

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**Centre Universitaire BOUSSOUF Abdelhafid -Mila**  
**Institut des Sciences et Technologie**  
**Département de Génie Mécanique et Électromécanique**



N°Ref :.....

**Projet de Fin d'Etude préparé En vue de l'obtention du diplôme  
de MASTER**  
Spécialité : Electromécanique

**Application des réseaux de neurones à la commande d'un  
système d'entraînement électrique: Charge mécanique  
entraînée par machine Asynchrone**

**Réalisé par :**  
Makhloufi Ahmed  
Touati Salah Eddine

**Soutenu devant le jury :**

**M. DIB.S**  
**Mme BAZI .S**  
**Mme HADEF .S**

**Président**  
**Examineur**  
**Promoteur**

**Année universitaire : 2021/2022**



# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Mes chers parents, que nulle dédicace ne puisse exprimer mes  
sincères sentiments, ou leur aide, leur encouragement et leur  
patience illimitée.*

*Mes chères sœurs.*

*Mon binôme Touati Salah eddine avec qui j'ai réalisé ce travail.*

*Toute la famille Makhloufi et Kerdoune.*

*Toutes les personnes qui m'ont aidé durant mon cursus  
universitaire.*

*Makhloufi Ahmed*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Mes chers parents, que nulle dédicace ne puisse exprimer mes  
sincères sentiments, ou leur aide, leur encouragement et leur  
patience illimitée.*

*Mes chères sœurs.*

*Mon binôme Makhloufi Ahmed avec qui j'ai réalisé ce travail.*

*Toute la famille Touati*

*Toutes les personnes qui m'ont aidé durant mon cursus  
universitaire.*

*Touati Salah eddine*

# *Remerciements*

*Avant toute personne, nous tenons à remercier ALLAH le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.*

*Nous tenons à exprimer notre sincère gratitude à notre encadreur HADEF Souhila pour ses conseils et ses encouragements tout au long de ce projet.*

*Nous tenons à exprimer toute notre gratitude à tous les membres de jury, pour avoir bien voulu juger notre travail.*

*Nous voulons aussi adresser nos sincères remerciements à tous les enseignants de département qui ont contribué à notre formation.*

*Aussi nos parents qui nous ont toujours soutenus et encouragés au cours de ce mémoire.*

*Par crainte d'avoir oublié quelqu'un, que tous ceux et toutes celles dont nous sommes redevables se voire ici vivement remerciés.*

## Notations des Symboles

$R_r$  : Résistance par phase rotorique.

$R_s$  : Résistance par phase statorique.

$M_s$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_R$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$M$  ET  $\mathcal{M}$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques et statorique

$L_s$  Et  $\mathcal{L}_s$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$L_r$  Et  $\mathcal{L}_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$[L_s]$  : Matrice des inductances statoriques.

$[L_R]$  : Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{SR}]$  : Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{RS}]$  : Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

MAS : Machine Asynchrone

PI : Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

ARN : Réseaux des neurones artificielle .

$\Phi_{ra}$  ,  $\Phi_{rb}$  ,  $\Phi_{rc}$  : Flux des phases rotoriques.

$V_d$  ,  $V_q$  : Tensions statoriques d'axe direct et en quadrature.

$I_d$  ,  $I_q$  : Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.

$\Phi_d$  ,  $\Phi_q$  : Flux statorique d'axe direct et en quadrature.

$\Omega$  : Vitesse de rotation de la machine (vitesse mécanique).

$\theta$  : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).

$N_s$  : Vitesse de rotation (en tr/min)

$\omega_r$  : Vitesse électrique du rotor.

$\Omega_{réf}$  : Vitesse de référence (Rad/s)

t : Temps [s].

a, b, c : Axes liés aux enroulements triphasés.

d ,q : Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature.

$\alpha$  , $\beta$  : Référentielle lié au stator.

$i_{sa}$  ,  $i_{sb}$  ,  $i_{sc}$  : Courants des phases statoriques [A].

$V_{sa}$  ,  $V_{sb}$  ,  $V_{sc}$  : Tensions des phases statoriques [V].

$i_{ra}$  ,  $i_{rb}$  ,  $i_{rc}$  : Courants des phases rotoriques [A].

$V_{ra}$  ,  $V_{rb}$  ,  $V_{rc}$  : Tensions des phases rotoriques [V].

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$  : Flux des phases statoriques.

P : Nombre de paires de poles.

$C_f = f \cdot \Omega$  : Couple de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

F : Coefficient de frottement visqueux.

$C_e$  : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

$C_r$  : Couple résistant, ou de charge.

P  $[(\theta)]$  : Matrice de transformation directe de Park.

P  $[(\theta)]^{-1}$  : Matrice de transformation inverse de Park.

[C] : La transformation directe de Clarck

[C] $^{-1}$  : Transformation inverse de Clarck

*FTBO* : La fonction de transfert en boucle ouverte

*FTBF* : Fonction de transfert en boucle fermée

$T_d$  : Constante de temps électrique relative à l'axe d.

$T_q$  : Constante de temps électrique relative à l'axe q.

$\tau$  : Constante de temps en boucle fermée.

$\xi$  : Coefficient d'amortissement.

K : Gain positif.

f : Fréquence en Hz.

$f_p$  : Fréquence de la porteuse

$f_r$  : Fréquence de la référence.

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence

r : Taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse.

**Table des matières**

Dédicace

Remerciement

Nomenclature

Table des matières

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale..... 1

**CHAPITRE I : Généralités sur les machines électriques**

I.1 Introduction..... 3

I.2 Les machines tournantes ..... 3

I.3 Classification des machines électriques ..... 3

    I.3.1 Machine à Courant Continu ..... 3

        I.3.1.1 Moteurs à excitation en dérivation « shunt » ..... 4

        I.3.1.2 Moteurs à excitation série ..... 4

        I.3.1.3 Moteurs à excitation indépendante (séparée ..... 5

        I.3.1.4 Moteurs compound à excitation série-parallèle (composée ou « compound ») ..... 5

    I.3.2 Machines à courant alternatif ..... 6

        I.3.2.1 Machine synchrone ..... 6

            I.3.2.1.1 Constitution ..... 6

            I.3.2.1.2 Principe du moteur synchrone ..... 7

        I.3.2.2 Machine asynchrone ..... 7

            I.3.2.2.1 Constitution d'un moteur Asynchrones (MAS) ..... 7

            I.3.2.2.2 Principe de Fonctionnement d'une Machine Asynchrone ..... 10



I.3.2.2.3 Grandeurs caractéristiques d'un moteur asynchrone .....	10
I.3.2.2.3.1 Glissement .....	10
I.3.2.2.3.2 Fréquence rotorique .....	11
I.3.2.2.3.3 Bilan des puissances .....	11
I.4 Commande des machines électriques .....	13
I.4.1 Contrôle de vitesse d'un moteur à Courant Continu .....	13
I.4.1.1 Variateurs électromécaniques de vitesse .....	13
I.4.1.2 Variateurs électroniques de vitesse .....	13
I.4.2 Commande des Machines à courant alternatif .....	13
I.4.2.1 Commande MLI .....	13
I.4.2.1.1 Définition .....	13
I.4.2.1.2 Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-triangle.....	13
I.4.2.2 Commande scalaire .....	15
I.4.2.3 Commande vectorielle .....	16
I.5 Critère de choix de la machine.....	17
I.5.1 Choix d'un moteur asynchrone .....	18
I.6 Schéma équivalent de la machine asynchrone .....	18
I.6.1 Modèle à inductances couplées .....	18
I.6.2 Modèle à inductances de fuites partielles .....	18
I.6.3 Modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator .....	19
I.7 Conclusion .....	20

