

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Électromécanique



Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme:
MASTER

Filière : AUTOMATIQUE

Option : AUTOMATIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

Thème

**Commande sans capteur de vitesse mécanique d'un
moteur à induction par réseau de neurones statique**

Présenté par :

-BOUKHAROUBA Mohamed
- DRIKECHE Amar

Devant le jury:

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Établissement</i>
<i>M.TALHAOUI Hicham</i>	<i>MCA</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. IRATNI Abdelhamid</i>	<i>MCA</i>	<i>Encadrant</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. BOUCHAMA Ziyad</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. MEGHLOUI Issam</i>	<i>MCA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2021/2022

REMERCIEMENTS

Toute louange à ALLAH qui nous a déjà créé, gardé en vie, nous a donné du courage et la volonté pour rentrer autre fois à l'université et s'asseoir sur table en classe, étant qu'étudiant, apprendre, corriger des travaux, répondre aux examens et enfin préparer ce mémoire de fin d'études.

Nous remercions avec un grand plaisir notre encadreur Docteur Abdelhamid IRATNI Chercheur Maître de conférences à l'université de BBA qui nous a proposé le thème de sujet, contribuer et aider à réfléchir sur le bon sens pour aller au but et atteindre les objectifs ; Ainsi que pour sa disponibilité, et ses orientations pour faire ce modeste travail.

Nous remercions également tous les enseignants du département de l'Électromécanique à l'Université de Bordj Bou Arreridj qui ont contribué à notre formation Master 2, et ceux qui nous a donné, de près ou de loin, un soutien que ce soit scientifique ou moral pour continuer la formation et accomplir le travail.

Enfin, nous remercions les membres de jury d'avoir accepté honorablement d'examiner notre mémoire.

GRAND MERCI

DÉDICACES

Nous avons le grand honneur de dédier ce travail, à nos chers parents, pour leurs grands plaisirs, avant et après, toujours et tout le temps, car leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières ne cessent jamais. À nos petites familles, nos femmes par leur appui moral et leur encouragement, les enfants par leur patience le long de cette année.

À nos camarades de la promotion - Automatique et Info Industrielle 2021/2022- qui ont vraiment le grand plaisir par leur soutien par partage des cours et des travaux dirigés à la boîte commune des mails.

À nos amis et collaborateurs de travail en usine par leur encouragement pour continuer la formation.

À notre encadreur et tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation et toute l'équipe pédagogique de département de l'électromécanique de l'université de Bordj Bou Arreridj.

À tous ceux que nous aimons.

RÉSUMÉ

RÉSUMÉ

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif est la contribution aux méthodes de commande des moteurs à induction. Dans ce contexte, la commande par les réseaux de neurone est l'une des commandes modernes utilisant l'intelligence matricielle et qui ont donné apport appréciable dans le développement industriel par leur intégration dans les variateurs électroniques de vitesse.

ملخص

العمل المقدم في هذه الرسالة يهدف إلى المساهمة في إثراء طرق التحكم في المحركات الحثية. في هذا السياق، يعد التحكم باستعمال الشبكات العصبونية هو احدى الطرق الحديثة والتي تعتبر من طرق الذكاء الاصطناعي، هذه التي ساهمت بشكل كبير في التنمية الصناعية من خلال دمجها في محركات السرعة الإلكترونية المتغيرة.

TABLE DE MATIÈRES

TABLE DE MATIÈRES

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I-CHAPITRE I MACHINE ASYNCHRONE/ MOTEUR À INDUCTION	4
I.1.INTRODUCTION.....	4
I.2. CONSTITUTION DE LA MAS :.....	4
I.2.1. STATOR :.....	5
I.2.2. ROTOR :.....	5
I. 3PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE :	6
I.4. CARACTÉRISTIQUE DES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASÉS :	6
I.5 AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE LA MACHINE SYNCHRONE :.....	7
I.5.1. AVANTAGES DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	7
I.5.2. INCONVÉNIENTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	7
I-6 MODELE MATHEMATIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE	7
I-6.1 EQUATIONS DES TENSIONS D'UN MOTEUR ASYNCHRONE	8
I-6.2 EQUATIONS DES FLUX D'UN MOTEUR ASYNCHRONE.....	9
I-6-3 TRANSFORMATIONS APPLIQUEES POUR LA MAS TRIPHASEE.....	9
I-6-3.1 TRANSFORMATION DE PARK.....	10
I-6-3.2 TRANSFORMATION TRIPHASE BIPHASE	11
I-6-3.3 MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPERE DE PARK	12
I-6-4 DEFINITION DES DIFFERENTS REFERENTIELS	14
I-6-4.1 REFERENTIEL LIE AU STATOR.....	14
I-6-4.2 REFERENTIEL LIE AU ROTOR.....	14
I-6-4.2 REFERENTIEL LIE AU CHAMP TOURNANT	15
I-6-5 REPRESENTATION D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	15
I-6-5.1 MODELE D'ETAT EN VUE DE LA COMMANDE	15
I-6-5.2 MODELE D'ETAT DANS UN REFERENTIEL FIXE AU STATOR	16
I-7 ASSOCIATION CONVERTISEUR - MOTEUR ASYNCHRONE	17

TABLE DE MATIÈRES

I-7-1 DESCRIPTION DU SYSTEME D'ASSOCIATION	17
I-7-2 SIMULATION DU MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE :	18
I-7-3 INTERPRETATION DES RESULTATS	23
I-8 CONCLUSION	23
CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS.....	25
II-1 INTRODUCTION.....	25
II.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ORIENTE :	25
II.2.1. COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE :	27
II.2.2. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :	27
II.3. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECT À FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ :	28
II.3.1. PRINCIPE DU DÉCOUPLAGE PAR COMPENSATION :	28
II.3.2. DÉTERMINATION DE ϕ_r ET ω_s :	29
II.4.1. RÉGULATEURS DE COURANT :	29
II.4.2. RÉGULATEUR DU FLUX ROTORIQUE :	30
II.4.3. RÉGULATEUR DE VITESSE :	31
II.5. RÉSULTATS DE SIMULATION :	33
II.5.1. RÉSULTATS ET INTERPRÉTATIONS :	37
II.6 CONCLUSION :	37
CHAPITRE III :COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR.39	
III.1 INTRODUCTION.....	39
III .2. RESEAUX DE NEURONES	39
III 2.1. NEURONE BIOLOGIQUE.....	39
III 2.2. NEURONE FORMEL	40
III 2.3. RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS	41
III . TYPE DE RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS.....	42
III .2.4.1. RESEAU PERCEPTRON MULTICOUCHE (MLP)	42

TABLE DE MATIÈRES

III .2.4.2. RESEAUX DE NEURONES A FONCTION DE BASE RADIAL	43
III .2.6. APPRENTISSAGE DES RESEAUX DE NEURONES	44
III .2.7 ALGORITHME DE RETROPROPAGATION.....	45
III.3 DEFINITION D'UN ESTIMATEUR :	46
III.3.1. ESTIMATEUR DE VITESSE ANN.....	46
III.3.2.-ESTIMATEUR DE FLUX ANN.....	48
III.3.3.INTERPRETATION DES RESULTATS	52
III. 3 CONCLUSION :	52
CONCLUSION GÉNÉRALE	54
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	56

LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

FIGURE I.1 MACHINE ASYNCHRONE.....	05
FIGURE I.2 VUE D'UN STATOR	05
FIGURE I.3 VUE D'UN ROTOR A CAGE D'ECUREUIL.....	06
FIGURE I.4 MODELE DES ENROULEMENTS STATORIQUES ET ROTORIQUES D'UN MAS	08
FIGURE I.5 TRANSFORMATION DE REPERE.	10
FIGURE (I.6) SCHÉMA DU CONVERTISSEUR STATIQUE.....	17
FIGURE.(I.7) SCHÉMA DE SIMULATION DE LA MAS.....	19
FIGURE.(I.8) RÉSULTATS DE SIMULATION DU MODÈLE EN TENSION DE LA MAS LORS DE DÉMARRAGE À VIDE.....	20
FIGURE.(I.9) RESULTATS DE SIMULATION DU MODELE EN TENSION DE LA MAS EN CHARGE.....	22
FIGURE .(II.1) ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE.....	26
FIGURE .(II.2) REGULATION DES COURANTS EN BOUCLE FERMEE.....	30
FIGURE. (II.3) REGULATION DU FLUX ROTORIQUE EN BOUCLE FERMEE.....	31
FIGURE. (II.4) REGULATION DE VITESSE EN BOUCLE FERMEE.....	32
FIGURE. (II.5) SCHEMA GLOBALE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE APPLIQUEE A LA MAS.....	32
FIGURE.(II.6) RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VICTORIELLE À VIDE.....	34
FIGURE. (II.7) RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE APPLIQUEE A LA MAS POUR UN FONCTIONNEMENT A UNE CHARGE A L'INSTANT T=1.5 S.....	36
FIGURE. (III .1) NEURONE BIOLOGIQUE.....	39.
FIGURE. (III .2) NEURONE FORMEL.....	40
FIGURE. (III .3) REPRESENTATION D'UN RESEAU DE NEURONES ARTIFICIEL...	42
FIGURE. (III .4) PERCEPTRON MULTICOUCHE.....	43
FIGURE. (III .5) RESEAU RBF.....	43
FIGURE .(III .6) RESEAU DE NEURONE MLP AVEC UNE SEULE COUCHE CACHEE.....	45

LISTE DES FIGURES

FIGURE. (III .7) ENTREES DE L'ESTIMATEUR DE VITESSE ANN RESEAU DE NEURONES A REACTION DE L'ESTIMATEUR DE VITESSE.....	46
FIGURE. (III .8) MISE EN ŒUVRE DETAILLEE DE L'ANN ESTIMATEUR DE VITESSE.....	47
FIGURE .(III .9) DIAGRAMME SIMULINK ESTIMATEUR DE VITESSE BASE SUR ANN.....	48
FIGURE.(III .10) LE RESEAU DE NEURONES A REACTION DE L'ESTIMATEUR DE FLUX.....	49
FIGURE. (III .11) MISE EN ŒUVRE DETAILLEE DE L'ESTIMATEUR DE FLUX ANN.....	49
FIGURE .(III .12) MODELE SIMILINK DES ENTRAINEMENT DE MOTEUR À INDUCTION SANS CAPTEUR DE VITESSE AVEC ESTIMATEURS.....	50
FIGURE. (III .13) LE MODELE SIMILINK DES ENTRAINEMENT DE MOTEUR À INDUCTION SANS CAPTEUR DE VITESSE AVEC ESTIMATEURS DE VITESSE ET DE FLUX BASEES SUR ANN	50
FIGURE (III .14) LE MODELE SIMILINK DES DEUX ESTIMATEURS DE VITESSE ET DE FLUX BASE SUR ANN	51
FIGURE (III .15) PERFORMANCES DU RÉSEAU COMPTE TENU DE LA VITESSE MESURÉE ET DE LA VITESSE ESTIMÉE.....	51.
FIGURE (III .16) RÉSULTAT DE SIMULATION DU COUPLE DE CHARGE.....	51

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Valeurs des paramètres de la machine utilisée en simulation	18
Tableau III .1:Fonctions d'activation	41

LISTE DES ABREVIATIONS

LISTE DES ABRÉVIATIONS

MI: Moteur à induction

MAS : Machine asynchrone

RN: Réseaux de neurones

RNA : Réseaux de neurones artificiels.

AI: Intelligence Artificielle

RBF : Radial basis function.

MLP : Multi Layer perceptron.

FOC: Flux Oriented Control

IFOC : Inverse Flux Oriented Control

DTC: Direct Torque Control

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

s, r : Indices correspondants au stator et au rotor respectivement

A, B, C : Indices correspondants aux trois axes des phases triphasés du stator

a, b, c : Indices correspondants aux trois axes des phases triphasés du rotor

α, β : Indices correspondants aux deux axes du repère lié au stator

d, q : Indices correspondants aux deux axes du repère de Park

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions d'alimentation des phases **Sa, Sb, Sc**

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions aux bornes des phases **Ra, Rb, Rc**

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants statoriques des phases **Sa, Sb, Sc**

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques des phases **Ra, Rb, Rc**

V_s, V_r : Tensions statorique et rotorique

i : Courants statorique et rotorique

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}, V_{r\alpha}, V_{r\beta}$: Tensions statoriques et rotoriques dans le référentiel (α, β)

$V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$: Tensions statoriques et rotoriques dans le référentiel (d, q)

$i_{s\alpha}$: Courants statoriques dans le référentiel (α, β)

i_{sd} : Courants statoriques dans le référentiel (d, q)

$\phi_{s\alpha}, \phi_{ra}, \phi_{r\beta}$: Flux statoriques et rotoriques dans le référentiel (α, β)

$\phi_{sd}, \phi_{rd}, \phi_{rq}$: Flux statoriques et rotoriques dans le référentiel (d, q)

ω_s, ω_r : Vitesse électrique du stator et du rotor respectivement

ω : Vitesse électrique de moteur

Ω : Vitesse mécanique du rotor

θ : Angle électrique du rotor par rapport au stator

C_e : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant.

P : Nombre de paires de pôles.

R_s, R_r : Résistances propres statoriques et rotorique

L_s, L_r : Inductances propre statoriques et rotorique

M : Inductance Mutuelle

J : Coefficient d'Inertie

f : Coefficient de frottement

σ : Coefficient de dispersion total ou (de Blondel) $(1-M^2)/L_s L_r$

T_s : Constante de temps statorique $L_s/(s)$

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

T_r : Constante de temps rotorique L_r / R_r (s)

ε : Erreur entre un signal de référence et un signal estimé

X : Vecteur des états estimé

$\hat{\omega}_r$ (rd / s) : La vitesse angulaire estimée

FTBO : Fonction de transfert en boucle ouverte

FTBF : Fonction de transfert en boucle fermée

ω_s : Pulsation d'alimentation.

θ_s : Angle électrique statorique.

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les machines asynchrones ont de tout temps servi les besoins de l'industrie traditionnellement, ces machines ont été commandées et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux. Comparés aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones, de plus qu'ils sont de structure simple, ils sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes exigeant de bonnes performances. Cela est dû à plusieurs facteurs tels que robustesse, la fiabilité et le bas coût de fabrication [1].

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie du modèle impose à la machine asynchrone un modèle non linéaire, fortement couplé au contraire à sa simplicité structurelle, ce qui conduit à une très grande difficulté de sa commande [2].

Le problème de complexité de la machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, la plus populaire parmi elle est la commande vectorielle. Dans les années 70, la commande vectorielle, dite commande vectorielle à flux orienté, son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation indépendante [2].

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateur de flux nécessite un capteur de flux souvent très onéreux. Son montage dans les systèmes d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir des résultats performants. Il est nécessaire d'appliquer des techniques, permettant la reconstruction de flux et de vitesse. Ces approches portent le nom des techniques de commande sans capteur de vitesse.

STRUCTURE DU MEMOIRE

Le premier chapitre on va représenter l'état de l'arts des machines à induction et leur modélisation, la représentation d'état dans les différents repères et l'association de la machine asynchrone à un convertisseur statique composé d'un redresseur, un filtre et un onduleur, une simulation en boucle ouverte va être présentée afin de relever les performances et revoir le comportement propre de la machine asynchrone associée avec un convertisseur statique.

INTRODUCTION GENERALE

le deuxième chapitre présente la commande vectorielle de la MAS, par orientation du flux et plus particulièrement celle du flux rotorique (FOC). Les tests de performance seront effectués par des régulateurs classiques .

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la commande sans capteur mécanique de la vitesse de la machine asynchrone basée sur la technique d'estimation basée sur réseau de neurone, Ensuite des tests de simulation effectués par le logiciel MATLAB/SIMULINK seront présentés.

En fin, une conclusion générale de travail que nous avons effectué et les principaux résultats que nous avons obtenus .

CHAPITRE I :
MACHINE ASYNCHRONNE / MOTEUR
À INDUCTION

CHAPITRE I: MACHINE ASYNCHRONE / MOTEUR À INDUCTION

I-1. INTRODUCTION

Le Moteur Asynchrone ou Moteur à Induction (MI) est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable, et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques.

Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [03].

Dans ce chapitre, nous proposons dans un premier temps la modélisation classique de la machine asynchrone, cette machine fonctionne en moteur, en utilisant les transformations de Concordia et de Park, en se basant sur les hypothèses simplificatrices pour simplifier les calculs, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques et électriques) qui gèrent la machine dans chaque repère. Et par la suite nous passerons à la modélisation de la machine par la présentation d'état en faisant apparaître les variables d'état mesurables sous forme des vecteurs de courants, tensions et de flux, ainsi que les matrices covariantes. Et enfin nous présentons la simulation pour valider le système onduleur-machine, et étudier le comportement du système dans les deux modes de fonctionnement (à vide et en charge).

I.2. CONSTITUTION DE LA MAS

Cette description nous permettra de comprendre la composition physique du système. D'un point de vue mécanique, un moteur asynchrone triphasé peut être divisé en trois parties différentes :

- Le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique.
- Le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.
- Les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.



Figure.(I.1) : Machine asynchrone.

I.2.1. STATOR

Il est constitué de plusieurs tôles d'acier et de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède pair de pôle. Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine [4].



Figure(I.2): Vue d'un stator.

I.2.2. ROTOR

C'est la partie mobile du moteur, il est placé à l'intérieur du stator, et constitué d'un empilage de tôles d'acier formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Il tourne à une vitesse inférieure à la vitesse du champ tournant en charge. Il est placé dans un champ tournant par rapport à lui-même. Il doit être feuilleté pour réduire les pertes par courant de Foucault [5].

CHAPITRE I : MACHINE ASYNCHRONE / MOTEUR À INDUCTION

Les différents types du moteur asynchrone ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas, le stator reste dans le même.

