurones. Les trois fonctions les plus couramment utilisées sont la fonction "seuil" (ou "hard limit" en anglais), la fonction "linéaire" et la fonction "sigmoïde". La fonction "seuil" applique un seuil à son entrée. En d'autres termes, si l'entrée est négative, elle ne dépasse pas le seuil et la fonction renvoie la valeur 0 (ce zéro peut être interprété comme "faux"). [26]

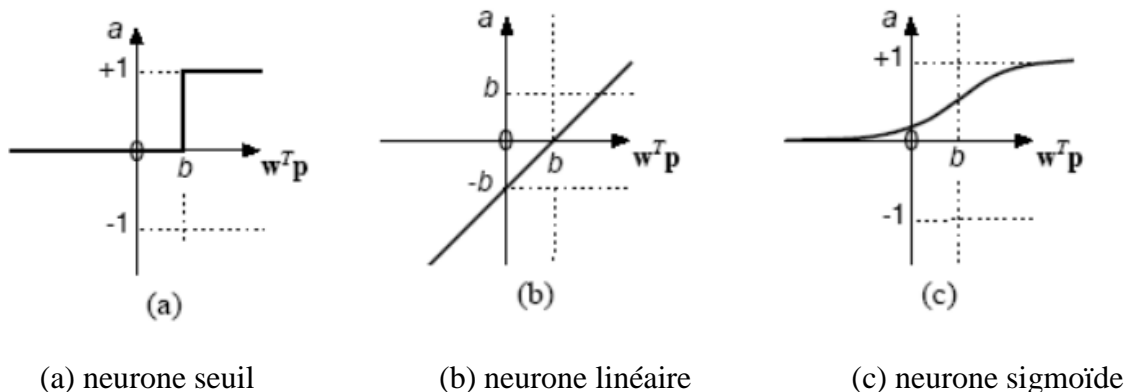


Figure (III. 3) : Fonctions de transfert

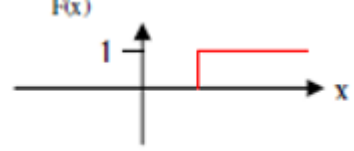
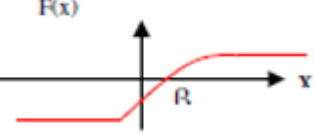
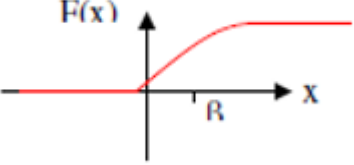
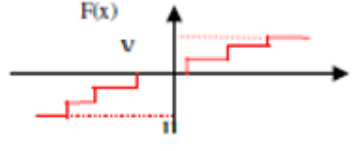
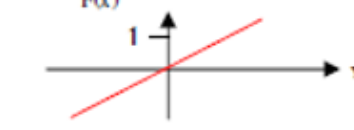
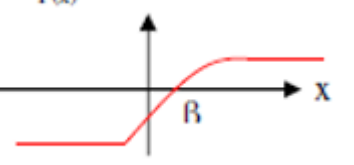
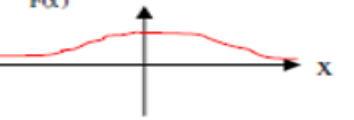
<p>(A) Fonction Heaviside</p>	
<p>(B) Fonction linéaire à seuil</p>	
<p>(C) Fonction sigmoïde : $F(x) = \frac{1}{1+e^{-x}}$</p>	
<p>(D) Fonction à seuils multiples</p>	
<p>(E) Fonction linéaire sans saturation</p>	
<p>(F) Fonction sigmoïde : $F(x) = \frac{1-e^{-x}}{1+e^{-x}}$</p>	
<p>(G) Fonction stochastique</p>	

Tableau (III. 2): Fonctions d'activation de neurones artificiels

III.5 Apprentissage des RNA

L'apprentissage d'un réseau de neurones consiste à ajuster ses paramètres afin qu'il puisse approximer au mieux la fonction qu'il doit réaliser. Selon l'application, la fonction à approcher peut être connue analytiquement ou inconnue. Dans la plupart des algorithmes courants, les

poids des connexions sont les variables modifiées pendant l'apprentissage. Cette modification des poids vise à aligner la réponse du réseau sur les exemples et l'expérience, afin de le rendre plus performant. [27]

III.5. 1 Types d'apprentissage des réseaux de neurones

L'apprentissage est certainement l'une des caractéristiques les plus intéressantes des réseaux neuronaux. L'apprentissage représente une phase essentielle dans le développement d'un réseau de neurones. Pendant cette phase, le comportement du réseau est ajusté afin d'atteindre le comportement souhaité. Cela se traduit par des modifications des valeurs des poids qui relient les neurones entre les différentes couches du réseau. Plus précisément, chaque poids est représenté par w_i reliant le neurone i à son entrée j . Au temps τ , un changement $\Delta w_{ij}(\tau)$ de poids peut s'exprimer simplement de la façon suivante [28] :

$$\Delta w_{ij}(\tau) = w_{ij}(\tau + 1) - w_{ij}(\tau) \quad (\text{III.4})$$

III.5 1.1.L'apprentissage non supervisé :

Le but du réseau est de trouver des similitudes entre les exemples présentés en ajustant les poids, de manière à produire la même sortie pour des entrées similaires. L'apprentissage non supervisé est particulièrement adapté pour modéliser des données complexes telles que des images ou des sons, qui sont souvent symboliques. Dans ces cas, les règles qui régissent le comportement du système à modéliser sont moins précises. Les réseaux de neurones permettent de capturer ces règles et de les utiliser pour apprendre à partir des données sans étiquettes [28].

III.6 1.2 Apprentissage par renforcement :

Dans ce contexte, bien que les sorties idéales ne soient pas connues explicitement, il est possible de déterminer si les sorties du RNA se rapprochent ou s'éloignent de l'objectif souhaité. Par conséquent, les poids sont ajustés de manière plus ou moins aléatoire, et la modification est conservée si elle entraîne une amélioration, sinon elle est rejetée [28].

III.6 1.3 L'apprentissage supervisé :

Comme mentionné précédemment, un réseau de neurones non bouclé peut effectuer une fonction algébrique entre ses entrées et ses sorties. Ainsi, il peut accomplir des tâches impliquant des fonctions algébriques non linéaires. Pour cela, on présente au réseau une paire de données comprenant une entrée et une sortie souhaitée, puis on ajuste les poids du réseau en fonction de l'écart entre la sortie désirée et la sortie obtenue, afin de minimiser l'erreur [28].