## CHAPITRE II : Modélisation et commande de la Machine Asynchrone

II.1 Introduction .....	21
-------------------------	----

II.2 Modélisation de la machine asynchrone .....	21
II.2.1 Modèle d'un MAS dans le système d'axes réel (abc) .....	22
II.2.1.1 Equations électriques .....	23
II.2.1.2 Equations magnétiques .....	24
II.2.1.3 Equations mécaniques .....	25
II.2.2 Modélisation dans le repère de PARK .....	25
II.2.2.1 Transformation de PARK .....	26
II.2.2.2 Application de la transformation de Park au modèle de la MAS .....	27
II.2.2.2.1 Equations électriques .....	27
II.2.2.2.2 Equations magnétiques .....	27
II.2.2.2.3 Equation mécanique .....	27
II.2.2.3 Choix du référentiel .....	28
II.2.2.3.1 Référentiel lié au stator .....	28
II.2.2.3.2 Référentiel lié au rotor .....	28
II.2.2.3.3 Référentiel lié au champ tournant .....	28
II.2.2.4 Modèle d'état de la Machine Asynchrone .....	30
II.2.3 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension .....	32
II.2.4 Simulation du modèle de la machine dans un repère lié au champ tournant .....	33
II.2.4.1 Résultats de simulation .....	34
II.2.4.2 Interprétation des résultats .....	37
II.3 Commande vectorielle par Orientation du Flux Rotorique indirecte d'un MAS .....	37
II.3.1 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique (RFO) .....	38
II.3.2 Commande vectorielle indirecte (IRFO) .....	39
II.3.3 Synthèse des différents régulateurs .....	40

II.3.3.1 Découplage .....	40
II.3.3.2 Défluxage .....	42
II.3.3.3 Régulateurs des courants .....	43
II.3.3.4 Régulateur de vitesse .....	44
II.3.4 Simulation de la commande vectorielle de la MAS .....	45
II.3.5 Interprétations des résultats .....	48
II.4 Conclusion .....	49
 <b>CHAPITRE III : Généralités sur les réseaux de neurones</b>	
III.1 Introduction .....	50
III.2 Neurone biologique .....	50
III.3 Neurone formel (artificiel) .....	51
III.4 Réseaux de neurones artificiels .....	54
III.4.1 Définition .....	54
III.4.2 Propriétés des réseaux de neurones .....	54
III.4.2.1 Le parallélisme .....	54
III.4.2.2 La capacité d'adaptation .....	55
III.4.2.3 La mémoire distribuée .....	55
III.4.2.4 La capacité de généralisation .....	55
III.5 Architecture des réseaux de neurones .....	55
III.5.1 Les réseaux de neurones non bouclés .....	55
III.5.2 Les réseaux de neurones bouclés .....	56
III.6 L'apprentissage .....	57
III.6.1 Types d'apprentissage .....	57
III.6.1.1 Apprentissage supervisé .....	57

III.6.1.2 Apprentissage non supervisé .....	57
III.6.1.3 Apprentissage hybride .....	58
III.6.2 Les méthodes d'apprentissage .....	58
III.6.2.1 Règle de Hebb .....	58
III.6.2.2 Retro-propagation du gradient de l'erreur .....	58
III.7 Différents modèles des réseaux de neurones .....	59
III.7.1 Modèle de Perceptron .....	59
III.7.1.1 Le Perceptron simple (monocouche) .....	59
III.7.1.2 Le Perceptron multicouches (PMC) .....	59
III.7.1.3 Modèle de Hopfield .....	60
III.7.1.4 Modèle de Kohonen .....	61
III.7.1.5 Modèle ADALINE .....	61
III.8 Algorithmes d'apprentissage perceptron multicouche (rétro-propagation du gradient) ..	61
III.8.1 Principe de rétro-propagation .....	62
III.8.2 Algorithme de rétro propagation .....	62
III.9 Quelques aspects pratiques .....	63
III.9.1 Nombre de couches cachées .....	63
III.9.2 Nombre de neurones par couches cachées .....	63
III.9.3 Test d'arrêt .....	63
III.9.4 Taux d'apprentissage .....	64
III.9.5 Seuil de tolérance .....	64
III.10 Avantages et inconvénients des réseaux de neurones .....	65
III.10.1 Avantages .....	65
III.10.2 Inconvénients .....	65

III.11 Conclusion ..... 65

**CHAPITRE IV Application de RNA sur la Commande Vectorielle de la machine  
asynchrone**

IV.1 Introduction ..... 66

IV.2 Principe du contrôleur neuronal ..... 66

IV.3 Mise en œuvre des réseaux de neurones ..... 66

IV.3.1 Choix des entrées et des sorties du boite neuronale ..... 66

IV.3.2 Choix de type de réseau neurones et stratégie d'apprentissage ..... 67

IV.3.3 Basse de données ..... 67

IV.3.4 Réalisation d'apprentissage sur Matlab ..... 67

IV.4 Simulation de la commande par les réseaux de neurones ..... 69

IV.4.1 Schéma de commande du MAS ..... 70

IV.4.2 Résultats de Simulation ..... 70

IV.5 Comparaison entre la commande par réseaux de neurones et commande par régulateur  
PI ..... 74

IV.6 Conclusion ..... 75

Conclusion générale ..... 76

Références bibliographiques

Annexes

Résumés

## **List des tableaux**

**Tableau III.1** : Comparaison entre le neurone biologique et le neurone artificiel ..... 52

## Liste des figures

Figure I.1 : Classification des Machines à Courant Continu.....	4
Figure I.2 : MCC à excitation shunt.....	4
Figure I.3 : MCC à excitation série.....	4
Figure I.4 : MCC à excitation indépendante.....	5
Figure I.5 : MCC composée.....	5
Figure I.6 : Classification des Machines à Courant alternatif.....	6
Figure I.7 : Machine asynchrone.....	7
Figure I.8 : Constitution de la Machine asynchrone triphasée à cage.....	8
Figure I.9 : Stator d'une Machine Asynchrone.....	8
Figure I.10 : Rotor bobiné.....	9
Figure I.11 : Rotor à cage d'écureuil.....	9
Figure I.12 : Représentation schématique du bilan des puissances.....	12
Figure I.13 : Bilan de puissance d'un moteur asynchrone.....	12
Figure I.14 : Principe de la commande MLI- ST.....	14
Figure I.15 : Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation.....	15
Figure I.16 : Principe de découplage couple-flux entre la MCC et la MAS.....	16
Figure I.17 : Principe du contrôle vectoriel.....	17
Figure I.18 : Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à inductances couplées.....	18
Figure I.19 : Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à inductances de fuites partielles.....	19
Figure I.20 : Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à Fuites totalisées au rotor ramené au stator.....	19
Figure I.21 : Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator avec prise en compte des pertes fer.....	20
Figure II.1 : Représentation schématique de la MAS.....	23
Figure II.2 : Modèle équivalent de la MAS dans le repère diphasé tournant ( $dq0$ ).....	26
Figure II.3 : schéma bloc de la représentation d'état.....	30
Figure II.4 : Schéma de principe d'un onduleur de tension triphasé alimentant une machine asynchrone triphasée.....	32
Figure II.5 : Schéma bloc de simulation de la MAS.....	34

