



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



UNIVERSITE D'EL-OUED

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude
Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : *Sciences et Technologie*
Filière : *Electrotechnique*
Spécialité : *Machines Electriques*

Thème

**Commande Vectorielle par Réseaux de
Neurones Artificiels d'un Moteur
Asynchrone**

Soutenu le juin 2018

Dirigé par :

Dr. BEKAKRA Youcef

Réalisé par :

- *BEHIR Ali*

- *FETHIZA SAD Abdelkerim*

Année universitaire : 2017/2018

Remerciement

*Tout d'abord nous remercions Dieu tout puissant
qui nous a donné le pouvoir et la volonté d'arriver
au bout de notre travail.*

*Nous tenons à remercier notre encadreur Dr. BEKAKRA Youcef
pour tout ce qui a donné, son temps,
son savoir, et ses conseils précieux,
nous remercions aussi pour sa patience, sa bonté et sa compréhension
nous remercions aussi tous les enseignants qui ont contribué à notre
formation, nous présentons notre profonde gratitude.*

*Nous tenons à remercier toutes les personnes qui ont contribué,
de près ou de loin, au bon déroulement de notre formation.*

*Enfin, nous ne finirons pas sans exprimer nos remerciements
à tous nos collègues de la promotion Electrotechnique 2018.*

Fethiza sad. A et Behir. A

A decorative scroll with a green and yellow gradient background. The scroll is tied with a brown ribbon at the top left. On the right side, there is a vertical floral arrangement with red and purple flowers. At the bottom left, there is a large red scallop shell with two pearls inside, surrounded by more flowers and a blue ribbon. The text is centered on the scroll.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma très chère mère source de tendresse ;

A mon très cher père, qui m'encourage

dans les instants délicats ;

A mes chers frères ;

A mes chères sœurs ;

A toute ma famille ;

A mon copain Ali ;

A tous mes amis

Abdelkerim



Dédicace

*Je dédie ce modeste travail
A ma très chère mère source de tendresse ;
A mon très cher père, qui m'encourage
dans les instants délicats ;
A ma cher femme et mes deux enfants les bien aimes ,
Ahmed Mansour et Khadîdja
A mes chers frères ;
A mes chères sœurs ;
A mes tantes et oncles ;
A toute ma famille ;
A mon copain Abdelkerim ;
A tous mes amis*

Ali

Résumé



Commande Vectorielle par Réseaux de Neurones Artificiels d'un Moteur Asynchrone

Résumé

Dans ce travail, l'application des réseaux de neurones artificiels (RNA_s) pour la commande d'un moteur asynchrone (MAS) est présentée. Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI) est très utilisé dans l'industrie en raison de sa simplicité et de sa robustesse. Mais dans certain cas, quand la dynamique du système change avec le temps ou avec des conditions de fonctionnement, l'efficacité du PI diminue et la qualité du réglage se détériore. Pour résoudre ces problèmes et assurer une bonne performance de la commande vectorielle de la MAS, les RNA_s sont utilisés pour ce but.

Mots clés

Moteur Asynchrone – Commande Vectorielle Directe – Régulateur Proportionnel-Intégral (PI) – Réseaux de Neurones Artificiels – Matlab/Simulink.

التحكم الشعاعي بتقنية الشبكات العصبونية الاصطناعية لمحرك لا متزامن

الملخص

نقدم في هذا العمل، تطبيق الشبكات العصبونية الاصطناعية من اجل التحكم في محرك غير متزامن ، يتم استخدام المنظم النسبي التكاملي على نطاق واسع في الصناعة بسبب بساطته وقوته ولكن في بعض الحالات، عندما تتغير ديناميكيات النظام بمرور الوقت أو مع ظروف التشغيل، تقل كفاءته وتتدهور جودته، لحل هذه المشاكل وضمان الأداء الجيد للتحكم الشعاعي للمحرك غير المتزامن نستعمل الشبكات العصبونية الاصطناعية.

الكلمات المفتاحية

المحرك اللامتزامن - التحكم الشعاعي المباشر - المنظم التناسبي التكاملي PI - الشبكات العصبونية الاصطناعية - برنامج الماتلاب.

Vector Control by Artificial Neural Networks of an Induction Motor

Abstract

In This work, the application of Artificial Neural Networks (ANN) to control an induction motor is presented. Proportional-Integral (PI) controller is very used in many industrial domains due its simplicity and its robustness. But in some cases, when the dynamics of the system change in time or with operating conditions, the efficiency of the PI decreases and the quality of the control deteriorates. To solve these problems and ensure good performance of the vector of the motor, ANNs are used for this objective.

Key words

Induction Motor – Direct vector control –Proportional-Integral (PI) controller – Artificial Neural Networks - Matlab/Simulink.

Sommaire



Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I

Modélisation et Simulation de la MAS

I.1 Introduction	3
I.2 Constitution des Machine asynchrone (MAS).....	3
I.2.1 Le stator	3
I.2.2 Le Rotor.....	4
I.2.2.1 Rotor à bagues	4
I.2.2.2 Rotor à cage	5
I.2.3 Entrefer.....	5
I.3 Symboles.....	5
I.4 Principe de Fonctionnement d'une Machine Asynchrone	6
I.5 Définition du Glissement	6
I.6 Utilisation du Moteur Asynchrone.....	7
I.7 Les Avantages et les Inconvénients du Moteur Asynchrone	7
I.8 Modélisation de la Machine asynchrone (MAS)	7
I.8.1 Hypothèses Simplificatrices	8
I.8.2 Mise en Equation de la MAS	8
I.8.2.1 Equations électriques	9
I.8.2.2 Equations magnétiques	9
I.8.2.3 Équation Mécanique	10
I.9 Transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques	10

I.10 Modèle de la MAS dans le référentiel de Park	13
I.10.1 Équations électriques.....	13
I.10.2 Équations Magnétiques	14
I.10.3 Équation mécanique	14
I.10.3.1 Choix du référentiel	14
a) Référentiel lié au stator :	15
b) Référentiel lié au rotor :	15
c) Référentiel lié au champ tournant :	15
I.11 Modèle d'état de la Machine Asynchrone	16
I.11.1 Equations électriques.....	17
I.11.2. Equation mécanique	18
I.12 Schéma bloc de simulation de la Machine asynchrone	18
I.12.1 Résultats de simulation.....	19
I.13 Onduleur de tension triphasé	20
I.13.1 Différents type d'onduleur pour l'alimentation des machines asynchrones	20
I.13.1.1 Onduleur de courant	20
I.13.1.2 Onduleur de tension.....	21
I.14 Modélisation de l'alimentation de la Machine par onduleur	21
I.15 Schéma bloc de simulation de la Machine asynchrone avec onduleur	23
I.15.1 Résultats de simulation.....	24
I.16 Conclusion	25

Chapitre II

Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique

II.1 Introduction	26
II.2 la commande vectorielle par orientation du flux	26
II.3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique	27
II.3.1 Commande vectorielle indirecte	29
II.3.2 Commande vectorielle directe	30
II.4 Structure de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.....	30
II.4.1 Description.....	30
II.4.2 Système d'équations	30
II.4.3 Découplage entré-sortie	31
II.4.3.1 Découplage par compensation:	32
II.4.4 Bloc de défluxage	32
II.4.5 Principe de fonctionnement	33
II.4.6 Estimation de Flux Rotorique	34
II.4.7 Régulation d'un système	35
II.4.7.1 Conception des régulateurs	35
II.4.7.1.1 Action proportionnelle.....	36
II.4.7.1.2 Action intégrale	36
II.4.7.2 Caractéristiques des régulateurs	36
II.4.7.2.1 Stabilité.....	36
II.4.7.2.2 précision.....	36
II.4.7.2.3 Rapidité.....	36

II.5 Calcul des régulateurs.....	36
II.5.1 Régulation de courant statorique i_{sd}	36
II.5.2 Régulation de courant statorique i_{sq}	38
II.5.3 Régulation de la vitesse	38
II.5.4 Régulation du flux Φ_r	39
II.6 Schéma de Simulation	41
II.7 Résultats de Simulation	41
II.7.1 Démarrage à vide suivi d'une charge nominale.....	41
II.7.2 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.....	43
II.7.3. Test avec variation de v_a vitesse.....	44
III.7.4. Test avec inversion du Sens de rotation	45
II.7.5. Test avec variation de la résistance rotorique	46
II.8 Conclusion	47

Chapitre III

Application RNA sur la CVD

III.1 Introduction	48
III.2 Notions sur les Réseaux de Neurones Artificiels	48
III.2.2 Historique	48
III.2.3 Définitions	49
III.2.3.1 Modèle de Neurone Biologique	49
III.2.3.2 Structure des Neurones	49
III.2.3.2.1 Le corps cellulaire	50
III.2.3.2.2 Les dendrites	50

III.2.3.2.3 L'axone.....	50
III.2.3.2.3.1 Les synapses	50
III.2.3.3 Fonctionnement des neurones	51
III.2.3.4 Le Neurone Formel (Artificiel).....	51
III.2.3.5 Réseaux de Neurones Artificiels.....	53
II.2.3.6 Fonction de Combinaison.....	54
III.2.4 Propriétés des réseaux de neurones	54
III.2.4.1 Le parallélisme	54
III.2.4.2 La capacité d'adaptation	54
III.2.4.3 La mémoire distribuée	54
III.2.4.4 La capacité de généralisation	55
III.2.5 Architectures.....	55
III.2.5.1 Les réseaux unidirectionnels	55
III.2.5.2 Les réseaux récurrents.....	56
III.2.6 Quelques modèles des réseaux de neurones	57
III.2.6.1 Modèle de Kohonen	57
III.2.6.2 Modèle de Hopfield	58
III.2.6.2.1 L'architecture	58
III.2.6.3 Le Perceptron	59
III.2.6.3.1 Structure du Perceptron	59
III.2.6.3.1.1 Rétine.....	59
III.2.6.3.1.2 Couche d'association.....	59
III.2.6.3.1.3 Couche de cellule de décision	59
III.2.6.4 Modèle Adaline.....	60
III.2.7 Apprentissage des RNA.....	60

III.2.7.1 Types d'apprentissage	61
III.2.7.1.1 Apprentissage supervisé	61
III.2.7.1.2 Apprentissage par assignation de crédit	62
III.2.7.1.3 Apprentissage non supervisé	63
III.2.8. Mise en œuvre de réseaux de neurones	63
III.2.9 Domaines d'application des réseaux de neurones	64
III.2.10 Limites et avantages des réseaux de neurones	65
III.2.10.1 Limites	65
III.2.10.2 Avantages	66
III.2.11 Conclusion	66
III.3 Application de RNA sur la commande de la MAS	67
III.3.1 Schéma de commande du MAS	67
III.3.2 Résultats de Simulation	67
III.3.2.1 Démarrage à vide suivi d'une charge nominale	68
III.3.2.2 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge	68
III.3.2.3 Test avec variation de la vitesse	69
III.3.2.4 Test avec inversion du sens de rotation	71
III.3.2.5 Test avec variation de la résistance rotorique	72
III.4 Conclusion	73
Conclusion générale	74
Annexe	
Bibliographie	

Liste Des Figures



Liste des Figures

Chapitre I	
Fig. I.1 Machine asynchrone	3
Fig. I.2 Stator d'une Machine Asynchrone	4
Fig. I.3 Rotor bobiné	5
Fig. I.4 Rotor à cage d'écurueil.....	5
Fig. I.5 Symboles d'une Machine Asynchrone	5
Fig. I.6. Principe de fonctionnement d'un Moteur Asynchrone.....	6
Fig. I.7 Représentation des enroulements de la MAS triphasée.....	8
Fig. I.8 Passage du système triphasé au système biphasé	11
Fig. I.9 Choix du référentiel	15
Fig. I.10 Schéma bloc de simulation de la MAS	19
Fig. I.11 Résultats de simulation de la MAS alimentée par le réseau avec ($C_r = 25N.m$ à $t = 1$ sec).....	20
Fig. I.12 Onduleur de courant.....	21
Fig. I.13 Onduleur de tension	21
Fig. I.14 Schéma de l'onduleur de triphasé	22
Fig. I.15 Schéma d'un bras de l'onduleur	22
Fig. I.16 Schéma bloc de simulation de la MAS alimentée par un onduleur, Avec ($C_r = 25N.m$ à $t = 1$ sec).....	23
Fig. I.17 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur	24
Chapitre II	
Fig. II.1 Orientation du flux (rotorique, statorique, d'enterfer).....	27
Fig. II.2 Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS....	29
Fig. II.3 Schéma-bloc de découplage par flux orienté.....	31
Fig. II.4 Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	32

Fig. II.5 Bloc de défluxage	33
Fig. II.6 Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté du MAS	34
Fig. II.7 Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte.....	35
Fig. II.8 Représentation de la commande par PI	35
Fig. II.9 Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}	36
Fig. II.10. Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}	38
Fig. II.11. Schéma –bloc de régulation de vitesse	38
Fig. II.12. Schéma –bloc de régulation de flux Φ_r	39
Fig. II.13 Schéma fonctionnel de la Commande Vectorielle Directe.....	41
Fig. II.14 Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une Charge Nominale	42
Fig. II.15 Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.....	43
Fig. II.16 Essai avec variation de la vitesse.....	44
Fig. II.17 Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation	45
Fig. II.18 Essai avec variation de la résistance rotorique	46

Chapitre III

Fig. III.1 Structure d'un neurone biologique	51
Fig. III.2 Représentation d'un neurone formel	52
Fig. III.3 Différents types de fonctions d'activations.....	53
Fig. III.4 Taxonomie des principales architectures existantes.....	55
Fig. III.5 Réseau multicouche	56
Fig. III.6 Architecture d'un réseau récurrent	56
Fig. III.7 Le modèle de Kohonen	57

Fig. III.8 Réseau de Hopfield	58
Fig. III.9 Schéma d'un Perceptron	59
Fig. III.10 Schéma de principe de l'adaline.....	60
Fig. III.11 Principe de l'apprentissage supervisé	62
Fig. III.12 Principe de l'apprentissage par assignation de crédit	62
Fig. III.13 Principe de l'apprentissage non supervisé	63
Fig. III.14 Schéma global d'une CVD à base des RNA de la MAS (quatre régulateurs neuronaux : Vitesse « RNV » - Courants I_{sd} , I_{sq} « RNCd , RNCq» - Flux rotorique « RNF _r »)..	67
Fig. III.15 Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une Charge Nominale.- utilisant quatre régulateurs neuronaux (vitesse, courants I_{ds} , I_{qs} , flux rotorique) ...	68
Fig. III.16 Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.- utilisant quatre régulateurs neuronaux (vitesse, courants I_{ds} , I_{qs} , flux rotorique).....	69
Fig. III.17 Essai avec variation de la vitesse- utilisant quatre régulateurs neuronaux (vitesse, courants I_{ds} , I_{qs} , flux rotorique).....	70
Fig. III.18 Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation- utilisant un seul régulateur neuronal (vitesse)	71
Fig. III.19 Essai avec variation de la résistance rotorique- utilisant quatre régulateurs neuronaux (vitesse, courants I_{ds} , I_{qs} , flux rotorique).....	72

Liste Des Tableaux



Liste des tableaux

Tableau I.1 Les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone.....	7
Tableau III.1 Transition entre le neurone biologique et le neurone formel.....	52

Notion et symbole

Notations

Ω_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad. sec⁻¹.

w : pulsation des courants alternatifs en rad. sec⁻¹.

p : nombre de paires de pôles.

f : la fréquence en Hz.

n_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr.mn⁻¹).

n_r : vitesse de rotation du rotor (tr.mn⁻¹).

a_s, b_s, c_s : Correspondent aux trois phases du stator.

a_r, b_r, c_r : Correspondent aux trois phases du rotor.

$[V_{a_s} V_{b_s} V_{c_s}]^T, [V_{a_r} V_{b_r} V_{c_r}]^T$: Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V).

$[i_{a_s} i_{b_s} i_{c_s}]^T, [i_{a_r} i_{b_r} i_{c_r}]^T$: Vecteurs des courants statoriques et rotoriques (A).

$[\varphi_{a_s} \varphi_{b_s} \varphi_{c_s}]^T, [\varphi_{a_r} \varphi_{b_r} \varphi_{c_r}]^T$: Vecteurs des flux statoriques et rotoriques (Wb).

R_s, R_r : Résistance statorique et rotorique (Ω).

L_s, L_r : Inductances propres statoriques et rotoriques (H).

M_{sr} : Inductance mutuelle entre phases statoriques (H).

M_{rs} : Inductance mutuelle entre phases rotoriques (H).

M : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques (H).

C_e : Le couple électromagnétique (N.m).

C_r : Le couple résistant (N.m).

J : Moment d'inertie des parties tournantes (Kg. m²).

Ω : Vitesse de rotation mécanique du rotor de la MAS (rad. sec⁻¹).

f : Coefficient de frottement visqueux de la MAS (N. m.sec.rad⁻¹).

σ : Coefficient de dispersion total de Blondel.

T_s, T_r : Constante de temps statorique et rotorique.

d : Indice de l'axe direct.

q : Indice de l'axe en quadrature.

o : Indice de l'axe homopolaire.

$p(\theta)$: La matrice de transformation de *PARK*.

$p^{-1}(\theta)$: La matrice de transformation de *PARK* inverse.

θ_s : Position de stator (rad).

θ : Position entre l'axe statorique as et l'axe rotorique ar (rad).

θ_r : Position électrique de rotor (rad).

ω_s : Pulsation des courants statoriques (rad/sec).

ω_r : Pulsation des courants rotoriques (rad/sec).

ω : Pulsation mécanique du rotor (rad/sec).

ω_g : Pulsation de glissement (rad/sec).

g : Coefficient de glissement.

ω_{coord} : Pulsation du référentiel d'axe (d,q) (rad/sec).

ω_n : Vitesse angulaire nominale de la machine (rad/sec).

V_{sd}, V_{sq} : Composantes de la tension statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (V).

V_{rd}, V_{rq} : Composantes de la tension rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (V).

i_{sd}, i_{sq} : Composantes du courant statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (A).

i_{rd}, i_{rq} : Composantes du courant rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (A).

$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$: Composantes du flux statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (Wb).

$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$: Composantes du flux rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (Wb).

V_{dc} : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

K_i : Gain intégral.

K_p : Gain proportionnel.

K_{i1}, K_{p1} : Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du courant statoriques directe(d).

K_{i2}, K_{p2} : Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du courant statorique quadrature(q).

K_{i3}, K_{p3} : Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du vitesse.

K_{if}, K_{pf} : Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du flux rotorique.

τ : Constante de temps.

ξ : Constante d'amortissement.

w_n : Pulsation naturelle (rad/sec).

x : Les entrées.

y : Sorti désirer.

W_{ij} : Poids des liens.

Symboles

MAS : Machine (Moteur) Asynchrone.

MCC : Moteur à Courant Continu

CVD : Commande Vectorielle Directe.

RNA : Réseaux de Neurones Artificiels.

PI : Régulateur Proportionnel-Intégral.

F.E.M : Force Electromotrice.

Introduction générale



Introduction générale

Les progrès réalisés en commande et des avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance, que dans celui de la microélectronique et de l'informatique industrielle, ont rendu possible l'implémentation de commandes performantes de machines asynchrones. Ainsi, malgré la structure dynamique non linéaire et le couplage de leurs variables internes (couple et flux), ces machines sont devenues un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable. En effet, actuellement, l'utilisation des machines asynchrones associées à la commande vectorielle permet de réaliser presque les mêmes objectifs que ceux des machines à courant continu, mais à moindre coût.

Cependant, de nombreux problèmes demeurent. La sensibilité de ces machines vis-à-vis des perturbations ainsi que, la dégradation des performances lorsque leurs paramètres varient avec la température ou l'état magnétique et en présence de bruits due au convertisseur statique, sont autant de difficultés qui ouvrent de très intéressants axes de recherche. En effet, ceci a conduit à un nombre sans cesse grandissant de publications qui traitent le sujet. Il convient donc, de concevoir des commandes performantes moins sensibles à ces variations paramétriques et à ces perturbations.

Le développement de nouvelles techniques pour optimiser le fonctionnement des systèmes industriels en général, et des machines électriques en particulier, a donné naissance à des commandes avancées. Une direction actuelle de recherche se base essentiellement sur les outils de l'intelligence artificielle : réseaux de neurones artificiels, logique floue, algorithmes génétiques ...

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à un outil de l'intelligence artificielle, à savoir : les réseaux de neurones. Ces approches, si elles se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, commencent à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie, afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision.

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une MAS associée à un Réseau de Neurone Artificiel.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande en utilisant un système d'équation d'état puis la présentation de modèle de la MAS sous forme de schéma-bloc.
- Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique à la MAS en utilisant des régulateurs classiques (PI).
- Dans le troisième chapitre, nous avons commencé par une généralité sur le RNA puis son application à la MAS.

On terminera par une conclusion générale.

Chapitre I

Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction

La Machine Asynchrone (MAS) triphasée est la plus fiable des machines électriques, la plus robuste de sa génération, la moins coûteuse à la fabrication . . . etc. Elle tend effectivement à remplacer la machine à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable.

Pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone à pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente approximativement la machine et traduit fidèlement son fonctionnement [28].

Dans ce chapitre, on présente la modélisation de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park pour voir son comportement.

I.2 Constitution des Machines Asynchrones

Les Moteurs Asynchrones, appelés moteur à induction, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant [2].

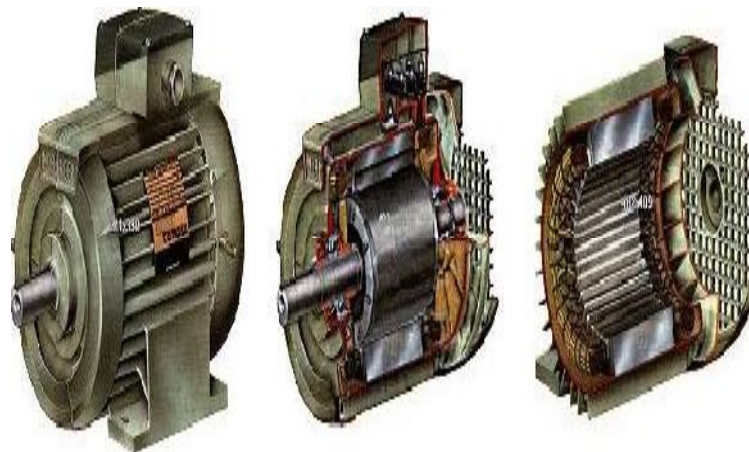


Fig. I.1 Machine asynchrone

Les moteurs asynchrone triphasé sont des convertisseurs Electro-Magnétique qui transforment l'énergie électrique fournie par le réseau en énergie mécanique dans la vitesse de rotation N pour une fréquence donné 'f' dépend de la charge [3].

Les moteurs asynchrones comportant deux armateurs coaxiales à champ tournant, l'une est fixe (c'est le stator) et l'autre mobile (c'est le rotor) [2].

I.2.1 Le stator

Il est appelé inducteur ou primaire, il est fixé au bâti et former d'une carcasse ayant l'aspect général d'un cylindre creux, à l'intérieur duquel se trouve le circuit magnétique composé d'un empilage de tôles ayant la forme de couronnes circulaire à leur périphérique

interne, ces tôles comportent un certain nombre d'encoches régulièrement réparties qui, par suite de l'empilage créent des rainures, ou sont logés des faisceaux du bobinage[3].

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique B 1 tournant à la pulsation de synchronisme : [5]

$$\Omega_s = \frac{w}{p} \quad (\text{I.1})$$

$$w = 2.p.f \quad (\text{I.2})$$

Ω_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad.s^{-1} .

w : pulsation des courants alternatifs en rad.s^{-1} .

p : nombre de paires de pôles.

f : la fréquence en Hz.

La figure (I.2) représente un stator comporte un bobinage triphasé.

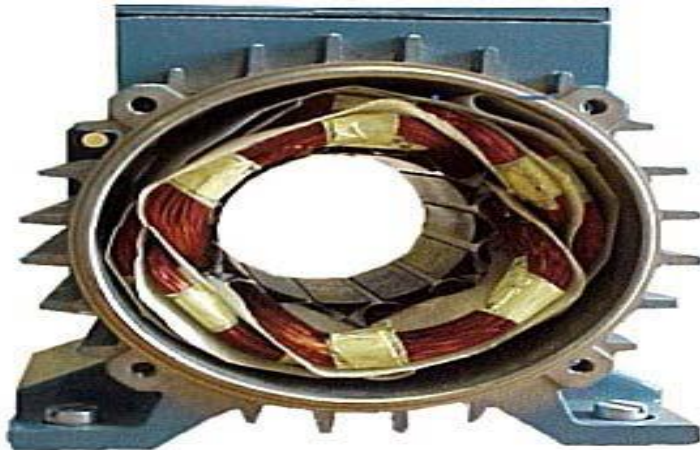


Fig. I.2 Stator d'une Machine Asynchrone

I.2.2 Le Rotor

Le rotor n'est lié électriquement à aucune source d'énergie. (ni continue, ni alternative) ce qui simplifie beaucoup sa construction on distingue deux type de rotor[2].