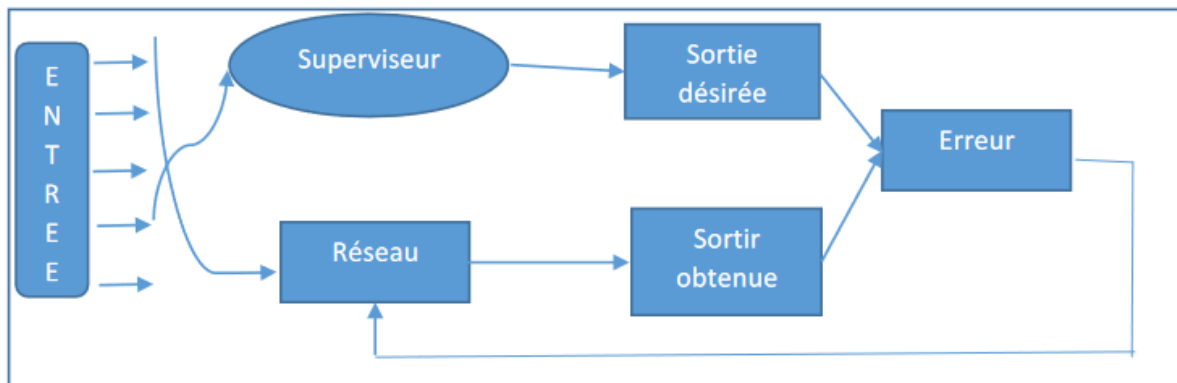


Figure (III. 4) Apprentissage supervisé d'un réseau de neurones

III 6 Domaines d'application des réseaux de neurones [29]

Concrètement, les réseaux de neurones artificiels sont utilisés dans de nombreuses applications, notamment [29] :

- **Classification de données**

Le problème de classification de données consiste à associer à un motif d'entrée un motif de sortie parmi de nombreux motifs prédéfinis. Comme nous l'avons déjà mentionné, les réseaux de neurones artificiels (RNA) sont capables d'apprendre cette association entre l'entrée et la sortie, ce qui les rend parfaitement adaptés pour résoudre ce type de problème. Leur capacité à apprendre leur permet de trouver des modèles et des relations complexes dans les données. Ainsi, les RNA sont largement utilisés dans divers domaines tels que la reconnaissance de caractères, la reconnaissance vocale, la classification d'électroencéphalogrammes, la classification de cellules sanguines et la cartographie des circuits imprimés

Les catégories de données

Dans ce contexte, le défi consiste à regrouper des données similaires dans une seule catégorie. Les réseaux de neurones artificiels d'apprentissage non supervisé (ANN) sont capables d'accomplir cette tâche. Les réseaux de neurones artificiels jouent un rôle crucial dans des applications telles que la compression de données et l'analyse exploratoire de données.

- **L'approximation de fonctions**

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) continuent d'être utilisés pour leurs capacités de classification et de catégorisation, notamment lorsqu'il s'agit d'approximer une fonction inconnue à partir de paires d'entrées et de sorties connues. Ce type de problème se rencontre fréquemment dans les travaux de modélisation et dans le domaine de l'ingénierie. Les RNA sont ainsi utilisés pour trouver une fonction qui se rapproche le plus possible d'une fonction connue en utilisant des exemples d'entrée et de sortie. Cette capacité d'approximation fonctionnelle est précieuse pour résoudre des problèmes complexes où la relation entre les données d'entrée et de sortie est non linéaire ou difficile à exprimer analytiquement. Ainsi, les RNA offrent une solution efficace dans les tâches de modélisation et d'ingénierie qui nécessitent l'approximation d'une fonction inconnue à partir de données disponibles.

- **L'optimisation**

L'optimisation consiste soit à maximiser le succès, soit à minimiser l'erreur. Les réseaux d'apprentissage non supervisés sont particulièrement adaptés à ce type de tâche, ce qui en fait une solution attrayante dans des domaines aussi variés que les mathématiques, les statistiques, l'ingénierie, la médecine et l'économie.

- **Le contrôle**

L'optimisation implique la recherche de la maximisation du succès ou de la minimisation de l'erreur. Les réseaux d'apprentissage non supervisés se révèlent particulièrement appropriés pour ce type de tâche, ce qui en fait une solution attrayante dans divers domaines tels que les mathématiques, les statistiques, l'ingénierie, la médecine et l'économie.

III.7 avantages et inconvénients des réseaux de neurones [24]

III.7 1 avantages des réseaux de neurones :

- L'identification ou la commande neuronale d'un système ne demande pas la connaissance de son modèle mathématique interne
- La commande neuronale s'adapte facilement aux changements du système (commande adaptative)
- moins coûteuses en termes d'implémentation matérielle
- Comportement moins mauvais en cas de faible quantité de données
- Capacité de représenter n'importe quelle fonction, linéaire ou pas, simple ou complexe

III.7 2 inconvénients des réseaux de neurones :

- L'absence de méthode systématique permettant de définir la meilleure topologie du réseau et le nombre de neurones à placer dans la (ou les) couche(s) cachée(s)
- Le choix des valeurs initiales des poids du réseau et le réglage du pas d'apprentissage, qui jouent un rôle important dans la vitesse de convergence

III.8 Application de RNA sur la commande de la MASP

Le réseau de neurone utilisé pour la création de notre régulateur flou est formé de 03 couches couchées avec 06 neurones dans chacune.

La commande neuronale consiste à réguler la vitesse de la machine en remplaçant le régulateur PI de la vitesse dans la structure de la commande vectorielle par un régulateur neuronal.

III.8 1. Schéma de commande du MASP :

La simulation est effectuée sous MATLAB/Simulink, le régulateur neuronal est créé sous l'interface nntool sous MATLAB. Ce régulateur est généré après la vérification des conditions de l'apprentissage de notre réseau formé d'une couche d'entrée et une autre de sortie connectée entre eux par 03 couche cachées, chaque couche cachée contient 06 neurones. Les fonctions d'activation des neurones des couches cachées sont de type « sigmoïde » et celle du neurone de la couche de sortie est « linéaire ».

Les entrées de notre régulateur RNA sont l'erreur de la vitesse, la dérivée de la vitesse ainsi que la dérivée du couple électromagnétique. Puisque nous avons remplacé le régulateur PI par le régulateur RNA, alors la sortie du régulateur est le couple électromagnétique.