I. 3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Le fonctionnement des moteurs asynchrones triphasés est basé sur les applications suivantes : le premier principe (loi d'Ampère), le deuxième principe (loi de Faraday) et le troisième principe (loi de Lenz). Lorsque l'interrupteur est fermé pour connecter les enroulements du stator à la ligne triphasée, la tension appliquée produit un courant triphasé, ce dernier génère un champ magnétique tournant (Principe I), qui induit une tension dans la barre du rotor (Principe III) change en alternance, car le conducteur est parfois devant le pôle Nord du champ, parfois devant le pôle Sud du champ tour. Les deux extrémités du conducteur sont court-circuitées par deux anneaux, la tension induite provoquera un fort courant dans la barre, cette dernière située dans un champ magnétique qui génère une force électromagnétique (Principe II). La force tend à entraîner le rotor dans le sens de rotation du champ magnétique [9].

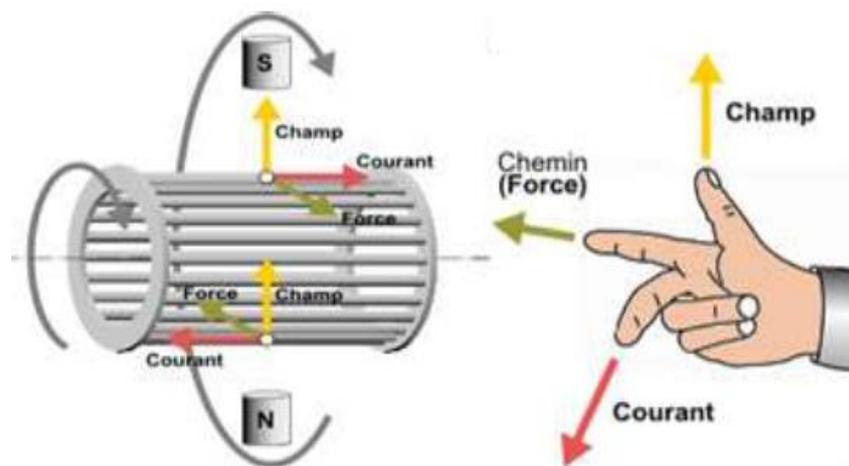


Figure.(I.3): Principe de fonctionnement de la MAS.

I.4. CARACTERISTIQUE DES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASES

Un moteur est caractérisé essentiellement par sa puissance, la fréquence de rotation de son arbre, sa fixation, ses éléments mécaniques.

- La puissance :

Puissance d'entrée: $P_e = U \cdot I \sqrt{3} \cos \varphi$.

Puissance de sortie: $P_m = T_m \cdot \Omega$

- La vitesse angulaire : $\Omega = 2\pi \cdot N$.

CHAPITRE I : MACHINE ASYNCHRONE / MOTEUR À INDUCTION

- **Fréquence de rotation du champ tournant** : $n = \frac{f}{p}$

- **Glissement** : $g = \frac{\Omega - \Omega'}{\Omega}$

- **Couple électromagnétique** :

- La puissance P_{tr} est transmise du stator vers le rotor par l'action du champ tournant statorique sur les courants du rotor, c'est-à-dire par effet électromagnétique.

La puissance électromagnétique transmise au rotor est égale à : $P_{tr} = T_{em} \cdot \Omega$.

I.5. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MACHINE SYNCHRONE

I.5.1. AVANTAGES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Parmi les avantages de la machine asynchrone et notamment en fonctionnement moteur, on peut citer [11], [12] :

- Sa structure simple
- Sa robustesse mécanique,
- Son faible coût et sa très grande standardisation,
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevée.
- Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone.
- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominaux.
- Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

I.5.2. INCONVENIENTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

- La vitesse dépend de la charge.
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage.

I-6. MODELE MATHÉMATIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour pallier les différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

Le moteur à induction est alimenté en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions.

Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimé dans leurs repères respectifs [13].

CHAPITRE I : MACHINE ASYNCHRONE / MOTEUR À INDUCTION

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure (1.1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes.

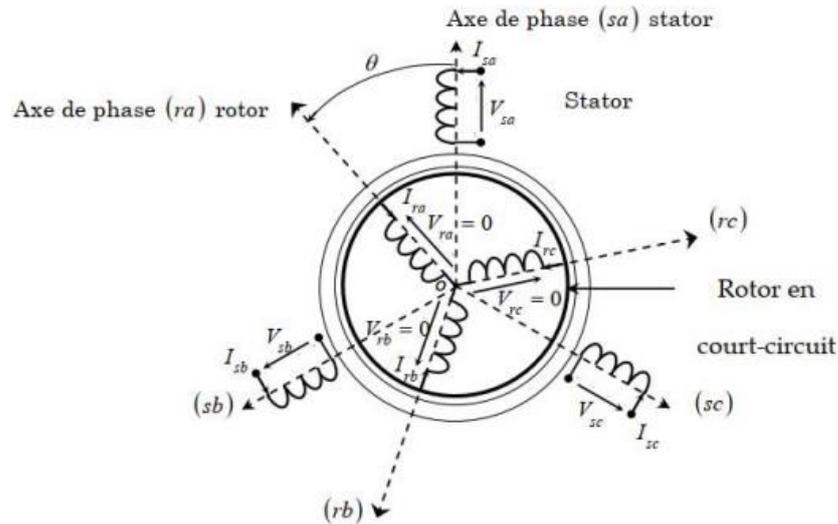


Figure (1.4) : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'un MAS.

θ : est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

La loi de Faraday permet d'écrire [14], [15]:

$$V = R \cdot i + \frac{d\{\phi\}}{dt} \quad (I.1)$$

I-6.1.ÉQUATIONS DES TENSIONS D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

Avec les hypothèses précédentes, les équations des tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent [13] :

$$[V_{ABC}] = R_S \cdot [I_{ABC}] + \frac{d[\phi_{ABC}]}{dt} \quad (I.2)$$

$$[V_{abc}] = R_r \cdot [I_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (I.3)$$

$[V_{ABC}] = [V_A \ V_B \ V_C] T$: le vecteur des tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$[V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c] T$: Le vecteur des tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

$[\phi_{ABC}] = [\phi_A \ \phi_B \ \phi_C] T$: Le vecteur des flux totaux statoriques à travers ces enroulements.

$[\phi_{abc}] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c] T$: Le vecteur des flux totaux rotoriques à travers ces enroulements.

$[I_{ABC}] = [i_A \ i_B \ i_C] T$: Le vecteur des courants statoriques qui traversent celle-ci.

CHAPITRE I : MACHINE ASYNCHRONE / MOTEUR À INDUCTION

$[I_{abc}] = [i_a i_b i_c]^T$: Le vecteur des courants rotoriques qui traversent celle-ci.

$R_s ; R_r$: Les résistances par phase du stator et du rotor.

I-6.2. EQUATIONS DES FLUX D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

Les flux totalisés dans les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$[\Phi_{ABC}] = [L_S] \cdot [i_{ABC}] + [M] \cdot [i_{abc}] \quad (I.4)$$

$$[\Phi_{abc}] = [L_r] \cdot [i_{abc}] + [M] \cdot [i_{ABC}] \quad (I.5)$$

$[L_S]$: Matrice d'inductance statorique définie par :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$[L_r]$: Matrice d'inductance rotorique définie par :

$$[L_R] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$[M]$: Matrice d'inductance mutuelle stator-rotor qu'on peut exprimer ainsi par :

$$[M] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

On peut noter la non-linéarité dans les équations susmentionnées et pour montrer cette complexité, on fait passer à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

I-6.3. TRANSFORMATIONS APPLIQUEES POUR LA MAS TRIPHASEE

L'introduction du vecteur spatial permet de simplifier grandement le modèle décrit par les équations (1.1) et (1.2).

La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut s'exprimer dans différents référentiels liés à la machine asynchrone. Ces référentiels sont de type biphasé, ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de commande.

La structure symétrique et équilibrée de la machine permet le passage d'une représentation triphasée à une autre biphasée équivalente (transformations de Park et Concordia).

Toutes les grandeurs électromagnétiques de la machine, statoriques ou rotoriques, sont ramenées à un seul référentiel.

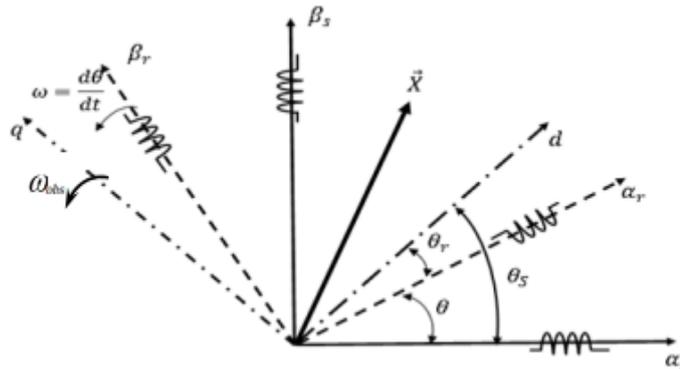


Figure (1.5) : Transformation de repère.

Les deux référentiels les plus utilisés dans la commande de la machine asynchrone sont:

- Le référentiel tournant à la vitesse du champ statorique appelé (d, q).
- Le référentiel fixe par rapport au stator (α_s ,) par convention appelé (α , β).

I-6-3.1. TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasé suivie d'une rotation, elle permet de passer du repère ABC vers le repère (α , β) puis vers le repère (d, q), le repère (α , β) est toujours fixe par rapport au repère ABC (voir Fig. (1.5)) en revanche le repère (d, q) est mobile.

Il forme avec le repère fixe (α , β) un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [13].

La transformée de Park modifiée repose sur l'invariance de la puissance instantanée, dans les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique [14].

La transformée de Park modifiée est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Ou encore on notera :

$$[X_{dq0}] = [A] \cdot [X_{ABC}] \quad (I.10)$$

Avec :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Puisque la matrice de transformation doit être orthogonale $[A]^T = [A]^{-1}$

Les expressions usuelles de (1.9) sont données par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = A^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) - \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) - \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

I-6-3.2. TRANSFORMATION TRIPHASE BIPHASE (OU DE CONCORDIA)

Comme le montre la figure (1.2), cette transformation permet de reproduire l'état magnétique créé par le système triphasé au moyen d'un système biphasé équivalent.

Le passage entre coordonnées dans le repère triphasé et coordonnées diphasées et homopolaires et son inverse est défini par [13] :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \\ 0 \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Ou encore en notera :

$$[X_{\alpha,\beta,0}] = [C] \cdot [X_{A,B,C}] \quad (I.15)$$

Avec $[C]$ la matrice de transformation des repères (triphase/biphase) ;

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \\ 0 \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Dans la littérature, elle est généralement appelée transformée inverse de Concordia cette transformation est orthogonale, orthonormée et conserve l'invariance de la puissance instantanée. La composante homopolaire est nulle lorsque le système est équilibré [13], [15]n.

Évidemment la normalisation fait que $C^{-1} = CT$: les expressions usuelles de (1.14) sont données par :

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = C^{-1} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1-\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

La transformation de Concordia (α, β) peut également être obtenue à partir des composantes de Park (d, q) et en faisant une rotation de l'angle (θ_s).

Le passage des composantes de Park à celles de Concordia se fait par [13] [16] :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ -\sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

I-6-3.3. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPERE DE PARK

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine asynchrone triphasé dans le référentiel de Park sera donné par les équations suivantes [13] :

Les équations aux tensions deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{sd} \\ V_{s0} = R_s \cdot i_{s0} + \frac{d\phi_{s0}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

CHAPITRE I : MACHINE ASYNCHRONE / MOTEUR À INDUCTION

Puisque le rotor tourne à la vitesse (ω_r), les axes (d, q) fixés sur le rotor se déplacent à la vitesse ($\omega_s - \omega_r$) relativement au référentiel tournant synchrone, donc on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{rd} \\ V_{r0} = R_r \cdot i_{r0} + \frac{d\phi_{r0}}{dt} \end{array} \right. \text{(I.22)}$$

Avec (ω_r) : vitesse de rotation de l'arbre du moteur.

de plus les équations des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par les équationssuivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{array} \right. \text{(I.23)}$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_s = l_{AA} - l_{AB} \\ L_r = l_{aa} - l_{ab} \\ M = \frac{3}{2} m_{sr} \end{array} \right. \text{(I.24)}$$

L'expression du couple électromagnétique et celle du mouvement pour une machine asynchrone multipolaire s'écrit comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = p \cdot (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \\ C_e = p \cdot (\phi_{rd} \cdot i_{rq} - \phi_{rq} \cdot i_{rd}) \\ C_e = p \cdot M \cdot (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \\ C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \end{array} \right. \text{(I.25)}$$

Ces équations sont utilisées suivant le vecteur d'état choisi. D'où :

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \text{(I.26)}$$

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad \text{(I.27)}$$

$$\Omega = \frac{\omega}{p}; d\Omega = \frac{1}{p} \cdot \frac{d\omega}{dt} \text{(I.28)}$$

Avec :

C : Le couple électromagnétique. Ω : Vitesse mécanique du rotor.

P : Nombre de paires de pôles. C_r : Le couple de charge.

J: Moment d'inertie du moteur. f: Coefficient de frottement.

I.6.4. DEFINITION DES DIFFERENTS REFERENTIELS

I.6.4.1. REFERENTIEL LIE AU STATOR

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator et se traduit par ces conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \omega_{abs} = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante [5] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 \cdot R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{r\beta} \quad (I.29) \\ V_{r\beta} = 0 \cdot R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{r\alpha} \end{array} \right.$$

Les équations des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M_{sr} \cdot I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M_{sr} \cdot I_{r\beta} \quad (I.30) \\ \phi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M_{sr} \cdot I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M_{sr} \cdot I_{s\beta} \end{array} \right.$$

I.6.4.2. REFERENTIEL LIE AU ROTOR

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse (ω_r) et se traduit par ces conditions [13]

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \omega_{abs} = \omega \quad (I.31)$$

Les équations électriques prennent la forme équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sx} = R_s \cdot i_{sx} + \frac{d\phi_{sx}}{dt} - \omega \cdot \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s \cdot i_{sy} + \frac{d\phi_{sy}}{dt} + \omega \cdot \phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r i_{rx} + \frac{d\phi_{rx}}{dt} \quad (I.32) \\ V_{ry} = 0 = R_r i_{ry} + \frac{d\phi_{ry}}{dt} \end{array} \right.$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs rotorique.

I.6-4.2 .REFERENTIEL LIE AU CHAMP TOURNANT

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique (ω_s) créée par les enroulements du stator et se traduit par ces conditions [13]:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \omega_{abc} = \omega_s = \omega + \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{rq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{rd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{rq} \text{ (I.33)} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{rd} \end{array} \right.$$

Dans le référentiel tournant (d , q) le couple est défini par :

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \text{ (I.34)}$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans les problèmes de commande.

I.6.5. REPRESENTATION D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.6.5.1 MODELE D'ETAT EN VUE DE LA COMMANDE

La modélisation en représentation d'état en vue de commande est une approche appropriée par tout automaticien, surtout pour l'étude d'un système multivariable. Le choix des variables d'état d'entrée et de sortie du système dépend des objectifs liés à la commande ou à l'observation [19]. Pour des applications de commande, un choix approprié pour le vecteur d'état, selon le repère est le suivant :

$$X = \left[i_{s(\alpha)d} i_{s(\beta)q} \phi_{r(\alpha)d} \phi_{r(\beta)q} \omega \right]^T \text{ (I.35)}$$

Avec $i_{s(\alpha)d} i_{s(\beta)q}$ Composantes des courants statoriques aux référentiels (α, β) ou (d, q)

$\phi_{r(\alpha)d} \phi_{r(\beta)q}$ Composantes des flux rotoriques aux référentiels (α, β) ou (d, q).

ω : la vitesse électrique du moteur.

Le choix des courants statoriques sont justifiés par le fait qu'ils sont accessibles à la mesure. Les entrées du modèle de la machine sont les deux composantes $u_{s(\alpha)d}$ et $u_{s(\beta)q}$, ce sont les tensions par rapport aux référentiels (α, β) ou (d, q)

Le modèle d'état de la machine asynchrone est celui d'un système multi- variable non linéaire ayant la forme suivante :

$$\begin{cases} x(t) = f(x) + g(x). u(t) \\ y(t) = h(t) \end{cases} \text{ (I.36)}$$

Le vecteur x appartient à l'ensemble $\Omega = \left\{ X \in \mathbb{R}^5 : \phi_{r(\alpha)d}^2 \phi_{r(\beta)q}^2 \neq 0 \right\}$

Les matrices $f(x)$, $g(x)$ et $h(x)$ sont définies selon le choix du repère en disposant de deux entrées indépendantes, deux sorties doivent être choisies afin d'obtenir un système carré, on peut choisir :

$$[\omega \phi_r]^T \text{ (I.37)}$$

Dans une référence (d, q) tournant à une vitesse (ω_s) , le modèle du moteur asynchrone, tiré des équations (1.27), (1.32) et (1.33) est défini par le système non linéaire suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -y \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{K}{TR} \cdot \phi_{rd} + p \cdot k \cdot \omega \cdot \phi_{rq} \\ \omega_s \cdot i_{sd} - y \cdot i_{sq} - p \cdot k \cdot \omega \cdot \phi_{rd} + \frac{K}{TR} \cdot \phi_{rq} \\ \frac{M}{Tr} \cdot i_{sd} - \frac{1}{TR} \cdot \phi_{rd} + (\omega_s - p \cdot \omega) \cdot \phi_{rq} \\ \frac{M}{Tr} \cdot i_{sq} - (\omega_s - p \cdot \omega) \cdot \phi_{rd} - \frac{1}{TR} \cdot \phi_{rq} \\ \frac{PM}{JLr} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) - \frac{f}{j} \cdot \omega - \frac{C_r}{j} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \text{ (I.38)}$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}$; Coefficient de dispersion, M : Inductance Mutuelle

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constantes de temps rotorique et statorique respectivement.