Figure II.6 : Vitesse de rotorique (rad/s).....	34
Figure II.7 : Courant statorique $i_{sd}$ , $i_{sq}$ (A).....	35
Figure II.8 : Flux rotorique $\phi_{rd}$ , $\phi_{rq}$ (Wb).....	35
Figure II.9 : Couple électromagnétique (N*m).....	36
Figure II.10 : Courant de phase statorique ( $i_{sa}$ , $i_{sb}$ , $i_{sc}$ ) (A).....	36
Figure II.11 : Tensions statorique $v_d$ , $v_q$ (V).....	37
Figure II.12 : Structure de commande indirecte de la MAS (IFOC : Indirect FOC).....	39
Figure II.13 : Description de couplage.....	41
Figure II.14 : Découplage par addition des termes de compensation.....	41
Figure II.15 : Boucle de régulation et découplage des courants $i_{ds}$ et $i_{qs}$ .....	42
Figure II.16 : Bloc de défluxage.....	42
Figure II.17 : Schéma bloc de régulation de vitesse.....	44
Figure II.18 : La vitesse de rotation $\omega_r$ et la vitesse référence $V_{ref}$ .....	46
Figure II.19 : Courant statorique direct référence $[[i_{sdref}]]$ .....	46
Figure II.20 : Courant statorique direct $[[i_{sd}]]$ .....	47
Figure II.21 : Couple électromagnétique $C_e$ .....	47
Figure II.22 : Courant statorique quadratique $[[i_{sq}]]$ .....	48
Figure II.23 : Flux rotorique $[[\Phi_{rd}, \Phi_{rq}]]$ .....	48
Figure III.1 : Neurone biologique.....	51
Figure III.2 : Neurone artificiel.....	52
Figure III.3 : Fonctions de sortie des neurones.....	53
Figure III.4 : Réseaux de neurone non bouclés.....	56
Figure III.5 : Réseaux de neurone bouclés.....	56
Figure III.6 : Illustration de l'apprentissage supervisé.....	57
Figure III.7 : Illustration de l'apprentissage non supervisé.....	58
Figure III.8 : Modèle d'un perceptron simple.....	59
Figure III.9 : Modèle de perceptron multicouche.....	60
Figure III.10 : Modèle de Hopfield.....	60
Figure III.11 : Modele de Kohonen.....	61
Figure III.12 : Développement l'erreur dans Algorithme de rétro propagation.....	64
Figure IV.1 : Fenêtre d'entraînement de réseau de neurones.....	68
Figure IV.2 : Evolution d'erreur d'apprentissage.....	68
Figure IV.3 : Régression entre la sortie et le Target.....	69



Figure IV.4 : bloc de commande .....	70
Figure IV.5 : La vitesse de rotation $w_r$ et la vitesse référence $V_{ref}$ .....	70
Figure IV.6 : Courant statorique direct $i_{sd}$ .....	71
Figure IV.7 : Couple électromagnétique $C_e$ .....	71
Figure IV.8 : Courant statorique $i_{sq}$ .....	72
Figure IV.9 : Flux rotorique $[\Phi_{rd}, \Phi_{rq}]$ .....	72
Figure IV.10: Courant statorique direct reference $i_{sdref}$ .....	73
Figure IV.11 : La vitesse de rotation $w_{rPI}$ et $w_{rneurone}$ et la vitesse référence $V_{ref}$ .....	74

## **Introduction générale**

L'énergie électrique et la conversion électromécanique représentent une des priorités les plus importantes de l'homme. Dans les pays industrialisés, 65% de l'énergie électrique est consommée par des moteurs dont la plus part sont asynchrones [1].

La machine asynchrone est le moteur employé dans plus de 80% des applications. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Le choix de son utilisation est dû à son principal avantage qui réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Elle est utilisée dans une gamme de puissance d'applications de quelques Watts à plusieurs Mégawatts.

L'objectif principal de la commande des machines est de pouvoir en obtenir un comportement à vitesse variable et un contrôle rapide du couple. Le couple est créé suite à l'interaction entre un flux magnétique et un courant électrique.

Plusieurs méthodes de commande des MAS sont apparues, parmi elles, la commande vectorielle. Son principe de base est de rendre ces machines semblables du point de vue commande à une machine à courant continu à excitation séparée.

Dans les années 70, La commande vectorielle a été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté. Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator [1].

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 ...

D'apppris l'intelligence artificielle mentionnée précédemment, nous avons choisi 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.

### **Objectif du projet :**

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation Matlab des performances de l'application des réseaux de neurones à la commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone, afin de faire une comparaison avec la méthode classique.

### **Organisation du mémoire**

Ce mémoire est composé de quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre est alloué pour présenter des généralités sur les machines tournantes.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone et aussi à l'application de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique en utilisant des régulateurs classiques (PI).

Le troisième chapitre portera sur la théorie des réseaux de neurones artificiels (RNA).

Le dernier chapitre est alloué à l'application des Réseaux de Neurones Artificiels à la Commande Vectorielle de la MAS.

Et on terminera par une conclusion générale.

# CHAPITRE I :

*Généralités sur les  
machines électriques*

## I.1 Introduction

Les machines tournantes à effets magnétiques constituent de toute évidence la famille de convertisseurs électromécaniques ayant bénéficié des plus larges développements, tant du point de vue des applications concernées (du micromoteur de montre à l'alternateur de centrale nucléaire), que des architectures électromécaniques exploitées et des choix technologiques associés. Face aux diverses solutions en présence pour transformer, à l'aide de sources magnétiques interagissant au sein d'une structure rotative, de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur) ou, réciproquement, de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur), il est clair que le concept de champ magnétique tournant joue un rôle primordial. Aussi, bien que cette notion ne permette pas à elle seule une présentation exhaustive et détaillée de toutes les structures exploitées à ce jour [36].

## I.2 Les machines tournantes

Un système d'entraînement électrique est un dispositif électromécanique fondé sur l'électromagnétisme permettant la conversion d'énergie électrique en travail ou en énergie mécanique. Ce processus est réversible et peut servir à produire de l'électricité. Un moteur électrique entraînant une charge et vice-versa une turbine entraînant un alternateur. Cette transformation d'énergie est contrôlée généralement par un convertisseur électronique (redresseur, gradateur, onduleur ou hacheur selon l'entraînement ou l'application).

Un convertisseur électromécanique ou machine tournante assure une transformation réciproque d'énergie électrique en travail mécanique de translation et, le plus souvent, de rotation.

Les machines tournantes ont plusieurs typesy compris les moteurs à courant alternatif qui, à leur tour, sont divisés en moteurs synchrones et asynchrones, ce dernier est au centre de notre travail [2].

## I.3 Classification des machines électriques

Ils existent deux différentes classes de machines électriques, les machines à courant continu et les machines à courant alternatifs.

### I.3.1 Machine à Courant Continu

Elles sont classées selon leurs excitations. Dans la figure (I.1), présenter les Classes des Machines à Courant Continu [2].

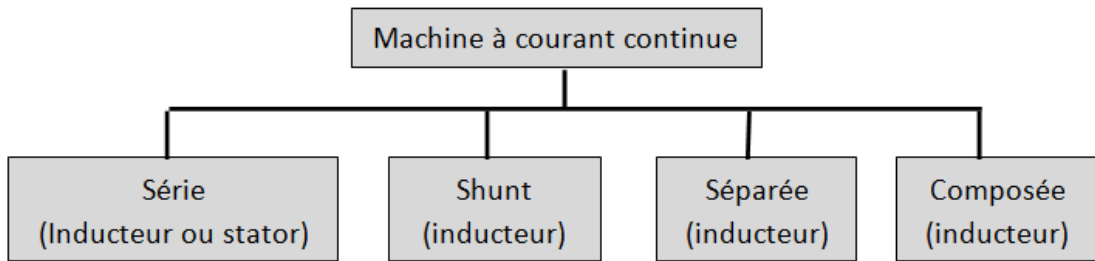


Figure I.1 : Classification des Machines à Courant Continu [2].