I.2.2.1 Rotor à bagues

Ce rotor à pôle lisse comporte dans ces rainures un enroulement identique à celui du stator, les trois phases sont branchées en étoile ce qui permet d'insérer un rhéostat dans leur circuit, ce rhéostat qui est mise en marche normale et permet d'assurer des meilleures conditions de démarrage [29].

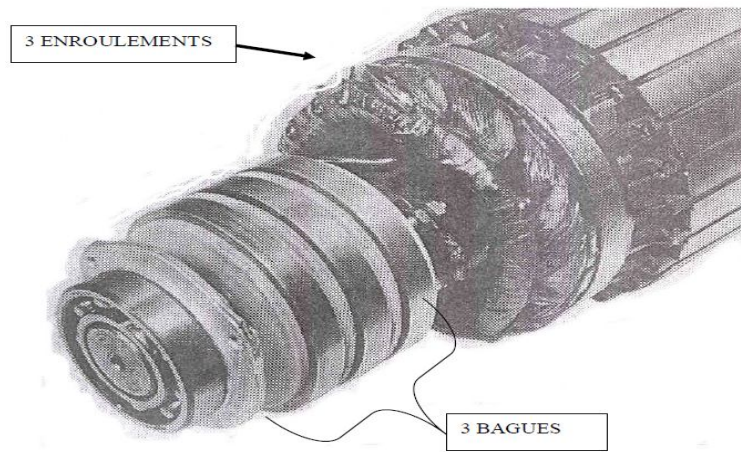


Fig. I.3 Rotor bobiné

I.2.2.2 Rotor à cage

L'enroulement est remplacé par des barres de cuivre ou d'aluminium logées dans des encoches, et réunie à leurs extrémités par deux couronnes de cuivre ou d'aluminium. Ces cages comportant généralement des barreaux décalés afin de réduire les harmoniques d'encoches, il en résulte une légère diminution de la *F.E.M* induite par le champ tournant statorique dans ces barreaux [29].

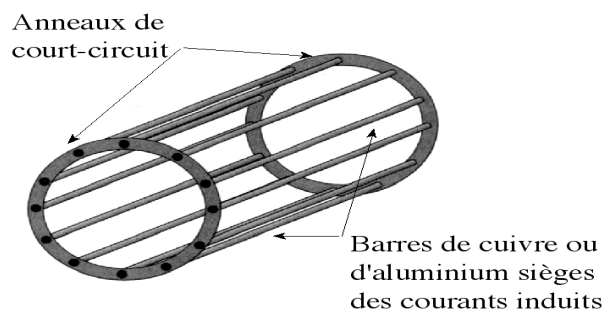


Fig. I.4 Rotor à cage d'écureuil

I.2.3 Entrefer

L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor.[6]

I.3 Symboles

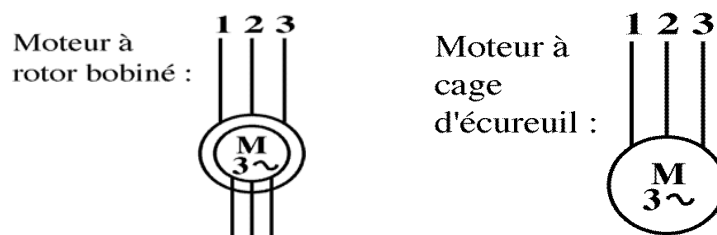


Fig. I.5 Symboles d'une Machine Asynchrone

I.4 Principe de Fonctionnement d'une Machine Asynchrone

Le principe de fonctionnement des moteurs asynchrones est basé sur la production d'un champ tournant. Telle qu'on considère un aimant tournant produit un champ électromagnétique Φ qui traverse un cylindre métallique [28].

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme [29].

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique).

Sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes géométriquement décalés de 120° , et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique, les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante comme il est présenté dans cette figure (I.6) [4] [29].

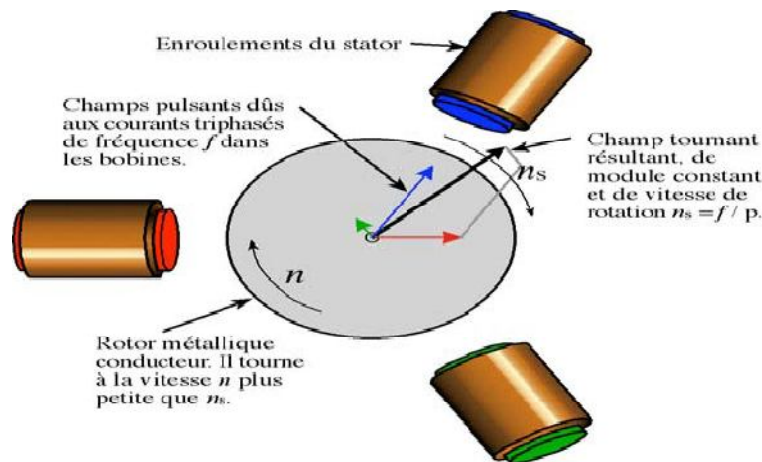


Fig. I.6. Principe de fonctionnement d'un Moteur Asynchrone

I.5 Définition du Glissement

Par définition, le glissement est l'écart des vitesses angulaires synchrones Ω_s et réelle Ω , rapporté à la vitesse du champ tournant [30].

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (\text{I.3})$$

n_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant ($\text{tr} \cdot \text{mn}^{-1}$).

n : vitesse de rotation du rotor (tr.mn^{-1}).

$$\Omega_s = 2 \pi n_s \quad (\text{rad. s}^{-1}) \quad (\text{I.4})$$

$$\Omega = 2 \pi n \quad (\text{rad. s}^{-1}) \quad (\text{I.5})$$

I.6 Utilisation du Moteur Asynchrone

Le Moteur Asynchrone triphasé, d'une puissance de quelques centaines de watts à plusieurs mégawatts est le plus utilisé de tous les moteurs électriques. Son rapport coût/puissance est le plus faible. Associés à des onduleurs de tension, les moteurs asynchrones de forte puissance peuvent fonctionner à vitesse variable dans un large domaine (les derniers TGV, le Tram de Strasbourg, ...) [30].

I.7 Les Avantages et les Inconvénients du Moteur Asynchrone

Si l'on compare le moteur asynchrone au moteur shunt à courant continu, on constate que les caractéristiques dans leurs parties stables, sont identiques, ce qui conduit aux mêmes applications industrielles. En ce qui concerne le choix d'un moteur pour une application donnée, il est intéressant de signaler les avantages et les inconvénients de ces deux moteurs [28]:

Tableau I.1 Les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone

Avantages	Inconvénient
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Structure simple. ➤ robuste et facile à construire. ➤ coût réduit. ➤ absence d'un système bagues balais 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Non découplage naturel. ➤ Non linéarités.

I.8 Modélisation de la Machine asynchrone (MAS)

La Modélisation consiste à mettre en équation les différents paramètres du système. A l'issue de cette opération, on se trouve face au problème suivant ; plus le modèle se rapproche de la réalité, plus il devient complexe et demande un moyen de calcul très important, par contre si le système est simplifié, les calculs deviennent faciles mais on s'éloigne de la réalité. Un choix judicieux consiste à idéaliser la machine et par conséquent garder les phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes secondaires. Il est donc important que le

modèle soit utilisable aussi bien en régime statique que dans le régime dynamique. Pour ce faire, on doit faire recours à des hypothèses simplificatrices.[7]

I.8.1 Hypothèses Simplificatrices

La Machine Asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, phénomène due au courant de Foucault...etc. Ces phénomènes ont des formules mathématiques très difficiles quoique leurs influences sur la machine soient négligeables.

Donc, pour modéliser la machine, on suppose certaines hypothèses simplificatrices.[7], [8]

- Entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable,
- Bobinage statorique est reparti de manière à créer une f.m.m sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court-circuit,
- Saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.

Ces hypothèses impliquent que :

- Les flux sont additifs,
- Les inductances propres sont constantes,
- La mutuelle inductance varie d'une façon sinusoïdale.
- Machine triphasé au rotor et au stator.

I.8.2 Mise en Equation de la MAS

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les même propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou formé de trois bobines [9].

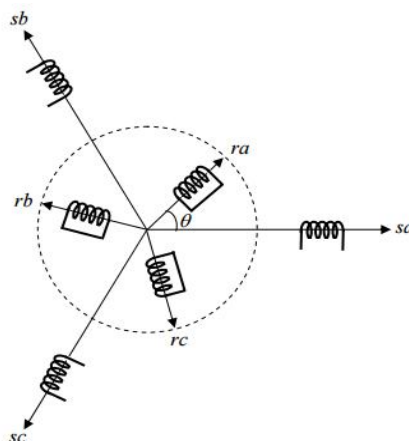


Fig. I.7 Représentation des enroulements de la MAS triphasée

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs s_a , s_b , s_c sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor. L'axe s_a est souvent considéré comme référence et l'angle θ définit la position du rotor par rapport au stator [28].

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équation à savoir :

- Equations électriques,
- Equations magnétiques,
- Equations mécaniques.[8]

I.8.2.1 Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm et la loi de Faraday aux enroulements du stator et du rotor en utilisant les hypothèses simplificatrices, on obtient: [7]

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \\ [V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \end{cases} \quad (I.6)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} ; [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{AS} \\ \varphi_{BS} \\ \varphi_{CS} \end{bmatrix} , [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{AS} \\ i_{BS} \\ i_{CS} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

Et :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

I.8.2.2 Equations magnétiques

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, on trouve les équations des flux statoriques et rotoriques linéaires [1] :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\varphi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \end{cases} \quad (I.7)$$

Avec :

L_s, L_r : Inductances propres statoriques et rotoriques,

M_{sr} : Inductance mutuelle entre phases statoriques,

M_{rs} : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

Les matrices des inductances s'écrivent :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor.

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

En remplaçant les relations des Eq. I.7, on obtient les expressions suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + [L_s]\frac{d}{dt}[i_s] + \frac{d}{dt}\{[M_{sr}][i_r]\} \\ [V_r] = [R_r][i_r] + [L_r]\frac{d}{dt}[i_r] + \frac{d}{dt}\{[M_{rs}][i_s]\} \end{cases} \quad (I.9)$$

I.8.2.3 Équation Mécanique

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [8].

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega \quad (I.10)$$

Où :

C_e : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant.

J : Moment d'inertie des parties tournantes.

Ω : Vitesse de rotation du rotor de la MAS.

f : Coefficient de frottement visqueux de la MAS.

I.9 Transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques

Le but de la transformation de *Park* (changement de base triphasé-biphasé ou l'inverse) est de rendre la résolution des équations différentielles qui caractérisent le fonctionnement de la MAS plus simple. Ce passage permet de remplacer un bobinage (ou une armature) triphasé par son équivalent biphasé, cette opération est possible si seulement si la

conservation de f.m.m est assurée c'est à dire reproduire le même état magnétique crée par le système triphasé au moyen d'un système biphasé équivalent [7]. Ce système est représenté par les axes (Od), (Oq) figure (I.8) tel que :

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o).

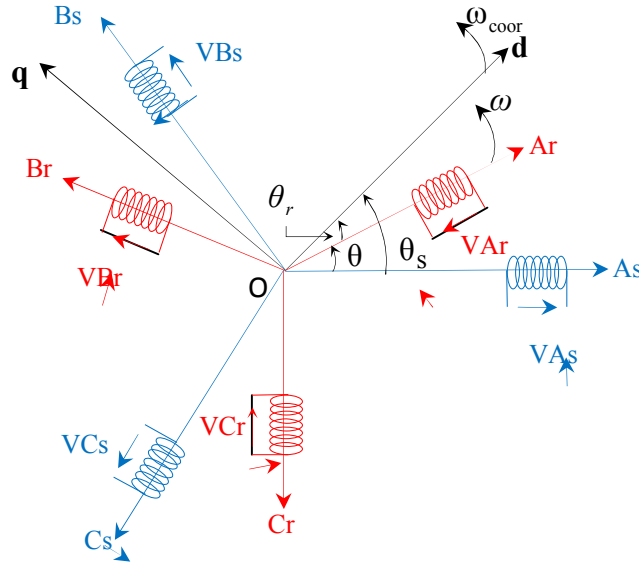


Fig. I.8 Passage du système triphasé au système biphasé

$$\left\{ \begin{array}{l} (OAs, Od) = \theta_s \\ (OBs, Od) = \theta_s - \frac{2.\pi}{3} \\ (OCs, Od) = \theta_s - \frac{4.\pi}{3} \\ (OAr, Od) = \theta_r \\ (OBr, Od) = \theta_r - \frac{2.\pi}{3} \\ (OCr, Od) = \theta_r - \frac{4.\pi}{3} \\ (Od, Oq) = \frac{\pi}{2} \end{array} \right.$$

θ_s : angle entre l'axe triphasé (OAs) du stator et l'axe biphasé (Od).

θ_r : angle entre l'axe triphasé (OAr) du rotor et l'axe biphasé (Od).

θ : angle entre l'axe triphasé (OAs) du stator et l'axe triphasé (OAr) du rotor.

A partir de la figure (I.8), les projections de (V_A , V_B , V_C) sur (V_{sd} , V_{sq}) Equations (I.11) donnent :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_A \cdot \cos \theta + V_B \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_C \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ V_{sq} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_A \cdot \sin \theta + V_B \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_C \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Sachant que l'expression de la composante homopolaire X_{s0} est donnée par :

$$V_{s0} = \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right) (V_A + V_B + V_C) \quad (\text{I.12})$$

Les formules (I.11) sont utilisées pour le passage du système triphasé au système biphasé pour le stator, alors on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{s0} \end{bmatrix} = p(\theta) \cdot \begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La matrice de transformation de *PARK* est donnée par :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Et la matrice inverse par :

$$p^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

D'où

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} = p^{-1}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

La transformation de *Park* aboutit à une relation liant les angles θ_s et θ_r , celle-ci s'exprime par :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (\text{I.17})$$

De la même manière pour la relation qui donne les grandeurs rotoriques biphasé et la composante homopolaire rotorique V_{r0} , en fonction des grandeurs triphasées rotoriques (V_a, V_b, X_c), alors on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{r0} \end{bmatrix} = p(\theta) \cdot \begin{bmatrix} V_{rA} \\ V_{rB} \\ V_{rC} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rA} \\ V_{rB} \\ V_{rC} \end{bmatrix} = p^{-1}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

La transformation des courants :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = p(\theta) \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = p^{-1}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

La transformation des flux :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = p(\theta) \cdot \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} = p^{-1}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

I.10 Modèle de la MAS dans le référentiel de Park

I.10.1 Équations électriques

Les équations électriques dans le référentiel de *Park* sont données par :

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_s \cdot i_{Sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{Sd} - \omega_{\text{coor}} \cdot \varphi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_s \cdot i_{Sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{Sq} + \omega_{\text{coor}} \cdot \varphi_{Sd} \\ 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_{\text{coor}} - \omega) \cdot \varphi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_{\text{coor}} - \omega) \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Avec :

ω_{coor} : Pulsation du référentiel d'axe (d,q) .

ω : Pulsation mécanique du rotor.

I.10.2 Équations Magnétiques

Les équations magnétique dans le référentiel de *Park* sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{Sd} = L_s \cdot i_{Sd} + M \cdot i_{rd} \\ \varphi_{Sq} = L_s \cdot i_{Sq} + M \cdot i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{Sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{Sq} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Avec :

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

I.10.3 Équation mécanique

L'équation mécanique dans le référentiel de *Park* est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{I.26})$$

Avec :

$$\omega = p \cdot \Omega \quad (\text{I.27})$$

p : Nombre de paires de pôles.

❖ Choix du référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la Machine Asynchrone , on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d,q) [27].

Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles.

a) Référentiel lié au stator :

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coord} = 0$). Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel [27].

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des Machines à Courant Alternatif.

b) Référentiel lié au rotor :

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω donc ($\omega_{coord} = \omega = p \cdot \Omega$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [27].

c) Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où ($\omega_{coord} = \omega_s$; ($\omega_s = \omega_r + \omega$)) [27].

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

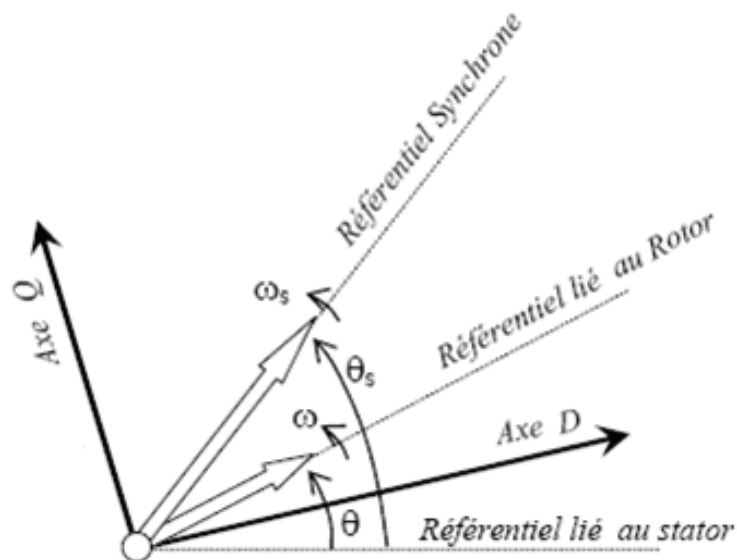


Fig. I.9 Choix du référentiel

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant ($\omega_{coord} = \omega_s$) pour la modélisation et la commande de la MAS. Dans ce cas, le modèle de la MAS devient :

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_s \cdot i_{Sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{Sd} - \omega_s \cdot \varphi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_s \cdot i_{Sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{Sq} + \omega_s \cdot \varphi_{Sd} \\ 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.28)$$

Les composantes des flux statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{Sd} = L_s \cdot i_{Sd} + M \cdot i_{rd} \\ \varphi_{Sq} = L_s \cdot i_{Sq} + M \cdot i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{Sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{Sq} \end{cases} \quad (I.29)$$

Le couple électromagnétique peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes sont égales :

$$Ce = p \cdot (\varphi_{Sd} i_{Sq} - \varphi_{Sq} i_{Sd}) \quad (I.30)$$

$$Ce = \frac{3}{2} \cdot p M_0 (i_{Sq} i_{rd} - i_{Sd} i_{rq}) \quad (I.31)$$

$$Ce = \frac{3}{2} \cdot \frac{p \cdot M_0}{L_r} (i_{Sq} \cdot \varphi_{rd} - i_{Sd} \cdot \varphi_{rq}) \quad (I.32)$$

$$Ce = \frac{3}{2} \cdot \frac{p \cdot M_0}{L_s} (i_{rd} \cdot \varphi_{Sq} - i_{rq} \cdot \varphi_{Sd}) \quad (I.33)$$

I.11 Modèle d'état de la Machine Asynchrone

On représente les équations de la Machine Asynchrone sous forme d'état, cette représentation à la forme suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.34)$$

Avec :

[X] : vecteur d'état qui représente l'ensemble des variables du système.

[U] : vecteur d'entrée ou de commande.

[A] : matrice d'état dite également matrice d'évolution.

[B] : matrice d'entrée.

On considère les tensions (V_{sd} , V_{sq}) comme grandeurs de commande, les courants statoriques (i_{sd} , i_{sq}), les flux rotorique (φ_{rd} , φ_{rq}) et la vitesse mécanique Ω comme variables d'état [1].

Alors :

$$\text{Le vecteur d'état : } [X] = [i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}]^t.$$

$$\text{Le vecteur de commande : } [U] = [V_{sd}, V_{sq}]^t.$$

I.11.1 Equations électriques

A partir des systèmes d'équations (I.29) à (I.28), on obtient le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\lambda i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \varphi_{rd} + \omega k \varphi_{rq} + \frac{V_{sd}}{\sigma L_s} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -\omega_s i_{sd} - \lambda i_{sq} - \omega k \varphi_{rd} + \frac{k}{T_r} \varphi_{rq} + \frac{V_{sq}}{\sigma L_s} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{rd} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{rq} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

$$\text{Avec : } \lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} ; k = \frac{M}{\sigma L_s L_r} ; T_r = \frac{L_r}{R_r} ; \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

Sous forme d'état :

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{k}{T_r} & \omega k \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

$$A = A_1 \cdot \omega + A_2 \cdot \omega_s + A_3 \quad (\text{I.37})$$

$$A = \begin{cases} A_3 = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{k}{T_r} & 0 \\ 0 & -\lambda & 0 & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (0) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \\ A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & k \\ 0 & 0 & -k & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.38)$$

Et

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma.L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma.L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.39)$$

I.11.2. Equation mécanique

L'équation mécanique du mouvement et l'équation du couple électromagnétique sont définis comme suit :

$$\begin{cases} J. \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f. \Omega_r \\ C_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p.M_0}{L_r} \cdot (i_{sq} \cdot \varphi_{rd} - i_{sd} \cdot \varphi_{rq}) \end{cases} \quad (I.40)$$

Donc, le système écrit :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ J. \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f. \Omega \\ C_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p.M_0}{L_r} \cdot (i_{sq} \cdot \varphi_{rd} - i_{sd} \cdot \varphi_{rq}) \\ \omega = p. \Omega \end{cases} \quad (I.41)$$

I.12 Schéma bloc de simulation de la Machine asynchrone

La structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure (I.10). Le moteur asynchrone présente comme entrées les composantes de Park de la tension d'alimentation V_{sd} V_{sq} ainsi que le couple résistant C_r et comme sortie la vitesse Ω , le couple électromagnétique C_e , les courants statorique et les flux rotoriques.

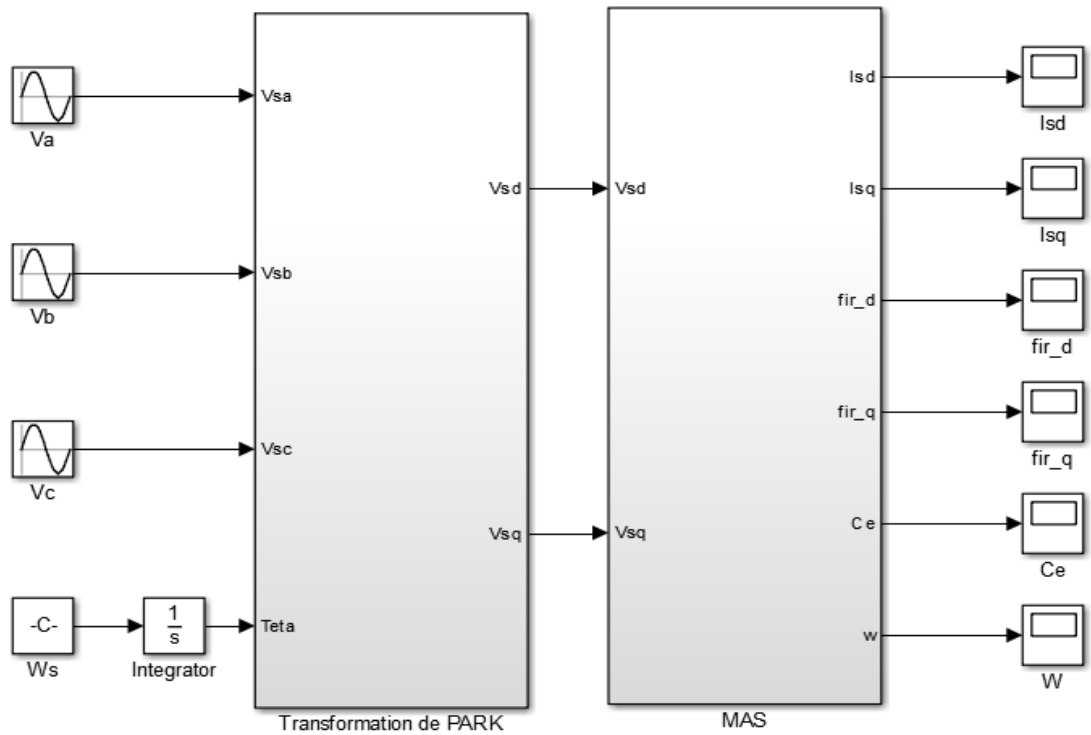
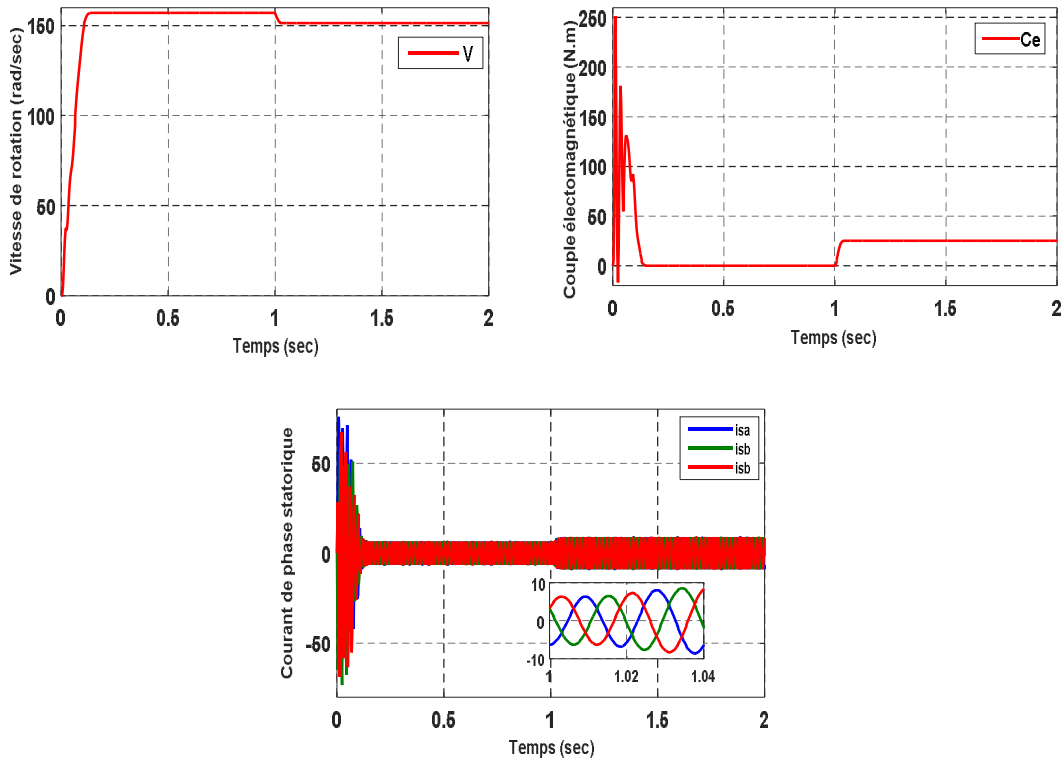


Fig. I.10 Schéma bloc de simulation de la MAS

I.12.1 Résultats de simulation

Les paramètres de la machine utilisés sont donnés en annexe. En première étape, on a simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50Hz et avec l'application de la charge à $t=1s$, $C_r=25Nm$.