$K = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} (R_s + R_r + \frac{M^2}{L^2_r})$; Coefficient de simplification.

I.6.5.2. MODELE D'ETAT DANS UN REFERENTIEL FIXE AU STATOR

Dans un référentiel (α, β) fixe au stator : $(\omega_{obs} = 0)$, le modèle du moteur asynchrone, tiré des équations (1.27), (1.29) et (1.30), ressortir le système non linéaire suivant:

$$x(t) = f(x) + g(x). (t) \text{ (I.39)}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -y \cdot i_{s\alpha} + \frac{K}{TR} \cdot \phi_{r\alpha} + p \cdot k \cdot \omega \cdot \phi_{r\beta} \\ -y \cdot i_{s\beta} - p \cdot k \cdot \omega \cdot \phi_{r\alpha} + \frac{K}{TR} \cdot \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{Tr} \cdot i_{s\alpha} - \frac{1}{TR} \cdot \phi_{r\alpha} - p \cdot \omega \cdot \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{Tr} \cdot i_{s\beta} + p \cdot \omega \cdot \phi_{r\alpha} - \frac{1}{TR} \cdot \phi_{r\beta} \\ \frac{PM}{JLr} (\phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) - \frac{f}{j} \cdot \omega - \frac{C_r}{j} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \text{ (I.40)}$$

I.7. ASSOCIATION CONVERTISEUR - MOTEUR ASYNCHRONE

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone généralement dit moteur à induction, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable.

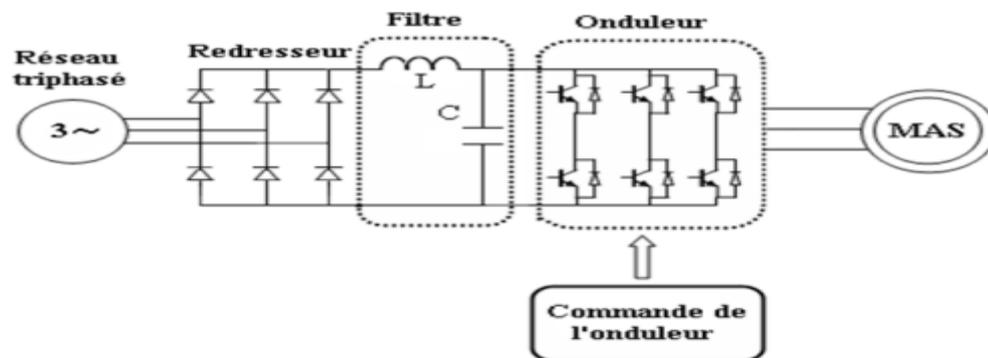


Figure (1.6) : Schéma du convertisseur statique.

I.7.1. DESCRIPTION DU SYSTEME D'ASSOCIATION

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la Figure (1.3) est constitué [17] :

Un redresseur non commandé, supposé parfait.

- Un filtre de type passe-bas.

Un onduleur de tension permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables. Les caractéristiques exigées du convertisseur statique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faibles.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.
- Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation de la Largeur d'Impulsion), les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs (semi-conducteurs), d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur [13].

CHAPITRE I : MACHINE ASYNCHRONE / MOTEUR À INDUCTION

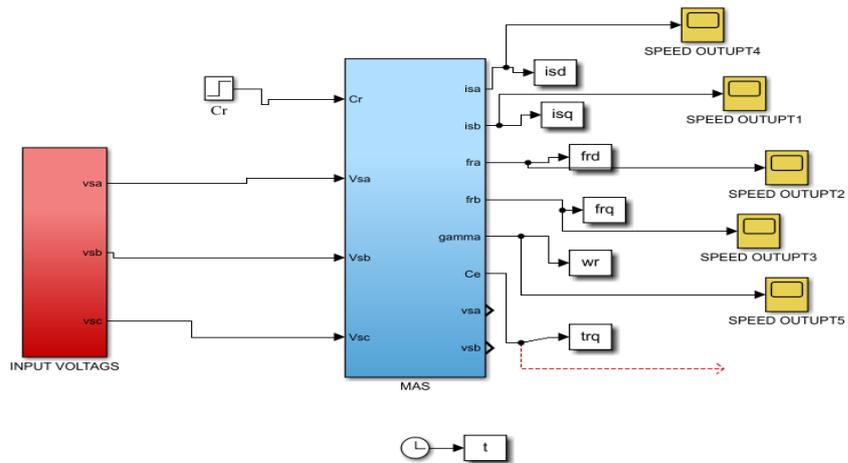
Les signaux de commande peuvent être des tensions (technique triangulo-sinusoïdale) ou des courants (technique de contrôle des courants par hystérésis). Dans notre cas, le chapitre 2 a pour objet de rappeler et classer les techniques les plus répandues et les plus récentes de la commande de machines asynchrones à vitesse variables et celles utilisés un onduleur statique à commutation (MLI triangulo-sinusoïdale).

I.7.2. SIMULATION DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La simulation du modèle de la MAS est réalisée à l'aide du logiciel Simulink sous Matlab. La machine asynchrone dont les paramètres sont donnés en Annexe A, est alimentée directement par le réseau triphasé. La simulation sera faite dans le référentiel (α, β) pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide. Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constants, Les valeurs des paramètres de la machine utilisée pendant les simulations effectuées sont données dans le **Tableau 1.1** le suivant :

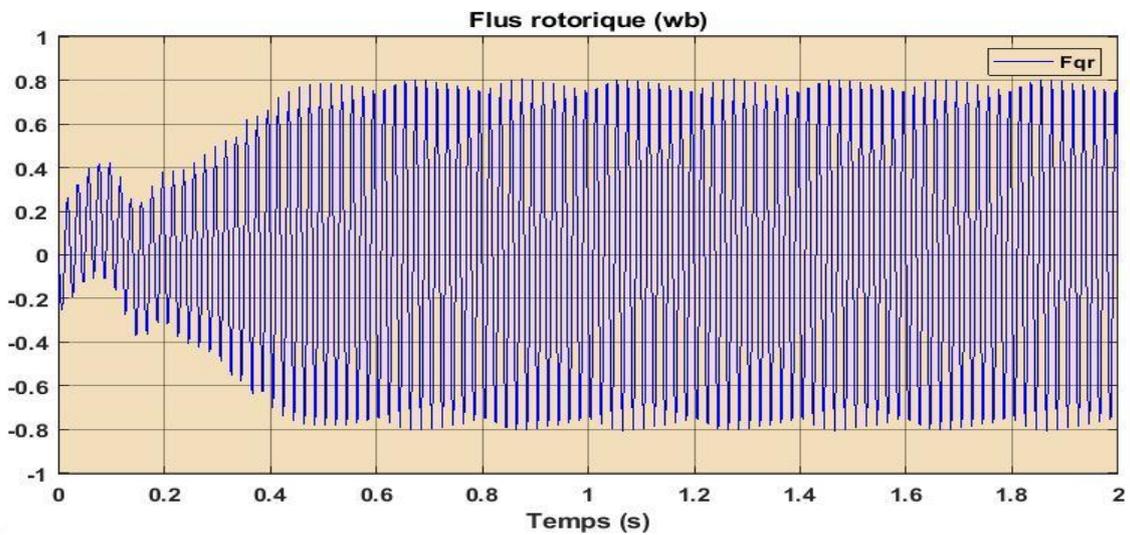
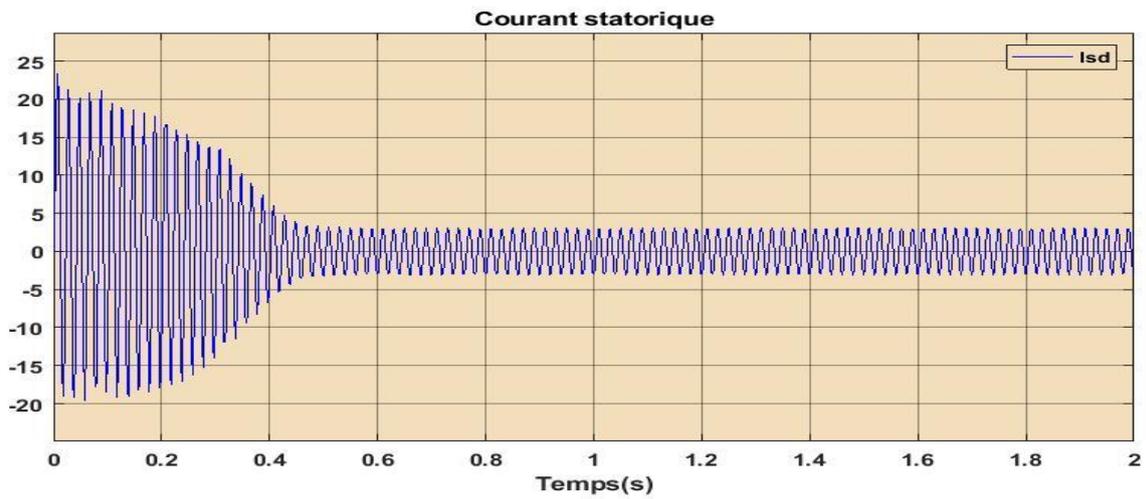
Tableau 1.1 : valeur des paramètres de la machine utilisée

paramètres	notations	valeur
Résistance rotorique	R_r	3.805 Ω
Résistance statorique	R_s	4.850 Ω
Inductance mutuelle	M	0.258 H
Inductance statorique	L_s	0.247H
Inductance rotorique	L_r	0.247H
Moment d'inertie	J_m	0.031 kg/m ³
Paires de pôles	P	2
Coefficient visqueux de frottement	f_m	0.00114 N.m. s/rd
Puissance nominale	P_n	1.5 kW
Tension statorique	V_s	220 V
Courant statorique	I_s	3.46 A
Courant nominal de rotor	I_r	6.31 A
Vitesse nominale	Ω_n	1.500 tr/min



Figure(I.7):Schéma de simulation de la MAS.

- Démarrage à vide



Offset=0

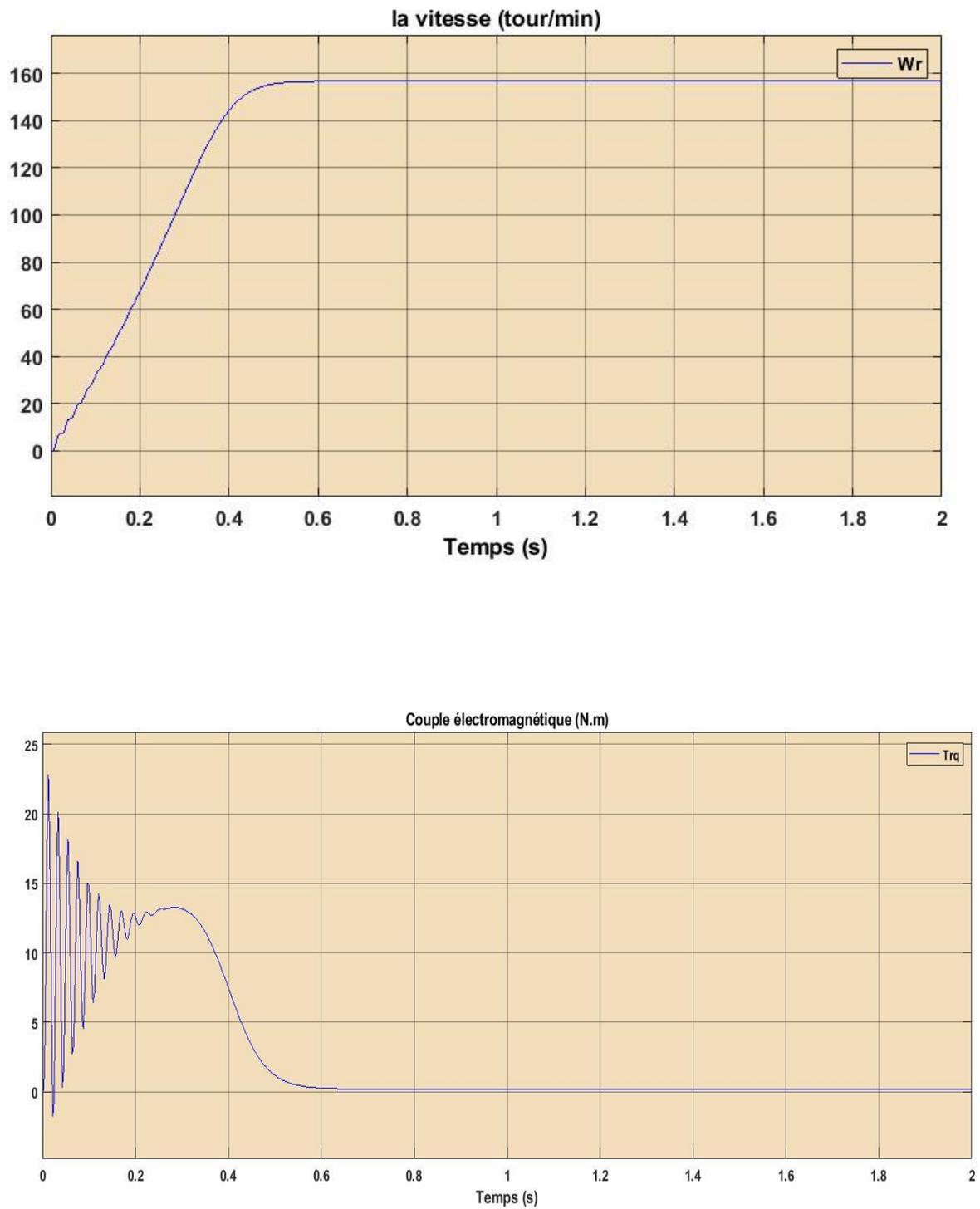
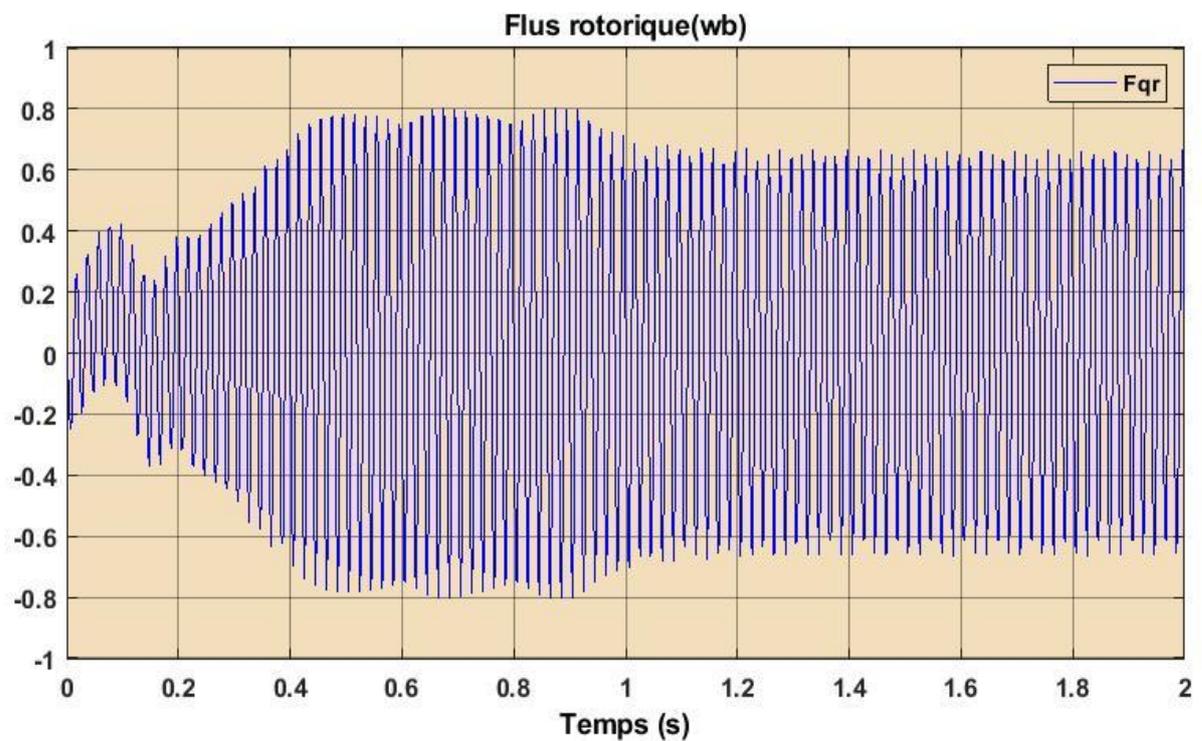
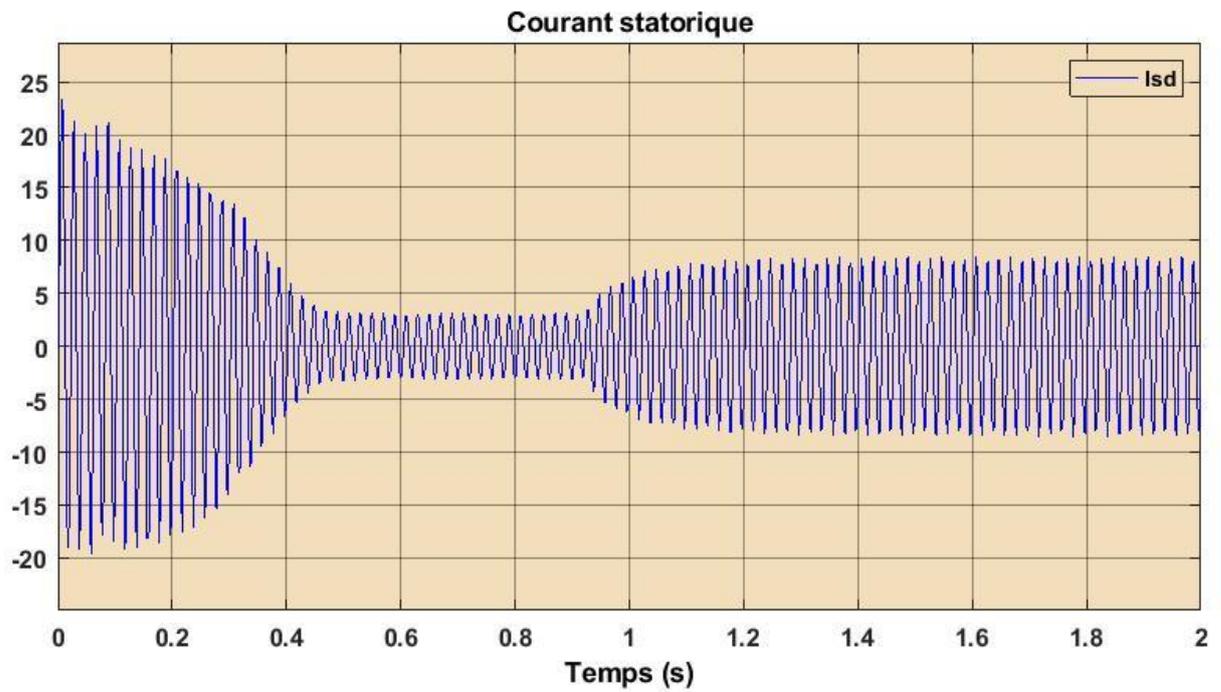
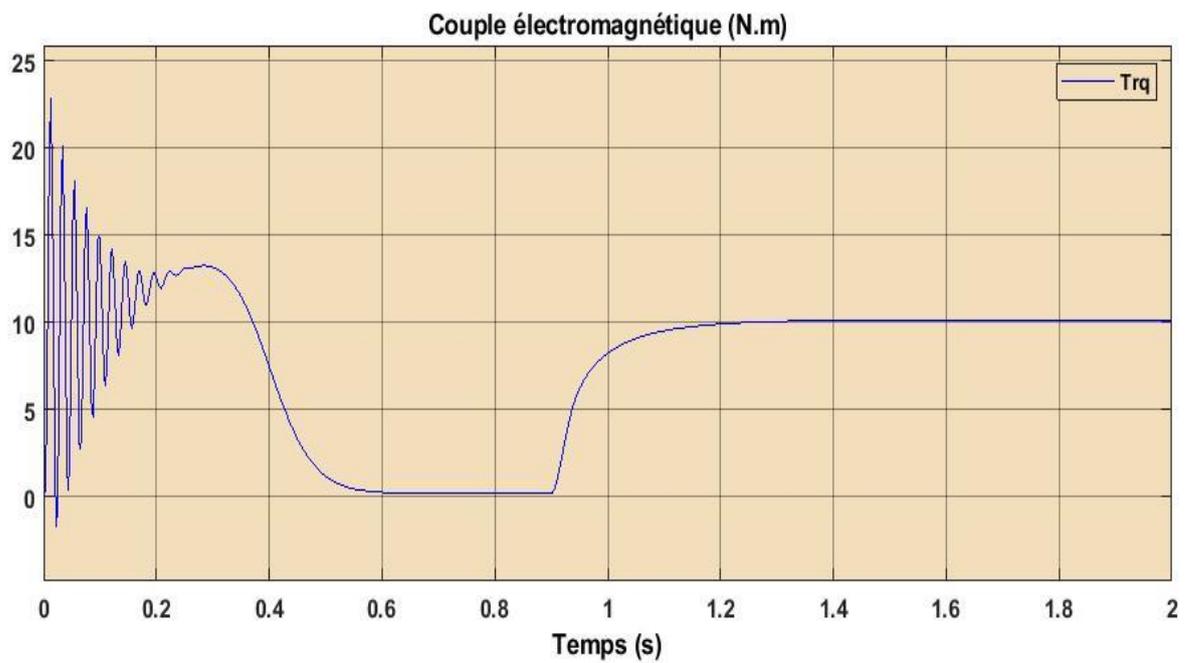