### I.3.1.1 Moteurs à excitation en dérivation « shunt »

Les enroulements de l'inducteur et l'induit sont reliés en parallèle. Une seule tension d'alimentation est utilisée, le flux  $\Phi$  est constant. Alimentés à tension constante, ils ont les mêmes caractéristiques que les moteurs à excitation indépendante. Leur caractéristique principale est de disposer d'une vitesse peu sensible à la charge [3].

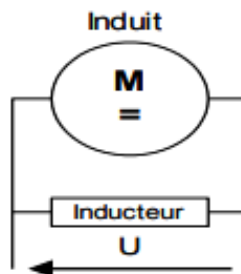


Figure I.2 : MCC : à excitation shunt [3].

### I.3.1.2 Moteurs à excitation série

Les enroulements inducteurs et induits sont montés en série, la tension d'alimentation est unique avec un même courant qui les traverse. (Moteur universel). Ces moteurs ont un très fort couple de démarrage et sont utilisés principalement en traction électrique (domaine ferroviaire).

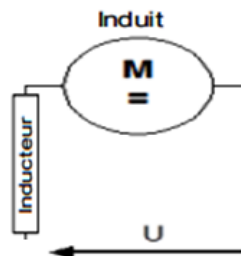


Figure I.3 : MCC à excitation série [3].

### I.3.1.3 Moteurs à excitation indépendante (séparée)

Ce sont les moteurs à courant continu standards. Ces moteurs ont leurs alimentations d'inducteur et d'induit totalement séparées. Pour faire varier leur vitesse, ils peuvent ainsi être commandés par l'induit (à flux constant) ou par l'inducteur (à puissance constante) :

- Commandés par l'induit, leur vitesse est pratiquement insensible aux variations de charge, mais ils nécessitent de contrôler de fortes puissances électriques.
- Commandés par l'inducteur, ils nécessitent de faibles puissances, mais leur couple est alors variable.

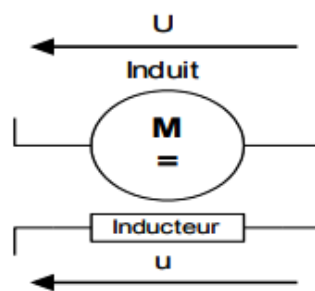


Figure I.4 : MCC à excitation indépendante [3].

### I.3.1.4 Moteurs compound à excitation série-parallèle (composée ou « compound »)

Cette technologie permet de réunir les qualités du moteur à excitation série et du moteur à excitation parallèle. Ce moteur comporte deux enroulements par pôle inducteur. L'un est en parallèle avec l'induit. Il est parcouru par un faible courant au regard du courant de travail. L'autre est en série. Le moteur est à flux additif si les ampères-tours des deux enroulements ajoutent leurs effets. Il est à flux soustractif dans le cas contraire, mais ce mode de montage est très rarement utilisé car il conduit à un fonctionnement instable pour les fortes charges [3].

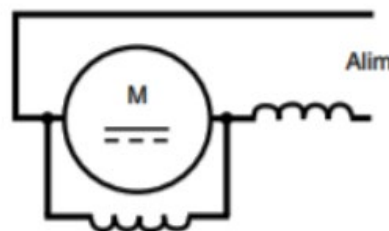


Figure I.5 : MCC composée [3].

### I.3.2 Machines à courant alternatif

Dans la figure (I.6), on va présenter les Classe des Machines à Courant Alternatif [2]

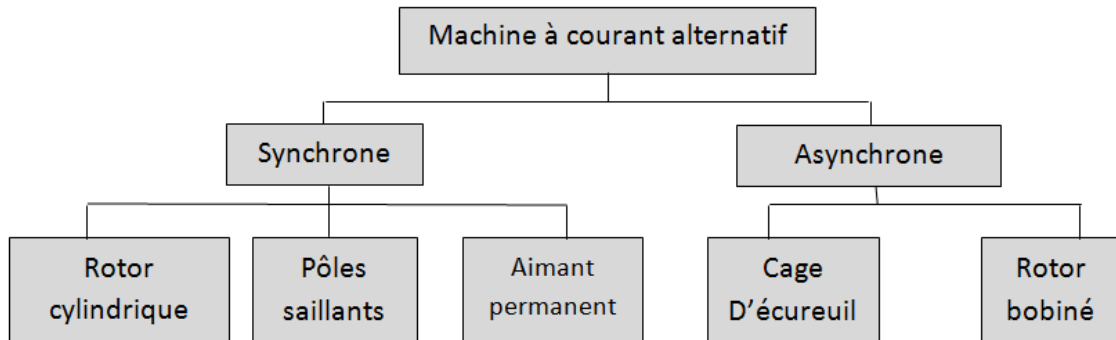


Figure I.6 : Classification des Machines à Courant alternatif [2].

#### I .3.2.1 Machine synchrone

La machine synchrone est un convertisseur électromécanique réversible qui peut fonctionner soit en génératrice (alternateur), soit en moteur. En génératrice, elle produit un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation de la machine. En moteur, elle absorbe un courant électrique dont la fréquence détermine la vitesse de rotation de la machine.

##### I.3.2.1.1 Constitution

Ces machines comportent un induit et un inducteur, Induit : c'est le stator dans lequel est logé un enroulement à  $2p$  pôles réuni à la source fournissant les tensions et les courants de fréquence  $f$ . Inducteur : c'est le rotor. Il sert à créer le champ magnétique qui va balayer les conducteurs de l'induit ce champ peut être élaboré de différentes manières:

A partir d'aimants permanents dans le cas de machines dont la puissance peut aller jusqu'à quelques dizaines de kilowatts.

A partir de courants continus circulant dans l'enroulement inducteur réparti de façon à créer des pôles alternativement nord et sud. Ce sont les rotors bobinés qui peuvent être classés en deux catégories;

- Rotor à pôles saillants : ce rotor est utilisé dans les machines à faibles vitesses périphériques du rotor ( $p > 2$ ). L'enroulement dans ce cas est identique à celui d'une machine à courant continu (électroaimant alimenté en continu).
- Rotor à pôles lisses : ce rotor concerne les machines à grandes vitesses périphériques du rotor ( $p = 1, 2$ ). Dans ce cas ; le bobinage à courant continu est logé dans des encoches fraisées dans la masse cylindrique du rotor [4].



### I.3.2.1.2 Principe du moteur synchrone

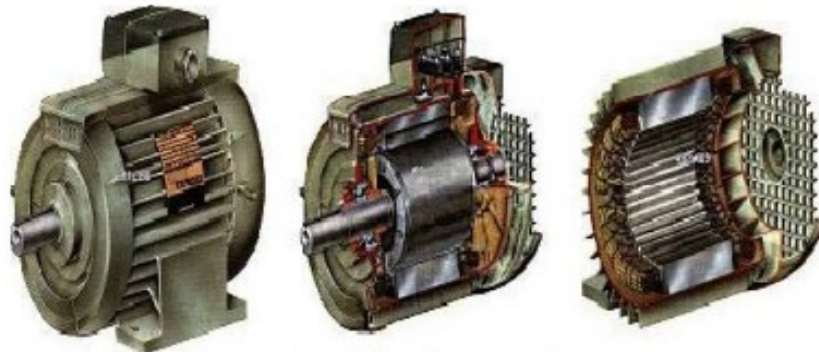
Les courants du rotor créent un champ magnétique tournant dans le stator. Sa fréquence de rotation (sa vitesse) est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est nommée vitesse de synchronisme.