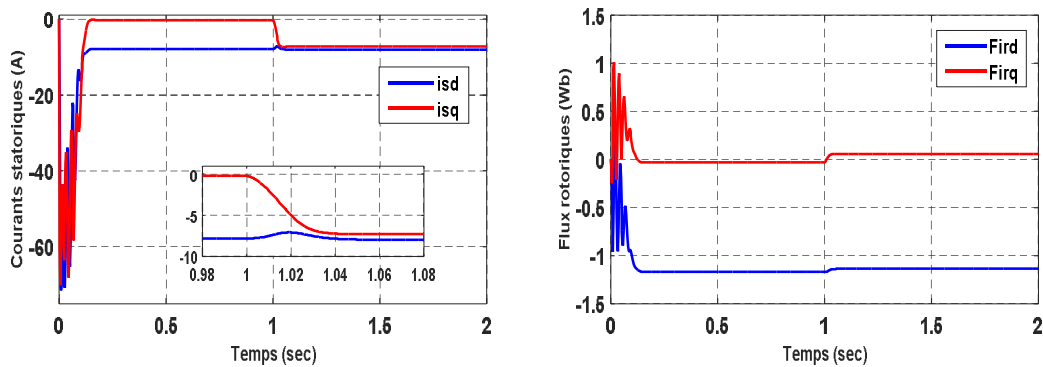


Fig. 1.11 Résultats de simulation de la MAS alimentée par le réseau avec ($Cr = 25N.m$ à $t = 1$ sec)

I.13 Onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. Il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances[10].

I.13.1 Différents type d'onduleur pour l'alimentation des machines asynchrones

La mise en fonctionnement de l'onduleur se fait à travers une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé. La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension.

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande.[8]

I.13.1.1 Onduleur de courant

Lorsqu'il fonctionne en source de courant, le redresseur fournit un courant constant à l'onduleur ; une inductance de lissage L aide à maintenir le courant constant.[8]

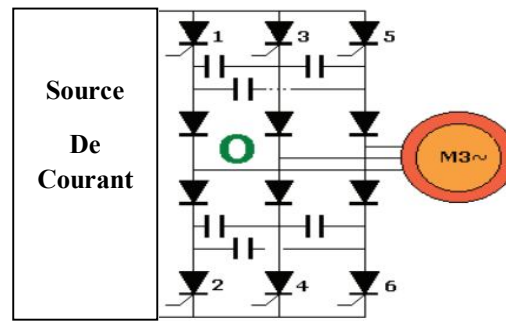


Fig. I.12 Onduleur de courant

I.13.1.2 Onduleur de tension

Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le redresseur fournit une tension constante à l'onduleur. La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide alors à maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur [8].

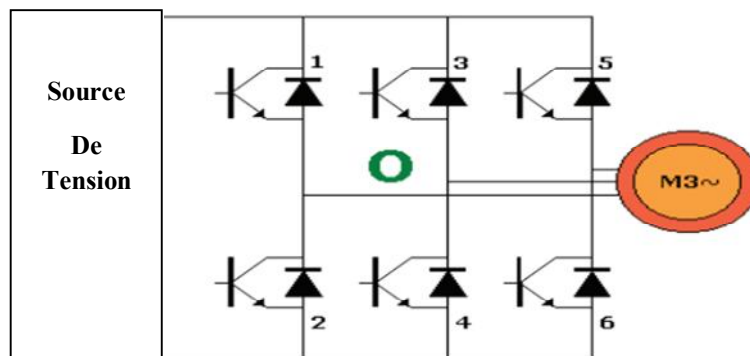


Fig. I.13 Onduleur de tension

Les raisons sont multiples :

- Le fonctionnement de l'onduleur de tension est fort affecté par les imperfections de la source continue, peu par celle de la charge. Pour l'onduleur de courant, c'est l'inverse.
- Les deux onduleurs ne délivrent pas directement une tension de sortie sinusoïdale, donc il faut utiliser un filtre de sortie. Avec l'onduleur de tension on sait exactement ce qu'on a à filtrer
- la tension à filtrer est imposée par la source continue. Avec l'onduleur de courant, la tension à filtrer dépend de la charge.

I.14 Modélisation de l'alimentation de la Machine par onduleur

Le schéma d'un onduleur triphasé alimentant le MAS.

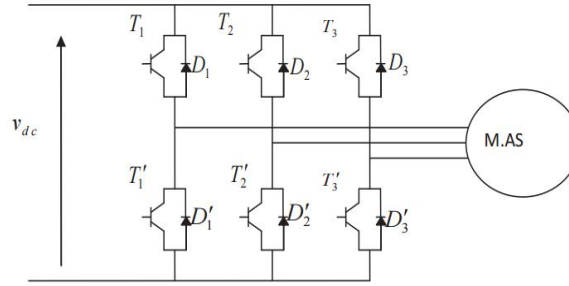


Fig. I.14 Schéma de l'onduleur de triphasé

L'onduleur triphasé est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras est composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux [8].

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (I.15):

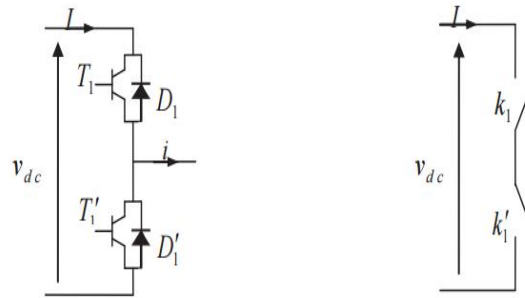


Fig. I.15 Schéma d'un bras de l'onduleur

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine sont états de conduction :

$$\begin{cases} F_1 = \begin{cases} 1 : si \rightarrow k_1 \text{ fermé}; et \rightarrow k'_1 \text{ ouvert} \\ 0 : si \rightarrow k'_1 \text{ fermé}; et \rightarrow k_1 \text{ ouvert} \end{cases} \\ F_2 = \begin{cases} 1 : si \rightarrow k_2 \text{ fermé}; et \rightarrow k'_2 \text{ ouvert} \\ 0 : si \rightarrow k'_2 \text{ fermé}; et \rightarrow k_2 \text{ ouvert} \end{cases} \\ F_3 = \begin{cases} 1 : si \rightarrow k_3 \text{ fermé}; et \rightarrow k'_3 \text{ ouvert} \\ 0 : si \rightarrow k'_3 \text{ fermé}; et \rightarrow k_3 \text{ ouvert} \end{cases} \end{cases} \quad (I.42)$$

Ainsi les tensions de ligne sont donnée par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = V_{dc}(F_1 - F_2) \\ U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = V_{dc}(F_2 - F_3) \\ U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = V_{dc}(F_3 - F_1) \end{cases} \quad (I.43)$$

Dans l'hypothèse, on a les tensions V_{as} , V_{bs} , V_{cs} forment un system de tensions triphasées équilibrées alors en trouve :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{V_{dc}}{3} = (2.F_1 - F_2 - F_3) \\ V_{bs} = \frac{V_{dc}}{3} = (2.F_2 - F_1 - F_3) \\ V_{cs} = \frac{V_{dc}}{3} = (2.F_3 - F_1 - F_2) \end{cases} \quad (1.44)$$

Donc :

$$\begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (1.45)$$

V_{dc} : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

I.15 Schéma bloc de simulation de la Machine asynchrone avec onduleur

Les équations du modèle de la machine associé avec l'onduleur sont représentées par le schéma bloc de la figure (I.16):

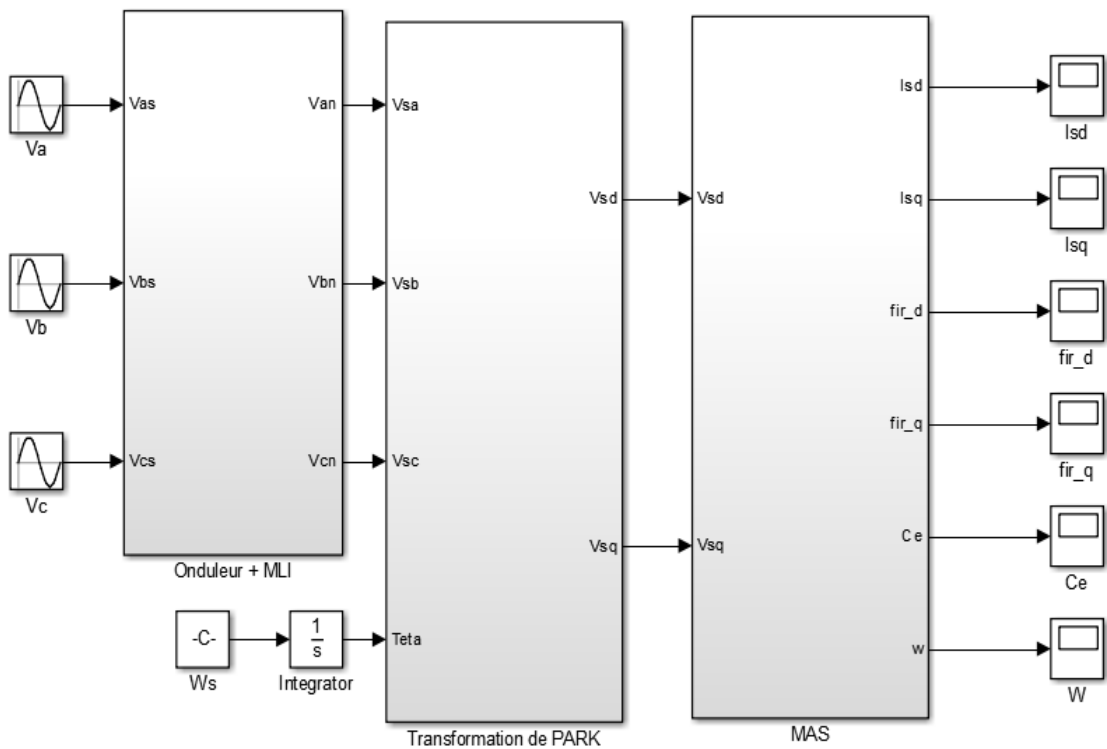


Fig. I.16 Schéma bloc de simulation de la MAS alimentée par un onduleur, Avec $(Cr = 25N.m \text{ à } t = 1 \text{ sec})$

I.15.1 Résultats de simulation

On simule numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté par onduleur triphasé, $V_{dc} = \sqrt{3} \times 380 \text{ V}$, et application de la charge à $t=1\text{sec}$, $C_r=25\text{N.m}$.

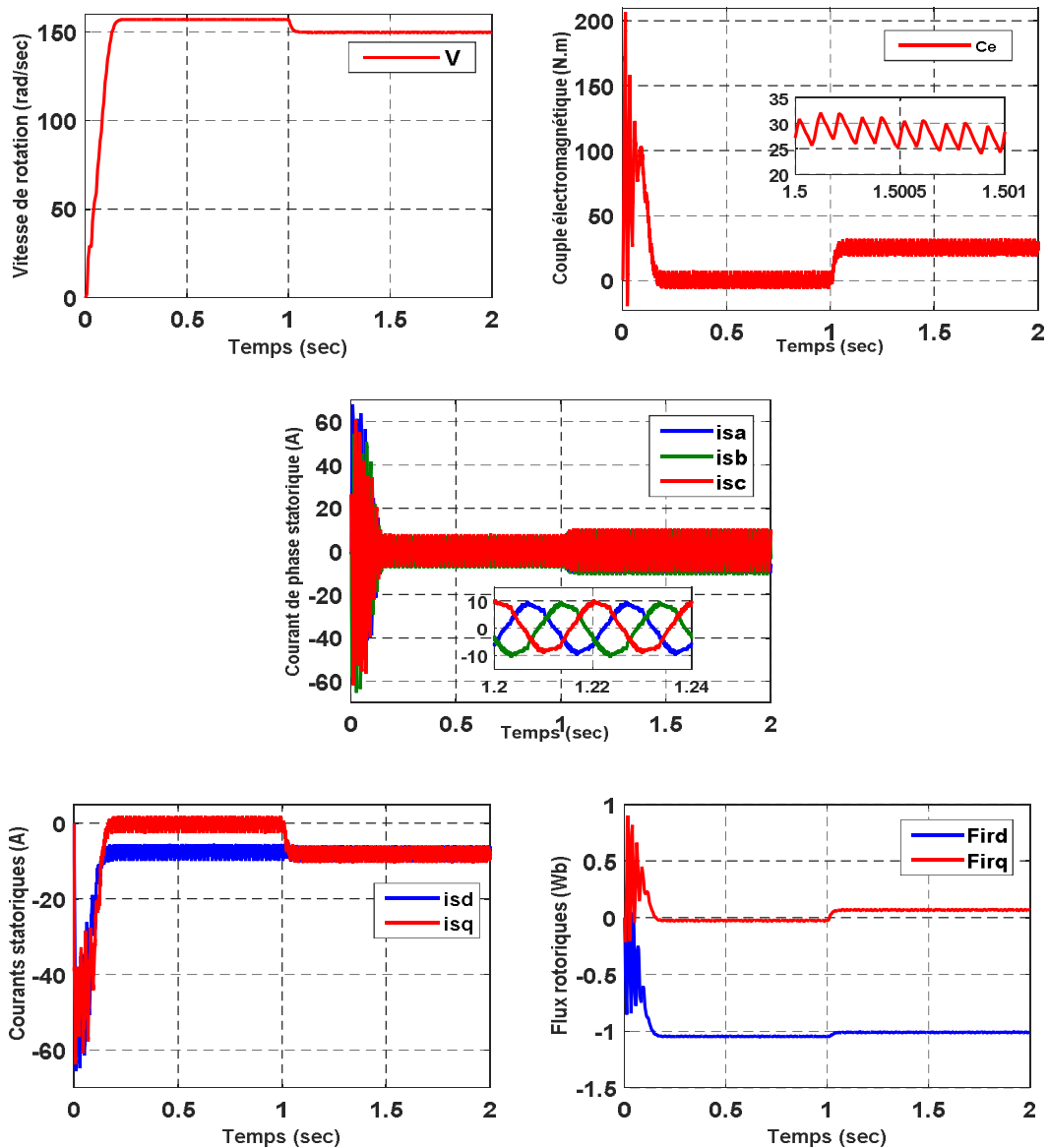


Fig. I.17 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur avec ($C_r = 25\text{N.m}$ à $t = 1\text{sec}$)

Les résultats de simulation de la MAS qui est connectée directement par le réseau sont presque identiques aux résultats de la MAS de cette partie qui est alimentée par un onduleur de tension avec des petites oscillations dues à la fréquence de commutation des interrupteurs.

I.16 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le principe de fonctionnement ainsi que la modélisation de la machine asynchrone. L'élaboration du modèle mathématique de la machine est une étape nécessaire en vue de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement et de la commande. Le modèle de la machine simulée a été établi en passant du système réel triphasé vers un système biphasé de *Park*.

Les résultats obtenus montrent bien la faisabilité du modèle de *Park* utilisé. Le modèle de la machine ainsi que l'onduleur seront exploités pour l'établissement de la commande en boucle fermée qui fera l'objet du second chapitre (la Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique).

Chapitre II

Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique

II.1 Introduction

La Machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse).

L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone.

Toute fois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande. C'est-à-dire que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elle se répercute sur l'autre [15].

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [11].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectorielle directe par orientation du flux rotorique. La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, représentés sous forme de schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation.

II.2 la commande vectorielle par orientation du flux

L'examen de l'expression de couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques (équation (I-32)) qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine [27].

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grondeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [15].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par un composante du courant et le couple par l'autre composante. pour cela, il faut choisir un système d'axe

«d.q».un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d.q» entraîne l'alignement de l'axe ' d ' sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.1) [28].

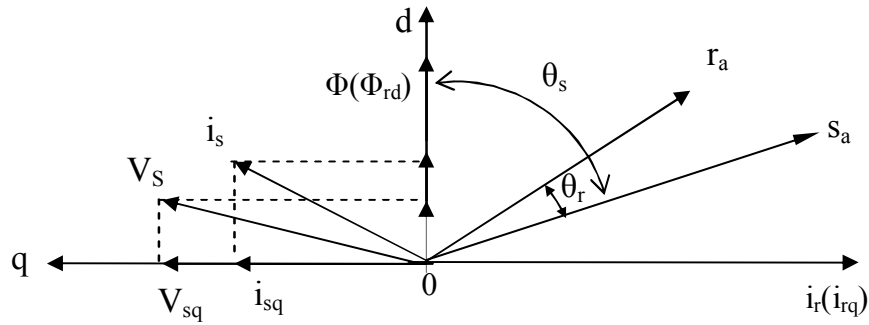


Fig. II.1 Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

Le flux (Φ) peut représenter [29]:

- 1- Flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r$; $\Phi_{rq} = 0$
- 2- Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s$; $\Phi_{sq} = 0$
- 3- Flux d'entrefer : $\Phi_{rg} = \Phi_g$; $\Phi_{gq} = 0$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux [29].

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [15].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

II.3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe ' d ' d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ω_s , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe ' d ' est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant [27].

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{cases} \Phi_{rq} = 0 \\ \Phi_{rd} = \Phi_r = cst \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

On remplace ce système dans le système (I.29) on obtient:

$$\begin{cases} \Phi_r = Mi_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + Mi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{II.3})$$

On remplace le système (II.1) dans l'équation (I.32) on aura :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II.4})$$

Ou encore, le couple devient:

$$\begin{cases} C_e = k_2 i_{sd} i_{sq} \\ k_2 = \frac{pM^2}{L_r} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une Machine à courant continu. La figure (II.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une Machine à courant continu et la commande vectorielle d'une Machine Asynchrone [28].

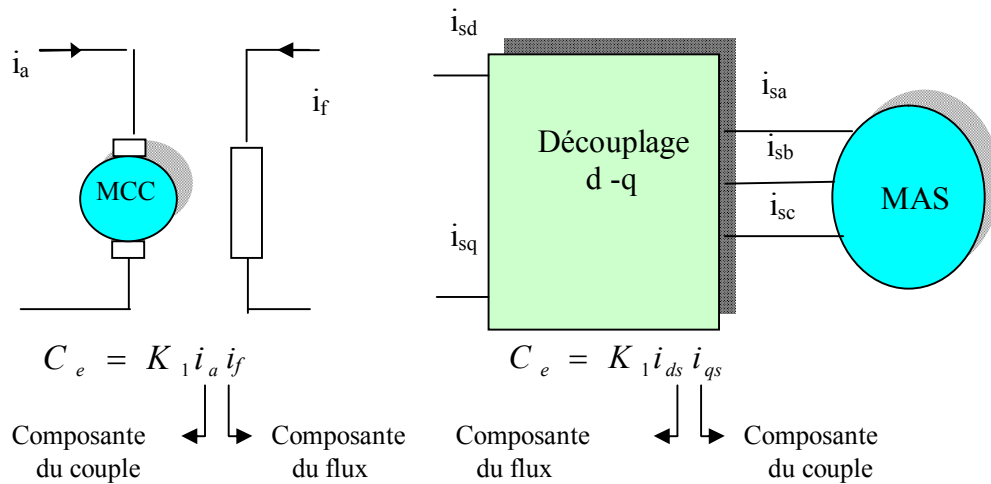


Fig. II.2 Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

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:[14]

$$\omega_s = \omega + \omega_g = p\Omega_r + \omega_g \quad (\text{II.6})$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{II.7})$$

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode indirecte qui a été développée par k.Hasse la seconde connue par la méthode directe développée par F.Blaschke [28].

II.3.1 Commande vectorielle indirecte [12]

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit

rotorique du Moteur Asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [28].

Dans ce qui suit, on va employer la méthode directe de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la Machine Asynchrone alimenté en tension.

II.3.2 Commande vectorielle directe [16]

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement. Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation [28].

II.4 Structure de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

II.4.1 Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s) [27].

II.4.2 Système d'équations

Les équations (I.35) et (I.32) munies de la contrainte ($\Phi_{rq} = 0$) se simplifient:

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r} R_r \Phi_r \quad (II.8)$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega \frac{M}{L_r} \Phi_r \quad (II.9)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (\text{II.10})$$

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II.11})$$

$$\omega_g = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (\text{II.12})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{II.13})$$

Les équations (II.10) et (II.11) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} , et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II.10), (II.11) et (II.12), Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la Figure (II.4)

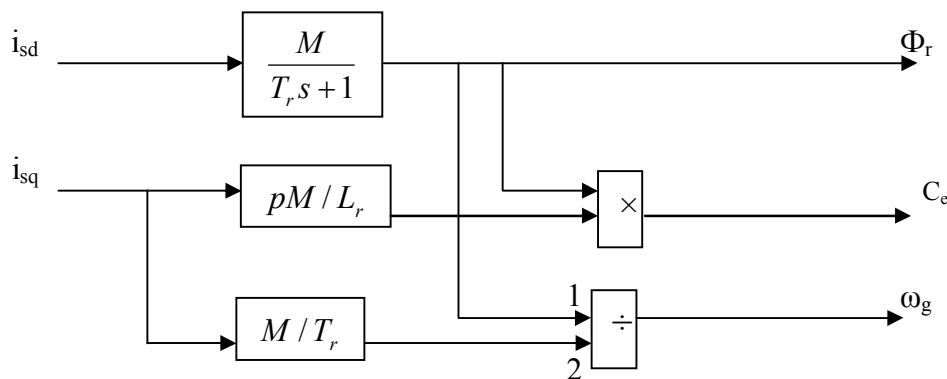


Fig. II.3 Schéma-bloc de découplage par flux orienté

II.4.3 Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q. Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{sd} et V_{sq} , donc il faut réaliser un découplage.[17]

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation [28].