Figure.(I.8) :Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide

- En charge :(Cr=10 N.m)



Offset=0



Figure(I.9) : Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS en charge

I.7.3. INTERPRETATION DES RESULTATS

Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe (A). En première étape on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r = 0$).

L'examen des courbes de la figure (I.7) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

Aux premiers instants, les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances, le régime permanent est atteint, ces oscillations peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présentes aux premiers instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r = 10\text{N.m}$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t = 0.9\text{s}$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I.8):

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée.

Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I.8. CONCLUSION

Ce chapitre a présenté la modélisation de la machine asynchrone triphasée par les équations des tensions et des flux, et dans un référentiel biphasé à l'aide de la transformation de Park et la transformation Concordia ; Ensuite les différents référentiels pour une meilleure représentation d'état qui a choisi en vue de la commande et dans un référentiel fixe au stator, sur les deux repères (α, β) et (d, q) et pour avoir un modèle simplifié .

CHAPITRE II
COMMANDE VECTORIELLE
DE LA MAS

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS

II-1 INTRODUCTION

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps. Cependant, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique [18]. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation des fonctions trigonométriques, des intégrations ..., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [19]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode de commande vectorielle direct par orientation du flux rotorique, débiter par une explication du principe de cette méthode, puis on va appliquer la commande vectorielle sur le modèle de la machine asynchrone et nous faisons le réglage des grandeurs (courant, flux et vitesse) de la machine en utilisant des régulateurs de type PI. Finalement, on présentera les résultats de simulation avec des tests de robustesse.

II.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE À FLUX ORIENTE

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou de même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvait s'écrire directement en fonction du courant dans le repère ($d-q$) comme un produit croisé de courants ou de flux [20] :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.1})$$

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe. Elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu, où le découplage est naturel entre le réglage du flux et celui du couple, ce qui rend sa commande aisée. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage entre le flux à l'intérieur de la machine et le couple [20]. On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit (ϕ_{rq}, i_{sd}), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire 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 d'avoir : $\phi_{rq} = 0$ et $\phi_{rd} = \phi_r$. Le couple s'écrit alors :

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\phi_r i_{sq}) \quad (\text{II.2})$$

Il convient de régler le flux en agissant sur la composante i_{sd} du courant statorique et on règle le couple en agissant sur la composante i_{sq} . On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Une stratégie consiste à laisser la composante i_{sd} constante, c.à.d. de fixer la référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur de courant i_{sd} s'occupe de maintenir le courant i_{sd} constant et égal à la référence i_{sd}^* .

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant (d'entrefer), comme suit

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique, comme il est montré par la figure(III.1), alors[21]:

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Ce qui conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\phi_r i_{sq}) \quad (\text{II.4})$$

La figure suivante représente l'orientation du flux rotorique :

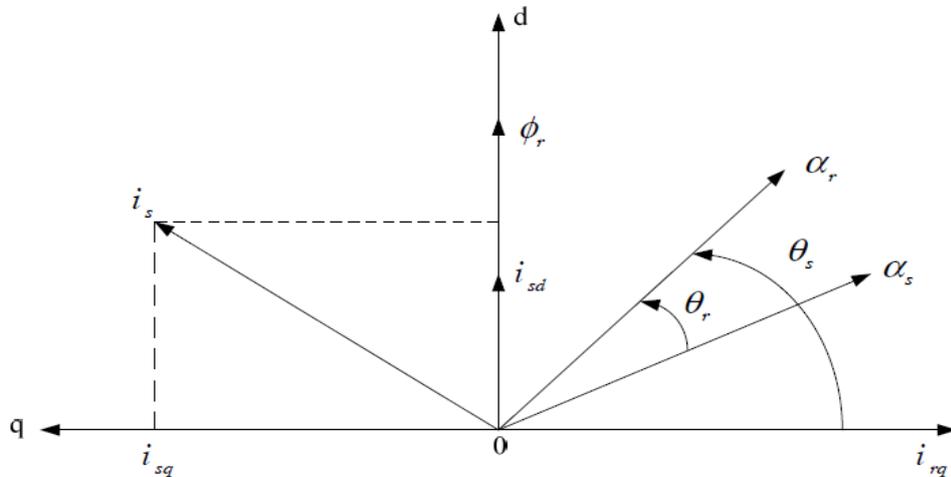


Figure (II.1) : Orientation du flux rotorique.

Introduisant la constante $K = p \frac{M^2}{L_r}$ dans l'équation (II.4), on trouve:

$$C_{em} = K i_{sd} i_{sq} \quad (\text{II.5})$$

L'expression (II.5) est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu. Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie

entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante :

$$\begin{cases} \omega_s = \omega + \omega_r = P\Omega + \omega_r \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux méthodes: commande vectorielle Directe qui a été développée par F. Blaschke, et commande vectorielle Indirecte développée par k. Hasse [21].

II.2.1. COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE

Ce type de commande exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase.

Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibration, ...etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causée par les encoches, ce qui nécessite du filtrage à fréquence variable, cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) cependant l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication, pour cette raison on introduit l'estimation (boucle ouverte). Ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures classiques (courants, tensions, vitesse) [18].

II.2.2. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

La commande vectorielle indirecte ne fait pas le réglage du flux, les capteurs de flux, les estimateurs et les observateurs ne sont pas nécessaires. Nous n'avons donc pas de connaissance du module et de la phase du flux rotorique, ceci exige une mesure de la position rotorique. Cette commande est plus simple mais évidemment à des performances plus faibles par rapport au contrôle direct, ceci est dû à la sensibilité de ce type de commande face aux variations de la constante de temps rotorique. L'avantage est que cette commande nécessite peu de temps de calcul dans le microprocesseur [19].

Dans le cadre de ce projet la commande vectorielle directe sera traitée.

II.3. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECT À FLUX ROTORIQUE ORIENTÉ

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d, q) tels que l'axe -d- soit confondu avec la direction de r f Le flux r fétant orienté sur l'axe d.

Donc après le passage par une transformation de Laplace notre système est donné par :

$$\begin{cases} v_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_t i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \varphi_r \\ v_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_t i_{sq} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \varphi_r \\ \varphi_r + T_r \frac{d\varphi_r}{dt} = M \cdot i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M i_{sq}}{\varphi_r T_r} \\ C_{em} = P \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \end{cases} \quad (II.7)$$

II.3.1. PRINCIPE DU DÉCOUPLAGE PAR COMPENSATION

L'objectif est dans la mesure du possible de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Parmi les différentes techniques, il existe:

- Un découplage utilisant un régulateur.
- Un découplage par retour d'état.
- Un découplage par compensation, auquel nous intéressons.

Le découplage par compensation, nécessite l'introduction de deux nouvelles variables de commande $sd1$ v et $sq1$ v tel que $sd1$ v n'agit que sur sd i et $sq1$ v sur sq i :

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{sd1} - e_d \\ v_{sq} = v_{sq1} - e_q \end{cases} \quad (II.8)$$

Les deux composantes e_d et e_q sont donnés par :

$$\begin{cases} e_d = \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \varphi_r \\ e_q = \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \varphi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} \varphi_r \end{cases} \quad (II.9)$$

Tel que :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion ;

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique;

On a donc un nouveau système :

e_d : C'est une FEM de rotation créée par i_{sd} (la composante "d" sur "q").

e_q : C'est une FEM de rotation créée par i_{sq} couplage non linéaire sur l'axe "d".

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} v_{sd1} = \sigma L_S \frac{di_{sd}}{dt} + R_t \cdot i_{sd} \\ v_{sq1} = \sigma L_S \frac{di_{sq}}{dt} + R_t \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

II.3.2. DETERMINATION DE ϕ_r ET ω_s

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût[8]. Le flux peut être reconstitué par :

- Observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées,
- Estimateurs utilisés en boucle ouverte.

Nous ne déduisons que les flux rotorique ($\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$) peuvent être estimés à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, présenté par l'équation (III-11), est basé sur un modèle dit en courant.

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

L'amplitude du flux rotorique est donnée par :

$$\begin{cases} |\phi_r| = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \\ \theta_s = \arctg\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

La pulsation statorique s'écrit :

$$\omega_s = \omega + \frac{M i_{sq}}{T_r \phi_r} \quad (\text{II.13})$$

II.4.1. REGULATEURS DE COURANT

Le découplage proposé par l'équation (III.10) permet d'écrire :

$$\begin{cases} \frac{i_{sd}}{v_{sd1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_S s} \\ \frac{i_{sq}}{v_{sq1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_S s} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

L'expression associée aux régulateurs est :

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS

$$PI(S) = K_p + \frac{K_i}{s} \Leftrightarrow PI(s) = K_i \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{s} \quad (\text{II.15})$$

Le schéma bloc de la régulation du courant est donné par la figure III.2 :

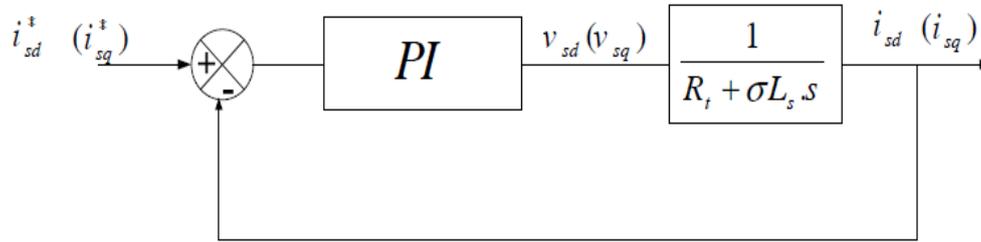


Figure (II.2) : Régulation des courants en boucle fermée.

La fonction de transfert en boucle ouverte prend la forme suivante :

$$FTBO(S) = K_i \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{s} \frac{1}{\sigma L_s s + R_t} \quad (\text{II.16})$$

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{\sigma L_s}{R_t} = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{II.17})$$

Donc la fonction de transfert en boucle ouverte sera écrite comme suit :

$$FTBO(s) = \frac{K_i}{R_t \cdot s} \quad (\text{II.18})$$

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

$$FTBF(s) = \frac{FTBO}{FTBO + 1} = \frac{1}{\frac{R_t}{K_i \cdot s + 1}} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$\tau_I = \frac{R_t}{K_i}$$

Les coefficients de régulateur de courant sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_t}{\tau_I} \\ K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_I} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Numériquement : on choisit : $0.01 \text{ I t} = s$

II.4.2. REGULATEUR DU FLUX ROTORIQUE

À partir de la troisième équation du système (III.7) on peut écrire :

$$\frac{\varphi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r \cdot s + 1}$$

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS

Le schéma bloc de la régulation du flux est donné par la figure III.3 :

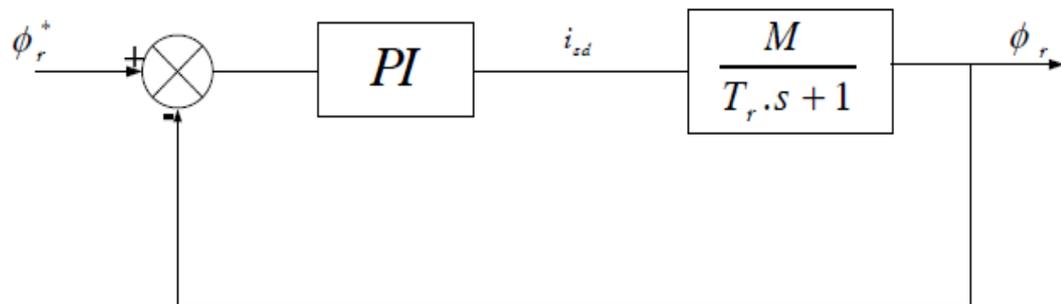


Figure (II.3) : Régulation du flux rotorique en boucle fermée.

La fonction de transfert du régulateur prend la forme suivante :

$$FTBO(S) = K_i \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{s} \frac{M}{T_r \cdot s + 1} \quad (\text{II.21})$$

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{K_p}{K_i} = T_r \quad (\text{II.22})$$

Donc La fonction de transfert en boucle ouvert sera écrite comme suivant:

$$FTBO(S) = \frac{1}{\frac{s}{Mk_i}} \quad (\text{II.23})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO}{FTBO + 1} = \frac{1}{\frac{s}{Mk_i} + 1} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$$\tau_\phi = \frac{1}{Mk_i} \quad (\text{II.25})$$

Les coefficients de régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{M\tau_\phi} \\ K_p = \frac{T_r}{M\tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Numériquement : on choisit $\tau_\phi = 3\tau_l$

II.4.3. REGULATEUR DE VITESSE

À partir de l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{II.27})$$

On peut déduire la relation de la vitesse :

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{j.s+f} \quad (\text{II.28})$$

La figure ci-dessous représente la boucle de régulation de la vitesse.

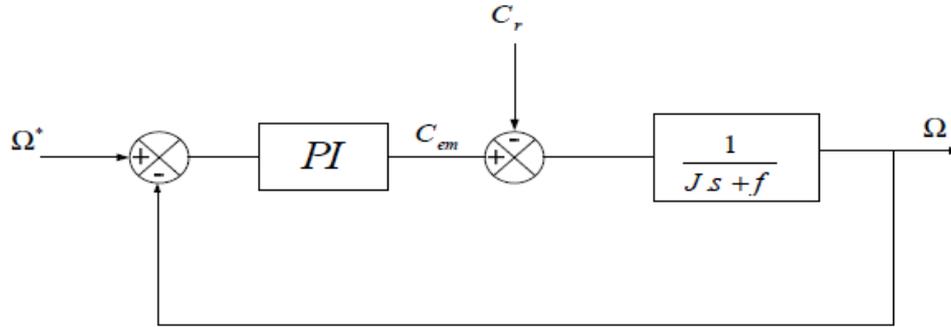


Figure (II.4) : Régulation de vitesse en boucle fermée.