L'enroulement au rotor est alimenté par un courant continu ce qui le rend comparable à un aimant. Il peut d'ailleurs être constitué d'aimants permanents, le rotor n'a alors plus besoin d'alimentation. Le champ magnétique du rotor créé cherche en permanence à s'aligner sur celui du stator. C'est le principe de la boussole (qui voit-elle par contre un champ magnétique fixe). Cette machine est dite synchrone : le champ du rotor ne peut que tourner à la même vitesse que le champ du stator [5].

### I.3.2.2 Machine asynchrone

#### I.3.2.2.1 Constitution d'un moteur Asynchrones (MAS)

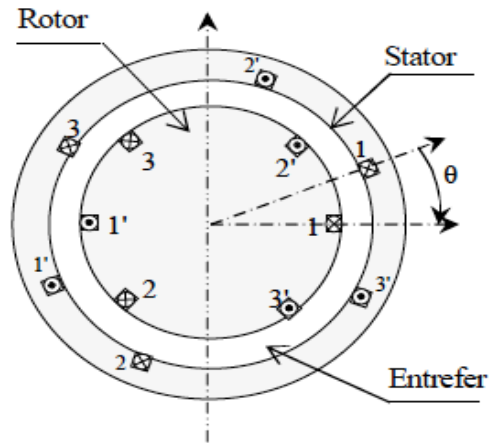
Les Moteurs Asynchrones, appelés moteur à induction, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant [6].



**Figure I.7 :** Machine asynchrone [7].

Les moteurs asynchrone triphasé sont des convertisseurs Electromagnétique 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.

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) [7] :

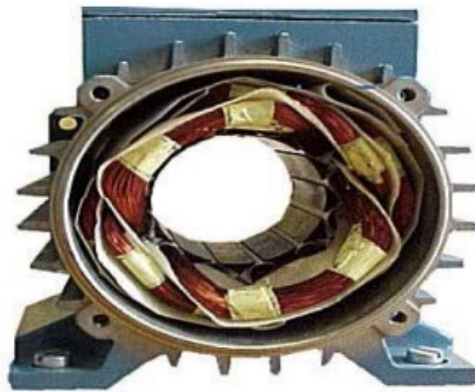


**Figure I.8 :** Constitution de la Machine asynchrone triphasée à cage

#### a- Le stator

Il est appelé inducteur ou primaire, il est fixé au bâti et forme 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 circulaires à leur périphérie 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 [7].

La figure suivante représente un stator comporte un bobinage triphasé



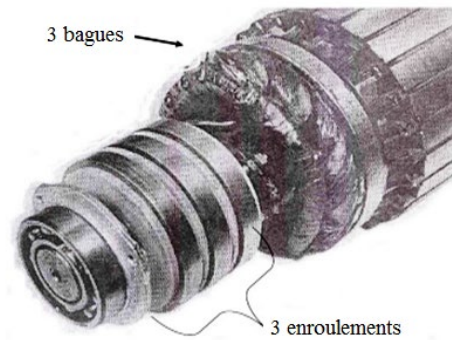
**Fig.I.9 :** Stator d'une Machine Asynchrone [6].

#### b- 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 types de rotor [6]

##### - Rotor à bagues

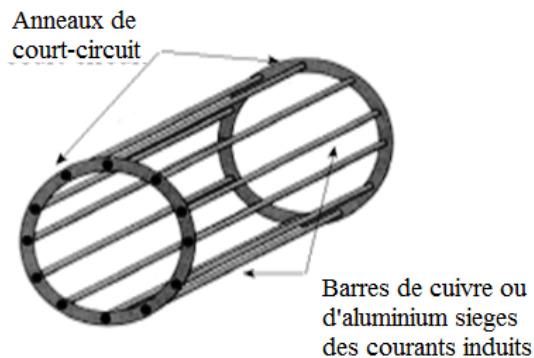
Ce rotor à pôle lisse comporte dans ces rainures un enroulement identique à celui du stator, les trois phases sont branchées en étoile ce qui permet d'insérer un rhéostat dans leur circuit, ce rhéostat qui est mise en marche normale et permet d'assurer des meilleures conditions de démarrage [9].



**Figure I.10 :** Rotor bobiné [7].

#### - 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 [9].



**Figure I.11 :** Rotor à cage d'écureuil [7].

#### c- Entrefer

L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor [10].

### I.3.2.2.2 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  $\Phi$  qui traverse un cylindre métallique [11].

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 [9].

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  $120^\circ$ , 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.

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme : [8]

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

$$w = 2 \cdot p \cdot f \quad (I.2)$$

$\Omega_s$ : Vitesse synchrone de rotation du champ tournant (*rad/s*).

$w$ : Pulsation des courants alternatifs (*rad/s*).

$p$ : Nombre de paires de pôles.

$f$ : La fréquence (Hz).

### I.3.2.2.3 Grandeurs caractéristiques d'un moteur asynchrone

#### I.3.2.2.3.1 Glissement

Par définition, le glissement est l'écart relatif de la vitesse de rotation du rotor par rapport à la vitesse dite synchronisme du champ tournant, aussi on dit que le glissement est l'erreur relative de la vitesse de synchronisme.

Le glissement est noté par  $g$ , tel que :

$$g = \frac{\Omega_r}{\Omega_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (I.3)$$

Où  $\Omega_s$ ,  $\Omega_r$  et  $\Omega$  sont respectivement les vitesses angulaires du synchronisme, du rotor par rapport au champ tournant et la vitesse du rotor.

Et  $\omega_s = p \cdot \Omega_s$ ,  $\omega = p \cdot \Omega$ ,  $N_s = \frac{\Omega_s}{2\pi}$  (tr/s) et  $N = \frac{\Omega}{2\pi}$  (tr/s)

Les différents cas possibles du glissement :

$N = N_s \rightarrow g = 0$  : Il n'y a pas de couple.

$N > N_s \rightarrow g < 0$  : La machine fonctionne en génératrice asynchrone.

$N > N_s \rightarrow 0 < g < 1$  : La machine fonctionne en moteur asynchrone.

$N < 0 \rightarrow g > 1$  : La vitesse de rotation est inverse de celle du champ tournant, le moteur fonctionne en freinage [13].

### I.3.2.2.3.2 Fréquence rotorique

Le bobinage rotorique est balayé par le flux tournant statorique à la vitesse de glissement, la pulsation des grandeurs rotoriques est :

$$\omega_r = p(\Omega_s - \Omega) = \omega_s - \omega \quad (I.4)$$

Puisque :

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \Rightarrow \omega_r = g\omega_s \Rightarrow f_r = g f$$

### I.3.2.3.3 Bilan des puissances

D'après le schéma équivalent on peut établir un bilan de puissance d'un moteur asynchrone, tel que la puissance absorbée égale à la puissance utile plus la somme des pertes fer, Joule et mécanique.