II.4.3.1 Découplage par compensation:

Définitions de deux nouvelles variable de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (\text{II.14})$$

Et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$e_d = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} R_r \Phi_r \quad (\text{II.16})$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega \frac{M}{L_r} \Phi_r) \quad (\text{II.17})$$

Les tension V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} figure (II.4); Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} \quad (\text{II.18})$$

$$V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \quad (\text{II.19})$$

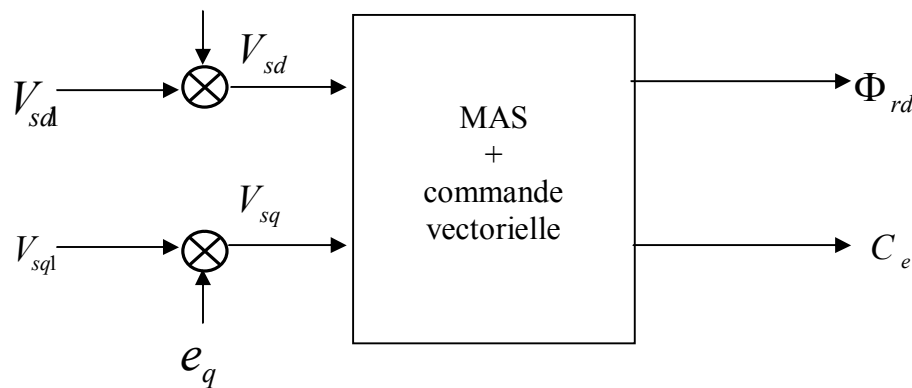


Fig. II.4 Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

II.4.4 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante: [18]

- sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{rnom}$$

Pour $|\Omega_r| \leq \Omega_{rnom}$

- sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} * \Phi_{rnom}$$

Pour $|\Omega_r| \geq \Omega_{rnom}$

Avec :

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : flux rotorique nominale .

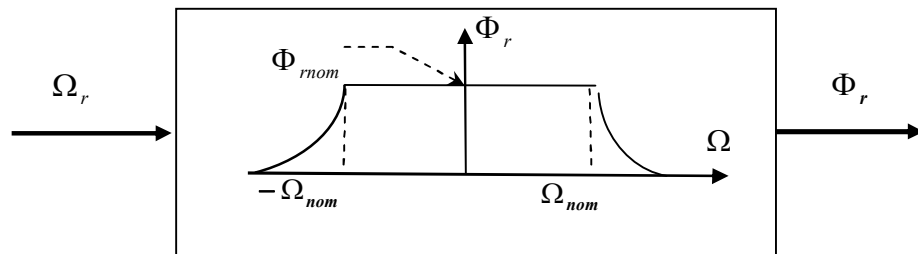


Fig. II.5 Bloc de défluxage

II.4.5 Principe de fonctionnement

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique d'une MAS alimenté en tension est représenté par la figure (II.6) [27].

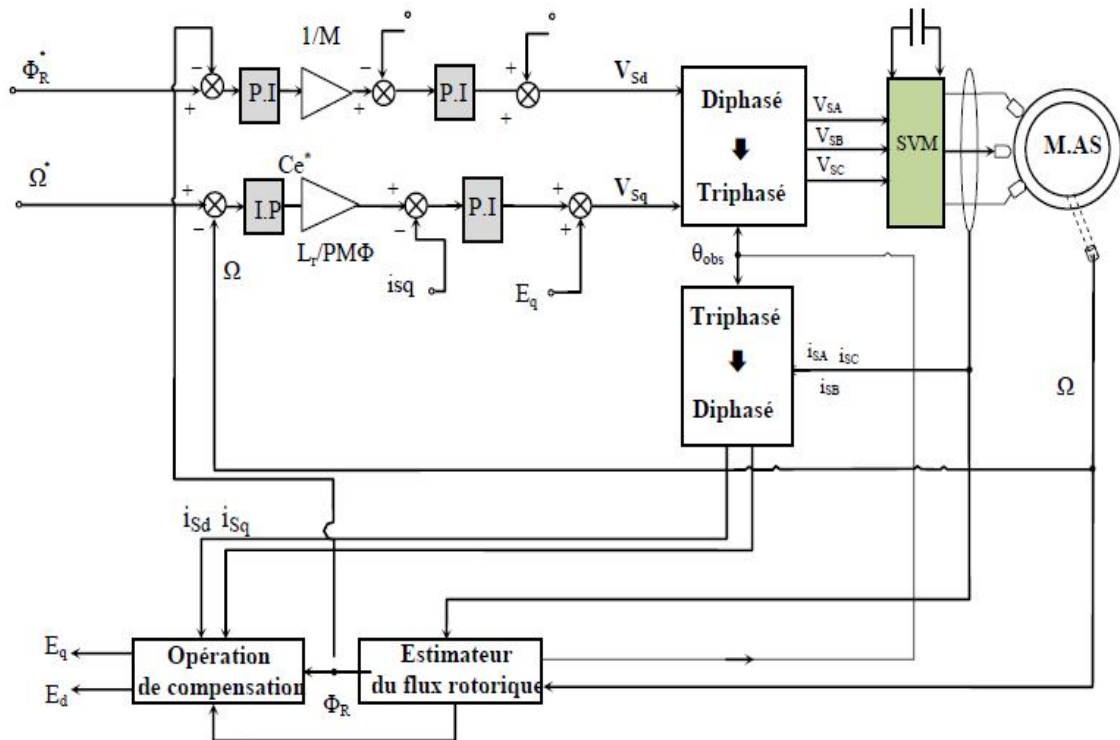


Fig. II.6 Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté du MAS

II.4.6 Estimation de Flux Rotorique

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

De façon générale, les estimateurs du flux rotorique se présentent sous quatre formes :

- estimateur basé sur un modèle en courant.
- estimateur basé sur une méthode d'élimination.
- estimateur basé sur un modèle en tension.
- estimateur d'ordre complet.

Tous ces estimateurs sont issus des équations modélisant la Machine Asynchrone.

Du système d'équations (I.24) avec $\omega_{\text{coor}} = 0$ (Référentiel lié au stator), nous déduisons que les flux rotoriques Φ_{ra} , $\Phi_{r\beta}$, peut être estimé à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, qui est présenté sur la figure (II.7), est basé sur un modèle dit en courant [27].

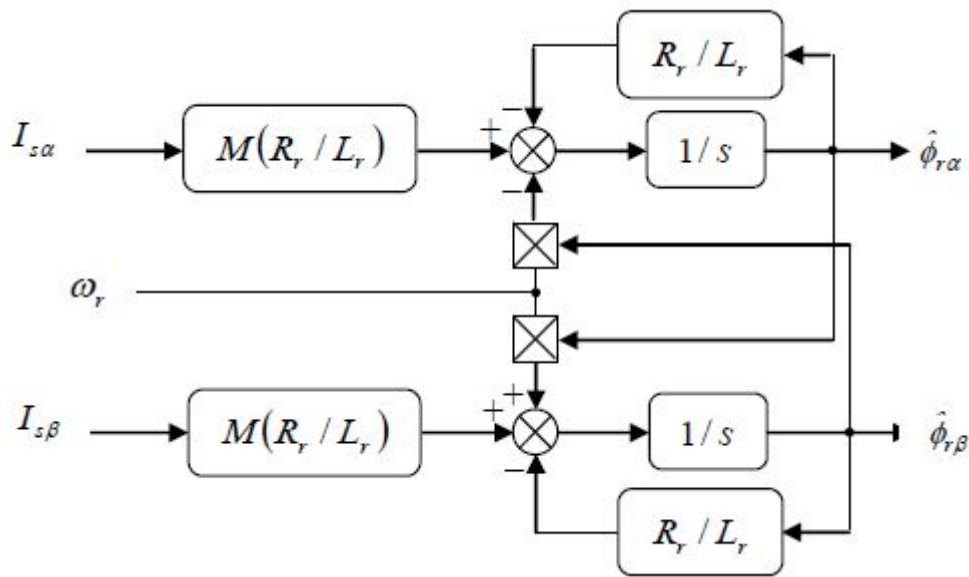


Fig. II.7 Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte

Le module du flux est donné par :

$$\sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \text{ et } \theta_s = \arctg\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \tag{II.20}$$

II.4.7 Régulation d'un système [28]

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

II.4.7.1 Conception des régulateurs

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

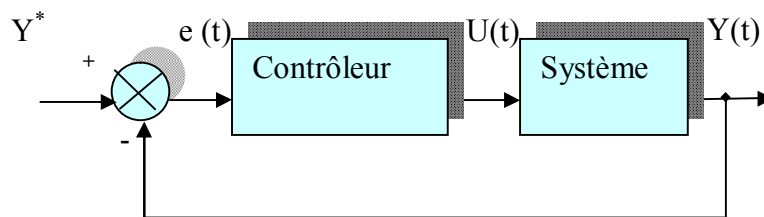


Fig. II.8 Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \tag{II.21}$$

II.4.7.1.1 Action proportionnelle

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

II.4.7.1.2 Action intégrale

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

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

II.4.7.2 Caractéristiques des régulateurs

II.4.7.2.1 Stabilité

Un système bouclé doit être stable .Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [19].

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [13].

II.4.7.2.2 précision

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

II.4.7.2.3 Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement au variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation)[19]. Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [13].

II.5 Calcul des régulateurs

II.5.1 Régulation de courant statorique i_{sd}

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la figure (II.9):

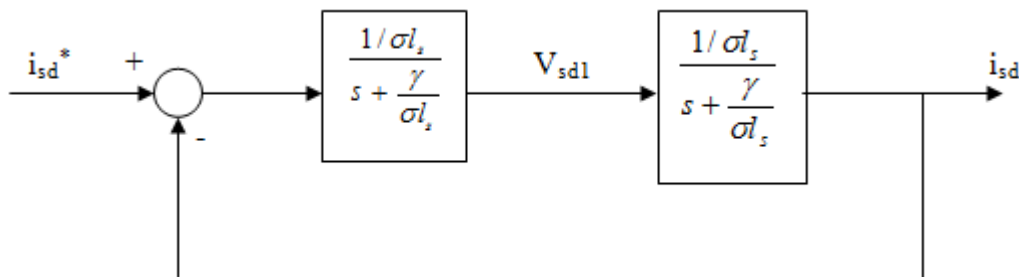


Fig. II.9 Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$Fi_{sd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{\gamma}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.22})$$

Compensons le pôle $S + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}$ par $S + \frac{\gamma}{\sigma L_s}$, ce qui se traduit par la condition

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{\gamma}{\sigma L_s} \quad (\text{II.23})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{isd} = \frac{K_{p1}}{s \sigma L_s} \quad (\text{II.24})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$Gi_{sd} = \frac{Fi_{sd}}{1 + Fi_{sd}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_{p1}} + 1} \quad (\text{II.25})$$

$$\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{K_{p1}} \quad (\text{II.26})$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{K_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep1(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante:

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)} \quad (\text{II.27})$$

$$3 \frac{\sigma L_s}{K_{p1}} = t_{rep1(5\%)} \quad (\text{II.28})$$

Donc:

$$K_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II.29})$$

Et, d'après l'équation (II.23):

$$K_{i1} = \frac{3\gamma}{t_{rep1(5\%)}} \tag{II.30}$$

Avec :

$$\gamma = R_s + \frac{M^2}{T_r l_r} \tag{II.31}$$

II.5.2 Régulation de courant statorique i_{sq}

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est représenté par la figure (II.10):

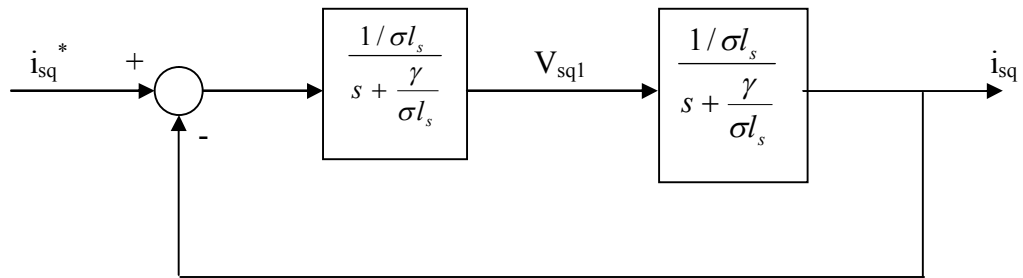


Fig. II.10. Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

On remarque que le courant i_{sq} a la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment

$$K_{p2} = \frac{3\sigma l_s}{t_{rep2(5\%)}} \tag{II.32}$$

$$K_{i2} = \frac{3\gamma}{t_{rep2(5\%)}} \tag{II.33}$$

II.5.3 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II-10):

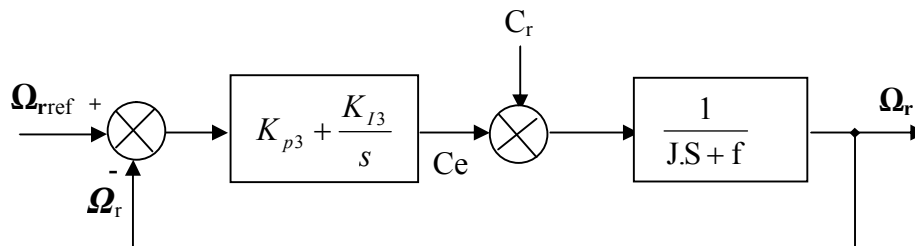


Fig. II.11. Schéma -bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)} \quad (\text{II.34})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}} \quad (\text{II.35})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{II.36})$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II.37})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (\text{II.38})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$K_{i3} = J\omega_n^2 \quad (\text{II.39})$$

$$K_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (\text{II.40})$$

II.5.4 Régulation du flux Φ_r

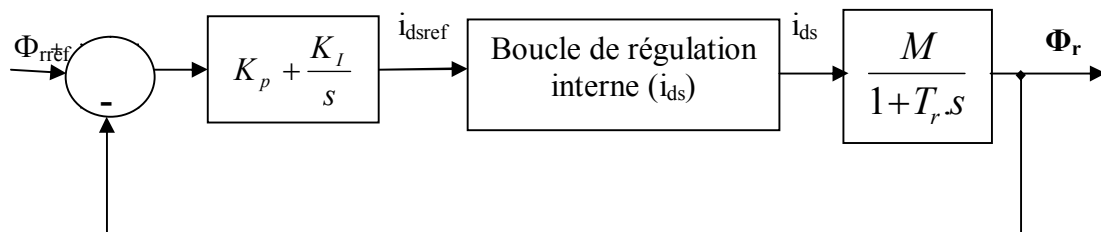


Fig. II.12. Schéma-bloc de régulation de flux Φ_r

Pour la boucle externe du flux le calcul se fera de la même manière. Sachant que la boucle interne plus rapide a déjà atteint la valeur de référence désirée, la fonction de transfert en boucle ouverte est, d'après la figure (II.12), donnée par :

$$F_{\Phi_r} = K_{pf} \frac{s + \frac{k_{if}}{k_{pf}}}{s} \cdot \frac{\frac{M}{T_r}}{s + \frac{1}{T_r}} \quad (\text{II.41})$$

Après compensation du pôle dominant $\frac{1}{T_r} = \frac{k_{if}}{k_{pf}}$, le temps de réponse en boucle fermée sera de $\frac{T_r}{k_{pf} \cdot M}$, et celui-ci sera choisi dix fois plus grand que le temps de réponse de la boucle interne pour permettre à la boucle interne de couramment d'atteindre la valeur de référence $\tau_f = 10 \cdot \tau$

Les paramètres du régulateur seront donc :

$$K_{pf} = \frac{T_r}{M \cdot 10 \cdot \tau} \quad (\text{II.42})$$

$$K_{if} = \frac{K_{pf}}{T_r} \quad (\text{II.43})$$

II.6 Schéma de Simulation

Les résultats de simulation de l'ensemble Commande machine sont définis par l'imposition des variables de référence suivantes : $\Phi_{ref} = 1Wb$, $\Omega_{ref} = 157(rad/sec)$

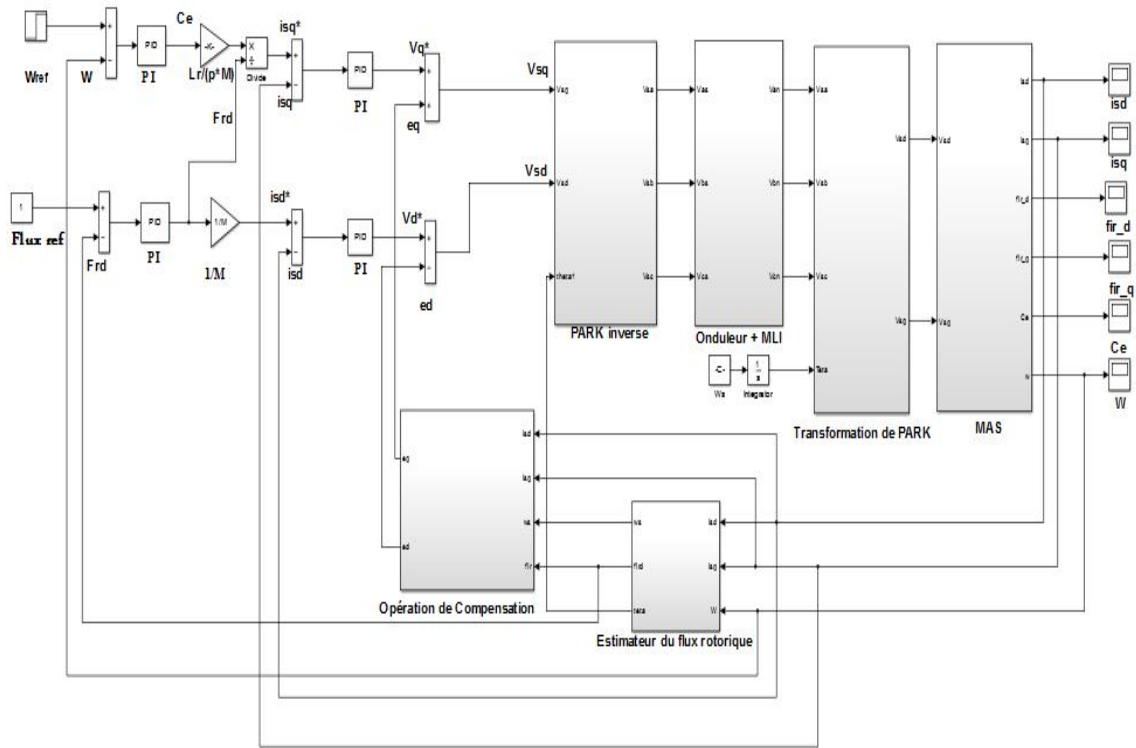


Fig. II.13 Schéma fonctionnel de la Commande Vectorielle Directe

II.7 Résultats de Simulation

En utilisant le schéma de la structure générale du commande vectorielle direct (Fig. II.13), sont effectuées par les teste à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

II.7.1 Démarrage à vide suivi d'une charge nominale

Les résultats obtenus pour ce teste sont donnés par la figure (II.14). Après un démarrage à vide, une charge nominale ($C_r = 25 N.m$) est appliquée à $t = 1s$.

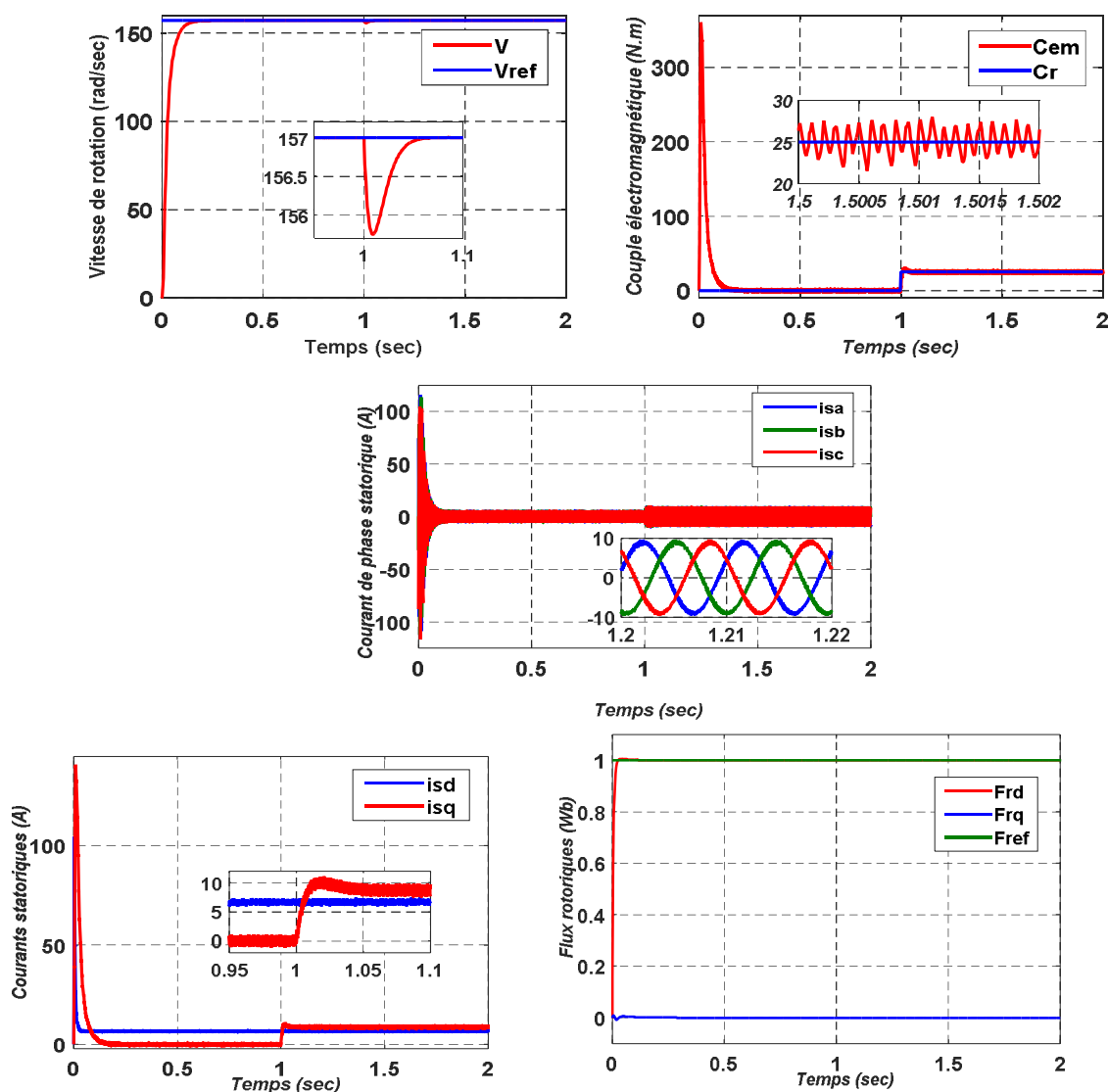


Fig. II.14 Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une Charge Nominale

On remarque les flux rotoriques Φ_r suivent sa référence. Le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers zéro. Après l'application de la charge à $t = 1\text{sec}$ on remarque :

- L'allure de la vitesse présente une chute rejetée rapidement puis se stabilise à sa valeur de référence.
- Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.
- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué (25 N.m).
- Le courant statorique suit la variation de la charge.