Lorsqu'on utilise le régulateur PI la vitesse peut être écrite :

$$\Omega = \frac{1}{j.s+f} \frac{K_p.s+K_i}{s} (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{j.s+f} \quad (\text{II.29})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{\frac{K_p}{K_i}s+1}{\frac{j}{K_i}s^2 + \frac{K_p+1}{K_i}s+1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{K_i}}{\frac{j}{K_i}s^2 + \frac{K_p+1}{K_i}s+1} C_r \quad (\text{II.30})$$

La relation de la vitesse est une fonction de transfert de 2^{ème} ordre.

Donc on peut écrire le dénominateur par la forme canonique suivante :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\varepsilon}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{II.31})$$

On trouve :

$$\begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = 2.\varepsilon.\omega_n.J - f \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Pour la simulation on choisit : l'amortissement critique $z = 1$ et une pulsation $17 n w = \text{rad/s}$ on utilise le filtre $1/1+t.s$ pour éliminer le dépassement dans la vitesse.

La structure de la commande vectorielle directe de la machine à Induction alimenté par un onduleur de tension, est représentée par le schéma de principe illustré par la figure II.5.

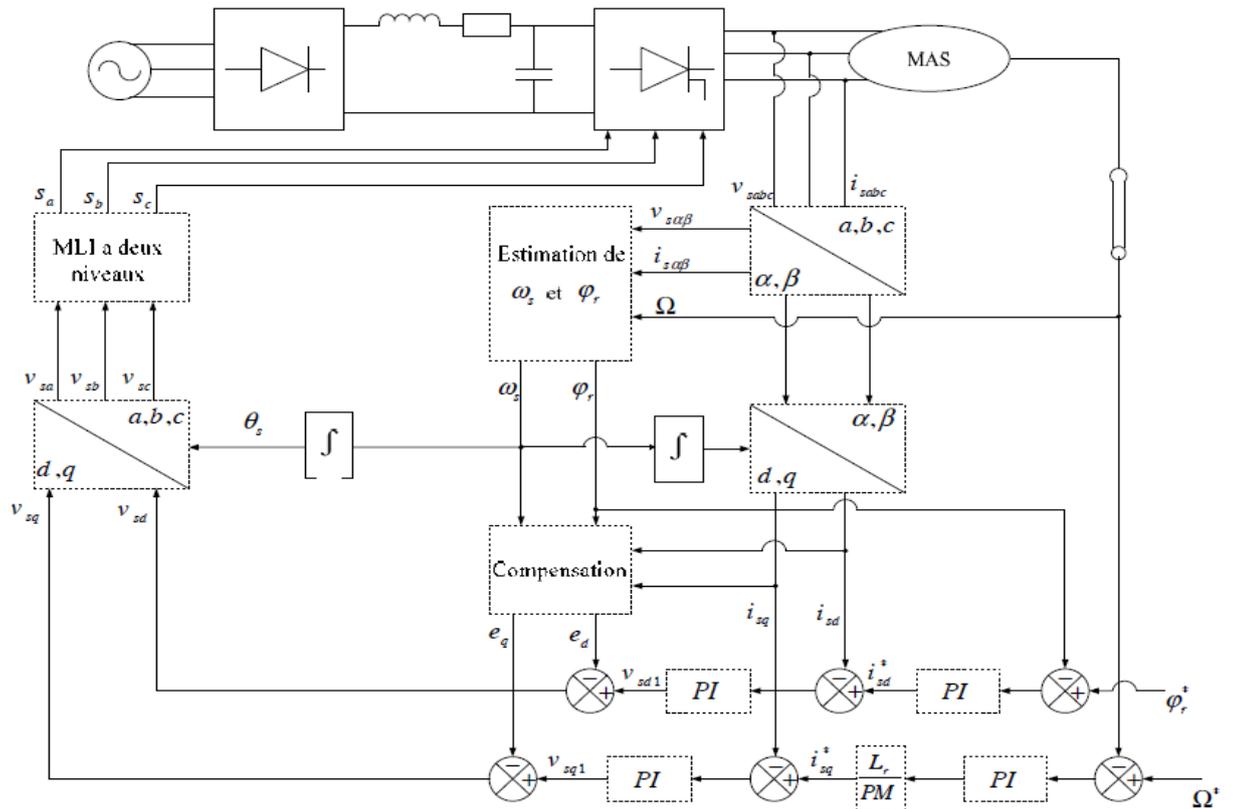
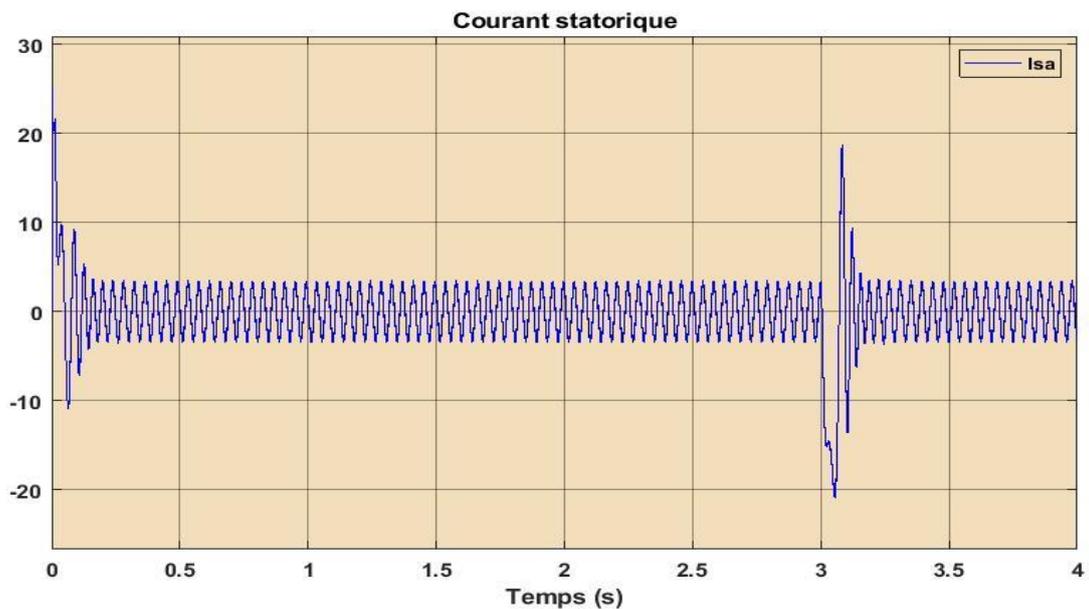
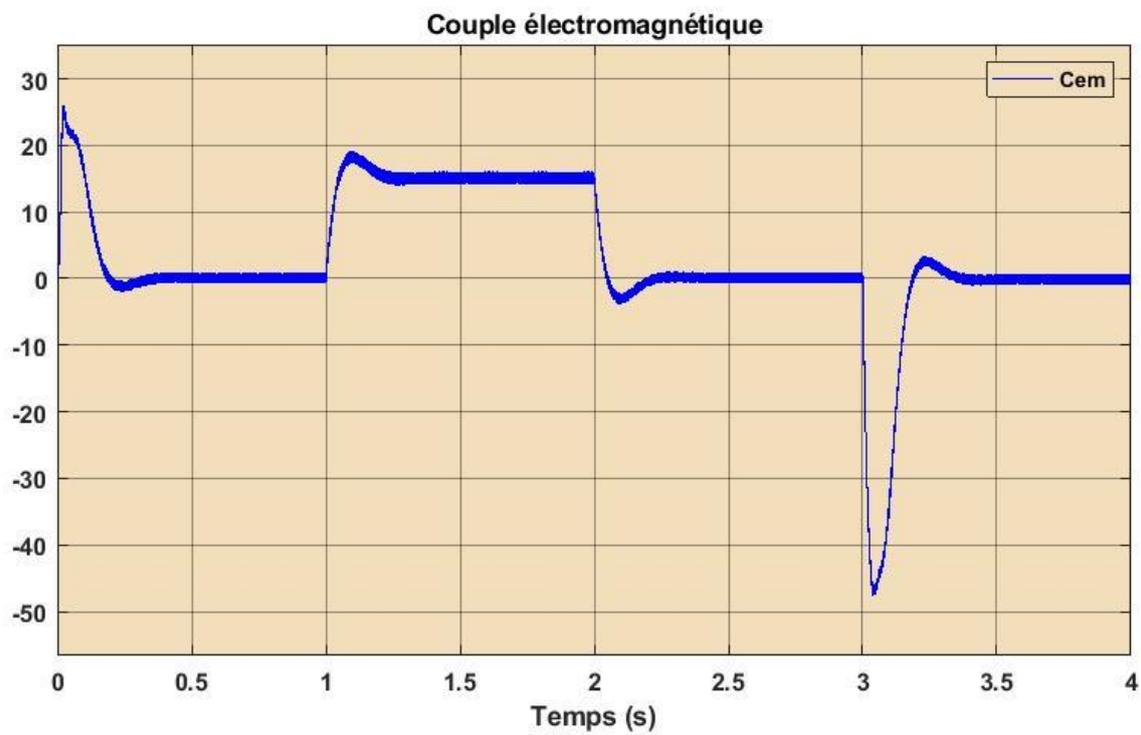
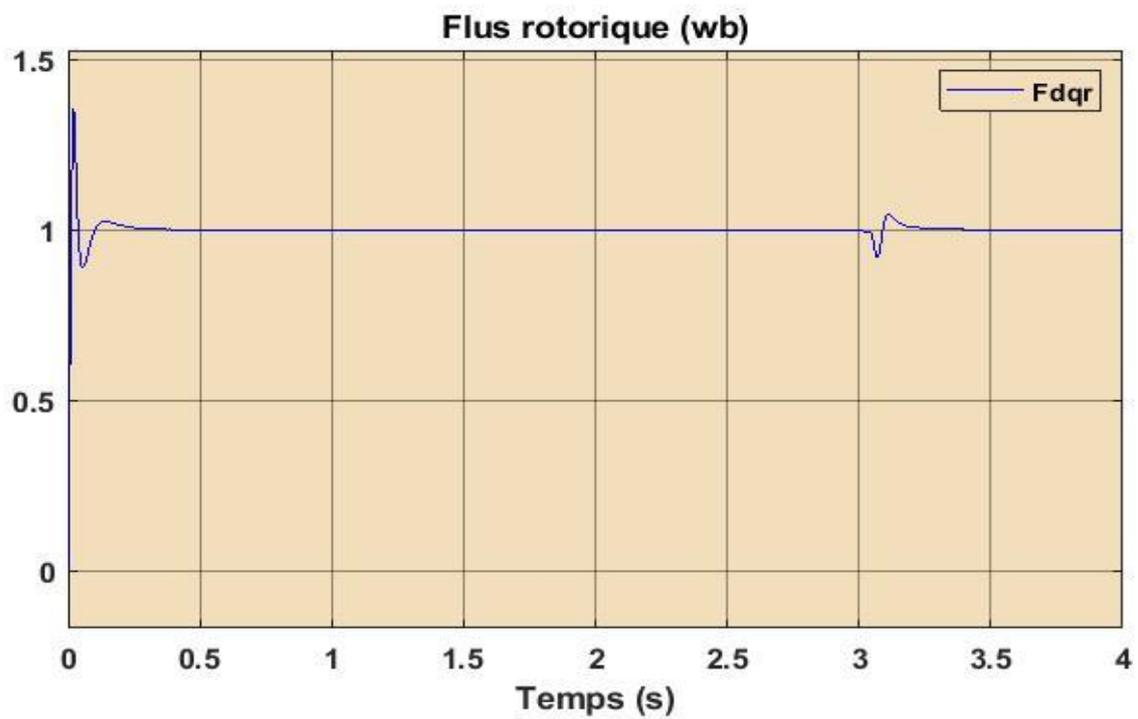


Figure (II.5) : Schéma globale de la commande vectorielle directe appliquée à la MAS.

II.5. RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette partie on va faire la simulation de la commande vectorielle directe d'une MAS alimenté par un onduleur à deux niveaux, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes : flux de référence 1.2Web, la vitesse de référence 150rad/s, on va effectuer les essais suivants :

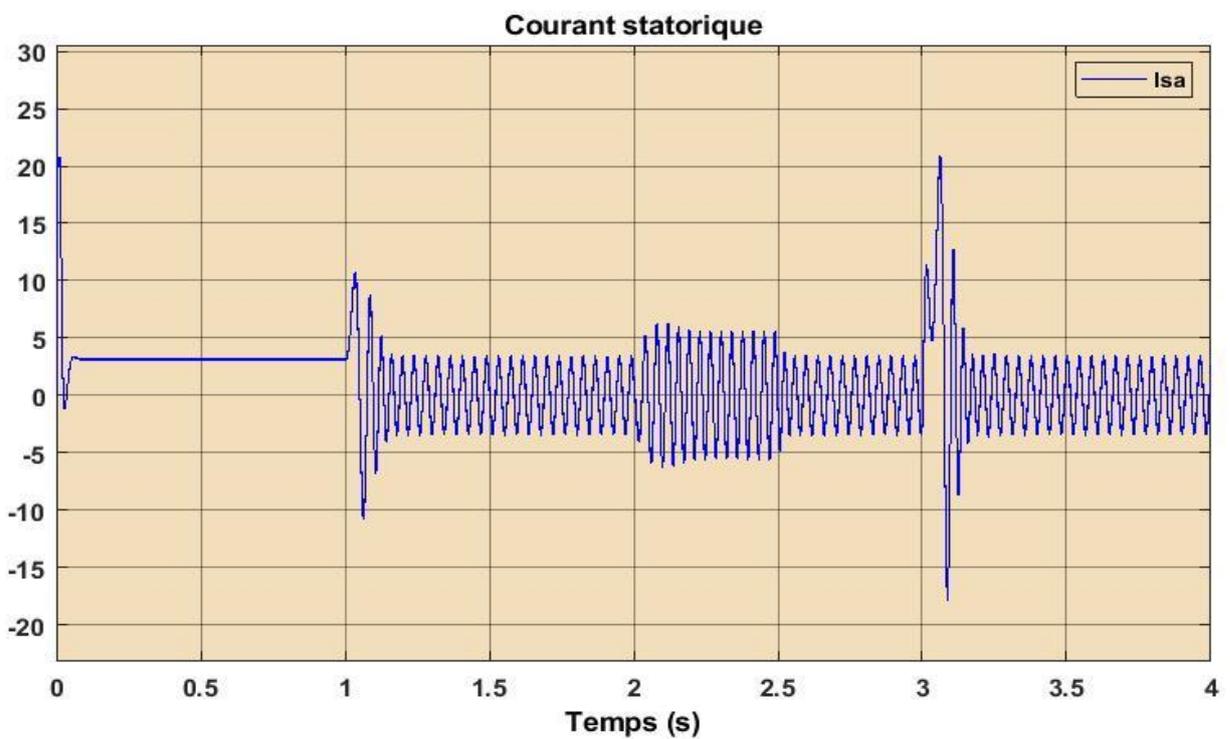






Figure(II.6) :Résultats de simulation de la commande vectorielle à vide

- En charge $C_r = 15(N.m)$



CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS

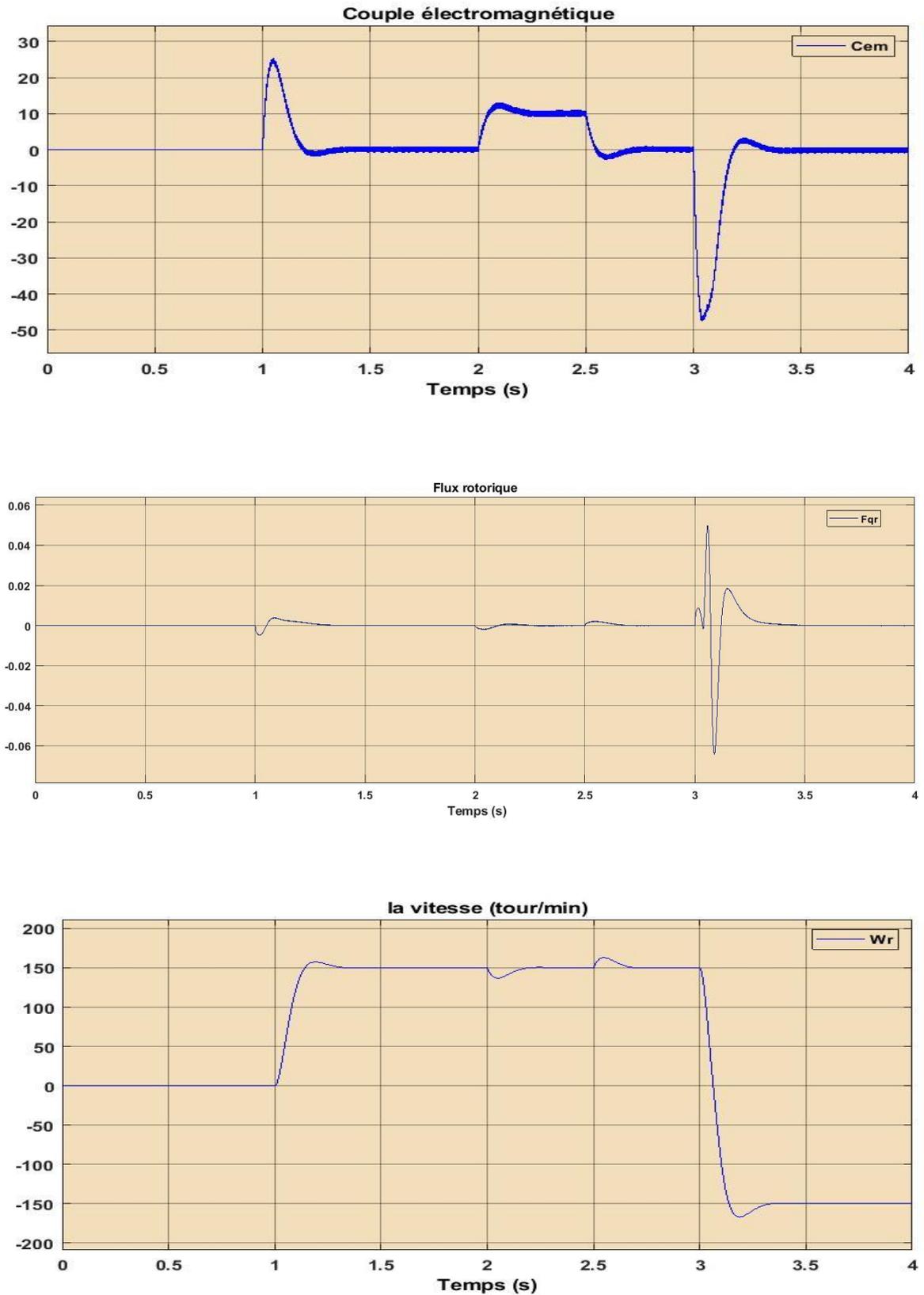


Figure (II.7) : Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS pour un fonctionnement à une charge à l'instant $t=1.5$ s.