Le moteur absorbe une puissance active donnée par :  $P_a = 3V_s I_s \cos \varphi_s$  (I.5)

Une partie de cette puissance est dissipée en pertes Joule au stator ( $P_{js}$ ) et en pertes fer dans le stator ( $P_{fs}$ ), le reste traverse l'entrefer; c'est la puissance électromagnétique (ou la puissance transmise).

$$P_{tr} = P_a - P_{fs} - P_{js} \quad (I.6)$$

$$P_{fs} = 3 \frac{V_s^2}{R_f} \quad \text{et} \quad P_{js} = 3R_s I_s^2$$

Une partie de  $P_{tr}$  est dissipée en pertes joules au rotor  $P_{jr}$  dans l'enroulement rotorique, le reste  $P_m$  est transformé en puissance mécanique

$$P_m = P_{tr} - P_{jr} = P_{tr} - 3R_r I_r^2 \quad (I.7)$$

De la puissance mécanique, on soustrait les pertes mécaniques  $P_{m}$  pour arriver à la puissance utile [4] :

$$P_u = P_a - P_m \tag{I.8}$$

La figure (fig. I.13) résume le bilan de puissance d'un moteur asynchrone. [13] :

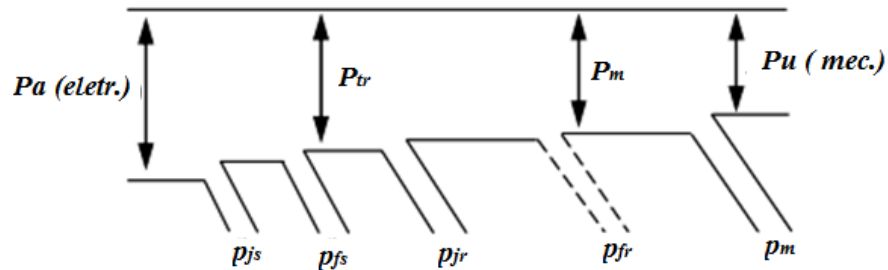


Figure I.12 : Représentation schématique du bilan des puissances [4].

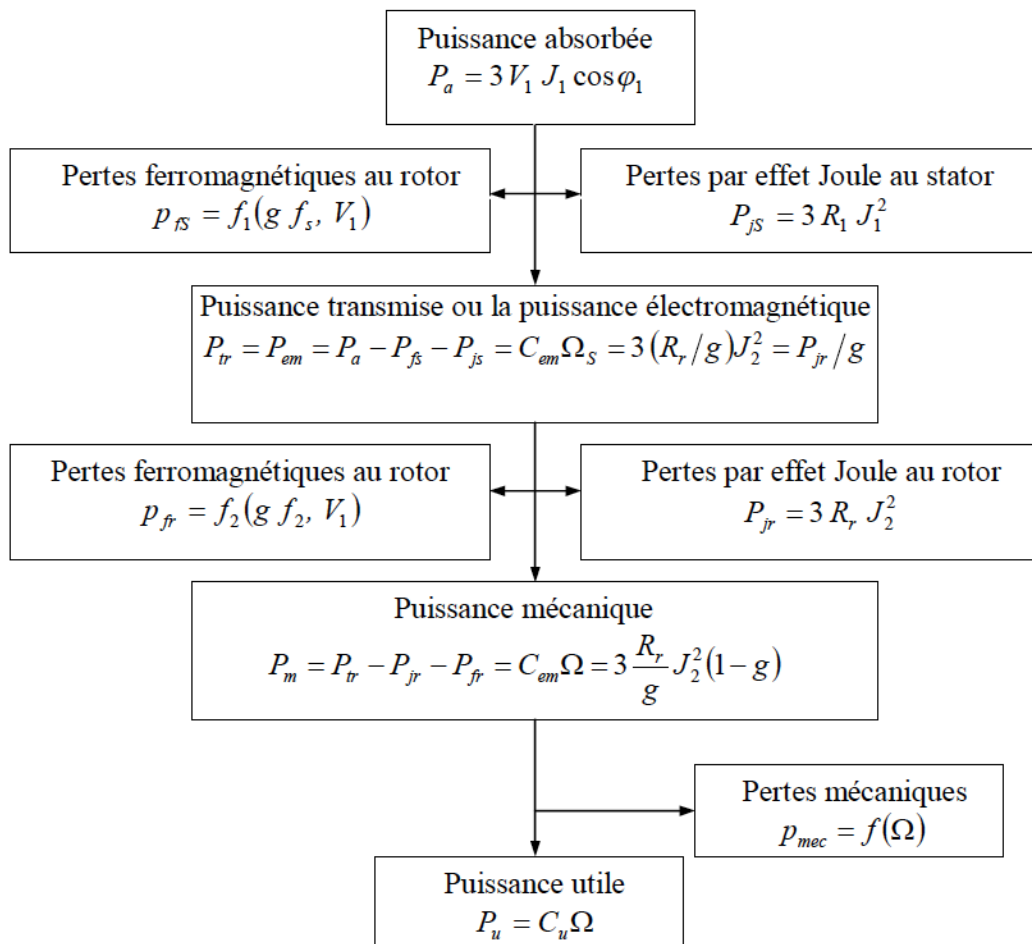


Figure I.13 : Bilan de puissance d'un moteur asynchrone [13].

## I.4 Commande des machines électriques

### I.4.1 Contrôle de vitesse d'un moteur à Courant Continu

L'importance d'un moteur dans les différentes applications industrielles réside dans le fait qu'on puisse contrôler sa vitesse de rotation. Pour une charge donnée, la vitesse  $\Omega$  est fonction des deux variables  $(U_a, \phi)$ . Comme indiquée par l'équation de vitesse, donc pour faire varier la vitesse  $\Omega$ , on doit procéder à la variation de ces deux variables par variateurs électromécaniques ou variateurs électroniques [14] :

$$\Omega = (U_a - R_a \cdot I_a) / K\phi \quad (I.9)$$

#### I.4.1.1 Variateurs électromécaniques de vitesse

Pour faire régler la vitesse de la Machine à Courant Continu, agit sur  $U_a$  ou  $\phi$  ou  $R_a$

#### I.4.1.2 Variateurs électroniques de vitesse

Les variateurs de vitesse sont des prés actionneurs analogique c'est-à-dire qu'ils permettent de commander des actionneurs électriques par exemple moteur à courant continue par modulation d'énergie. Ils ont tendance à remplacer les autres méthodes, moins coûteux et de plus en plus fiable même pour les grosses puissances.

### I.4.2 Commande des Machines à courant alternatif

#### I.4.2.1 Commande MLI

##### I.4.2.1.1 Définition

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : Pulse Width Modulation, soit PWM), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux pseudo analogiques à l'aide de circuits numériques (tout ou rien, 1 ou 0), ou plus généralement à états discrets[15].

##### I.4.2.1.2 Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-triangle

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une

onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoidale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoidale :

- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f$  de la référence :  $m = \frac{f_p}{f_r}$
- Le taux de modulation  $r$  (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse:  $r = \frac{V_r}{V_p}$

Le schéma de principe est donné par la figure (I.14) :

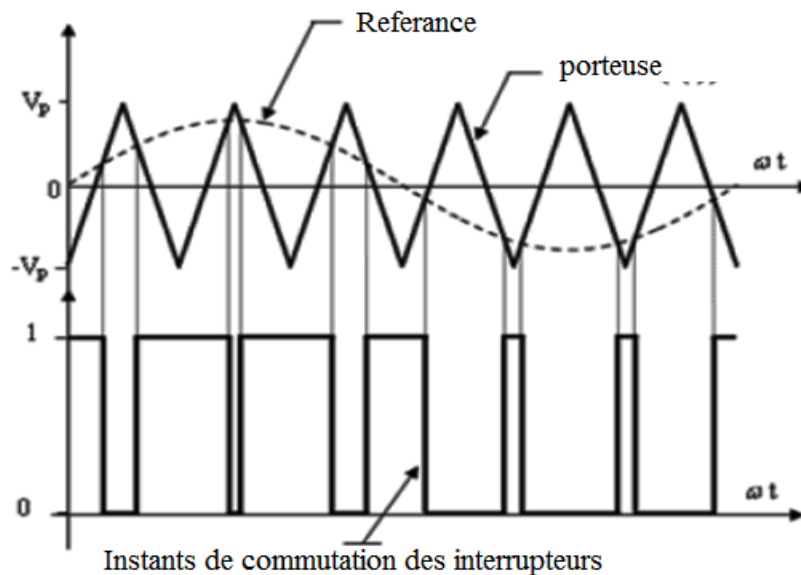


Figure I.14 : Principe de la commande MLI- ST [15].