La base de donnée utilisée pour l'apprentissage de notre RNA est collectée de la commande vectorielle pour différentes valeurs du couple résistant, où on a assemblé les différentes valeurs des entrées correspondantes à chaque valeur du couple résistant. On a considéré les valeurs du régime permanent de chaque entrée.

La figure suivante donne la structure de la commande neuronale. La seule grandeur à commandé est la vitesse de la machine.

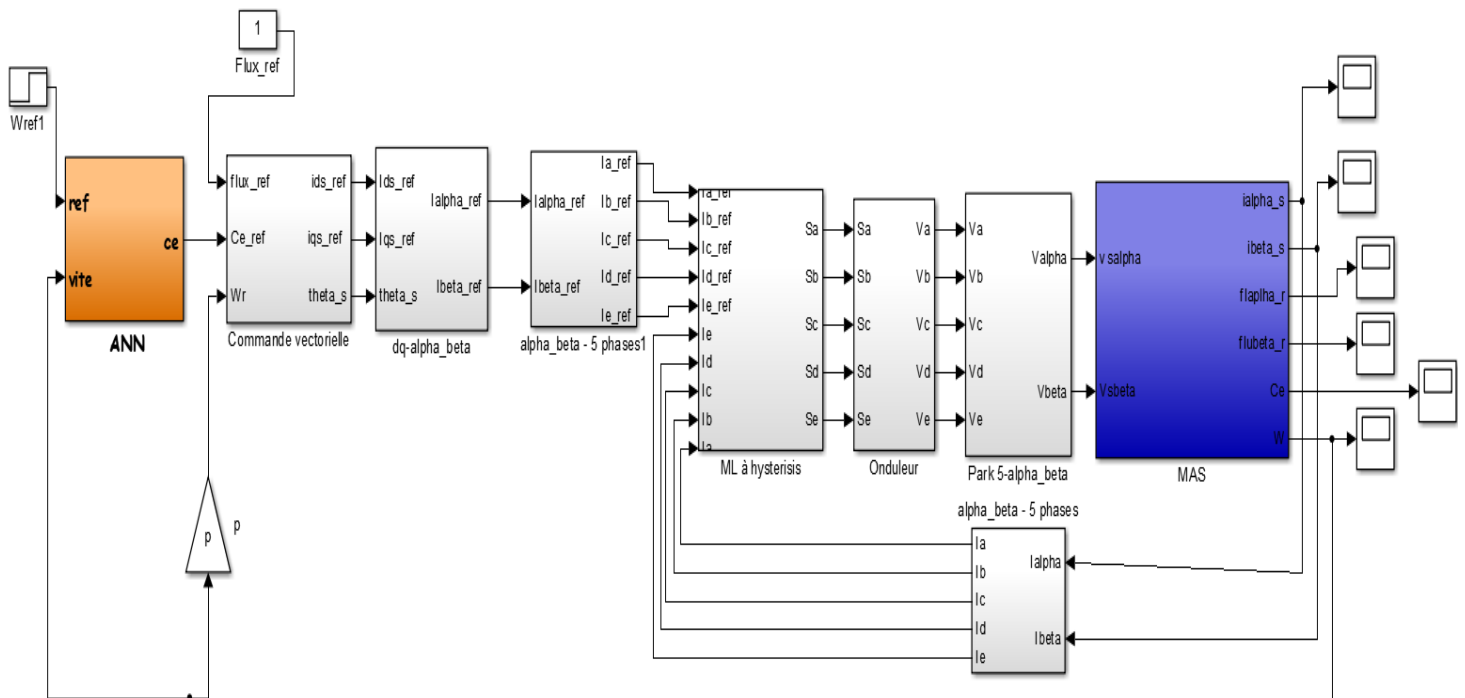


Figure (III. 5) Schéma de simulation globale du réseau neuronal (RNA)

III.9 Résultats de simulation

En utilisant le schéma de la structure générale du réseau neuronal RNA (Fig.III.5), on a effectué les tests de robustesse suivants :

III.9.1 Démarrage à vide suivi d'une charge nominale

Les résultats obtenus pour ce teste sont donnés par la **Figure (III. 6)**. Après un démarrage à vide, une charge nominale ($C_r = 8.33 \text{ N.m}$) est appliquée à $t = 0.5 \text{ sec}$.

Nous remarquons que la vitesse n'a pas affecté par la perturbation en couple charge, ainsi que le couple et les autres grandeurs ont gardés leurs mêmes formes obtenues dans la commande vectorielle avec une légère différence dans les valeurs de démarrage (régime transitoire). Nous pouvons dire que dans ce test de robustesse le régulateur neuronal a démontré une grande robustesse lors de l'application de la charge où on a remarqué aucune modification dans l'allure de la vitesse.