II.5.1. RESULTATS ET INTERPRETATIONS

On remarque que la vitesse augmente jusqu'à la valeur de consigne choisie (150 rad/s) sans dépassement.

Le flux rotorique s'établit à la valeur 1 Wb après un temps déterminé par le régulateur du flux, le dépassement n'affecte pas beaucoup le flux rotorique pendant le démarrage, ce dernier est léger.

L'introduction du couple de charge $C_r=10$ N.m à ($t=1.5$ s) diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne rapidement par l'effet de régulation.

Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique augmente jusqu'à 10 N.m, le courant aussi augmente à sa valeur nominale. La différence est au niveau du flux qui est légèrement affecté, une influence négligeable par la variation du couple, c'est l'effet du découplage (orientation du flux rotorique), alors nous avons bien fait le découplage flux-couple.

II.6. CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre le principe de la commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone avec découplage par compensation des termes, en utilisant des régulateurs PI classique. Cette technique a rendu la commande de la machine asynchrone semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Elle est parfaite pour la machine avec des paramètres nominaux invariables, mais elle n'est pas robuste vis-à-vis aux variations paramétriques. Dans le chapitre suivant, nous allons étudier le contrôle vectoriel de la MAS sans capteur mécanique de la vitesse.

CHAPITRE III :
COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE
ET ESTIMATEUR NEURONAL

CHAPITRE III :COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL

III.1 INTRODUCTION

L'évolution technologique durant les dernières années a permis aux scientifiques d'élaborer et de perfectionner des méthodes pour différents domaines. L'évolution des ordinateurs en particulier et la capacité d'intégration de composants formidable atteintes à nos jours ont permis une grande vitesse de calcul et une grande capacité mémoire. Parmi ces méthodes, il existe une méthode qui est utilisée dans plusieurs domaines de recherches et de différentes manières, ainsi elle peut être utilisée d'une manière complètement Soft en utilisant uniquement l'ordinateur ou d'une manière Hard en utilisant les circuits intégrés. Cette méthode est celle des Réseaux de Neurones Artificiels (RNA) [23] [24].

Les Réseaux de Neurones Artificiels sont des outils puissants capables d'être utilisés dans près que tous les domaines technologiques, et on peut citer : Le traitement du signal, la vision, la parole, la prévision, aide à la décision, le robotique, l'identification des bactéries, commande des processus, la modélisation des systèmes physiques, la reconnaissance des formes, la mesure, l'instrumentation, ... [23].

Dans ce chapitre, la première partie est consacrée à un aperçu de cette technique à travers une présentation générale du RNA.

III .2.RÉSEAUX DE NEURONES

III .2.1. NEURONE BIOLOGIQUE

Le cerveau humain est composé d'un réseau de neurones très compliqués, dont il contient plus que 100 milliards cellules nerveuses connectées entre eux. La cellule nerveuse ou le neurone biologique est composé d'un corps cellulaire (ou bien soma), d'un axone et de plusieurs dendrites comme il est représenté par la Figure (III .1) .

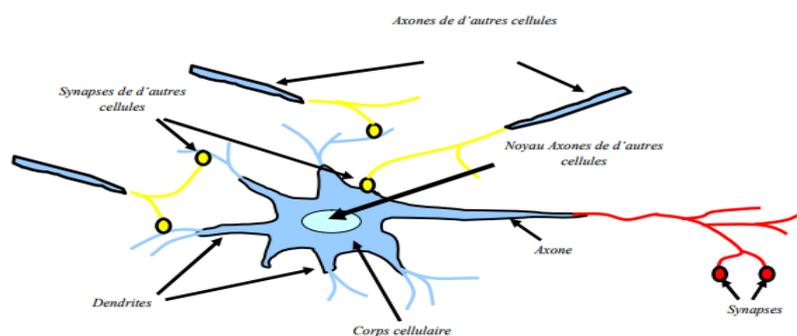


Figure (III .1) :Neurone biologique

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL

En se basant sur les notions : dendrites, corps cellulaire, axone, synapse, et le principe de transmission des signaux, les chercheurs ont créés un modèle approximatif à la cellule nerveuse, c'est le neurone formel [25].

III .2.2. NEURONE FORMEL

Le premier neurone formel est proposé par Mc Culloch et W. Pistten 1943, c'est une approximation très grossière de l'opération du neurone biologique. Le neurone formel donc est un modèle mathématique qui imitent le principe de fonctionnement du neurone biologique.

En général, un neurone formel (artificiel) est un processus élémentaire (automate) à n entrées et une seule sortie. Chaque entrée est associée à un poids synaptique v qui représente la force de la connexion (voir la Figure. (III .2)en dessous)

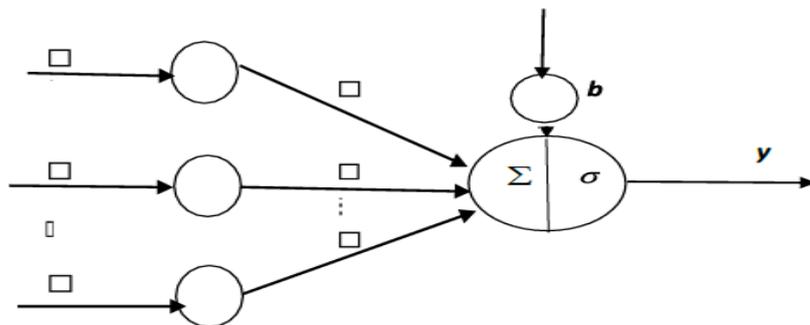


Figure (III .2): Neurone Formel.

Le neurone formel est composé de trois parties comme suite :

Poids : Coefficients v_i sont les points à chaque entrée x . Chaque entrée est multipliée par le poids qui lui correspond est le résultat sera $V_T X = \sum v_i x_i$.

avec : $V = [v_1 v_2 \dots]$ et $X = [x_1 x_2 \dots x_n]$.

Seuil : Le biais b présente le seuil de neurone formel, ce paramètre additionnel est considéré comme le poids de l'entrée unité.

Fonction d'activation : La fonction d'activation calcule l'état du neurone, cette valeur sera transmise aux neurones aval. Il existe de nombreuses formes possibles de la fonction d'activation, les plus courantes sont présentées dans le Tableau (III.1).

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL

Tableau III.1: Fonctions d'activation.

Fonction d'activation	Modèle mathématique
Fonction signe	$\sigma(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0 \\ -1 & \text{si } x \leq 0 \end{cases}$
Fonction seuil	$\sigma(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > s \\ 0 & \text{si } x \leq s \end{cases}$
Fonction linéaire	$\sigma(x) = x$
Fonction sigmoïde	$\sigma(x) = \frac{1}{1 + e^{(-x)}}$
Fonction gaussienne	$\sigma(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{(x-c)^2}{2\sigma^2}}$
Fonction tangente hyperbolique	$\sigma(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$

Comme conclusion, le résultat de cet automate s'exprime par un simple produit scalaire entre le vecteur d'entrée (X) et le vecteur des poids (V), ensuite le seuillage par un biais b et la fonction d'activation σ sont appliqués au résultat obtenu et la sortie finale du neurone sera :

$$y = \sigma.(V^T X + b) \quad (\text{III.1})$$

Il est à noter que le neurone biologique a une sortie de nature binaire, c'est-à-dire le neurone peut prendre deux états seulement (active ou désactivé), par contre l'utilisation des fonctions d'activation continues ci-dessus permet d'avoir une infinité de valeurs possibles pour la sortie de neurone formel [25], [26].

III.2.3. RÉSEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

Un réseau de neurones artificiel (RNA) est un ensemble de neurones formels associés en couches et fonctionnant en parallèle. Chaque couche fait un traitement indépendant des autres et transmet le résultat de son analyse à la couche suivante. L'information donnée au réseau va donc se propager couche par couche, de la couche d'entrée à la couche de sortie, en passant soit par un ou plusieurs couches intermédiaires (dites couche cachée). Chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante.

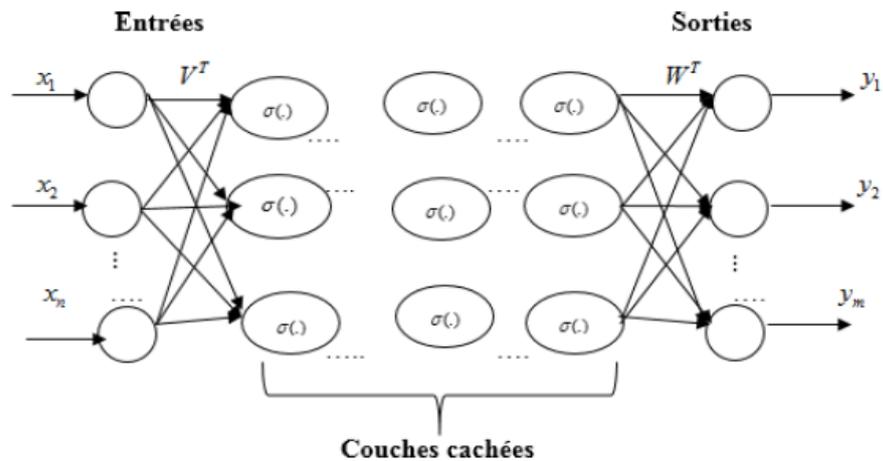


Figure (III .3): Représentation d'un réseau de neurones artificiel.

La sortie du réseau est la suivante :

$$y_i = \sum_{j=1}^L (w_{ij} \sigma[\sum_{k=1}^n v_{jk} x_k]) ; \quad (III.2)$$

$$i = 1, \dots, m$$

$X \in R^n$: vecteur d'entrée avec $X = [X_1, X_2, \dots, X_n]$.

$V \in R^{L \times n}$: matrice des poids (entrée/couche cachée).

$Y \in R^m$: vecteur de sortie avec $Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_m]$.

L : nombre de neurones de la couche cachée.

$W \in R^{m \times L}$: matrice des poids (couche cachée/sortie).

$\sigma(x)$: Fonction d'activation.

Finalement, l'équation (4.23) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$Y = W^T \sigma(V^T X) \quad (III.3)$$

III .2.4. TYPE DE RÉSEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

Deux grandes familles de RNA sont présentées dans la littérature, à savoir les réseaux à fonction de bas radiales RBF (Radial Basis Function) et les réseaux à perceptron multicouches MLP (Multi layer perceptron) [25].

III .2.4.1. RÉSEAU PERCEPTRON MULTICOUCHE (MLP)

Le MLP a une longue histoire, et il est de loin le réseau le plus appliqué dans le domaine du contrôle. Ce dernier est composé d'une couche d'entrée, d'une couche de sortie et d'une/ou plusieurs couches cachées, comme il est illustré sur **figure (III .4)**. Ce réseau est capable de traiter tous les problèmes linéairement séparables ou non. Pour les problèmes non linéaires, il est nécessaire d'intégrer plusieurs neurones sous forme d'un réseau à topologie spécifique.

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL

Le perceptron multicouche est un réseau à propagation avant (feed-forward), dont l'information se propage dans un sens unique, de la couche d'entrée vers la couche de sortie. Son apprentissage est de type supervisé, par correction de l'erreur. Dans ce cas, uniquement le signal d'erreur est (rétro propagé) vers les entrées pour mettre à jour les poids des neurones. La fonction d'activation est située dans les couches cachées.

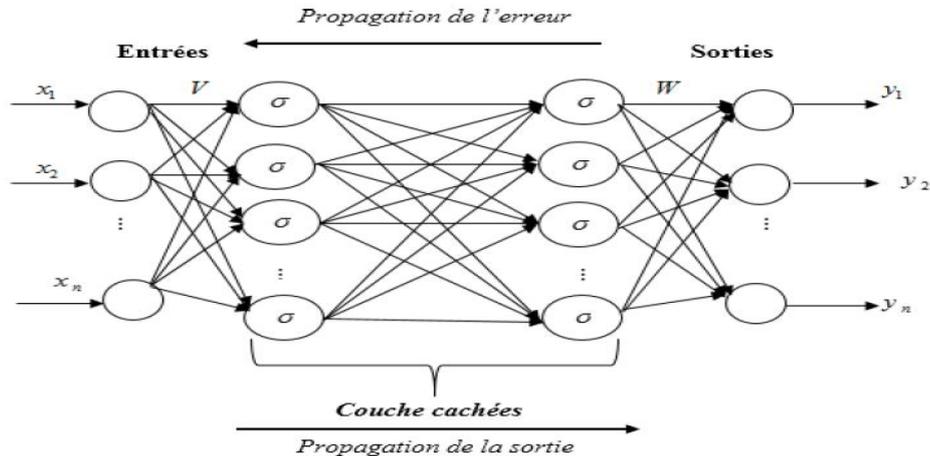


Figure (III .4): Perceptron multicouche.

III .2.4.2. RESEAUX DE NEURONES A FONCTION DE BASE RADIALE (RBF)

L'emploi d'une fonction d'activation sigmoïdale a une large utilisation des RNA. Cependant, les fonctions sigmoïdes ne sont pas adoptées pour tous les domaines à titre d'exemple le traitement de signaux. Pour cette raison d'autre type de réseaux ont été développés, à savoir entre autres : les réseaux **RBF**.

Comme les perceptrons multicouches, les réseaux de neurones à fonction de base radiale sont des réseaux à propagation avant avec une fonction d'activation de type gaussienne. La figure (III .5) montre, un réseau RBF à deux entrées et avec quatre neurones dans la couche cachée.

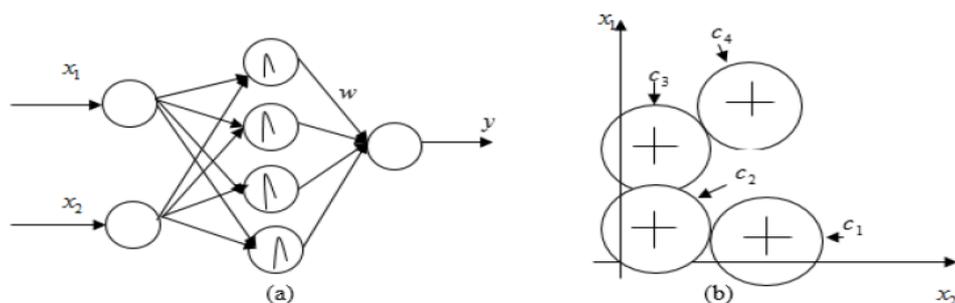


Figure (III .5) :Réseau RBF.

(a) : Structure du réseau RBF, (b) : Distribution des centres.

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL

Contrairement aux réseaux de neurones multicouches, les neurones cachés d'un réseau de neurones RBF sont activés au voisinage des centres des fonctions gaussiennes seulement de plus, les connexions provenant des neurones d'entrée ne sont pas pondérées. Il existe deux types de ce réseau :

- 1- Le premier est à centre fixes, mais, l'inconvénient major de ce type est la nécessité d'utiliser un nombre très important de neurones cachés pour palier tous l'espace d'état.
- 2- Le deuxième type est les RBFs à centre variables. Avec ce type, on minimise le nombre de neurones des couches cachées. L'apprentissage des RBFs consiste, dans ce cas ; à ajuster les poids de la couche de sortie et les centres des fonctions. gaussiennes via un algorithme approprié [25].

III .2.6. APPRENTISSAGE DES RESEAUX DE NEURONES

L'apprentissage d'un réseau de neurone est un problème qui consiste à trouver les poids synaptiques qui minimisent une certaine fonction de coût (d'erreur). Il existe plusieurs types d'apprentissages. Les trois méthodes les plus utilisées sont [25] :

- **Apprentissage supervise** : pour lequel on dispose de la sortie désirée et qui consiste à ajuster les poids synaptiques de telle sorte à minimiser l'écart entre la sortie désirée et la sortie du réseau.
- **Apprentissage non supervise** : pour lequel le réseau de neurones organise lui-même les entrées qui lui sont présentées de façon à optimiser un critère de performance interne.
- **Apprentissage par renforcement** : pour lequel le réseau de neurones est informé d'une manière indirecte sur l'effet de son action choisie. Cette action est renforcée si elle conduit à une amélioration des performances.

Une autre classification est possible selon la nature d'apprentissage, à savoir :

- **Apprentissage hors ligne** : le mode de fonctionnement hors-ligne sépare les phases d'apprentissage et d'utilisation. Dans un premier temps, le système est entraîné d'une manière statique ou incrémentale à partir d'un ensemble d'entraînement. Ensuite, dans un deuxième temps, le système préalablement appris, est utilisé.
- **Apprentissage en ligne** : le mode de fonctionnement en ligne ne sépare pas l'apprentissage et l'utilisation du système, les deux tâches sont effectuées de manière conjointe.