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence  $f_p$  et sa valeur de crête  $V_p$ .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période  $[0, T_p]$  par :

$$x_1(t) = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in \left[ 0, \frac{T_p}{2} \right]; x_2(t) = V_p \left( 3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in \left[ \frac{T_p}{2}, T_p \right] \quad (\text{I.10})$$

La référence est un signal sinusoidal d'amplitude  $V_r$  et de fréquence  $f_r$ . En triphasé, les trois tensions sinusoidales de référence sont données par :

$$V_{ra} = V_r \sin 2\pi f_r t$$



$$V_{rb} = V_r \sin \sin \left( 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{I.11})$$

$$V_{rc} = V_r \sin \sin(2\pi f_r t + 2\pi/3)$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur. Ceux ci sont donnés par l'équation suivante :

$$S_{abc} = 1, \text{ si } (V_{rabc} - x(t)) \geq 0 ; S_{abc} = 0, \text{ si } (V_{rabc} - x(t)) \leq 0 \quad (\text{I.12})$$

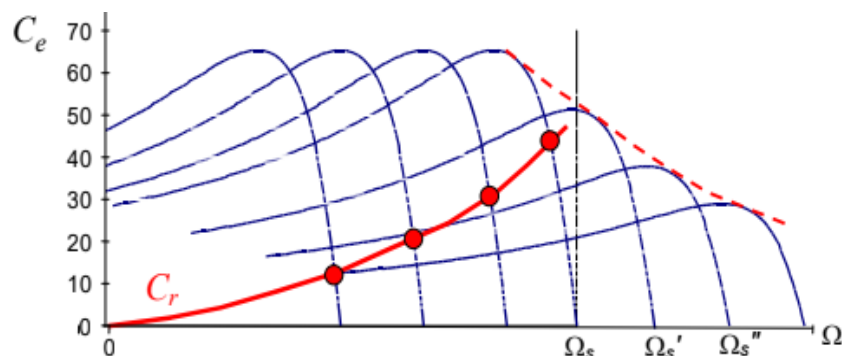
#### I.4.2.2 Commande scalaire

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en  $V/F$  (V sur f) qui est la plus utilisée. Son principe est de maintenir  $V/F = \text{Constant}$  ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit [16]:

$$C = \frac{3P}{2N_r} \left( \frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (\text{I.13})$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone.

- Correspond au point de fonctionnement ; intersection entre la courbe du couple de charge et celui du moteur

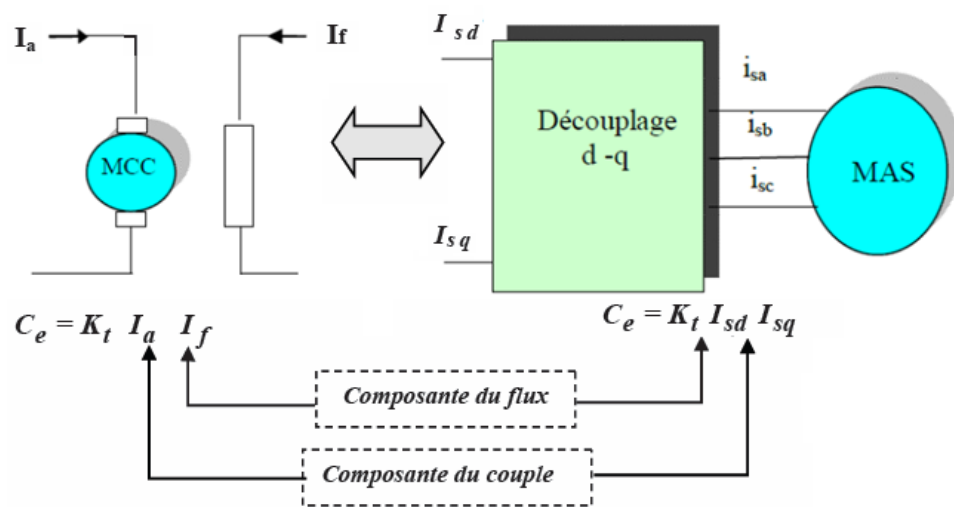


**Figure I.15:** Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation [16].

En fait, garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de "défluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse ( $\Omega > \Omega_N$ ) de la figure (I.15).

#### I.4.2.3 Commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle a été découvert par Blaschke en 72. Il ramène le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu.



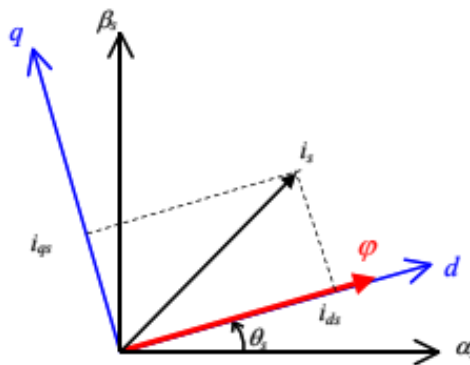
**Figure I.16:** Principe de découplage couple-flux entre la MCC et la MAS [15].

La commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté (*field-oriented control*), est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérées comme étant des vecteurs. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que le second règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu.

De nombreuses variantes de commande vectorielle ont été présentées dans la littérature technique que l'on peut classer de la façon suivante [15] :

- Mode d'alimentation
  - Commande en tension
  - Commande en courant

- Détermination de la position du flux
  - Directe nécessite mesure du flux ou observation
  - Indirecte nécessite le contrôle de la fréquence de glissement
- Acquisition du flux
  - Fondée sur un modèle du rotor
  - Fondée sur un modèle du stator
  - Observation de flux
- Orientation du repère d, q sur
  - Flux rotorique ; Flux statorique ; Flux d'entrefer



**Figure I.17** : Principe du contrôle vectoriel [15].

### I.5 Critère de choix de la machine

Le choix de type du moteur dépend de son utilisation, sera en continu avec peu de changement de vitesse, le moteur asynchrone est très adéquat. Pour les applications dynamiques est précise, le moteur synchrone ici est le plus convenable.

D'autre part et lorsque le moteur sert à convertir l'électricité en mouvement donc il est divisé en deux parties (Electrique et mécanique). Les critères de choix d'un moteur reposent sur :

- Puissance utile, Vitesse et type de charge, Couple utile, accélération...
- Type d'alimentation (Continue DC ou Alternative AC, Monophasé ou Triphasé).
- Vitesse variable ou constante (présence ou non d'un dispositif d'électronique de puissance).
- Performance dynamique (Commande, Inertie du moteur).

Les moteurs sont destinés pour fonctionner sous des tensions et des fréquences différentes. Pour chaque moteur il' y a une tension appropriée pour l'alimenter selon sa plaque signalétique.