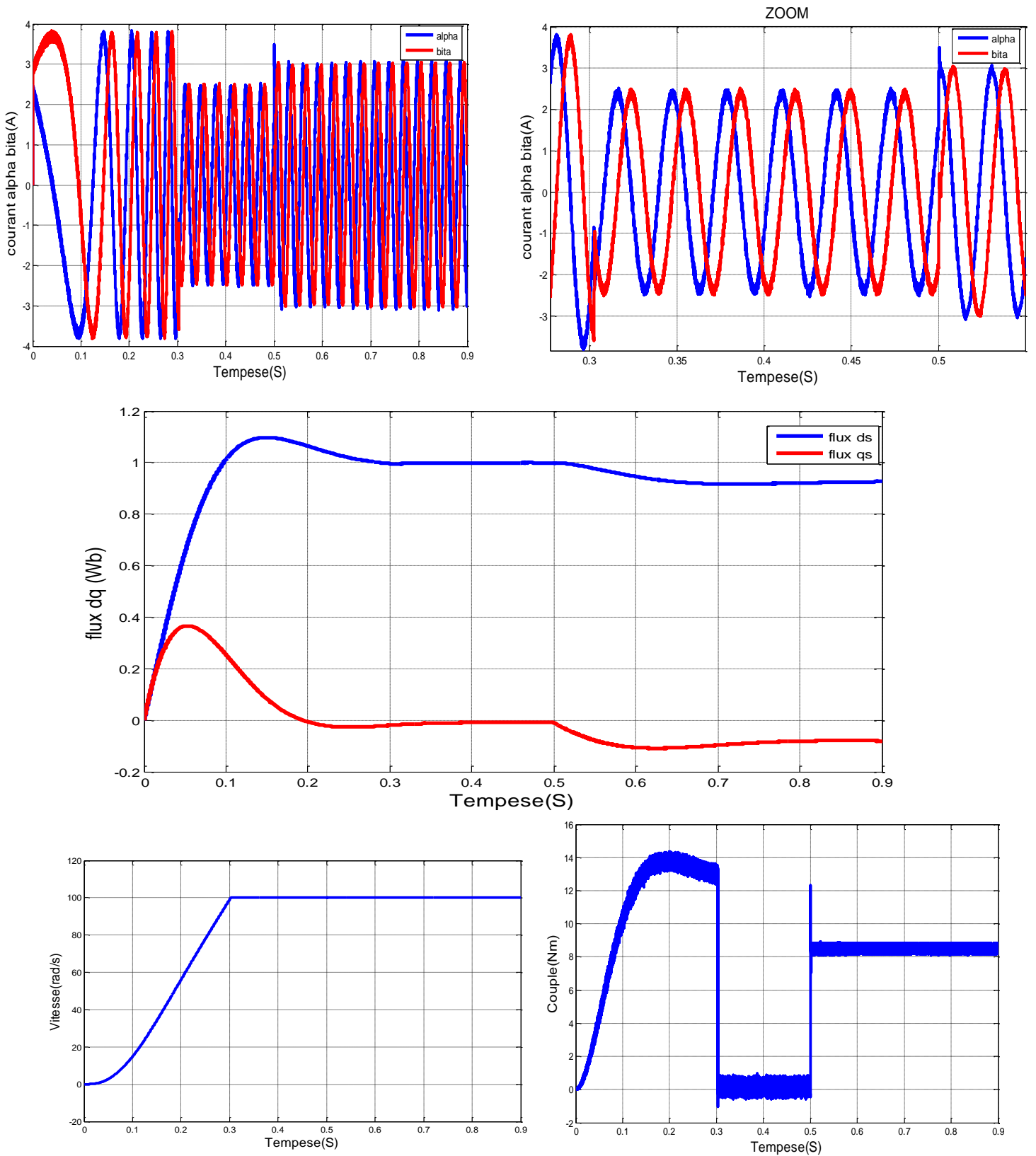
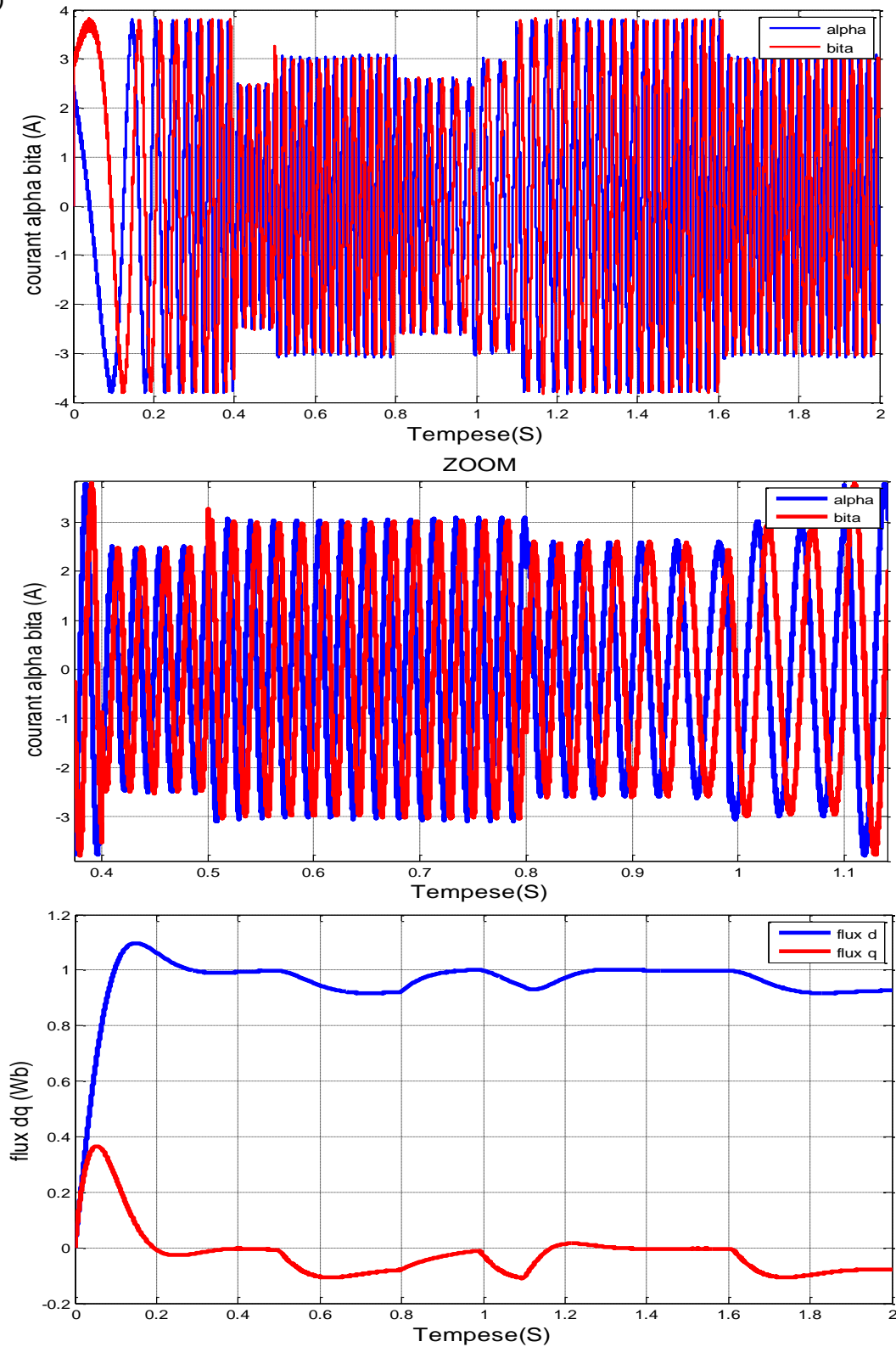


Figure (III. 6). Résultats de simulation de l'application d'une charge nominale en utilisant un régulateur neuronal (vitesse, courants I_{ds} , I_{qs} , flux rotorique)