II.7.2 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MAS par le temps comme suite :

$$\text{Temps (Sec)} = [0 \ 0.8 \ 0.8 \ 1.1 \ 1.1 \ 1.4 \ 1.4 \ 1.6 \ 1.6 \ 1.8 \ 1.8 \ 2];$$

$$C_r \text{ (N.m)} = [0 \ 0 \ 25 \ 25 \ 15 \ 15 \ -20 \ -20 \ -10 \ -10 \ 0 \ 0];$$

Les résultats de simulation sont représentés par la figure (II.15):

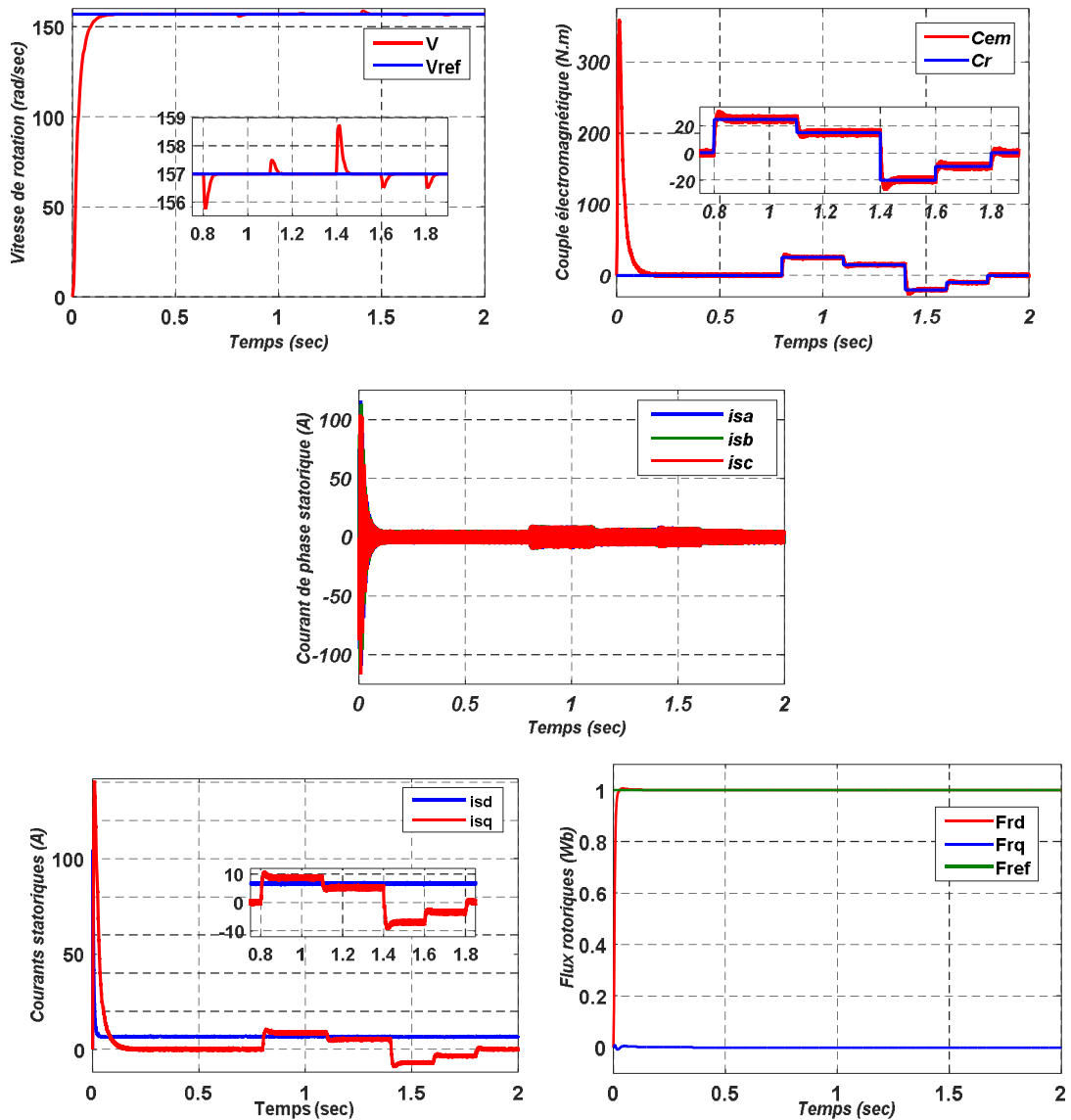


Fig. II.15 Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

Les résultats de simulation de la commande vectorielle directe (CVD) de la Machine Asynchrone en tension sont illustrés par la figure (II.15), le système est soumis au test de suivi de la consigne à la variation de la charge.

Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal auprès du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} à un coefficient près.

II.7.3. Test avec variation de va vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse de la figure (II.16) en faisant une diminution de la vitesse de 90 rad/s à un instant choisi de $t = 1 \text{ sec}$, puis une augmentation par rapport à cette dernière de même valeur à un instant choisi de $t = 1.4 \text{ sec}$.

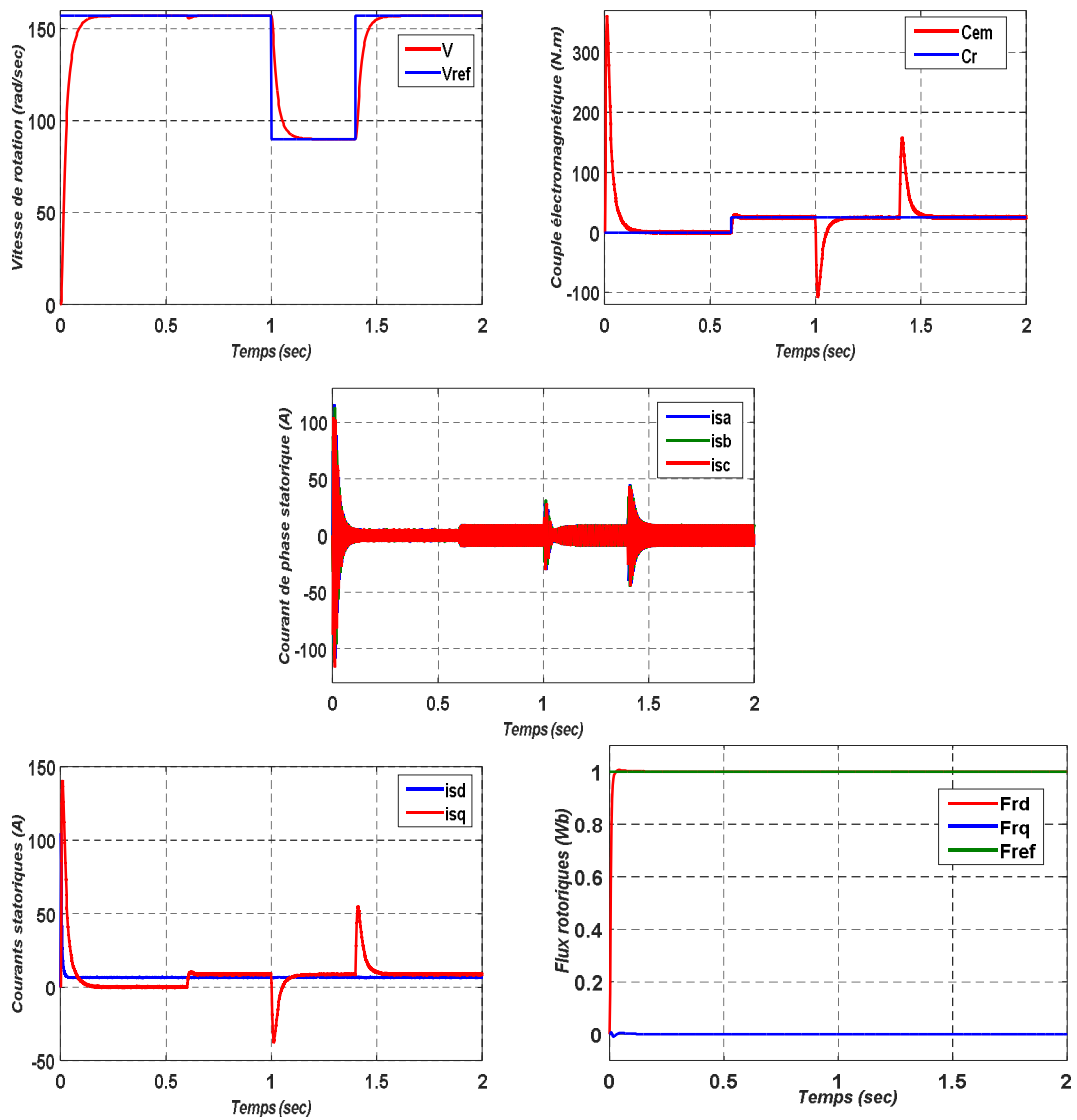


Fig. II.16 Essai avec variation de la vitesse

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, ce qu'indique que la régulation est robuste, Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la consigne.

Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de la vitesse.

III.7.4. Test avec inversion du Sens de rotation

Pour réaliser ce test, on a inversé le signe de la vitesse de $+157 \text{ rad/sec}$ à -157 rad/sec à partir de $t = 1.2 \text{ sec.}$ avec application d'un couple résistant $C_r = 25 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 0.8 \text{ sec.}$ Les résultats de simulation sont illustrés par la Figure (II.17):

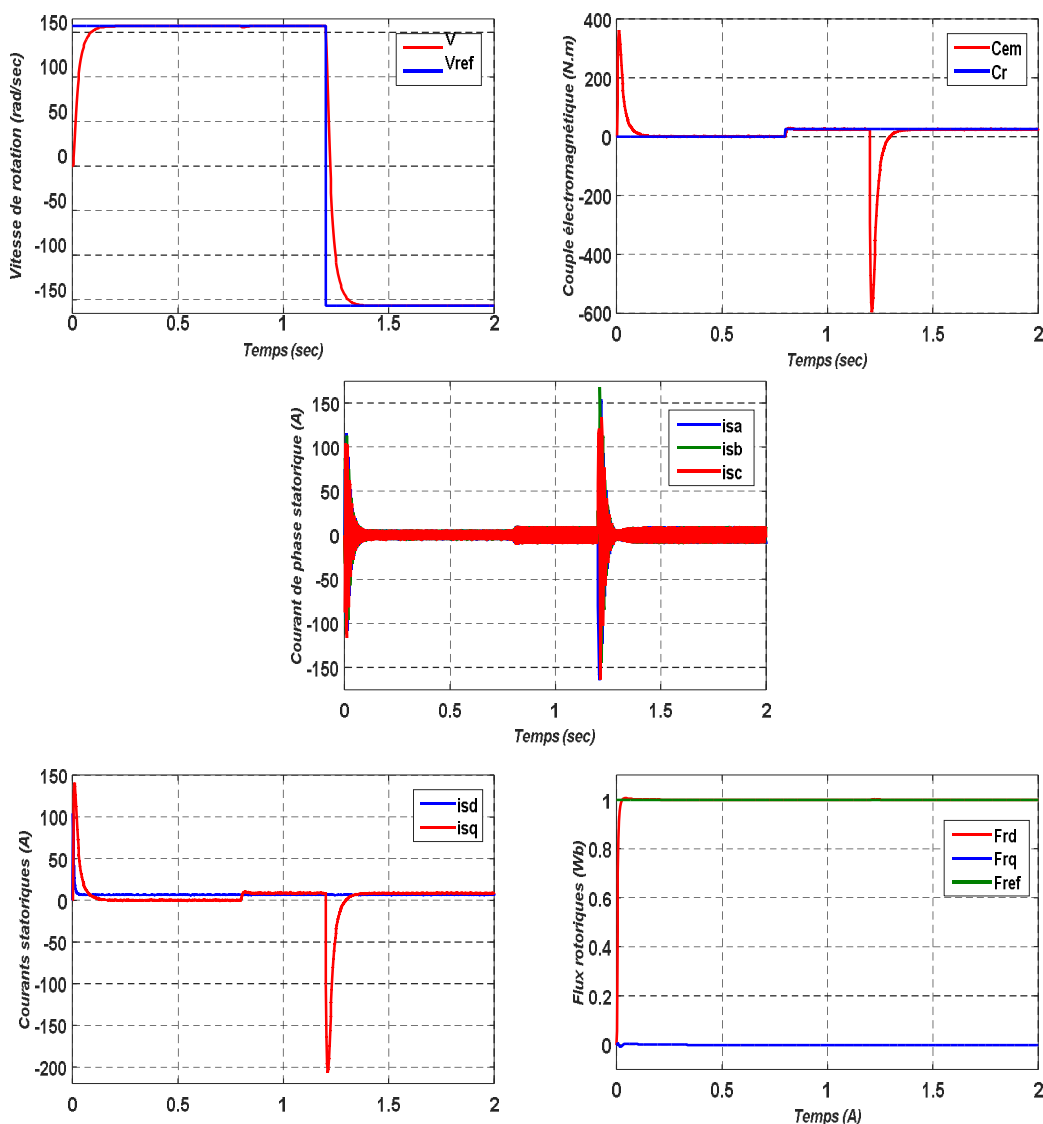


Fig. II.17 Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation

Nous remarquons d'après les réponses montrées que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse.

Lors du démarrage, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux.

On constate que le système répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple est vérifié. Donc, on peut dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de charge et du sens de rotation.

II.7.5. Test avec variation de la résistance rotorique

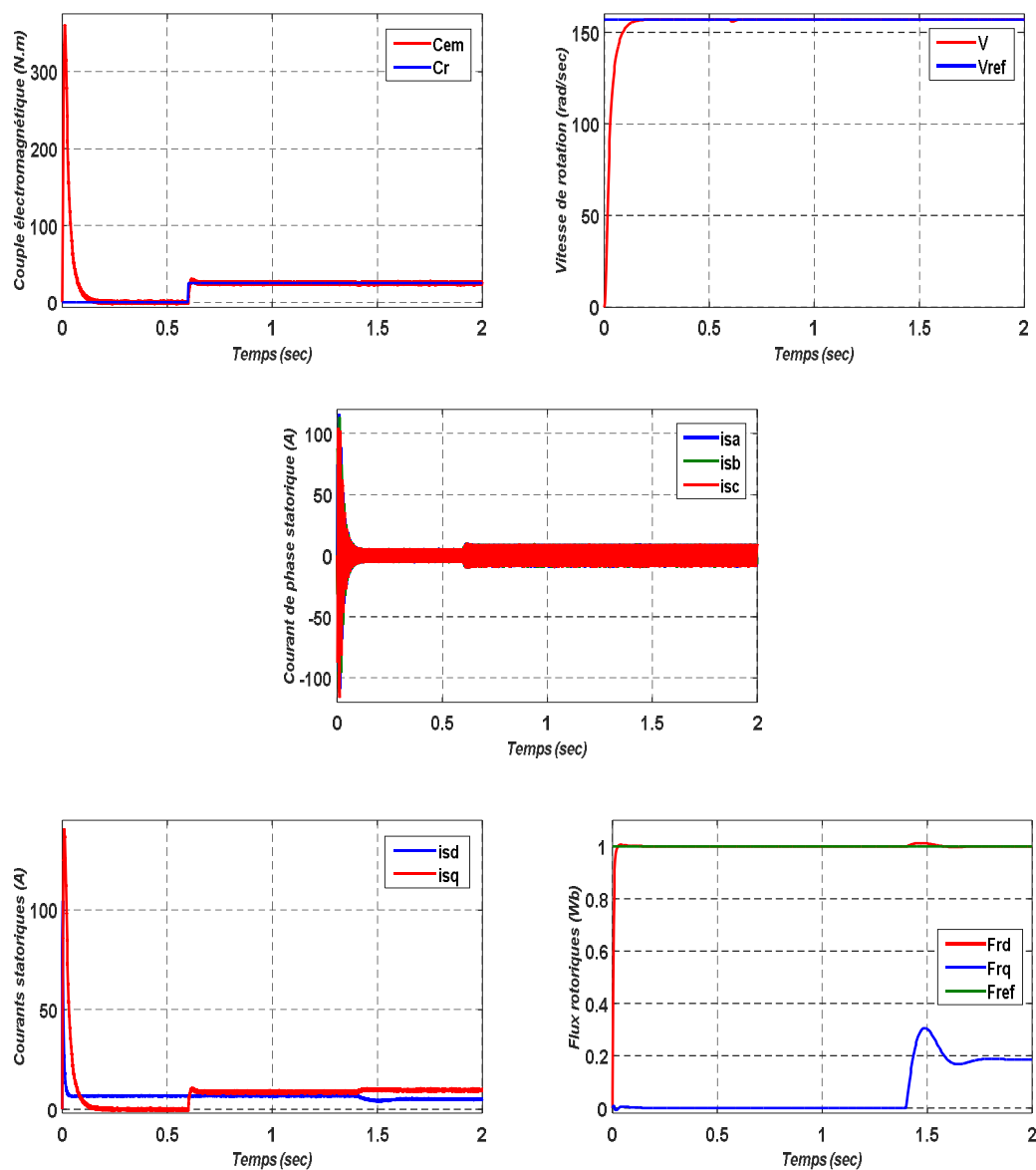


Fig. II.18 Essai avec variation de la résistance rotorique

Les performances du contrôle vectoriel direct de la machine asynchrone contre les dérives paramétriques sont testées pour une variation de la résistance rotorique. Cependant une augmentation de 50% de la résistance R_r à partir de $t = 1.4 \text{ sec}$, fait engendrer des transitoires au niveau de toutes les grandeurs qui se stabilisent à leurs valeurs permanentes. Les allures de flux, sont divergent aux leurs valeurs désirées. La Figure.(II.18), ce qui confirme la dépendance de la loi de commande de la CVD de la résistance rotorique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.

II.8 Conclusion

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone (MAS) reste la méthode la plus répondue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. Elle permet de rendre la forme du couple du Moteur Asynchrone similaire à celle de la Machine à Courant Continu (MCC).

La commande vectorielle du MAS que nous avons développé présente une poursuite satisfaisante de la référence, mais le régulateur classique PI ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en générale, les incertitudes des systèmes incertains.

Cependant, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et robustes. Dans ce contexte, le prochain chapitre trait l'application d'une commande occupant une importante place parmi les commandes modernes, nommée commande par *Réseaux de Neurones Artificiels (RNA)*.

Chapitre III

*Application Réseaux des Neurones
Artificiels sur la Commande
Vectorielle Directe*

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) [20] [32].

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,... [20].

Dans ce chapitre, la première partie est consacrée à un aperçu de cette technique à travers une présentation générale du RNA. La seconde partie, a pour but d'étudier le remplacement des régulateurs classiques (PI) par des régulateurs basé sur des réseaux de neurones.

III.2 Notions sur les Réseaux de Neurones Artificiels

III.2.2 Historique

1943 : Mc Culloch et Pitts présentent le premier neurone formel.

1949 : Hebb propose un mécanisme d'apprentissage.

1958 : Rosenblatt présente le premier réseau de neurones artificiels : le Perceptron. Il est inspiré du système visuel, et possède deux couches de neurones : perceptive et décisionnelle.

Dans la même période, le modèle de l'Adaline (Adaptive Linear Element) est présenté par Widrow Ce sera le modèle de base des réseaux multicouches.

1969 : Minsky et Papert publient une critique des perceptrons en montrant leurs limites, ce qui va faire diminuer la recherche sur le sujet.

1972 : Kohonen présente ses travaux sur les mémoires associatives.

1982 : Hopfield démontre l'intérêt d'utiliser les réseaux récurrents pour la compréhension et la modélisation des fonctions de mémorisation.

1986 : Rumelhart popularise l'algorithme de rétropropagation du gradient, conçu par Werbos, qui permet d'entraîner les couches cachées des réseaux multicouches [31].

Les réseaux neuronaux ont été depuis été beaucoup étudiés, et ont trouvé énormément d'applications [23].

III.2.3 Définitions

Les Réseaux de Neurones Artificiels sont des réseaux fortement connectés de processeurs élémentaires fonctionnant en parallèle. Chaque processeur élémentaire calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit. Toute structure hiérarchique de réseaux est évidemment un réseau [20].

Nous allons, dans un premier temps, donner quelques définitions relatives à cette entité appelée neurone ainsi que l'introduction de la notion de processus d'apprentissage et d'adaptation [25].

III.2.3.1 Modèle de Neurone Biologique

Les cellules nerveuses, appelées neurones, sont les éléments de base du système nerveux central. Celui-ci en posséderait environ cent milliards. Les neurones possèdent de nombreux points communs dans leur organisation générale et leur système biochimique avec les autres cellules. Ils présentent cependant des caractéristiques qui leur sont propres et se retrouvent au niveau des cinq fonctions spécialisées qu'ils assurent [32] :

- Recevoir des signaux en provenance de neurones voisins,
- Intégrer ces signaux,
- Engendrer un influx nerveux,
- Le conduire,
- Le transmettre à un autre neurone capable de le recevoir.

III.2.3.2 Structure des Neurones

Le cerveau humain, est le meilleur modèle de la machine, polyvalente incroyablement rapide et surtout douée d'une incomparable capacité d'auto organisation. Son comportement est beaucoup plus mystérieux que le comportement de ses cellules de base. Il est constitué d'un grand nombre d'unités biologiques élémentaires (1000 à 10000 synapse par neurone).

Les cellules nerveuses appelées " neurones ", sont les éléments de base du système nerveux central. Elles sont constituées de trois parties essentielles : le corps cellulaire, les dendrites et l'axone figure (I.1) [20] [22].

III.2.3.2.1 Le corps cellulaire

Il contient le noyau du neurone et effectue les transformations biochimiques nécessaires à la synthèse des enzymes et des autres molécules qui assurent la vie de neurone. Sa forme est pyramidale ou sphérique dans la plupart des cas, elle dépend souvent de sa position dans le cerveau. Ce corps cellulaire fait quelques microns de diamètre [21].

III.2.3.2.2 Les dendrites

Chaque neurone possède une chevelure de dendrites. Celles-ci sont de fines extensions tubulaires, de quelques dizaines de microns de diamètre et d'une longueur de quelques dizaines de microns. Elles se ramifient, ce qui les amène à former une espace d'arborescence autour du corps cellulaires. Elles sont les récepteurs principaux du neurone pour capter les signaux qui lui parviennent [21].

III.2.3.2.3 L'axone

L'axone, qui est à proprement parler la fibre nerveuse, sert de moyen de transport pour les signaux émis par le neurone. Il se distingue des dendrites par sa forme et par les propriétés de sa membrane externe. En effet, il est généralement plus longue que les dendrites, et se ramifie à son extrémité, là où il communique avec les autres neurones, alors que les ramifications des dendrites se produisent plutôt près du corps cellulaire.

Pour former le système nerveux, les neurones sont connectés les uns aux autres suivant des répartitions spatiales complexes. La transmission entre deux neurones n'est pas directe. En fait, il existe un espace intercellulaire de quelques dizaines d'Angstrom (10⁻⁹ m) entre l'axone du neurone et les dendrites d'un autre neurone. La jonction entre deux neurones est appelée la synapse [20] [21].

III.2.3.2.3.1 Les synapses

Le rôle des synapses est fondamental pour permettre aux cellules nerveuses de communiquer entre elles. Les signaux qui se propagent dans les neurones sont de nature électrique. Cependant, il n'existe pas de liaisons directes entre deux cellules nerveuses. Celles-ci sont séparées par un espace appelé fente synaptique que l'influx électrique ne peut traverser. Le relais s'effectue à ce niveau par l'intermédiaire d'un éditeur chimique [23].

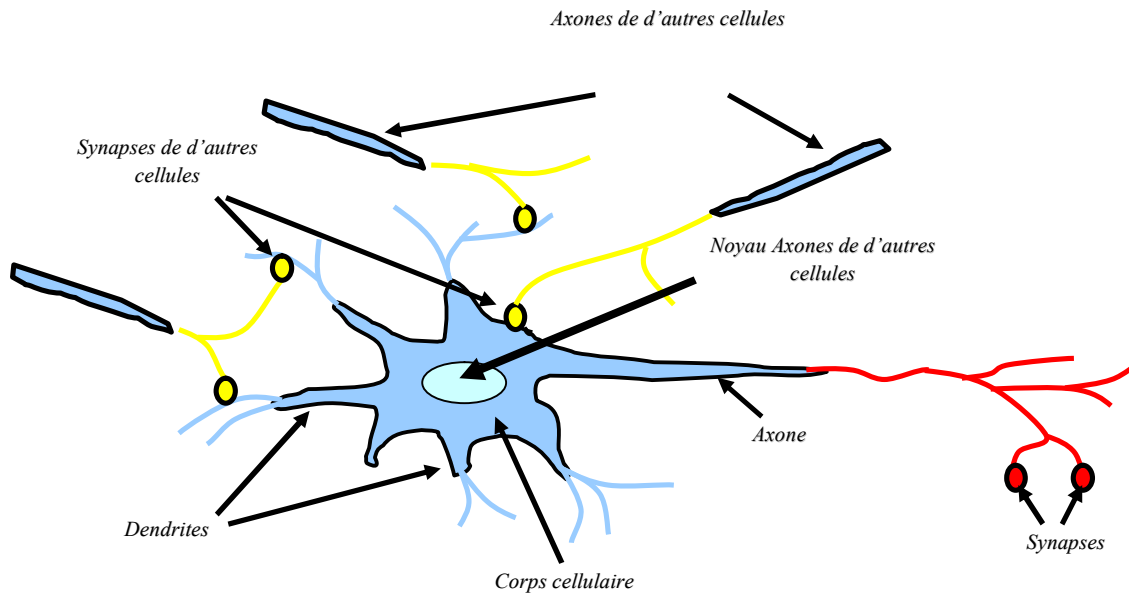


Fig. III.1 Structure d'un neurone biologique

III.2.3.3 Fonctionnement des neurones

D'une façon générale, le soma de neurone traite les courants électriques (information) qui lui proviennent de ses dendrites et qu'il transmet le courant électrique résultant de ce traitement aux neurones auxquelles il est connecté par l'intermédiaire de son axone.

D'après le modèle classique, le soma effectuant une sommation des influx nerveux transmis par les dendrites. Si la sommation dépasse un seuil, le neurone répond par un influx nerveux ou potentiel d'action qui se propage le long de son axone. Si la sommation est inférieure à ce seuil, le neurone reste inactif.

Lorsqu'un potentiel d'action est parvenu au synapse, provoque à travers la membrane la libération d'un médiateur chimique celle-ci se diffuse jusqu'à la membrane du dendrite qui provoque naissance un potentiel [23].

III.2.3.4 Le Neurone Formel (Artificiel)

Le neurone formel représente la brique de base des RNA, c'est un automate dont le modèle s'inspire de celui d'un neurone biologique. Les premiers travaux datent de 1943 par MM. Mac Culloch et Pitts. Ils présentent un modèle assez simple pour le neurone et explorent les possibilités de ce modèle pour concevoir tous les réseaux de neurones [20].