Tout au long de son utilisation, le système continue d'apprendre dès qu'une nouvelle donnée est disponible afin d'améliorer ses performances.

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL

L'avantage des systèmes en ligne par rapport aux systèmes hors ligne est qu'ils vont pouvoir s'ajuster très précisément à l'utilisateur finale, en continuant à apprendre tout au long de leur utilisation. L'ensemble d'apprentissage initial n'a plus besoin d'être aussi conséquent et diversifié puisque le système s'adaptera pendant son utilisation.

III .2.7. ALGORITHME DE RETROPROPAGATION A BASE DU GRADIENT (RN TYPE MLP)

L'algorithme de rétro-propagation (back propagation) est basé sur la méthode du gradient descendant, cet apprentissage est de type supervisé. L'ajustement des poids se fait dans le sens inverse de la couche de sortie vers la couche d'entrée d'où l'appellation rétro-propagation (back propagation).

Au début, la sortie du réseau est calculée et comparée avec la sortie désirée, ensuite l'erreur résultant est utilisée pour l'apprentissage des poids de la couche de sortie et de la dernière couche cachée. De la même manière, l'erreur du réseau se propage pour l'ajustement des poids des autres couches cachées jusqu'à la couche d'entrée [26].

L'algorithme de rétro-propagation d'un réseau de neurone MLP à une seule couche cachée est représenté sur la figure (III .6).

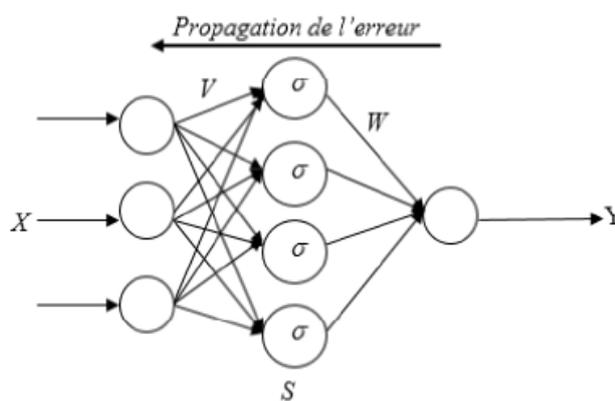


Figure (III .6) : Réseau de neurone MLP avec une seule couche cachée.

La sortie du réseau de neurones à deux couches ci-dessus est donnée par l'équation suivante :

$$Y = (VX) \quad (\text{III.4})$$

La fonction d'activation de type sigmoïdale qui va être utilisée tout au long de reste de travail et pour l'apprentissage par MLP.

$$e.i : (\sigma(z) = \frac{1}{1 + e^{(-z)}})$$

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL

L'algorithme du gradient est basé sur la minimisation d'une fonction coût, pour l'apprentissage de ce réseau MLP, cette fonction est donnée par :

$$J = \frac{1}{2} e^2 = \frac{1}{2} (y_d - Y)^2 \quad (\text{III.5})$$

Avec : $e = y_d - Y$ est l'erreur du neurone de sortie.

y_d : la sortie désirée du neurone de sortie.

Y : la sortie réelle du neurone de sortie.

III.3. DEFINITION D'UN ESTIMATEUR

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations.

III.3.1. ESTIMATEUR DE VITESSE ANN

Les données d'entrée et de sortie de l'estimateur de vitesse ANN peut être collectées pendant la formation en simulant l'IM à commande vectorielle. La construction du bloc ANN à Simulink est illustrée à la figure (III .7) . La figure (III .8) présente l'implantation de chaque bloc dans l'Estimateur de vitesse ANN. L'estimateur de vitesse basé sur ANN est construit comme un invariant linéaire dans le temps système dynamique constitué d'un approximateur de fonction neuronale non linéaire à travers LPF [27], comme le montre la figure (III .8)

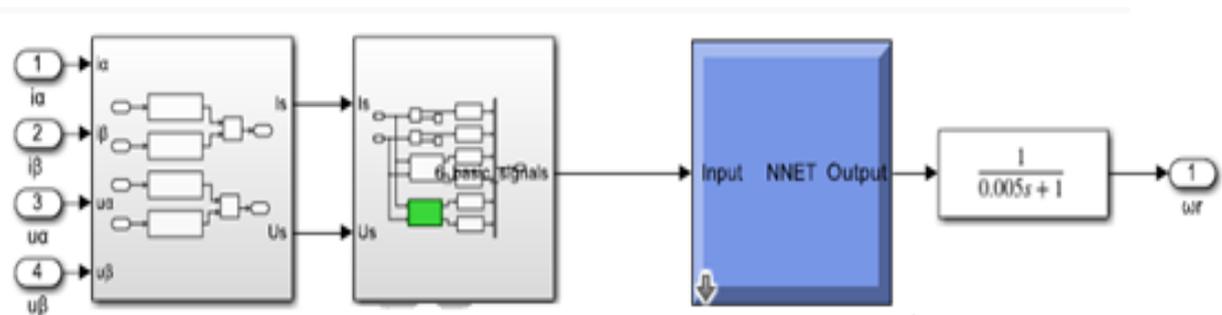
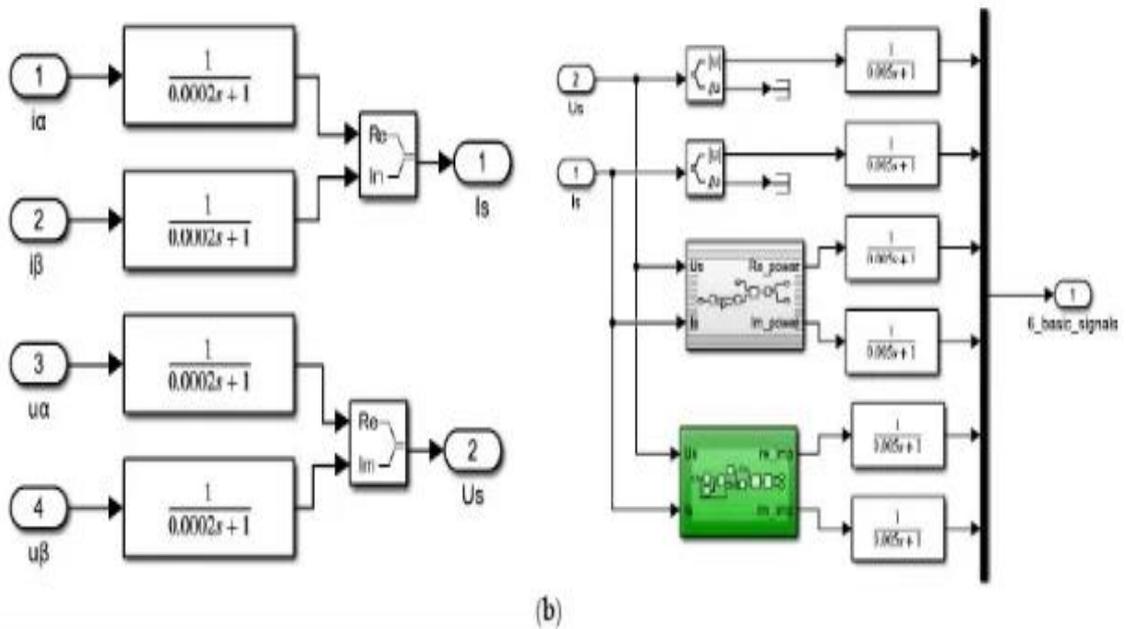


Figure (III.7) : Entrées de l'estimateur de vitesse ANN réseau de neurones à réaction de l'estimateur de vitesse

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL



Figure(III.8) : Mise en œuvre détaillée de L'ANN estimateur de vitesse.

La boîte à outils de réseau de neurones de Matlab été utilisée pour entraîner , tester et valider les Estimateurs de vitesse ANN. La figure(III.9) montre le NN mis en œuvre. La vitesse mesurée (qui est utilisé pour l'entraînement) et la vitesse estimée l'entraînement de L'ANN est illustrée à la figure (III.9) . le couple de charge du moteur , qui a été appliqué pour obtenir les données d'entraînement, est également représenté sur la figure (III.9) .

Figure (III.9).Diagramme Simulink, estimateur de vitesse basé sur ANN.

Figure (III.7).(a) Réseau neuronal prédictif de l'estimateur de vitesse ;(b) mise en œuvre détaillée de L'ANN estimateur de vitesse .

La boîte à outils de réseau de neurones de Matlab a été utilisée pour entraîner , tester et valider les estimateurs de vitesse ANN [27].

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL

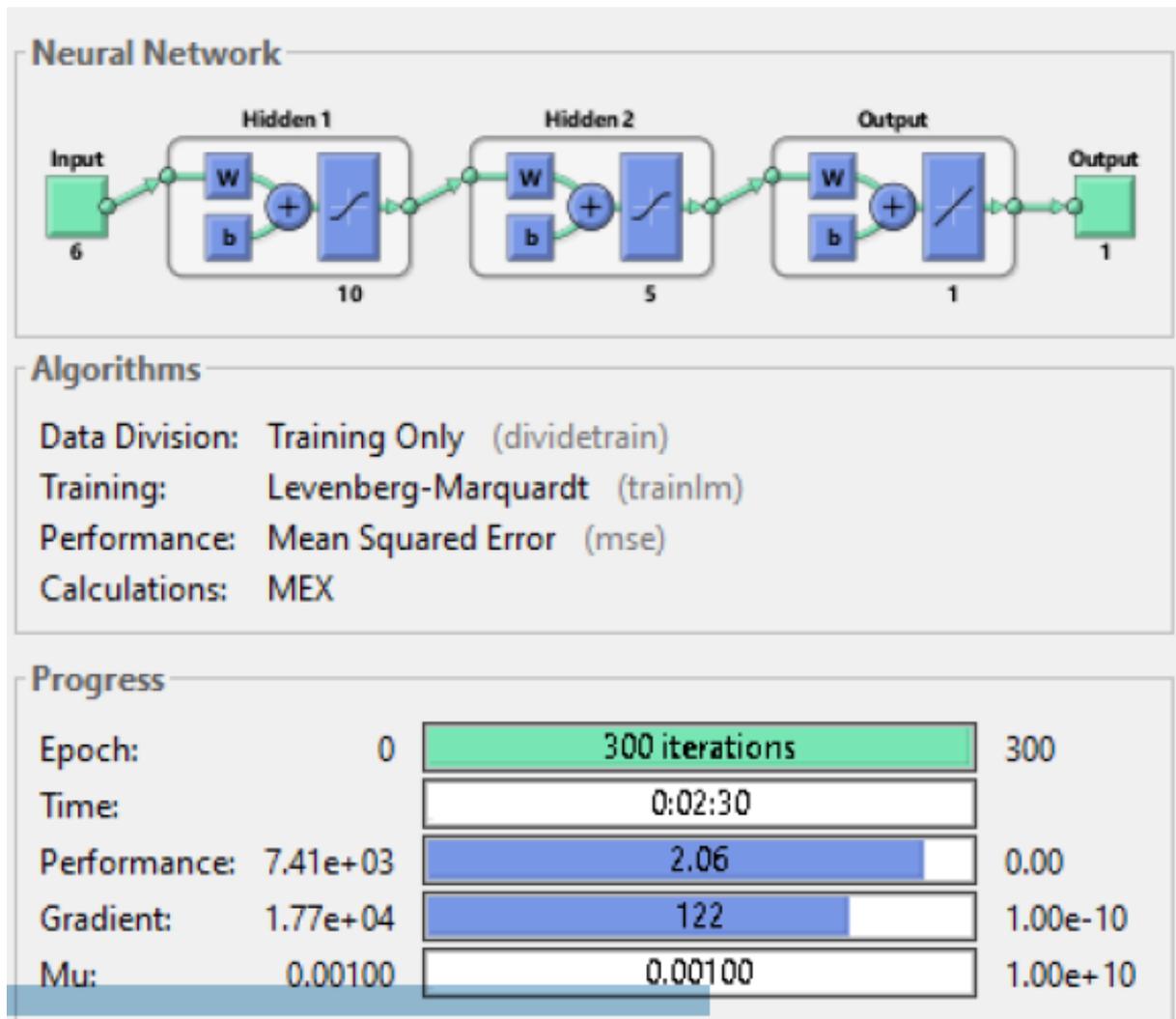


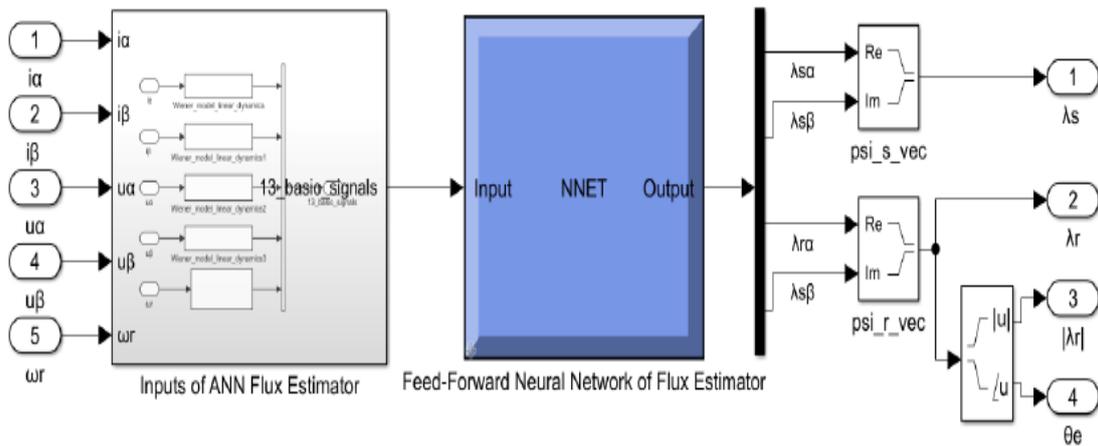
Figure (III.9) :diagramme Simulink estimateur de vitesse basé sur ANN

III.3.2 . ESTMATEUR DE FLUX ANN

Les données d'entrée de l'estimateur de flux ANN sont basées sur les tensions mesurées et les courants et la vitesse du rotor .la sortie correspond aux flux du stator et du rotor.

Les données d'entrée et de sortie peuvent être collectées pendant la formation en simulant le IM à la commande vectorielle. La construction du bloc ANN dans Simulink peut être illustrée dans Figure(III.10) dans la figure (III.11),l'implantation de chaque bloc dans l'estimateur de flux ANN a été présenté [27]

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL



Figure(III.10) : Le réseau de neurones à réaction de l'estimateur de flux.

Lors de la mise en œuvre de l'estimateur de flux basé sur l'ANN, l'analyse exhaustive basée sur l'ANN estimateur de flux a été conçu dans un tel système dynamique linéaire invariant dans le temps.

De plus ,l'approximation de la fonction neuronale non linéaire a été interconnectée entre les entrées et l'ANN ,y compris le modèle de Wiener. Les entrées du flux basé sur ANN estimateur ont été implémentés via les LPF,comme le montre la figure (III.11),en choisissant le $wc1$ et $wc2$ pour améliorer la réponse dynamique globale et l'atténuation du bruit [27].

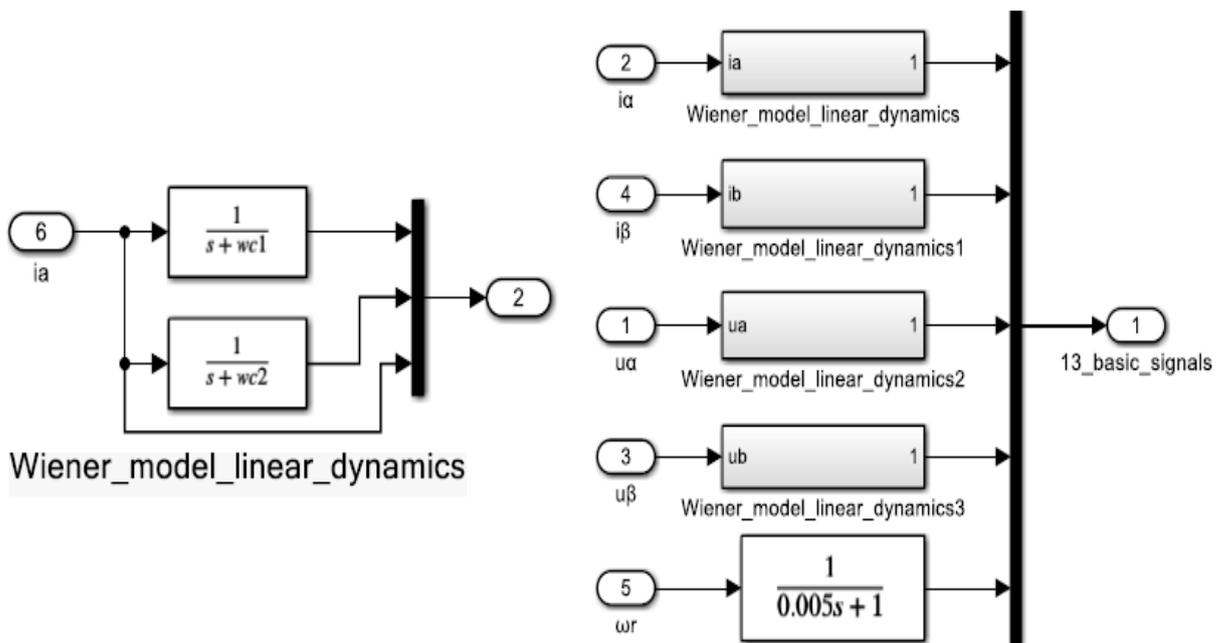


Figure (III .11) : mise en œuvre détaillée de l'estimateur de flux ANN.