III.9.2 Test avec variation de la vitesse

Ce test est effectué en réduisant la vitesse à 70 rad/sec à un instant $t = 0,8$ sec, et on a fait récupérer la vitesse nominale après 0.2 sec (à l'instant 1.1 sec)

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la vitesse sont présentés à la figure (III.7)



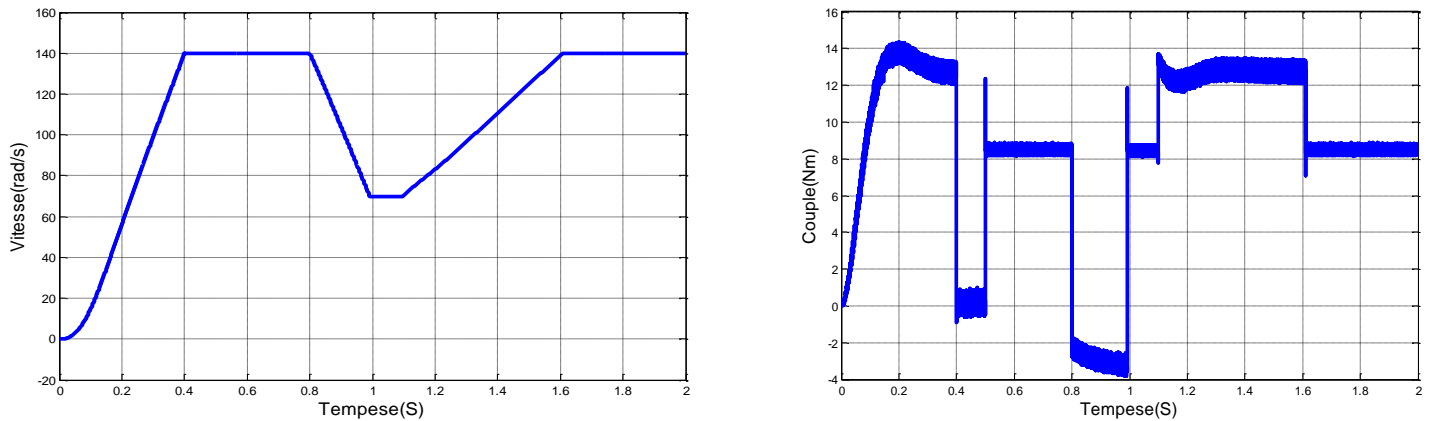
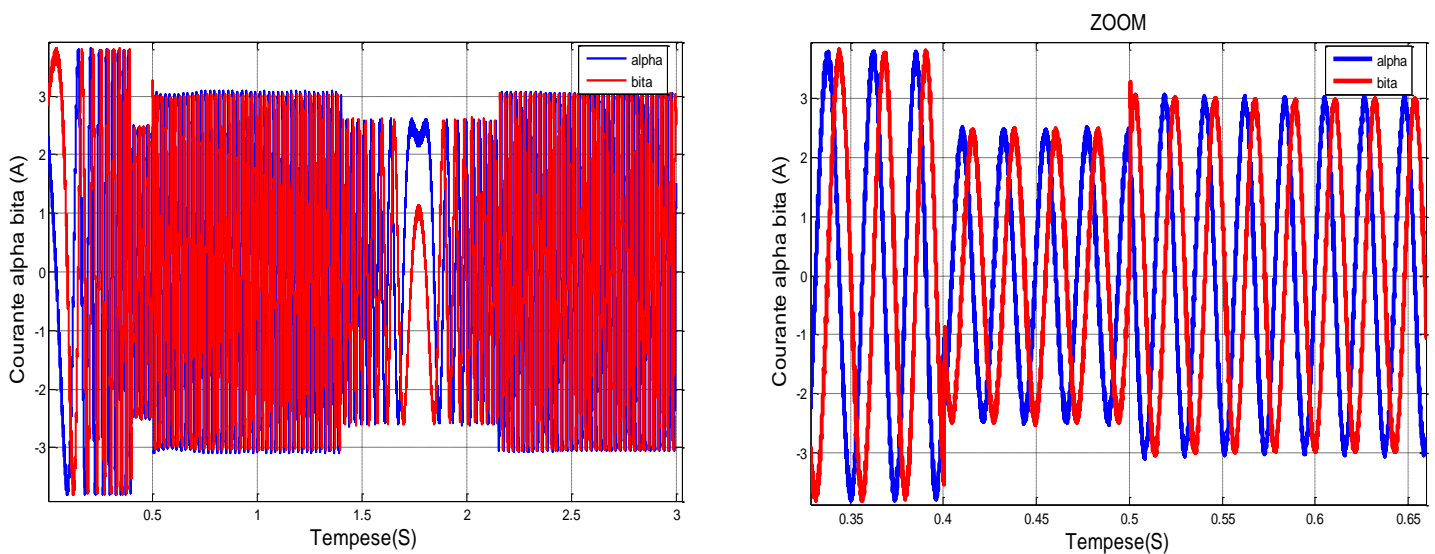


Figure (III. 7) Test avec changement de vitesse de la machine

La **figure (III.7)** illustre la pleine satisfaction de la réponse de régulation dans toutes les phases du test, que le moteur fonctionne à haut régime ou à bas régime. Les faibles variations de charge et les chocs n'ont aucun impact sur sa performance. La charge exercée sur le moteur n'a aucune incidence sur l'allure de la vitesse de la machine, ce qui rend le processus inefficace. De plus, la vitesse n'affecte pas l'état magnétique du moteur. Ainsi, notre commande est capable de résister à la charge et de compenser les différences de vitesse.