Cette modélisation consiste à mettre en œuvre le système sous un aspect non pas biologique mais artificiel, cela suppose que d'après le principe biologique qu'on aura une correspondance pour chaque élément composant le neurone biologique, donc une modélisation pour chacun d'entre eux [20].

On pourra résumer cette modélisation par le tableau ci-dessous *Tableau III.1*, qui nous permettra de voir clairement la transition entre le neurone biologique et le neurone formel [32].

Tableau III.1 Transition entre le neurone biologique et le neurone formel

Neurone Biologique	Neurone rtificiel
Synapse	Poids de connexion
Axone	Signal d'entrée
Dendrite	Signal de sortie
Somma	Fonction d'activation

Le neurone formel est donc une modélisation mathématique qui reprend les grands principes du fonctionnement du neurone biologique et particulièrement, la sommation des entrées. Sachant qu'au niveau biologique, les synapses n'ont pas toutes la même «valeur» (pour simplifier disons que les connexions entre les neurones sont plus ou moins fortes). Les auteurs ont donc créé un algorithme qui pondère la somme de ses entrées par des poids synaptiques (coefficients de pondération). Autrement dit pour un nombre quelconque n , le neurone formel va calculer la somme de n entrées (x_1, \dots, x_n), pondérées par les poids synaptiques (w_1, \dots, w_n) et la comparer à un seuil *téta*. Si le résultat est supérieur au seuil, alors a renvoie **1**, sinon a renvoie **0**.

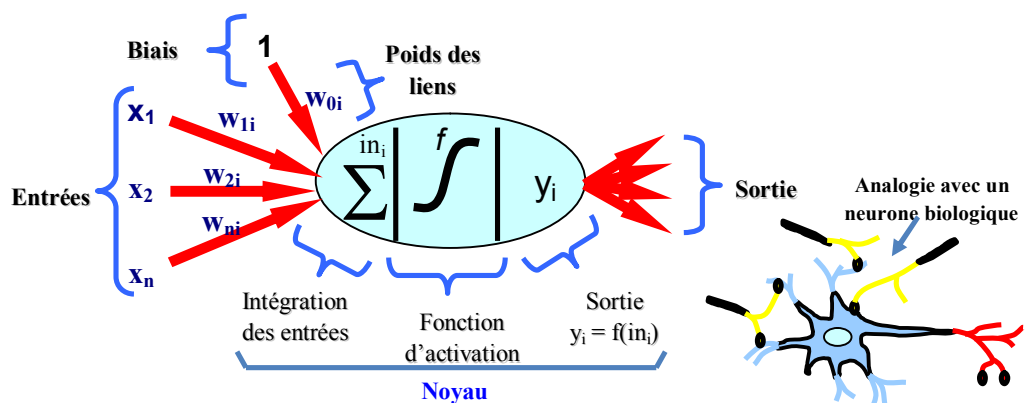


Fig. III.2 Représentation d'un neurone formel

La formule mathématique s'écrit ainsi :

$$Y = f\left(\sum_{j=1}^n w_j \cdot x_j - \theta\right) \quad (\text{III.1})$$

Notons qu'il existe plusieurs variantes du neurone formel selon la nature de la fonction d'activation choisie. A titre d'exemple, on peut en citer quelques unes comme cela est décrit à la figure ci-dessous :

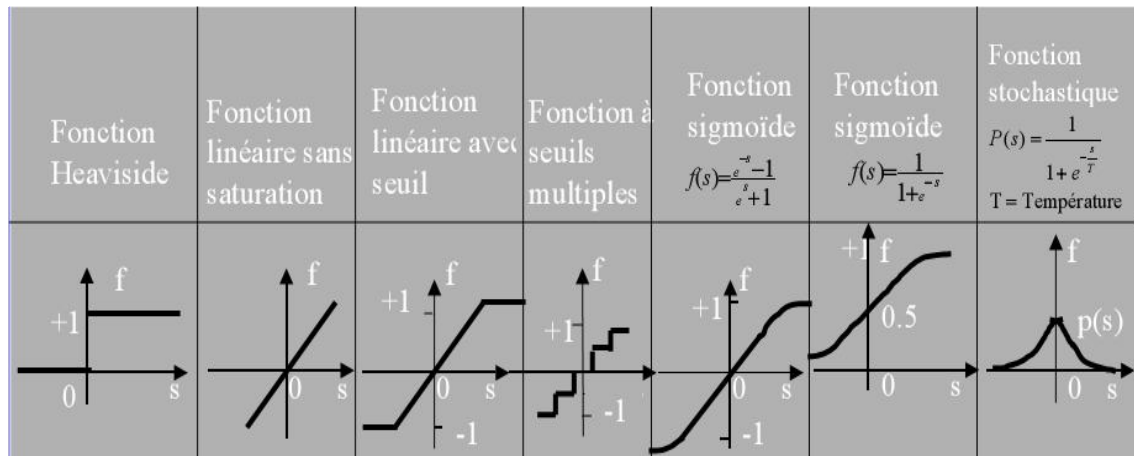


Fig. III.3 Différents types de fonctions d'activations

- La fonction sigmoïde unipolaire :
$$y(v) = \frac{1}{1 + e^{-v}} \quad (\text{III.2})$$

- La tangente hyperbolique (sigmoïde bipolaire) :
$$y(v) = \frac{1 - e^v}{1 + e^{-v}} \quad (\text{III.3})$$

- La fonction Gaussien :
$$y(v) = e^{-v^2} \quad (\text{III.4})$$

- fonction à seuil :
$$y(v) = \begin{cases} 1 & \text{si } v > 0 \\ 0 & \text{si } v < 0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

- fonction linéaire :
$$f(v) = \begin{cases} 1 & \text{si } v > 1 \\ v & \text{si } -1 \leq v \leq 1 \\ -1 & \text{si } v < -1 \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

III.2.3.5 Réseaux de Neurones Artificiels

Un RNA est un ensemble de neurones formels (d'unités de calcul simples, de nœuds processeurs) associés en couches (ou sous-groupes) et fonctionnant en parallèle. Dans un réseau, chaque sous-groupe fait un traitement indépendant des autres et transmet le résultat de son analyse au sous-groupe suivant. 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 aucune, une ou plusieurs couches intermédiaires (dites couches cachées). Il est à noter qu'en fonction de l'algorithme d'apprentissage, il est aussi possible d'avoir une propagation de l'information à reculons ("back propagation"). Habituellement (excepté pour les couches d'entrée et de

sortie), chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante. Les RNA ont la capacité de stocker de la connaissance empirique et de la rendre disponible à l'usage. Les habiletés de traitement (et donc la connaissance) du réseau vont être stockées dans les poids synaptiques, obtenus par des processus d'adaptation ou d'apprentissage [25].

II.2.3.6 Fonction de Combinaison

Considérons un neurone quelconque, il reçoit des neurones en amont un certain nombre de valeurs via ses connexions synaptiques, et il produit une certaine valeur en utilisant une fonction de combinaison. Cette fonction peut donc être formalisée comme étant une fonction vecteur-à-scalaire, notamment :

- Les réseaux de type **MLP** (*multi-layer perceptron*) calculent une combinaison linéaire des entrées, c'est-à-dire que la fonction de combinaison renvoie le produit scalaire entre le vecteur des entrées et le vecteur des poids synaptiques.
- Les réseaux de type **RBF** (*Radial Basis Function*) calculent la distance entre les entrées, c'est à-dire que la fonction de combinaison renvoie la norme euclidienne du vecteur issu de la différence vectorielle entre les vecteurs d'entrées [24].

III.2.4 Propriétés des réseaux de neurones

L'intérêt porté aujourd'hui aux réseaux de neurones tient sa justification dans quelques propriétés intéressantes qu'ils possèdent et qui devraient permettre de dépasser les limitations de l'informatique traditionnelle, tant au niveau programmation qu'au niveau machine [32].

III.2.4.1 Le parallélisme

Cette notion se situe à la base de l'architecture des réseaux de neurones considérés comme ensemble d'entités élémentaires travaillant simultanément. Avec l'étude du fonctionnement des réseaux de neurones, on pourrait aboutir à des nouvelles techniques de formalisation de problème qui permettraient de les traiter en parallèle [32].

III.2.4.2 La capacité d'adaptation

Celle-ci se manifeste par la capacité d'apprentissage qui permet de tenir compte des nouvelles contraintes ou des nouvelles données du monde extérieur. Certains réseaux se caractérisent aussi par leur capacité d'auto organisation qui assure leur stabilité en tant que systèmes dynamiques capables de tenir compte des situations non encore connues [32].

III.2.4.3 La mémoire distribuée

Dans les réseaux de neurones, la mémoire correspond à une carte d'activation de neurones. Cette carte est en quelque sorte un codage du fait mémorisé ce qui attribue à ce

réseaux l'avantage de résister aux bruits (pannes) car la perte d'un élément ne correspond pas à la perte d'un fait mémorisé [32].

III.2.4.4 La capacité de généralisation

Cette capacité est important surtout dans le cas où la constitution de recueils d'expertise pour un système expert devient difficile (reconnaissance intuitive ou implicite). Les réseaux neuronaux peuvent apprendre à retrouver des règles à partir des exemples [32].

III.2.5 Architectures

Les différents modèles de réseaux de neurones se distinguent par les contraintes de connectivité qu'ils supportent. L'architecture d'un réseau de neurones désigne donc la structure d'interconnexion des neurones qui constituent un réseau. Nous allons essayer de présenter une classification des principales architectures existantes.

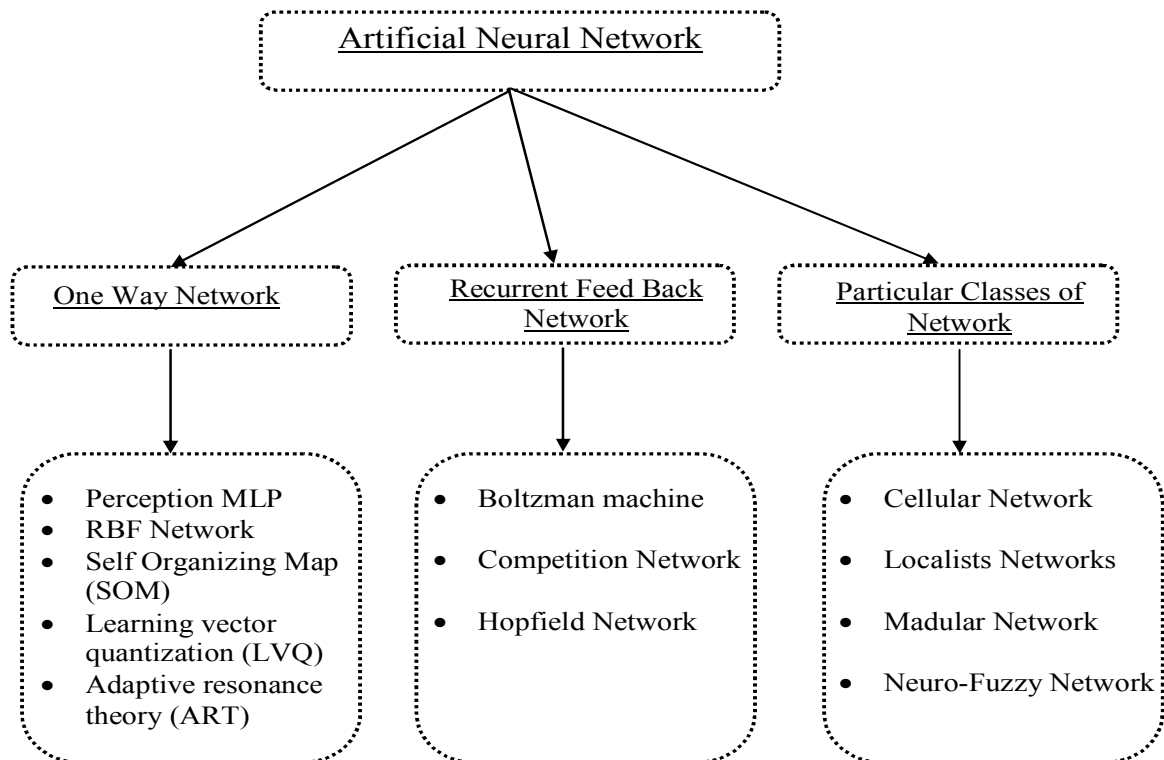


Fig. III.4 Taxonomie des principales architectures existantes

III.2.5.1 Les réseaux unidirectionnels

Un réseau unidirectionnel se présente sous la forme d'une ou de plusieurs couches successives. L'interconnexion des neurones est réalisée entre couches successives selon un sens unique de transfert des informations. De façon typique, les sorties des neurones d'une couche deviennent les entrées des neurones de la couche suivante. Le transfert de

l'information se fait à partir d'une couche d'entrée qui souvent n'effectue aucun traitement, vers une couche de sortie, via les couches intermédiaires appelées couches cachées. L'interconnexion des neurones entre deux couches adjacentes est soit totale, soit partielle [25]. La Figure (III.5) fournit un exemple d'un réseau unidirectionnel : un réseau multicouche, avec une couche cachée, deux entrées et deux sorties.

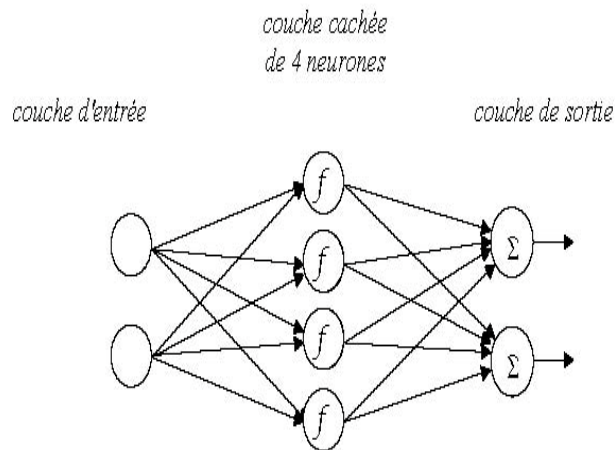


Fig. III.5 Réseau multicouche

f représente la fonction d'activation du neurone

III.2.5.2 Les réseaux récurrents

Un réseau récurrent se présente sous la forme d'un réseau mono- ou multicouche et se différencie des réseaux unidirectionnels par la présence de boucles de réaction interne. Dans les réseaux récurrents, chaque neurone peut être connecté à des neurones voisins déjà activés, ou à lui-même. La figure (III.6) montre un réseau récurrent typique constitué de deux entrées, de deux sorties et à interconnexion totale [25].

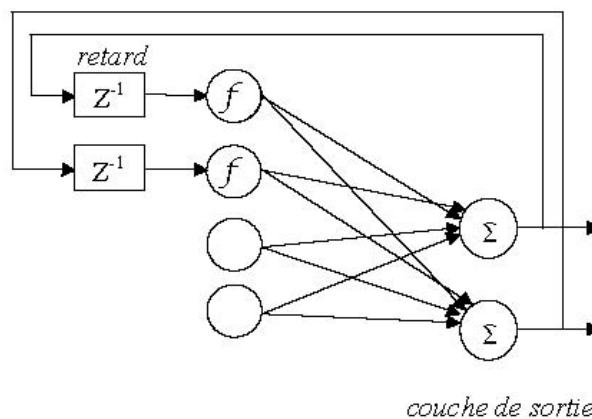


Fig. III.6 Architecture d'un réseau récurrent

Grâce aux délais introduits par les boucles de réaction, un réseau récurrent présente un comportement dynamique qui lui permet d'intégrer explicitement la dimension temporelle. L'aboutissement est un processus de relaxation au cours duquel le réseau passe par une série d'états d'activation. L'état à l'instant $k+1$ étant calculé en fonction de l'état, ou des états précédents. Le réseau se comporte comme un système dynamique tendant vers des états attracteurs, des cycles attracteurs ou des comportements chaotiques [25].

III.2.6 Quelques modèles des réseaux de neurones

Cette partie est consacrée à une présentation des modèles connexionnistes incontournables. Ces modèles reflètent les différentes topologies des réseaux de neurones dans le sens où la grande majorité des réseaux classiques [22].

III.2.6.1 Modèle de Kohonen

Le réseau de Kohonen est un réseau de neurones dont la particularité est d'agir en tant que compresseur de données, en conservant uniquement les informations caractérisant.

L'objet présenté au réseau sans perte importante d'information. Une élimination des Paramètres corrélés s'effectue. En effet, sa capacité de conservation topologique permet une réduction des données de l'entrée selon le nombre de neurone formant le réseau [22].

Ce modèle a été présenté par Kohonen en 1982 en se basant sur des constatations biologiques Il a pour objectif de présenter des données complexes et appartenant généralement à une espace discret de grandes dimensions dont la topologie est limitée à une ou deux dimensions. Les cartes de Kohonen sont réalisées à partir d'un réseau à deux couches, une en entrée et une en sortie. Notons que les neurones de la couche d'entrée sont entièrement connectés à la couche de sortie, figure (III.7) [22].

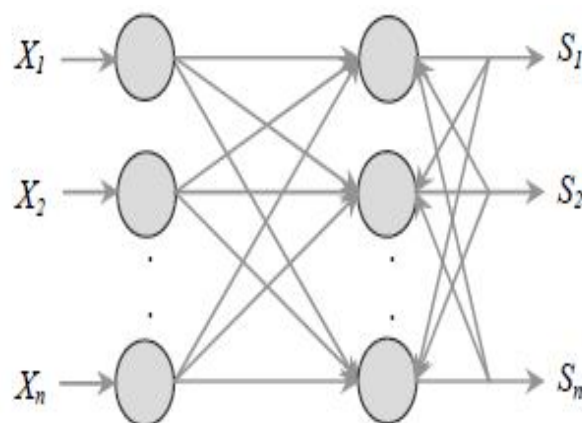


Fig. III.7 Le modèle de Kohonen

Les neurones de la couche de sortie sont placés dans un espace d'une ou de deux dimensions en général, chaque neurone possède donc des voisins dans cet espace. Et enfin chaque neurone de la couche de sortie possède des connexions latérales récurrentes dans sa couche. Le neurone inhibe les neurones éloignés et laisse agir les neurones voisins.

III.2.6.2 Modèle de Hopfield

Les modèles de Hopfield représentent une architecture plus historique que pratique. Ils sont importants car apparus à un tournant de l'histoire du connexionnisme. Ils sont considérés comme la base de son redémarrage. En revanche ils ne sont quasiment plus utilisés dans leur version de base en raison de leur coût en terme de temps de calculs et de leurs relativement faibles performances [22].

III.2.6.2.1 L'architecture

Les modèles connexionnistes de Hopfield sont constitués de neurones formels de type Mc Culloch et Pitts, totalement connectés entre eux. Tous les neurones de cette architecture sont à la fois neurone d'entrée et neurone de sortie du réseau. La spécificité de ce réseau réside dans une recherche permanente, pour chacun des neurones du réseau, d'un état stable [22].

Formellement, comme la montre la figure (III.8), un réseau de Hopfield est un réseau récurrent, chacun des neurones du réseau étant connecté à tous les autres, mais pas à lui-même. Les neurones disposent de sorties binaires (+1 ou -1), et les interconnexions entre les neurones sont symétriques (Pour tous les neurones i et j , $w_{ij} = w_{ji}$) [22].

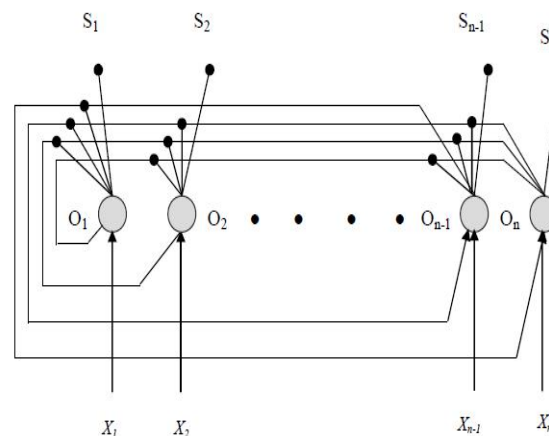


Fig. III.8 Réseau de Hopfield

Un neurone est lié à tous les autres, les liaisons sont symétriques, un neurone n'est pas lié à lui-même et un seul neurone est actualisé par itération. Chaque neurone est à la fois neurone d'entrée et de sortie du réseau [22].

III.2.6.3 Le Perceptron

Le Perceptron a été développé par Roseblatt en 1950 pour résoudre, à l'aide des neurones de Mc Culloch et Pitts, les problèmes de la vision humaine.

III.2.6.3.1 Structure du Perceptron

L'architecture générale d'un Perceptron comme décrit en figure (I.8) comprend trois éléments principaux :

III.2.6.3.1.1 Rétine

La première couche, composée de la rétine, comprend plusieurs cellules qui jouent le rôle de capteurs. Elle reçoit les exemples ou formes à classer. Chaque élément de la rétine peut être considéré comme un pixel prenant des valeurs binaires 1 et 0

III.2.6.3.1.2 Couche d'association

La deuxième couche d'association est composée de cellules associatives qui sont connectées totalement ou de façon aléatoire aux cellules de la rétine, Ces cellules d'associations A_j sont dotées de façons d'association h qui peuvent par exemple réaliser des fonctions booléennes ou bien utiliser des fonctions linéaires. Dans le perceptron, les fonctions h_i , $i=1,2,\dots,N$ sont déterminées à l'avance et elles restent fixes pendant la phase d'apprentissage. La sortie X_j de la cellule d'association A_j est transmise à la cellule de décision de P_i après avoir été pondérée par le coefficient ajustable W_{ij} .

III.2.6.3.1.3 Couche de cellule de décision

La cellule de décision est un automate à seuil de fonction de transfert f_i qui délivre la sortie binaire S_i . La combinatoire de toutes les configurations possibles est presque infinie si l'on influe sur les connexions et la nature des fonctions f et h [22].

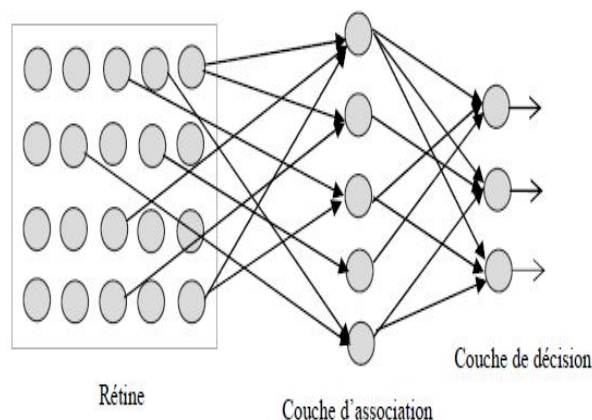


Fig. III.9 Schéma d'un Perceptron

III.2.6.4 Modèle Adaline

Au début des années 60 B. Widrow et M.E. Hoff ont proposé un système adaptatif qu'ils ont appelé Adaline (de l'anglais ADAPtive LINear Element) La structure de l'Adaline diffère du perceptron par l'utilisation d'une seule cellule d'association et l'utilisation d'une fonction de seuil différent de celle de Heaviside (-1 et +1).

De plus, il utilise un algorithme adaptatif pour mesurer l'écart entre la sortie réelle et la sortie du processeur élémentaire. Le schéma de l'Adaline est représenté en figure (III.10). Le plus souvent, les entrées sont binaires et la réponse souhaitée est également binaire.

L'Adaline est le seul réseau de neurones artificiels utilisé massivement dans l'industrie, Ce circuit est en effet utilisé dans la télécommunication pour améliorer le signal sur bruit en prenant en compte la variation de l'impédance des différentes lignes téléphoniques [22].

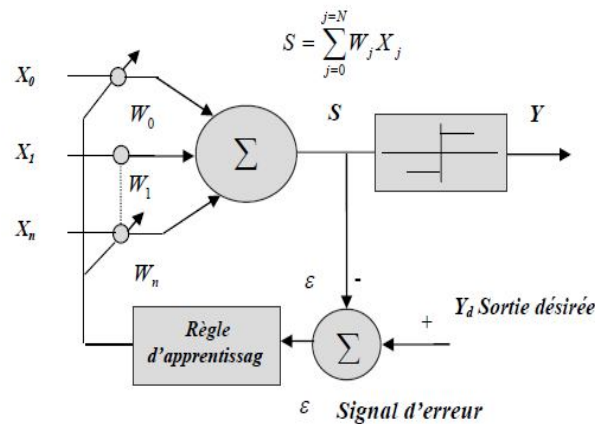


Fig. III.10 Schéma de principe de l'adaline

III.2.7 Apprentissage des RNA

L'apprentissage est le processus de détermination des poids synaptiques d'un réseau de neurones formels avec comme finalité l'obtention d'un état stable. Cet état stable correspond alors à un modèle de connaissance dans un environnement dont une base d'exemples fournit une description. Toute la connaissance d'un réseau est représentée – mémorisée – par les poids synaptiques. Du point de vue pratique, l'apprentissage d'un réseau consiste à modifier ses poids de manière à optimiser un critère de performance (par exemple l'erreur quadratique sur la base d'apprentissage) [24].