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL

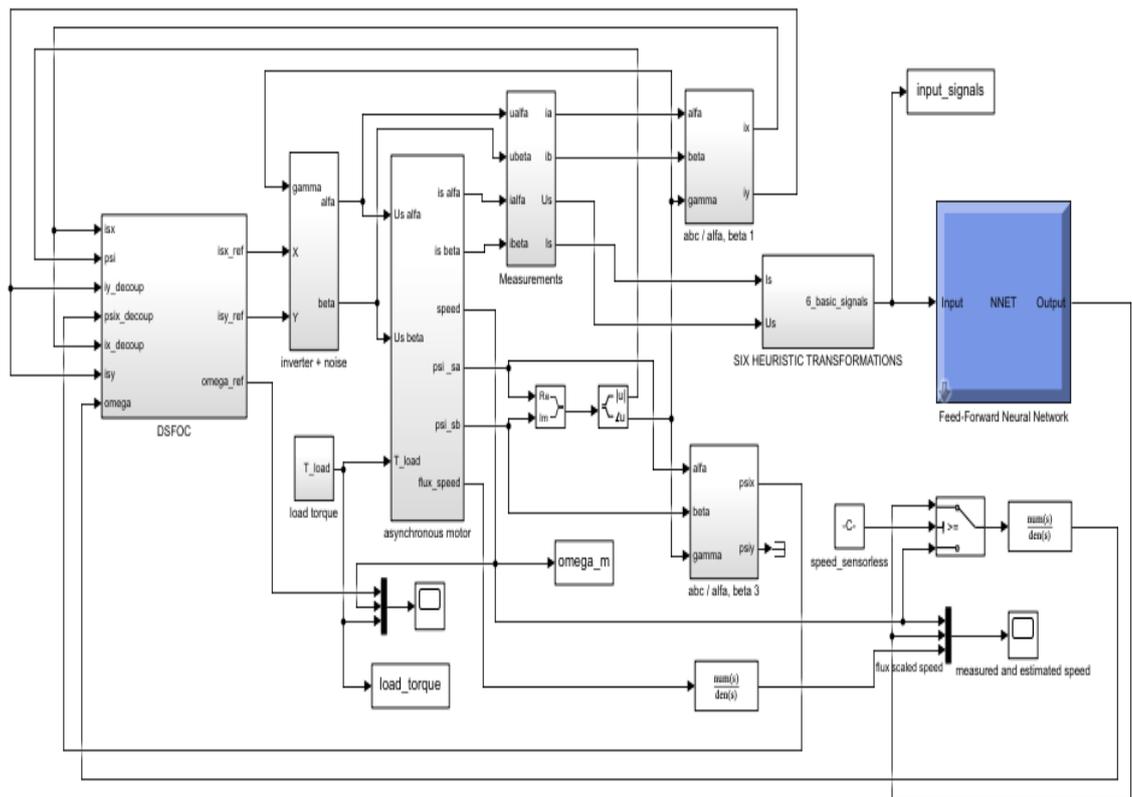
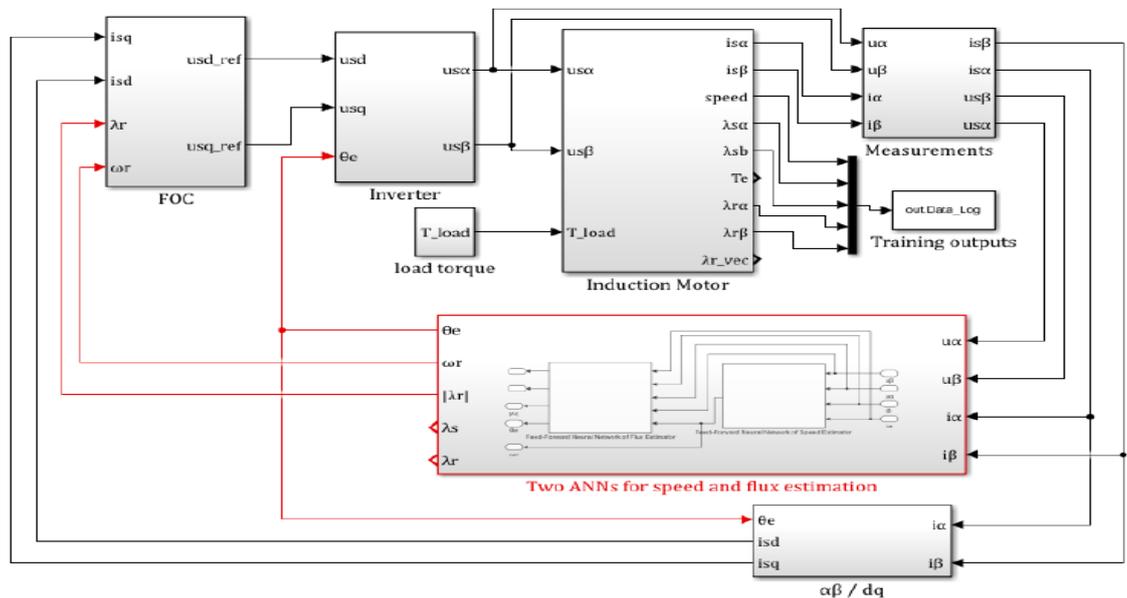


Figure (III .12):Modèle Simulinkdes entrainements de moteur à induction sans capteur de vitesse avec estimateurs.



(a)

Figure (III .13) :Le modèle Simulink des entrainements de moteur à induction sans capteur de vitesse avec estimateur de vitesse et de flux basé sur ANN.

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL

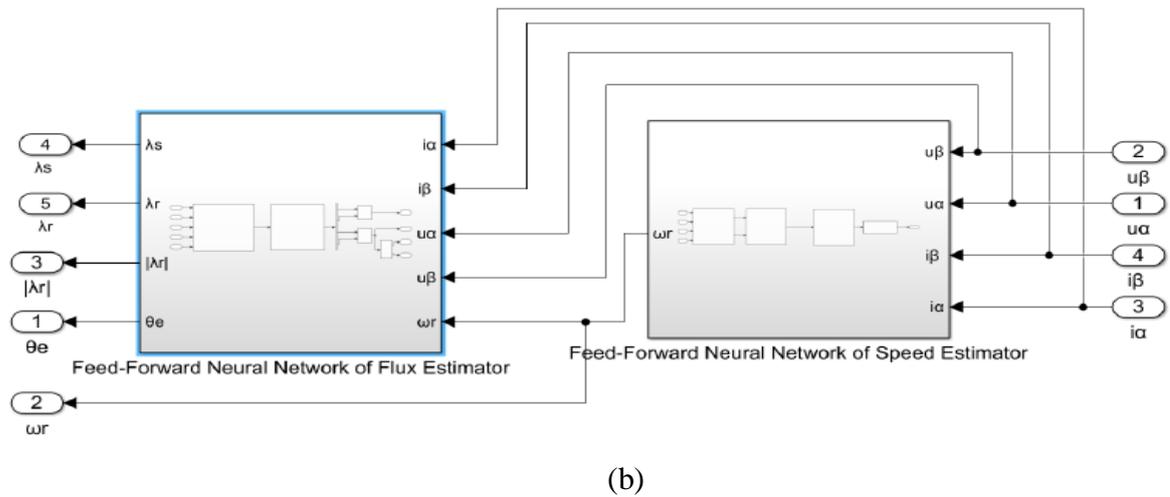


Figure (III .14) : le modèle Simulink des deux estimateurs de vitesse et de flux basé sur ANN.

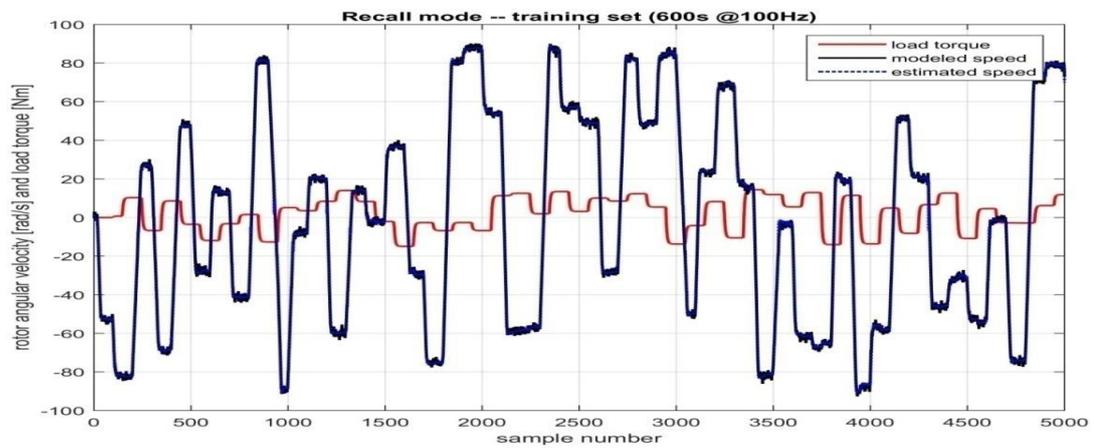


Figure (III .15) : Performances du réseau compte tenu de la vitesse mesurée et de la vitesse estimée.

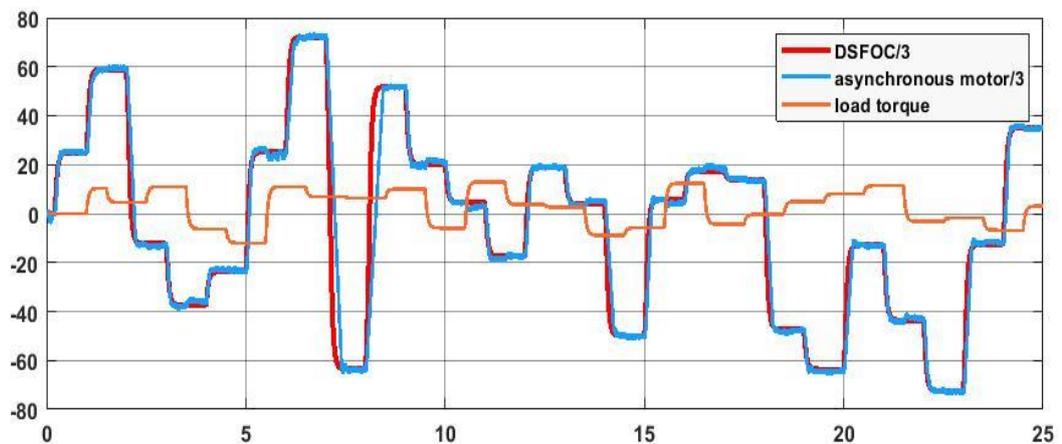


Figure (III .16) : Simulation de vitesse de moteur commandée en présence du couple de charge.

CHAPITRE III: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE ET ESTIMATEUR NEURONAL

III.3.3.INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

Les résultats présentés dans la figure (III .15) et la figure (III .16) montrent que l'estimateur neuronale de la vitesse a bien donné une allure de vitesse très proche de la vitesse de modèle non linéaire.

Une inspection visuelle pourrait confirmer la bonne performance de l'estimateur proposé. Ce dernier, même pour un scénario d'entraînement d'une charge variable et imprévisible, a estimé la vitesse avec une précision acceptable.

La bonne performance de l'approche proposée a été confirmée en commande. La figure (III .16) montre la variation de vitesse du moteur mesurée en comparaison avec la vitesse de consigne en conservant le scénario d'entraînement d'une charge variable, l'estimateur neuronale dans le contexte de commande par orientation de flux performe d'une manière parfaite et exemplaire .

III. 4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu sur les réseaux de neurone, et à partir de ces théories, on a élaboré une commande pour la MAS par une estimation de la vitesse par estimateur neuronal.

Des résultats de simulation obtenus ont montré que cette commande est fiable vis-à-vis le contrôle de couple de charge et la vitesse de rotation de moteur asynchrone qui a suivi parfaitement sa consigne.

Conclusion Générale

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude et développement d'un estimateur de type intelligent basé sur les réseaux de neurones pour la commande des machines à induction, d'où une technique de retour d'état linéarisant pour l'estimation des états non mesurables a été intégrée.

Dans le chapitre 1, on a fait tour sur les machines à induction et particulièrement les machines asynchrones qui sont très répandues et ayant une large utilisation en industrie, de la modélisation via des équation mathématiques jusqu'à leur représentation d'état utilisant les transformations de Park et Concordia. La simulation en boucle ouverte de la machine asynchrone a démontré la variation de flux suit la variation de couple.

Dans le chapitre 2, on a détaillé les techniques de commande existantes qui deviennent plus évolutives avec son intégration dans les variateurs de vitesse (FOC, DFOC, ...etc.), conçus par les entreprises reconnues mondialement.

Dans le chapitre 3, est consacré à l'étude de la commande sans capteur mécanique de la vitesse de la machine asynchrone basée sur la technique d'estimation basée sur réseau de neurone pour estimer la vitesse et les flux des lecteur IM ont été réalisé analysés dans cet article .

Les estimateurs ANN ont été entraînés sur la base des données du courant et tension ainsi que la vitesse et les flux mesurés hors ligne pour économiser la mise en œuvre .

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] J. Pierre, P. Hautier et J. Faucher, « Modélisation et Commande de la machine asynchrone » Edition Technib, Paris, Octobre. 1995.
- [2] B. Walid H. Lamnaouar et H. Houari, « Commande de la machine à induction par technique MRAS », Mémoire d'ingénieur, Université Msila, 2007.
- [3] M. LAMINE, A. TRAORE, Modélisation et simulation d'une machine Asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab / Simulink , pp. 38-45, 2004.
- [4] BEKKOUCHE BOUBEKEUR ET DJABOREBBIMED.WALID, « commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone », mémoire de fin d'étude, université kasdi merbah Ouargla, 2018.
- [5] OTHMANI AHMED MEHDI, « commande vectorielle d'une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif », mémoire de fin d'étude, université Badji Mokhtar Annaba, 2019.
- [6] R. MERAD, « outils de diagnostic appliqués à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil », magister en électrotechnique, université de Constantine, 2006.
- [7] D. ABDESLAM, « analyse et construction d'un moteur asynchrone à rotor à cage », PhD thesis, Alger, école nationale polytechnique, 2006.
- [8] A. GUETTAB, « effet de l'alimentation sur la détection des défauts des moteurs asynchrones à cage onduleur par analyse spectrales », PhD thesis, université de Chlef Hassiba Ben Bouali.
- [9] A. TARIQ, A. AMOKRANE, ET A. MASSINISSA, « conception d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil alimenté par un convertisseur de fréquence », PhD thesis, université mouloud Mammeri, 2008.
- [10] LEBSIRELAID, GUIBECHELAKHDAR, ET BENLAOUDA ABDELKARIM, « commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique », mémoire de fin d'étude, université de Mohamed Boudiaf- m'sila, 2012.
- [11] M. H. ADIL ET M. N. ABDELKADER, « modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil », mémoire de fin d'étude, université Djilali Bounaama Khemis Miliana, 2015.
- [12] AIT MIHOUB MOHAMEDOU HOCINE, « méthode globale de diagnostic des machines asynchrones à cage d'écureuil », mémoire de fin d'étude, université de Mohamed Boudiaf- m'sila, 2016.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [13] Ramdane Amel. Commande de la machine à induction par les techniques de l'intelligence artificielle Thèse Doctorat en sciences en Électrotechnique commande électrique
- [14] J.P CARON, J.P HAUTIER, Modélisation et commande de la machine asynchrone, Volume 7, Éditions TECHNIP, Paris, 1995.
- [15] B. ROBYNS, B. FRANÇOIS, P. DEGOBERT, J.P. HAUTIER, Commande vectorielle de la machine asynchrone, Edition Technip, Paris, 2007.
- [16] Adel MERABET, Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone, Thèse de doctorat, Université du Québec, Chicoutimi, Mai, 2007.
- [17] B. K. BOSE, Modern Power Electronics AC and Drivers, Prentice Hall, PTR 2002.
- [18] B. Walid H. Lamnaouar et H. Houari, «Commande de la machine à induction par technique MRAS », Mémoire d'ingénieur, Université Msila, 2007.
- [19] C. Djamel, «Commande d'une machine asynchrone par logique floue», Thèse de master académique, Université d'EL-Oued, Juin 2014.
- [20] T. Hanene, «Robustesse d'un contrôle vectoriel structure minimale d'une machine asynchrone», Thèse de Magistère, Université de Batna, 2006.
- [21] B. Nour el islam et B. Mimouna, «Commande par backstepping d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux», Thèse de master académique, Université de Ouargla, 2017.
- [22] X. Aiping, «Observateurs adaptatifs non -linéaires et diagnostic de pannes», école Doctorale, Matisse, Septembre 2002.
- [23] C. Touzet, "Les réseaux de neurones artificiels, introduction au connexionnisme, cours, exercices et travaux pratiques", Paris, juillet, 1992.
- [24] Brakni. E. M, " Réseaux de neurones artificiels appliqués à la méthode électromagnétique transitoire infini TEM," Mémoire Présenté À L'université Du Québec À Chicoutimi Comme Exigence Partielle De La Maîtrise En Ingénierie, Mai 2011.
- [25] C. Bouchocha et A. Sabti. Commande adaptative neuronale d'un robot mobile non_Holonome. PFE. Université de Jijel. Année 2016.
- [26] Amira K et Becheket K. Commande des machines à induction Thèse Master, Université de Jijel .2018-2019.
- [27] Diab, A.A.Z.; Elsayy, M.A.; Denis, K.A.; Alkhalaf, S.; Ali, Z.M. Artificial Neural Based Speed and Flux Estimators for Induction Machine Drives with Matlab/ Simulink. Mathematics 2022, 10, 1348. <https://doi.org/10.3390/math10081348>.