III.9.3 Test avec inversion du sens de rotation

Dans ce test, le signal de vitesse est passé de +140 rad/sec à -140 rad/sec à partir de $t = 1,4$ s. Avec un couple résistant appliqué $C_r = 8,33$ N.m appliqué à l'instant $t = 0,5$ sec. Les résultats de la simulation sont présentés dans la **Figure (III.8)** :



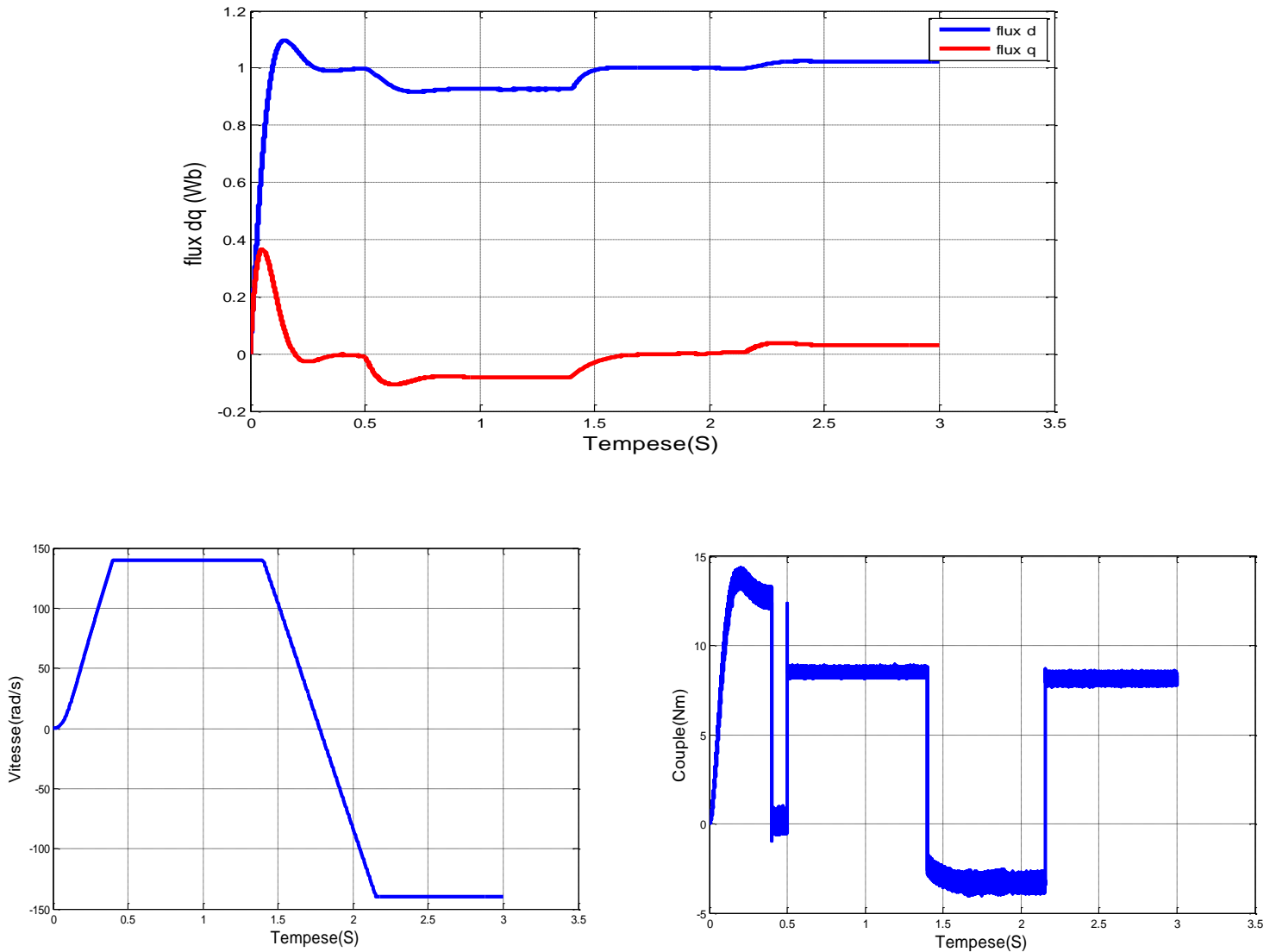


Figure (III. 8) Comportement du système lors de l'inversion du sens de rotation - à l'aide du régulateur nerveux (vitesse)

Nous avons trouvé la réponse de vitesse est très satisfaisante dans les deux sens de rotation de la machine. L'appareil fonctionne normalement à une vitesse de +140 ainsi qu'à la vitesse -140 radians/sec (sens inverse). Donc il est possible d'inverser rotation du moteur sans aucun problème électrique, magnétique et mécanique. Nous concluons que le contrôle est robuste.

III.9.4 Test avec variation de la résistance rotorique

Dans ce test nous augmentons la résistance du rotor R_r de 100% à partir de $t = 1$ sec.

Les résultats de simulation de ce test sont donnés par la figure suivante :