L'apprentissage nécessite en général une grande quantité de données, que l'on regroupe dans un ensemble, le plus couramment appelée « base d'apprentissage ». Selon le type d'apprentissage, la phase de restitution se fait, soit sur une portion de la base d'apprentissage,

soit sur une nouvelle base. Ces bases supplémentaires sont appelées « corpus de test » et « corpus de généralisation » [25].

Concrètement, les règles d'apprentissage sont destinées à chercher une solution au problème de l'apprentissage que constitue l'assimilation de la connaissance à partir d'une base d'exemples. Ces règles sont liées à l'architecture du réseau. Mais sont plus ou moins efficaces, selon l'application qui est considérée. Dans (HAYK 94) une liste de règles et de principes d'apprentissage les plus courants, est dressée ; elle comporte notamment l'apprentissage par correction d'erreur ("error-correction learning"), l'apprentissage basé sur la mémorisation ("memory-based learning"), l'apprentissage de Hebb ("Hebbian learning"), l'apprentissage compétitif ("competitive learning") et l'apprentissage de Boltzmann ("Boltzmann learning") [25].

Il n'existe pas d'unique processus d'apprentissage. Les apprentissages diffèrent principalement selon leurs manières d'ajuster les poids synaptiques d'apprentissage – on parle alors de règle ou loi d'apprentissage – mais aussi selon leur façon d'interagir avec leur environnement. Ce dernier point fait référence à des paradigmes d'apprentissage [25].

III.2.7.1 Types d'apprentissage

Les types d'apprentissage des réseaux de neurones opèrent selon le contexte, la disponibilité des informations et les contraintes induites par la tâche à résoudre. Ainsi, les informations disponibles pour entraîner un réseau ne sont pas de même nature lorsqu'il s'agit d'approximer une fonction continue, de séparer et distinguer des classes, de prédire une série temporelle ou de contrôler un robot. La disponibilité de l'information relative à l'environnement permet de séparer trois paradigmes différents, l'apprentissage supervisé, l'apprentissage par assignation de crédit et l'apprentissage non supervisé [25].

III.2.7.1.1 Apprentissage supervisé

L'apprentissage supervisé, doit disposer d'un comportement de référence précis pour pouvoir l'inculquer au réseau neuronal. Le réseau doit mesurer la différence entre son propre comportement et le comportement de référence. Il doit alors corriger ses poids de façon à réduire cette erreur (la rétro propagation du gradient est un exemple).

Sur la Figure (III.11), le système à apprendre constitue un éducateur pour le réseau. Le réseau prend comme stimulus le même vecteur des variables explicatives que le système. Ce dernier, en réponse à l'entrée présentée, fournit une sortie désirée qui représente pour le réseau le comportement de référence [25].

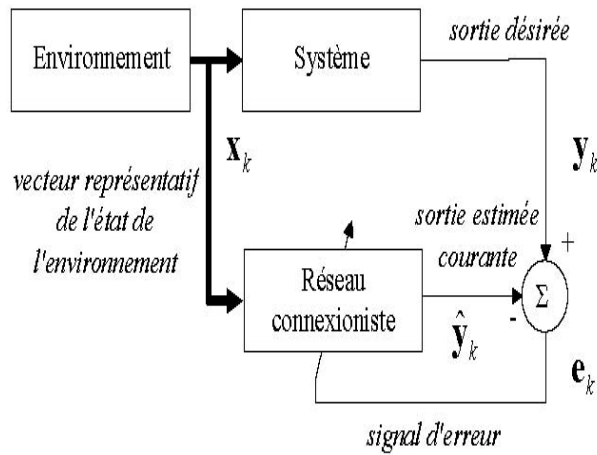


Fig. III.11 Principe de l'apprentissage supervisé

Notons qu'un apprentissage qui ne nécessite pas de comportement de référence explicite, est appelé « apprentissage par renforcement ». Ce type d'apprentissage fait partie d'un schéma plus large d'apprentissage, le "Crédit-Assignement Problème" ou CAP.

III.2.7.1.2 Apprentissage par assignation de crédit

Ce type particulier de méthodes d'apprentissage est situé à mi-chemin entre l'apprentissage supervisé et l'apprentissage non supervisé. On peut le considérer comme étant soit supervisé, soit non supervisé, selon la source des informations utilisées pour déterminer le signal de renforcement de la Figure (III.12). Si ce signal est uniquement fonction des paramètres internes au réseau, l'apprentissage sera non supervisé, alors que s'il est déterminé à partir d'informations externes, on parlera plutôt d'apprentissage supervisé ou d'apprentissage semi-supervisé [25].

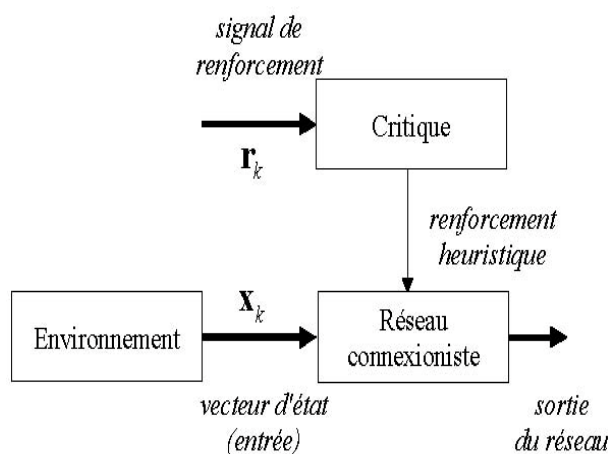


Fig. III.12 Principe de l'apprentissage par assignation de crédit

III.2.7.1.3 Apprentissage non supervisé

L'apprentissage supervisé s'effectue sous le contrôle d'un expert, alors que l'apprentissage non supervisé est autodidacte. Les paramètres internes du réseau ne sont modifiés qu'avec les seuls stimuli, aucune réponse désirée n'est prise en considération. La Figure (III.13) montre que la sortie du réseau n'est pas utilisée par la procédure d'apprentissage. Cet apprentissage est basé sur une mesure de la qualité de la représentation de la connaissance pour ajuster en conséquence les paramètres internes du réseau de neurones.

Un critère interne souvent utilisé pour modifier les poids des neurones est la Co-activation des neurones [25].

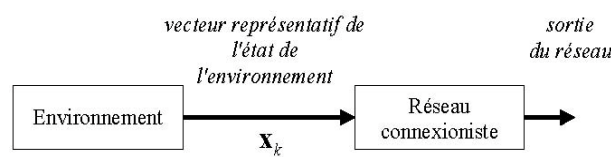


Fig. III.13 Principe de l'apprentissage non supervisé.

III.2.8. Mise en œuvre de réseaux de neurones

Les réseaux de neurones réalisent des fonctions non linéaires paramétrées. Ils peuvent approcher toute fonction de régression si l'on trouve un réseau de neurone qui rend minimum la fonction de coût des moindres carrés (Somme des carrés des différences entre les valeurs calculées par le réseau de neurones et les valeurs mesurées). La mise en oeuvre d'un réseau de neurone nécessite donc [26] :

- De déterminer les entrées pertinentes, c'est-à-dire les grandeurs qui ont une influence significative sur le phénomène que l'on cherche à modéliser.
- De choisir l'architecture du réseau, c'est-à-dire les entrées externes, le nombre de neurones cachés et l'agencement des neurones entre eux, de telle manière que le réseau soit en mesure de reproduire ce qui est déterministe dans les données. Notons que le nombre de poids ajustables est un des facteurs fondamentaux de la réussite d'une application ; si le réseau possède un trop grand nombre de poids, c'est-à-dire si le réseau est très « souple », il risque de s'ajuster au bruit qui est présenté dans les données de l'ensemble d'apprentissage, et même en absence de bruit, il risque de présenter des oscillations non significatives entre les points d'apprentissage donc de présenter de mauvaises propriétés de généralisation. Si ce nombre est trop petit, le réseau est trop « rigide » et ne peut conduire que la partie déterministe de la fonction. Le problème de la détermination de l'architecture optimale est restée pendant

longtemps un problème ouvert, mais il existe actuellement diverses méthodes, mettant notamment en jeu des tests statistiques qui permettent de déterminer cette architecture pour une vaste classe de réseaux [26].

- De calculer les poids du réseau ou, en d'autres termes, d'estimer les paramètres de la régression non linéaire, à partir des exemples, en minimisant l'erreur d'approximation, de telle manière que le réseau réalise la tâche désirée.
- D'estimer la qualité du réseau obtenu en lui présentant des exemples qui ne font pas partie de l'ensemble d'apprentissage.

III.2.9 Domaines d'application des réseaux de neurones [25]

Les RNA sont utilisés concrètement dans de nombreuses applications, parmi ces dernières on peut citer à titre d'exemple :

➤ *La classification de données*

Le problème de classification de données, consiste à associer à un pattern (forme) d'entrée, un pattern de sortie, parmi de nombreux patterns pré spécifiés. Comme nous l'avons vu, les RNA sont capables d'apprendre l'association entrée /sortie et sont donc tout à fait aptes à résoudre ce type de problème. Du fait de cette capacité, les RNA vont donc être utilisés par exemple dans, la reconnaissance de caractères, la reconnaissance vocale, la classification de courbes d'électroencéphalogramme, la classification de cellules sanguines ou encore la carte descriptive d'un circuit imprimé.

➤ *La catégorisation de données*

Le problème ici est de rassembler des données similaires en une même catégorie. Les RNA à apprentissage non supervisé réalisent ce type de tâche et seront donc employés dans la compression de données ou l'exploration d'analyse de données, par exemple.

➤ *L'approximation de fonctions*

Les capacités de classification et de catégorisation des RNA sont encore exploitées ici, puisqu'ils servent parfois à approximer une fonction inconnue (dont on connaît par contre les paires d'entrées/sorties) à une fonction connue. Ce type de difficultés est très fréquent dans le travail de modélisation ou dans le domaine de l'ingénierie.

➤ *Problèmes de prediction / prévision*

Les RNA sont également utilisés lorsqu'il faut, à partir de données recueillies à un temps t , prédire les données à un temps $t + I$. Les RNA intéressent donc les domaines de la science et de l'ingénierie mais aussi l'économie de marchés ou la météorologie.

➤ ***L'optimisation***

Pour faire de l'optimisation, le problème est soit, de maximiser le succès, soit de minimiser l'erreur. Encore une fois, les réseaux à apprentissage non supervisé sont particulièrement adaptés pour ce type de tâche et vont donc intéresser des domaines aussi différents que les mathématiques, les statistiques, l'ingénierie, la médecine ou l'économie.

➤ ***Le contrôle***

Considérons un système dynamique pour lequel on veuille contrôler la sortie. Les RNA vont être capables de comparer la sortie du système avec un modèle contrôle et d'adapter ce système, pour retrouver la bonne sortie.

➤ ***La détection et localisation des défauts***

La détection ainsi que la localisation sont effectuées après une phase de comparaison avec seuillage de la sortie estimée avec la sortie réelle ou par application des réseaux de neurones en surveillance par reconnaissance des formes.

III.2.10 Limites et avantages des réseaux de neurones [26]

Les réseaux de neurones ont des limites et des avantages.

III.2.10.1 Limites

Comme pour tout outil, il est important de réaliser que les réseaux ont leurs limites d'applications :

- Difficulté d'utilisation du parallélisme inhérent aux réseaux de neurones : la plupart des réseaux sont simulés sur des machines séquentielles ce qui entraîne des temps de calcul important.
- Le passage de la simulation à l'implantation des réseaux neurones sur hardware n'est qu'à ses débuts alors que c'est la seule façon d'exploiter réellement leur parallélisme.
- Les performances des réseaux neuronaux dépendent de la quantité et de la pertinence du prétraitement effectuée lors de l'apprentissage.
- L'un des principaux reproches fait aux réseaux neuronaux est leurs incapacité à expliquer les résultats qu'ils fournissent.

Ces réseaux se présentent comme des boites noires dont les règles de fonctionnement sont inconnues, la qualité de leurs performances ne peut être mesurée que par des méthodes statistiques, ce qui cause une certaine méfiance de la part des utilisateurs.

III.2.10.2 Avantages

Ils ont la capacité de représenter n'importe quelle dépendance fonctionnelle. Le réseau découvre (apprend, modélise) la dépendance lui-même sans avoir besoin qu'on lui "souffle" quoi que ce soit. Il n'a pas besoin de lui postuler un modèle, de l'amender, etc. On passe directement des données au prédicteur, sans intermédiaire, sans recodage, sans discrétisation, sans simplification ou interprétation sujette à caution.

Ils résistent au bruit ou au manque de fiabilité des données. Ils disposent d'une grande variété possible pour la variable prédite: oui/non, valeur continue, une ou plusieurs classes parmi n , etc.

Ils sont simples à manier, beaucoup moins de travail personnel à fournir que dans l'analyse statistique classique. Aucune compétence en maths, informatique ou statistiques requise. On n'a pas besoin de détecter les colinéarités, non plus.

En segmentation, le réseau de neurones détermine de lui-même combien de clusters distincts renferment chaque classe.

Leur comportement est moins mauvais en cas de faible quantité de données.

Pour l'utilisateur novice, l'idée d'apprentissage est plus simple à comprendre que les complexités des statistiques multivariées.

Consultation rapide (10 microsecondes câblé-50 millisecondes sur IBM-PC).

Relations spatiales (localisation géographique etc.) faciles à analyser et modéliser.

Le modèle fourni est continu et dérivable et se prête bien à la visualisation, à une recherche de profils-type (par ascension du gradient de probabilité prédite), au calcul de sensibilités (par dérivation partielle), etc.

III.2.11 Conclusion

Cette partie, en introduisant les réseaux de neurones artificiels, permet de fournir une perception globale du problème et des mécanismes d'apprentissage. La principale caractéristique des réseaux de neurones est leurs facultés d'adaptation et de mémorisation. Sans connaissance préalable, et au fur et à mesure que leur sont fournis des exemples, les réseaux de neurones se forgent un modèle de connaissance. Toute cette capacité d'assimilation des exemples réside dans la possibilité d'adapter les vecteurs des poids synaptiques.

Les réseaux de neurones sont donc une façon d'élaborer un modèle de connaissance, à partir d'une base de données. La mise au point de ce modèle de connaissance se fait par une

III.3.2.1 Démarrage à vide suivi d'une charge nominale

Les résultats obtenus pour ce teste sont donnés par la figure (II.15). Après un démarrage à vide, une charge nominale ($C_r = 25 \text{ N.m}$) est appliquée à $t = 1 \text{ sec}$.

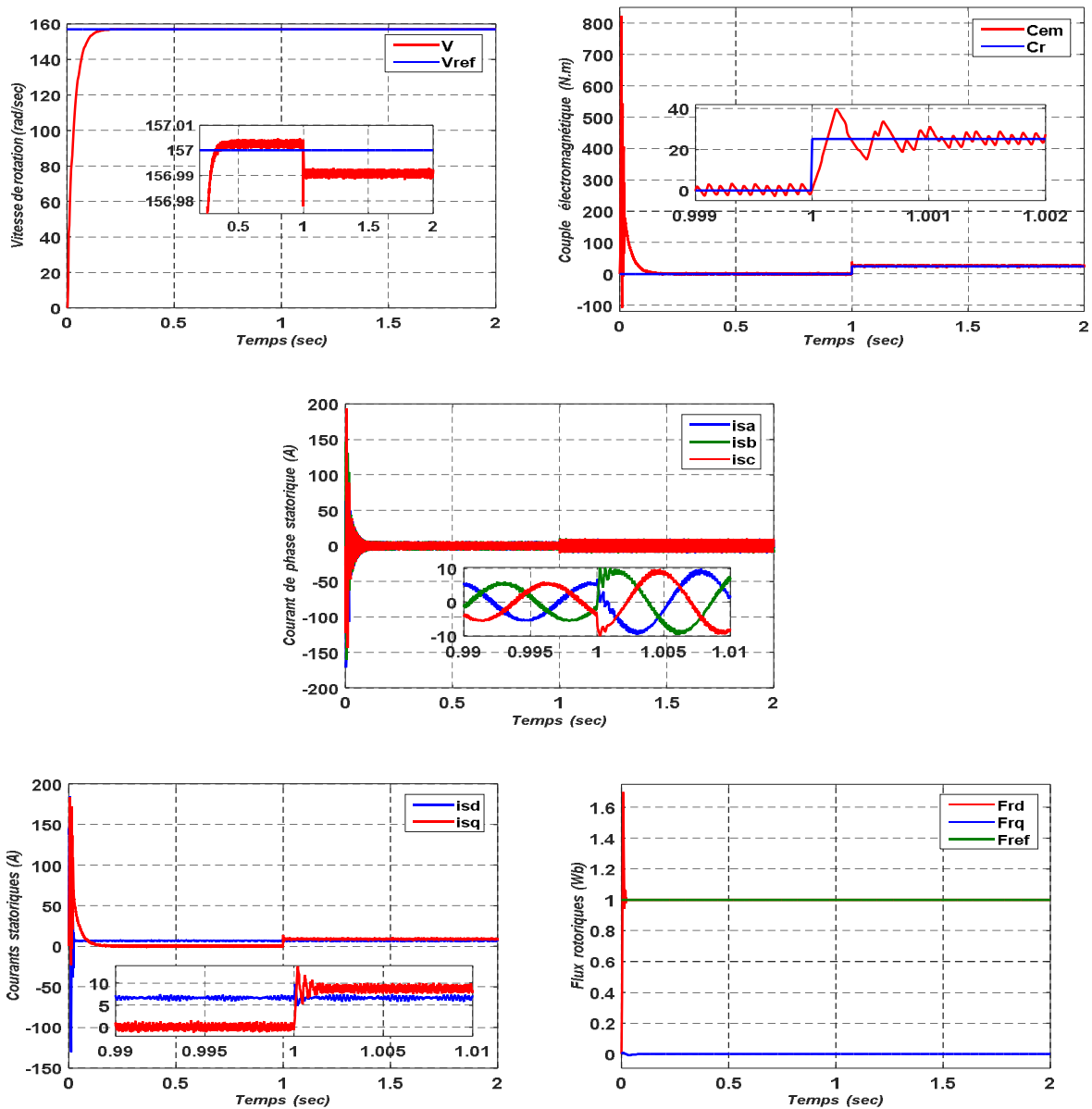


Fig. III.15 Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une Charge Nominale.- utilisant quatre régulateurs neuronaux (vitesse, courants I_{ds} , I_{qs} , flux rotorique)

III.3.2.2 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MAS par le temps comme suite :

$$\text{Temps (Sec)} = [0 \ 0.8 \ 0.8 \ 1.1 \ 1.1 \ 1.4 \ 1.4 \ 1.6 \ 1.6 \ 1.8 \ 1.8 \ 2];$$

$$C_r \text{ (N.m)} = [0 \ 0 \ 25 \ 25 \ 15 \ 15 \ -20 \ -20 \ -10 \ -10 \ 0 \ 0];$$

Les résultats de simulation sont représentés par la figure (III.16):

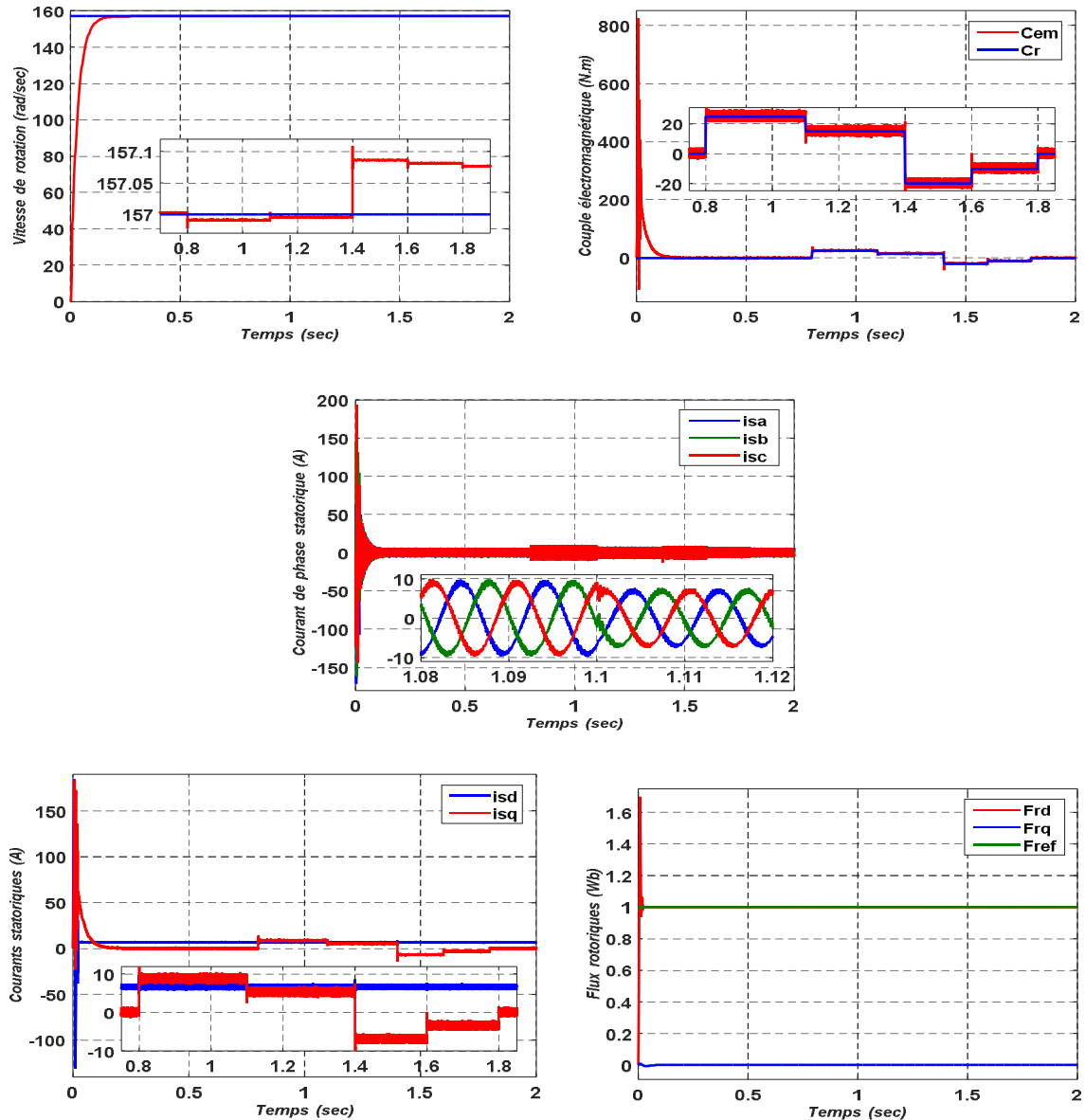


Fig. III.16 Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.- utilisant quatre régulateurs neuronaux (vitesse, courants I_{ds} , I_{qs} , flux rotorique)

Nous avons obtenu d'une réponse de la vitesse est très satisfaisante, les impacts de charge n'ont pas d'influence sur ses valeurs.

Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux lors de l'application de la charge qui est rapidement rejetée par le contrôleur Neuronal de la CVD (vitesse, courants I_{ds} , I_{qs} , flux rotorique).

III.3.2.3 Test avec variation de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse de la figure (III.17) en faisant une diminution de la vitesse de 90 rad/s à un instant choisi de $t = 1 \text{ sec}$, puis une augmentation par rapport à cette dernière de même valeur à un instant choisi de $t = 1.4 \text{ sec}$.