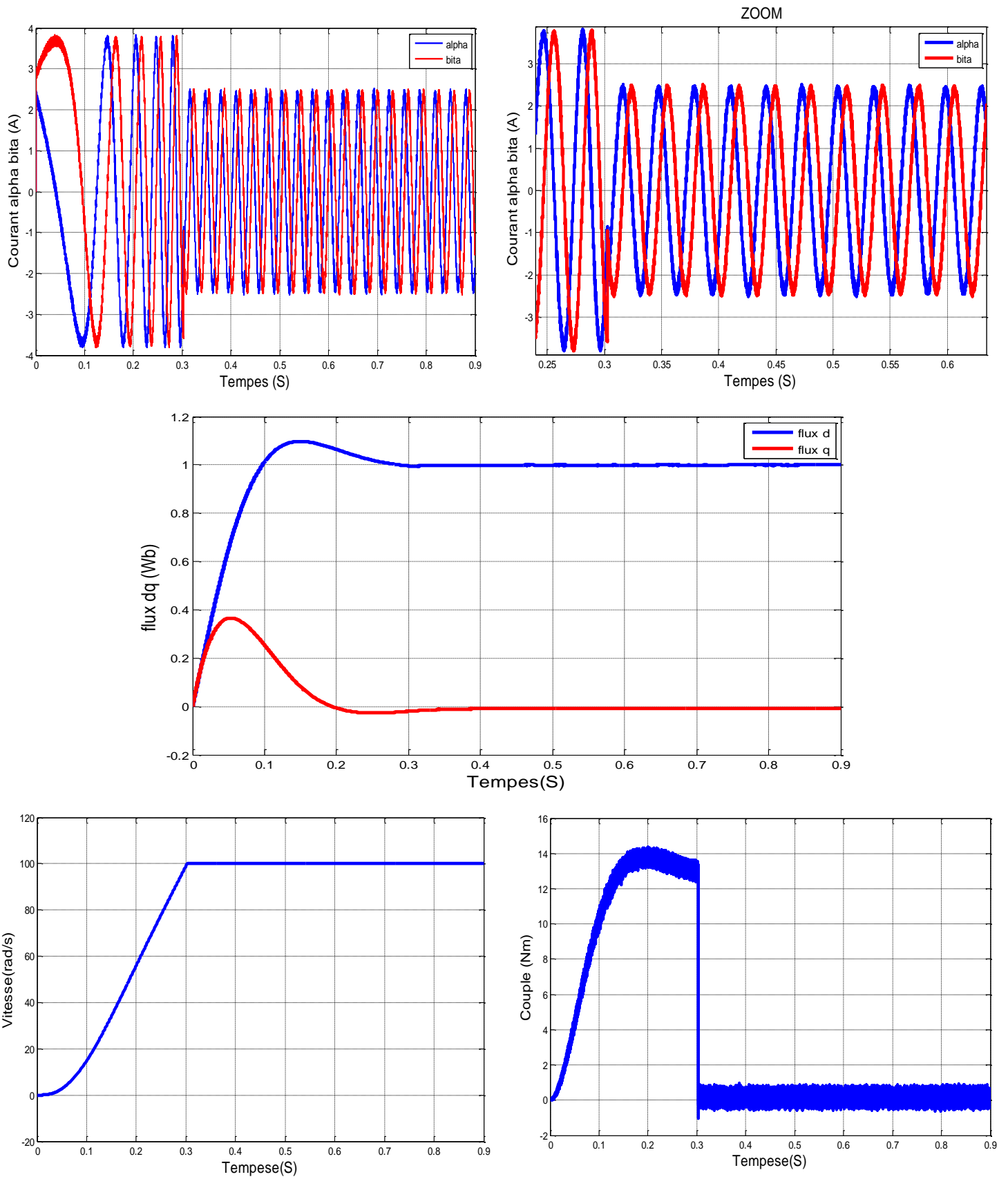


Figure (III. 9) Essai variation de la résistance rotorique (R_r)

Les résultats de la simulation ont montré la robustesse de la commande neuronale aux variations de la résistance rotorique. La structure de la commande n'a pas changé, où le découplage des courants est toujours réalisé ainsi que la stabilité de la vitesse lors de l'application de la charge.

III.10 Conclusion

Les résultats de simulation ont montré que le régulateur RNA utilisé pour la régulation de la vitesse a démontré une grande efficacité pour différents tests de robustesse de la commande neuronale réalisés durant ce chapitre.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Dans cette thèse, nous étudions l'introduction de la commande vectorielle dans une machine asynchrone multiphase en utilisant deux architectures de commande différentes : la commande vectorielle indirecte classique et la commande basée sur des régulateurs de réseaux de neurones artificiels.

Dans un premier temps, nous avons développé un modèle mathématique de la machine à l'aide de la transformée de Park, qui nous a permis de simplifier les équations de la machine asynchrone polyphasée en régime transitoire. Ensuite, nous introduisons les principes de base de la lutte antivectorielle indirecte.

Les résultats obtenus en contrôlant les vecteurs indirects ont clairement montré un léger déséquilibre de la courbe de vitesse. Cependant, il faut noter que ce défaut est principalement dû à des différences dans les paramètres machine, ce qui est le principal inconvénient de la commande vectorielle. Pour résoudre ce problème, nous avons utilisé des contrôleurs basés sur des réseaux de neurones.

En analysant les résultats de simulation présentés dans les deuxième et troisième chapitres, nous avons conclu que l'application de la charge n'affecte pas les performances du contrôleur et que la machine reste bien régulée.

BIBLIOGRAPHIE

Références Bibliographiques

- [1] Younes, Nekmouche, and Moussaoui Bachir. *Modélisation des moteurs asynchrones polyphasés, dédiée au diagnostic de courts-circuits inter-spires. Application aux moteurs pentaphasé et double étoile*. Diss. Université Mouloud Mammeri, 2008
- [2] ABDELMOUNAIME, MECHIKI. *COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASEE*. Diss. UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2019.
- [3] Mehenni, Hicham, Ahmed Azib, and Abdellatif Mouhoub. *Commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect*. Diss. Université de bejaia, 2017.
- [4] CHEDNI, YAHIA. *Commande Directe du Couple de Deux Machines Asynchrones Pentaphasées Connectées en Série*. Diss. Université Ibn Khaldoun-Tiaret-, 2012.
- [5] Lahmar, Sara, and Mohamed Reda Ameziane. *Machine asynchrone pentaphasée alimentée par un transformateur asymétrique pentaphasé*. Diss. 2021
- [6] Chihati, Ouassim, and Ayoub Khemili. *Identification paramétrique et structurale d'une machine asynchrone pentaphasée*. Diss. 2022.
- [7] Bañón Martín, José Miguel. "Caracterización, obtención y validación del modelo dinámico de un motor de inducción con rotor devanado para su utilización como DFIG." (2016).
- [8] Kaňuch, Ján, and Želmíra Ferková. "Operation of five-phase induction motor with threephase supply." *Maszyny Elektryczne: zeszyty problemowe* (2019).
- [9] ABBAS, NACER EDDINE. *Commande vectorielle a flux orienté directe d'un moteur asynchrone*. Diss. Directeur: Mme. S. BOURI, 2022.
- [10] Kouzi, Katia. *Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur vitesse par un réglage PI-Flou à gains flou adaptés associé à un observateur d'état par mode de glissement*. Diss. Batna, Université Elhadj Lakhder. Faculté des Sciences de l'ingénieur, 2000
- [11] Souhila, B. E. G. A. G. "Commande en Courant par Hystérésis Numérique pour les Systèmes de l'électronique de Puissance." *UNIVERSITE FERHAT ABBAS-SETIF: MEMOIRE Présenté à la faculté des sciences de l'ingénieur Département d'électrotechnique Pour l'obtention du diplôme de MAGISTER* (2008).

- [12] KAMILIA, CHEBABI. "Etude d'une loi de commande en courant par hystérésis à bande adaptative pour un onduleur de tension." *Mémoire de master, Université Mohamed Khider de Biskra, Dimanche 7* (2019)
- [13] Houssem Aid et Wafaa Aina, Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, 2013
- [14] Franklin, Gene F., et al. *Feedback control of dynamic systems*. Vol. 4. Upper Saddle River: Prentice hall, 2002
- [15] OTHMANI, A. "Commande vectorielle d'une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif." *Master, Electromécanique. Annaba, Université de Annaba* (2019).
- [16] Mohan, Ned. *Advanced electric drives: analysis, control, and modeling using MATLAB/Simulink*. John Wiley & Sons, 2014.
- [17] Aguglia, Davide. *Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle*. Université Laval, 2004.
- [18] Echikh, Hamdi Ben, et al. "5-Phase AC induction motor rotor flux oriented control with space vector modulation technique." *2013 International Conference on Electrical Engineering and Software Applications*. IEEE, 2013.
- [19] DELLYS, Abdelhak, and Mustapha BAHADJ. *Etude et modélisation d'une machine asynchrone à 5 phases*. Diss. Directeur: D. BOUKLI HACENE Fouad/Co-directeur: Mr. AHMED Tahour, 2020.
- [20] Ferahtia, Amel. "See discussions, stats, and author profiles for this publication at: [https://www.researchgate.net/publication/350567414_SURFACE_WATER_QUALITY_ASSESSMENT_IN_SEMI-ARID_REGION_\(EL_HODNA_WATERSHED,_ALGERIA\)_BASED_ON_WATER_QUALITY_INDEX_\(WQI\)](https://www.researchgate.net/publication/350567414_SURFACE_WATER_QUALITY_ASSESSMENT_IN_SEMI-ARID_REGION_(EL_HODNA_WATERSHED,_ALGERIA)_BASED_ON_WATER_QUALITY_INDEX_(WQI))." (2021).
- [21] Benharir, N., et al. "Approche Adaptative d'une Commande Neuronale sans capteur d'un Moteur Asynchrone associée à un Observateur par Mode Glissant." *Communication Science & Technology, Cost 14*.

[22] Laissaoui, Louali, and DJELLOUL BENATIALLAH. *L'application de l'approche neuronale pour la prévision du rayonnement solaire*. Diss. UNIVERSITE AHMED DRAIA-ADRAR, 2020.

[23] Benmeddour, Mohamed. "Contrôle par réseau de neurones." (2012).

[24] AICHE, Ilyes. *COMMANDE DES SYSTEMES NON LINEAIRES PAR LA TECHNIQUE DEEP LEARNING*. Diss. Univ M'sila, 2020.

[25] Igusti Bagus Made, Swastika Putra. *Étude et réalisation des régulateurs de réseaux neuronaux pour des convertisseurs triphasés de type GTO/IGBT*. Diss. Université du Québec à Trois-Rivières, 1999.

[26] GHERS, Fethi. *Application des techniques de commandes intelligentes pour le contrôle d'une machine asynchrone*. Diss. Université de Annaba-Badji Mokhtar, 2006.

[27] OUGUISSI, Mabrouk, and Ayoub ALMAOUI. *Prédiction de rayonnement solaire journalière par réseau de neurone* UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA2019/2020. Diss.

[28] OURIACHI, YASSINE. "Prédiction Criminelle par Réseaux de Neurones. niversité Mohamed Khider – BISKRA 2021"

[29] سعد عبد الكريم & , بحير, علي, فطحيزة (2018). *Commande vectorielle par réseaux de neurones artificiels d'un moteur asynchrone*.

Annexe

Annexe

Paramètres de la machine à induction pentaphasée

A.1 Paramètres électriques :

$R_s = 10 \Omega$	Résistance statorique
$R_r = 6.3 \Omega$	Résistance rotorique
$I = 2.1 \text{ A}$	courant
$L_s = 0.46 \text{ H}$	Inductance statorique
$L_r = 0.46 \text{ H}$	Inductance rotorique
$L_m = 0.42 \text{ H}$	Inductance Mutuelle
$V_s = 220/380 \text{ V}$	Tension statorique

A.2 Paramètres mécaniques :

$J = 0.03 \text{ kgm}^2$	Moment d'inertie
$f = 0.00114 \text{ SI}$	Coefficient de frottement

A.3 Paramètres électromagnétiques :

$C_{ele} = 8.33 \text{ N.m}$	Couple électromagnétique
$P = 2$	Nombre paire de pôle

Résumé : La commande des machines électriques est d'une importance capitale dans leur utilisation industrielle, et parmi celles-ci, les machines asynchrones polyphasées (MASP) sont largement utilisées dans l'industrie. La technique régulateur neuronal est une méthode essentielle pour contrôler ce type de machines. L'objectif de ce mémoire est d'étudier le comportement dynamique de la machine asynchrone pentaphasée lorsqu'elle est soumise à ce type de contrôle, en utilisant des simulations numériques.

Après avoir présenté le modèle de la machine, nous avons examiné la commande de la machine en utilisant un régulateur proportionnel-intégral (PI) classique. Ensuite, nous avons introduit la technique du régulateur neuronal pour analyser le fonctionnement de notre machine. Les simulations ont été réalisées à l'aide de l'environnement Matlab. Les résultats obtenus ont démontré l'efficacité remarquable du RNA dans la commande de la machine MASP.

Mots clés : Commande vectorielle, RNA, machine asynchrone pentaphasé , régulateur PI

ملخص: يعتبر التحكم في الآلات الكهربائية ذا أهمية قصوى في استخدامها الصناعي ، ومن بين هذه الآلات غير المتزامنة متعددة الأطوار (MASP) تستخدم على نطاق واسع في الصناعة. تعد تقنية المنظم العصبي طريقة أساسية للتحكم في هذا النوع من الأجهزة. الهدف من هذه الأطروحة هو دراسة السلوك الديناميكي للآلة غير المتزامنة ذات الخمس مراحل عند تعرضها لهذا النوع من التحكم ، باستخدام المحاكاة العددية.

وبعدنا استخدمنا تقنية (PI) ، قمنا بفحص التحكم في الماكينة باستخدام وحدة التحكم التقليدية (PI). بعد ذلك ، قدمنا تقنية المنظم العصبي لتحليل عمل أجهزتنا. تم إجراء عمليات المحاكاة باستخدام بيئة Matlab.

أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها الكفاءة الملحوظة RNA في التحكم في آلة MASP

الكلمات المفتاحية: الآلات متعددة الأطوار الغير متزامنة , المنظم العصبي , التحكم المتجه

Abstract: The control of electrical machines is of paramount importance in their industrial use, and among these, polyphase asynchronous machines (MASP) are widely used in industry. The neural regulator technique is an essential method for controlling this type of machine. The objective of this thesis is to study the dynamic behavior of the five-phase asynchronous machine when subjected to this type of control, using numerical simulations.

After presenting the machine model, we examined machine control using a conventional proportional-integral (PI) controller. Then, we introduced the neural regulator technique to analyze the operation of our machine. The simulations were carried out using the Matlab environment. The results obtained demonstrated the remarkable efficiency of RNA in controlling the MASP machine.

Keywords: Vector control, RNA, pentaphse asynchronous machine, PI controller