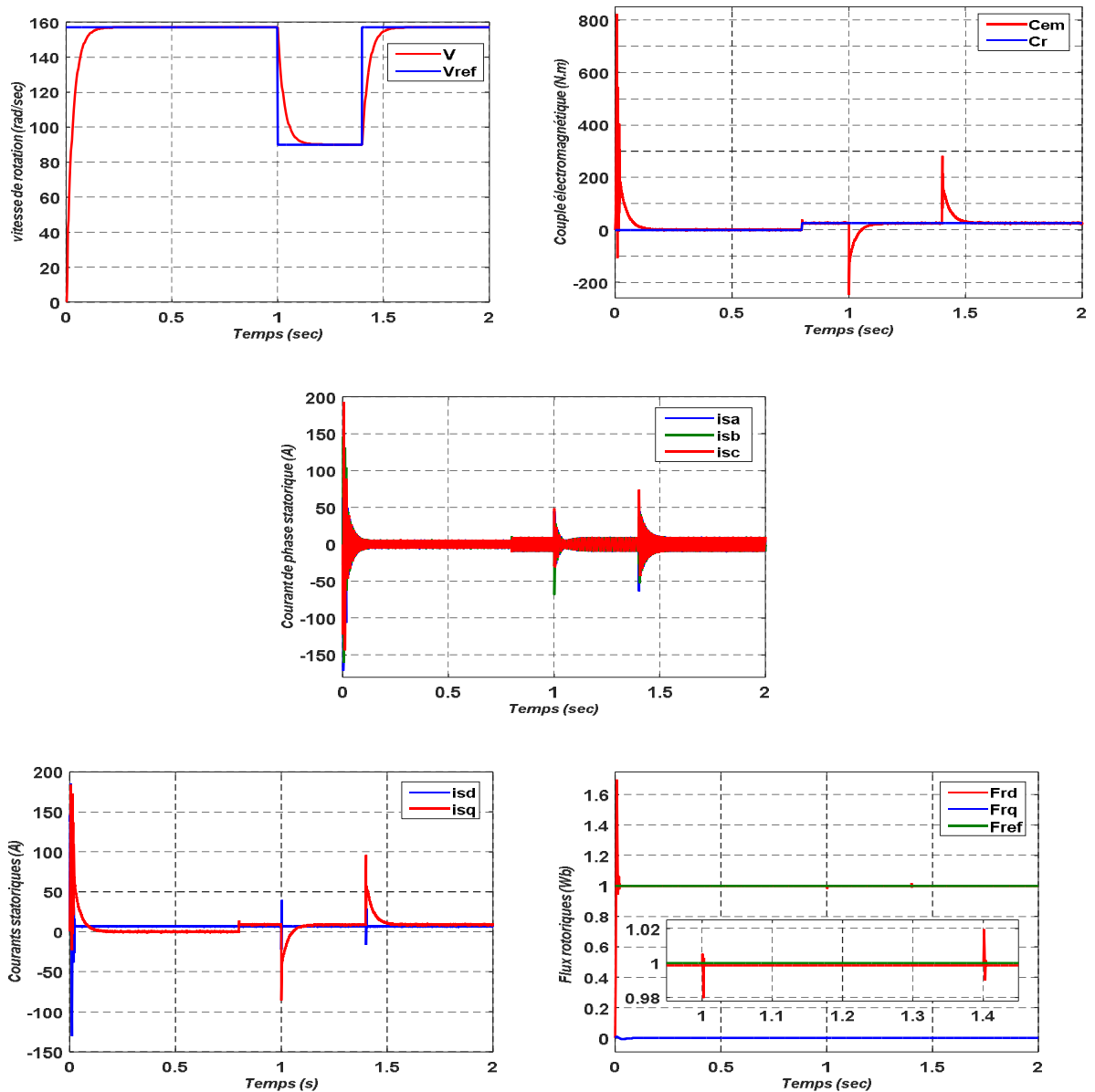


Fig. III.17 Essai avec variation de la vitesse- utilisant quatre régulateurs neuronaux (vitesse, courants I_{ds} , I_{qs} , flux rotorique)

La figure (III.17) montre que la réponse de régulation de la vitesse est très satisfaisante dans tous les intervalles de fonctionnement. Que le moteur tourne à vitesse nominale ou à vitesse réduite, les impacts de charge n'ont pas d'influence sur sa valeur.

Comme nous avons un découplage entre le flux et la variation de la vitesse. Le couple de charge n'a pas d'effet sur le flux rotorique, nous constatons qu'un fonctionnement à faible vitesse n'a pas de conséquence sur l'état magnétique du moteur. Donc notre commande est robuste vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse.

III.3.2.4 Test avec inversion du sens de rotation

Pour réaliser ce test, on a inversé le signe de la vitesse de $+157 \text{ rad/sec}$ à -157 rad/sec à partir de $t = 1.4 \text{ sec.}$ avec application d'un couple résistant $Cr = 25 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 0.8 \text{ sec.}$ Les résultats de simulation sont illustrés par la Figure (III.18):

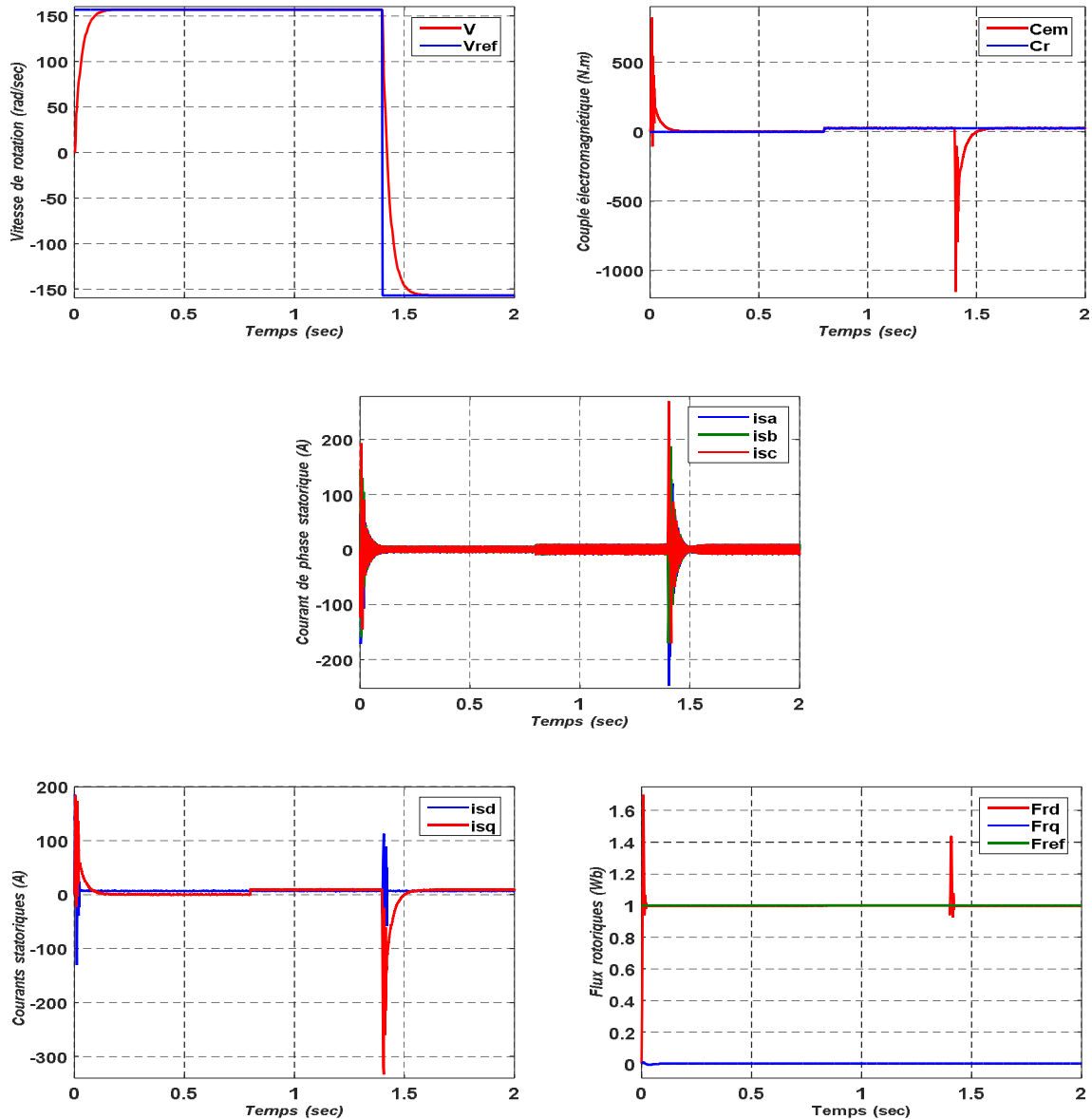


Fig. III.18 Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation- utilisant un seul régulateur neuronal (vitesse)

Nous avons remarqués que la réponse en vitesse est très satisfaisante dans les deux zones de fonctionnement rapide et précise. Que la machine tourne à la vitesse de $+157 \text{ rad/sec}$ ou à vitesse du sens inverse de -157 rad/sec l'inversion de rotation de la vitesse permet de déduire que la commande est robuste la figure (III.18) met en évidence le découplage du flux sous l'action d'une inversion de vitesse.

III.3.2.5 Test avec variation de la résistance rotorique

Cependant une augmentation de 50% de la résistance rotorique R_r à partir de $t = 1.4 \text{ sec}$

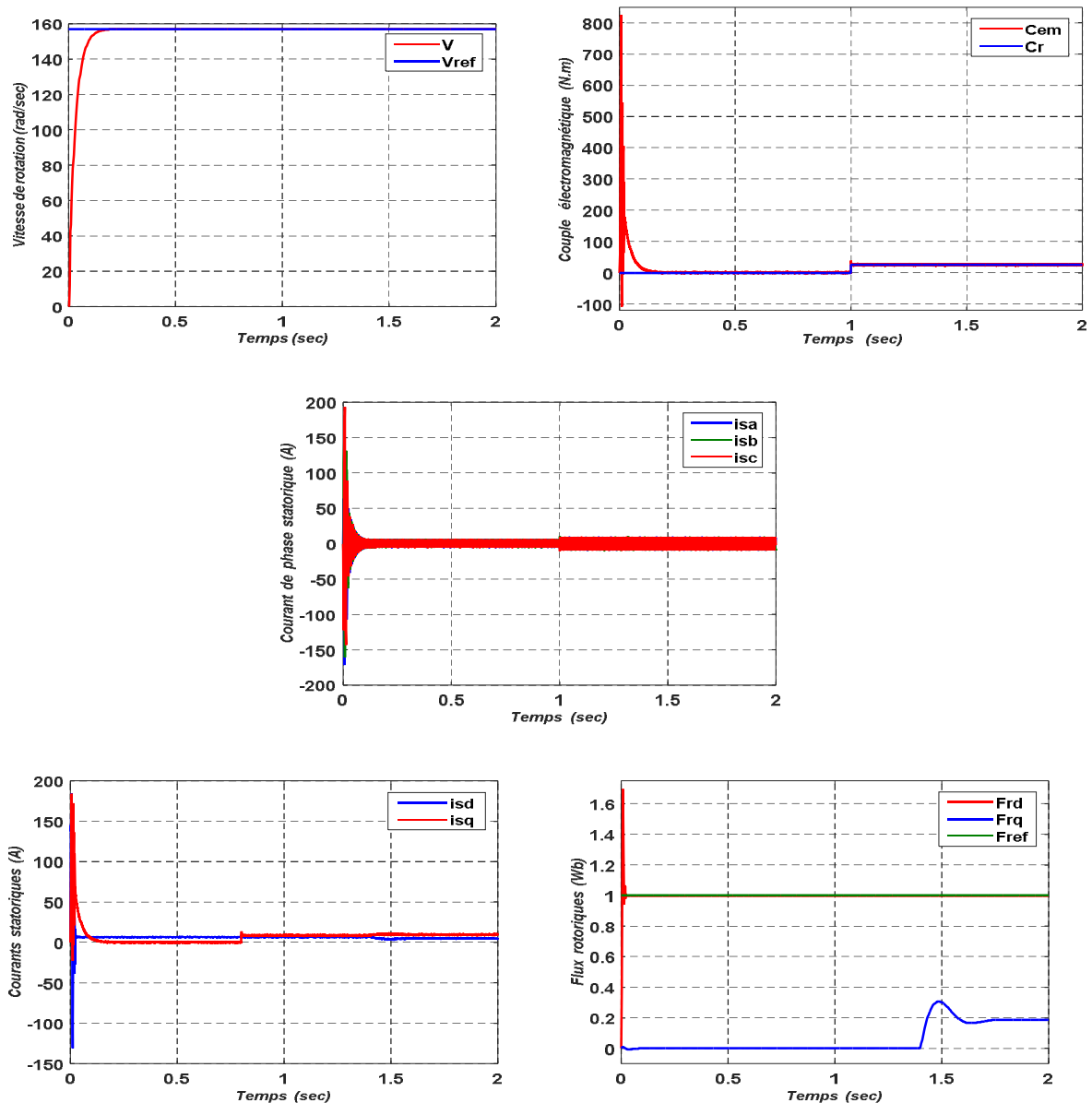


Fig. III.19 Essai avec variation de la résistance rotorique- utilisant quatre régulateurs neuronaux (vitesse, courants I_{ds} , I_{qs} , flux rotorique)

Les résultats de simulation montrent que le découplage entre le flux et le couple et entre le flux et la variation de la vitesse est persiste. La régulation est robuste vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

Enfin, nous pourrions dire que, la commande de la MAS à base de quatre régulateurs neuronaux (vitesse, courant I_{ds} , courant I_{qs} , flux rotorique) regroupe toutes les améliorations apportées par chacun de ces régulateurs.

Elle présente des caractéristiques satisfaisantes :

Réponse rapide, bon découplage entre le flux et le couple, capacité de minimisation les perturbations extérieures et l'élimination de l'erreur statique...

III.4 Conclusion

D'après les résultats de simulation, nous pouvons conclure que la commande qui se base sur les outils de l'intelligence artificielle a montré des meilleures performances par rapport à la commande classique.

Conclusion générale



Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande vectorielle de la machine asynchrone via deux différentes structures de commande : la commande vectorielle directe classique et la commande par des régulateurs à réseaux de neurones artificiels.

En premier lieu, nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation avec la transformation de Park, afin de simplifier les équations de la machine asynchrone en régime transitoire.

Ensuite, nous avons donné les principes de bases de la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

Les résultats obtenus par la commande vectorielle directe montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle. Pour résoudre ce problème la commande par des régulateurs à réseaux de neurones a été utilisée.

D'après les résultats de simulation qui montrées au chapitre II et III, nous concluons que le réglage par réseaux de neurones artificiels a un bon découplage entre le flux et le couple où la perturbation extérieure est rejetée rapidement en comparant avec le régulateur classique PI.

Annexe



Annexe

❖ Paramètres et caractéristiques de la MAS utilisée :

Paramètre

$$R_s \text{ (Résistance du stator)} = 1.2 \Omega$$

$$R_r \text{ (Résistance du rotor)} = 1.8 \Omega$$

$$L_s \text{ (Inductance du stator)} = 0.1554 \text{ H}$$

$$L_r \text{ (Inductance de rotor)} = 0.1564 \text{ H}$$

$$M_{sr} \text{ (inductances mutuelles)} = 0.15 \text{ H}$$

Constantes mécaniques :

$$J \text{ (Inertie de rotor)} = 0.0700 \text{ kg. M}^2$$

$$f \text{ (Coefficient de frottement)} = 0.001 \text{ I.S}$$

Caractéristiques :

$$\text{Couple résistant} = 25 \text{ N.m}$$

$$\text{Fréquence} = 50 \text{ HZ}$$

$$\text{Puissance} = 4 \text{ kW}$$

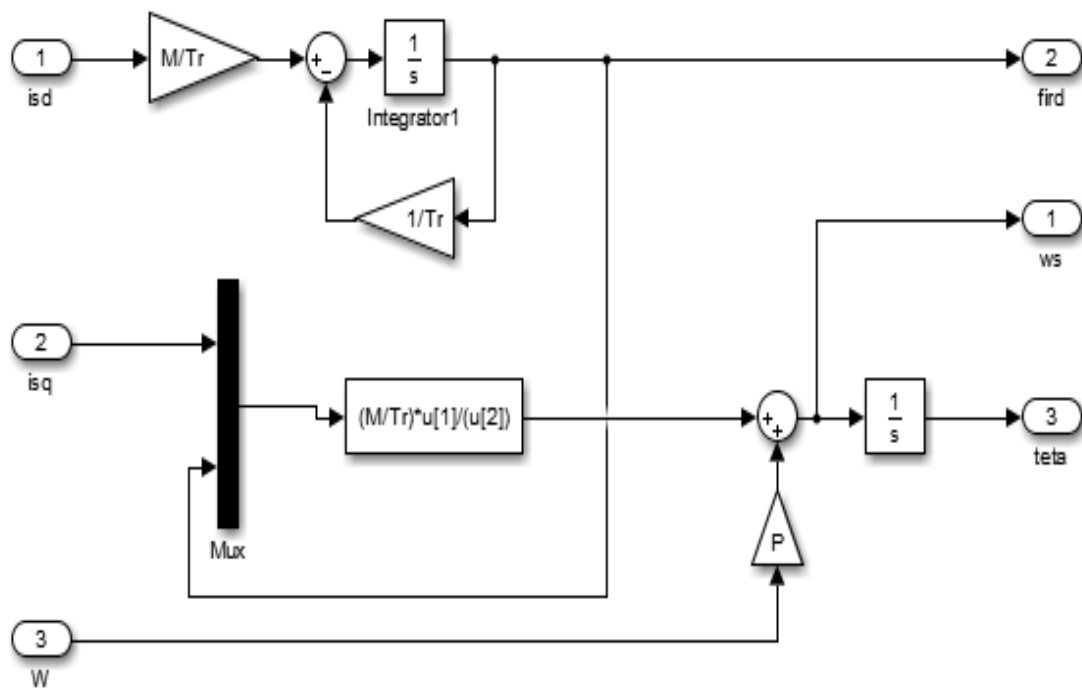
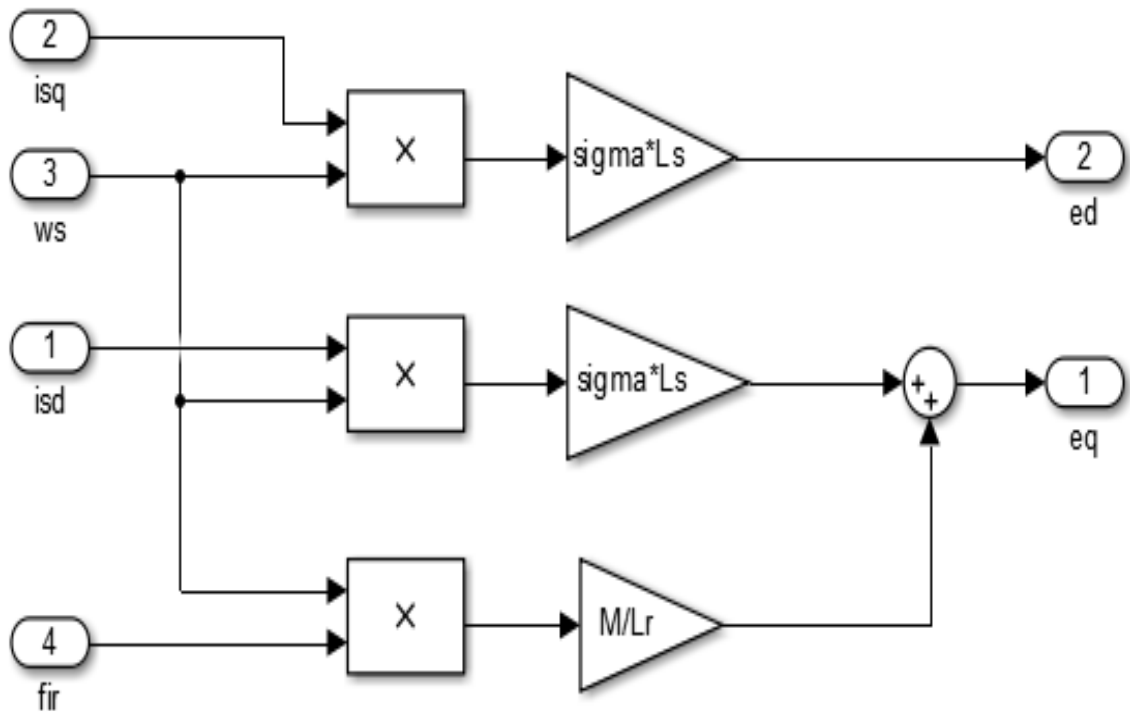
$$\text{Fréquence} = 50 \text{ Hz}$$

$$\text{Tension} = 220/380 \text{ V}$$

$$\text{Vitesse} = 1440 \text{ tr/min}$$

$$\text{Paire de pôle} = 2$$

$$\text{Facteur de puissance } \cos\Phi_n = 0.8$$

❖ **Estimateur du flux rotorique sous SIMULINK/MATLAB.**❖ **Opération de compensation sous SIMULINK/MATLAB.**

Bibliographie

Bibliographie

- [1] "Télemécanique, schématique électrotechnique," Editions 1986
- [2] J. P. Caron et J. P. Hautie, "Modélisation et commande de la machine asynchrone," Editions Technique, Paris 1995.
- [3] Française milsant, "Machine Electrique," Berti Edition, 1993.
- [4] Collection R. Mérat et R. Moreau, "Physique Appliquée, terminale électrotechnique," Edition Nathan technique, 1994.
- [5] H. Ney, "Electro système, première STI," Edition Nathan technique 1996.
- [6] Delva, Leclercq, Trannoy, "Physique appliquée, terminale génie électrotechnique," Edition Hachette Education, 1994.
- [7] El hella. O et Damene. A, "Etude de stratégies de commande pour la régulation des courants de la MAS," Mémoire Master Ouargla, 2013
- [8] DIAF. Y et Ben Antar. D, "Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par MLI a structure multiniveaux," Université Kasdi Merbah, Ouargla.
- [9] Rezgui. S. E, "Commande de Machine Electrique en environnement Matlab / Simulink et temps réel," Thèse Magister Constantine, 2009.
- [10] J. M. Retif, "Commande vectorielle de la machine asynchrone et synchrone," Cours de l'Institut National des Science Appliquées de Lyon.
- [11] C. Halime, "Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant,"Mémoire d'ingénieur université de Batna, 2001.
- [12] L. Fadila et G. Hakima, "Etude comparative de la commande par mode glissant et la Commande vectorielle d'un machine asynchrone,"Mémoire d'ingénieur, Université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2004.
- [13] R. Abdelhamide et F. Moustapha, "Contrôle directe du couple de la machine asynchrone," Mémoire d'ingénieur, Université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2004.
- [14] B. Tark, "Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST," Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2003.
- [15] D. Siham, "Commande vectorielle de la M.A.S et introduction aux convertisseurs matricielles," Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2004.

- [16] C. Kamel et B. Mohamed, "Application de la technique de linéarisation par roteur d'état à commande d'une machine asynchrone," Mémoire d'ingénieur, Université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2004.
- [17] M. N. Said, "Commande par modes glissants d'un moteur asynchrone," Cours de Magistère, Université de Batna, 2003.
- [18] Hamata. M. O et Louchen. M. N, "Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation," Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2003.
- [19] H. Chennoufi, "Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant," Thèse d'ingénieur en électrotechnique, Université de Batna, 2001.
- [20] C. Touzet, "Les réseaux de neurones artificiels, introduction au connexionnisme, cours, exercices et travaux pratiques", Paris, juillet, 1992.
- [21] E. Davalo et P. Naïm, "Des réseaux de neurones," Edition Eyrolle, 1989.
- [22] Said. A et Boussaadia. F, "Identification et commande d'une parabole de radar de poursuite par les réseaux de neurones," Mémoire d'ingénieur de L'université Mohamed BOUDIAF de M'Sila, 2005/2006.
- [23] Mekideche. D et Zebiri. M, "Evaluation de la stabilité dynamique des réseaux D'énergie électrique par les réseaux de neurones," Mémoire d'ingénieur de L'université Mohamed BOUDIAF de M'Sila, 2005/2006.
- [24] Baghli. Lotfi, "Contribution à la commande de la machine asynchrone. Utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes géométriques," Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy-I.
- [25] Toumi. T et Hamani. A, "Identification du modèle d'état de la machine asynchrone par RNA," Mémoire d'ingénieur de L'université Mohamed Khider Biskra, 2006/2007.
- [26] Zebiri. F et Mehamelle. H, "Détection et localisation des défauts de la machine asynchrone a double stator application de la technique l'intelligence artificielle," Mémoire d'ingénieur de L'université Mohamed BOUDIAF de M'Sila.
- [27] Laïb. H et Bahri S. E, "Commande vectorielle d'un machine asynchrone alimentée par un onduleur SVM," Mémoire Master L'université D'El Oued, 2014.

- [28] Chekima. D, "Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue," Mémoire Master L'université D'El Oued, Soutenu 23-24 Juin 2014.
- [29] Zaiem. M. E et Naami. H. A, "Etude comparative entre la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la commande directe du couple classique appliquées à la MAS," Mémoire Master Académique de L'université Kasdi Merbah Ouargla, Soutenu 1 Juin 2016.
- [30] Bapio BAYALA, "La machine asynchrone, " Formation continue - Techniciens supérieurs - Ingénieurs électrotechniciens, Edition revue 2010.
- [31] Bruno Bouzy, " Réseaux de neurones," 7 mars 2017.
- [32] 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