### I.5.1 Choix d'un moteur asynchrone

Le choix d'un moteur asynchrone seul doit permettre l'entraînement de la machine accouplée avec les performances imposées par le cahier des charges à savoir [17] :

- Le nombre de quadrants de fonctionnement
- Le couple sur toute la plage de vitesse : Caractéristique  $C_r = f(\Omega)$
- La vitesse désirée
- L'accélération et la décélération souhaitée

Et le respect des normes pour le réseau d'alimentation énergétique :

- La puissance de démarrage disponible
- La consommation d'énergie réactive
- Le taux d'harmoniques imposé au réseau
- La compatibilité électromagnétique

### I.6 Schéma équivalent de la machine asynchrone

#### I.6.1 Modèle à inductances couplées

Equation en tensions machine asynchrone en régime permanent [4] :

- Phase statorique :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{L}_s \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{M} \bar{I}_r \tag{I.14}$$

- Phase rotorique :

$$0 = R_r \bar{I}_r + jg\omega_s \mathcal{L}_r \bar{I}_r + jg\omega_s \mathcal{M} \bar{I}_s \tag{I.15}$$

Depuis les équations (I.17) et (I.18) en peu tracer le figure (Fig I.13)

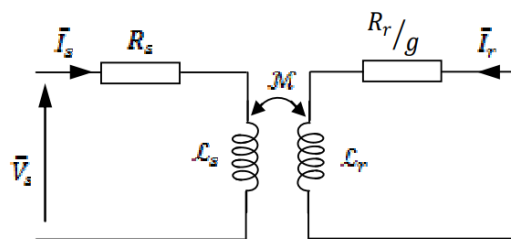


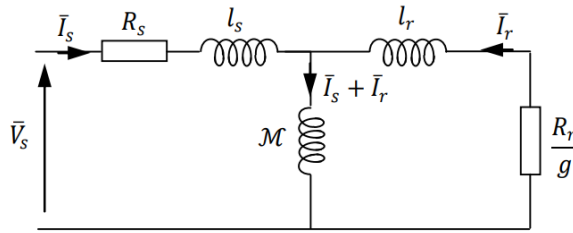
Figure I.18 : Schéma équivalent du moteur asynchrone Modèle à inductances couplées[4].

#### I.6.2 Modèle à inductances de fuites partielles

Les équations(I.17), (I.18) en peu réécrites comme suit :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s (\mathcal{L}_s - \mathcal{M}) \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{M} (\bar{I}_r + \bar{I}_s) \tag{I.16}$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s(\mathcal{L}_r - \mathcal{M})\bar{I}_r + j\omega_s\mathcal{M}(\bar{I}_s + \bar{I}_r) \quad (I.17)$$



**Figure I.19 :** Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à inductances de fuites partielles [4].

Dans ce schéma

$l_s = L_s - \mathbf{M}$  Désigne l'inductance cyclique de fuites statoriques

$l_r = L_r - \mathbf{M}$  est l'inductance cyclique de fuites rotoriques

**I.6.3 Modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator :**

Equation en tensions au stator :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \mathcal{L}_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (I.18)$$

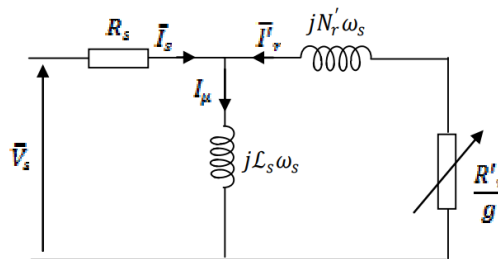
Equation en tensions au rotor :

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s \bar{\Phi}_r = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s N_r \bar{I}_r + j\omega_s \mathcal{M} (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (I.19)$$

En multiplions les deux côtes de (I.22) par  $\frac{\mathcal{L}_s}{\mathcal{M}}$  on obtient :

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + j\omega_s N'_r \bar{I}'_r + j\omega_s \mathcal{L}_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (I.20)$$

Les relations (I.21) et (I.23) nous permettent de tracer le schéma équivalent de la figure (Fig. I.20)



**Figure I.20:** Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à Fuites totalisées au rotor ramené au stator [4].

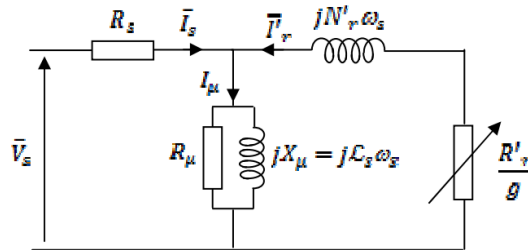
Dans ce schéma

$\bar{I}'_r = \frac{\mathcal{M}}{L_s} \bar{I}_r$ : Courant rotorique ramené au stator.

$N'_r = \left(\frac{L_S}{M}\right)^2 N_r$ : Inductance de fuites totalisées au rotor.

$R' = \left(\frac{L_S}{M}\right)^2 R_r$  : Résistance rotorique ramenée au stator.

Afin de tenir compte des pertes fer, une résistance  $R_\mu$  est ajoutée en parallèle avec l'inductance  $L_S$ , ce qui donne en définitif le schéma de la figure (I.21) :



**Figure.I.21** : Schéma équivalent du moteur asynchrone-Modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator avec prise en compte des pertes fer [4].

## I.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, des généralités sur les machines tournantes ont été introduites, dans lesquelles nous avons parlé de leur principe de fonctionnement et de leurs différents types, à courant continu (MCC à excitation shunt, moteurs à excitation séquentielle ...) et à courant alternatif (machine asynchrone et machine synchrone).

Nous avons donné au moteur asynchrone plus d'importance par rapport aux autres moteurs car c'est l'objectif de notre travail, où nous avons présenté le principe de fonctionnement, ses composants et ses schémas équivalents, ainsi que les techniques de commande des moteurs à courant alternatif en général et comment choisir un moteur asynchrone.

## CHAPITRE II :

*Modélisation et commande  
de la Machine Asynchrone*

## II.1 Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [19].

Historiquement, le moteur à courant continu (MCC) a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de son facilité de commande. Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la MCC, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient

La Machine Asynchrone (MAS) triphasée tend effectivement à remplacer la machine à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable grâce à sa fiabilité, sa robustesse, sa coût de fabrication.....

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 [20].

Dans ce chapitre, on présente la modélisation de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park pour voir son comportement, puis on introduit la méthode du contrôle vectorielle par orientation du flux rétorque de la MAS.

## II.2 Modélisation de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone MAS (induction Motors / asynchrones Motors en Anglais) étant la machine électrique la plus utilisée dans l'industrie et dans la vie domestique à cause de ces avantages par rapport aux autres variantes de machines électriques, dont on cite :

- Possède une large plage de variation de vitesse.
- Robustesse mécanique par nature surtout pour la machine à rotor à cage.
- Coût faible.
- Maintenance quasi-inexistante.
- Pas de limitation des domaines d'application.



Traditionnellement, le modèle du moteur à induction utilisé dans la plupart des entraînements à vitesse variable, sous concept de la commande vectorielle, étant à paramètres constants (inductances et résistances des différents enroulements sont constantes) pour des raisons de simplicité. Parmi les hypothèses de simplification faites, on cite :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé
- L'effet de peau et les harmoniques d'encoches sont négligés.
- Les pertes fer et les pertes supplémentaires ne sont pas prises en considération.
- Le régime homopolaire n'est pas considéré (le neutre n'est pas relié).

Ces hypothèses signifient entre autres que :

- Les flux sont additifs,
- Les inductances propres sont constantes,
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques  $\theta$  [29].

### **II.2.1 Modèle d'un MAS dans le système d'axes réel (abc)**

La machine asynchrone triphasée est constituée d'un stator fixe et d'un rotor mobile séparé par un entrefer. Dans des encoches internes réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements (phases) identiques, comportant  $2p$  pôles, et sont déphasés d'un angle électrique de  $120^\circ$ .

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ , ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

La représentation schématique dans l'espace électrique de la MAS est donnée sur la Figure (II.1).

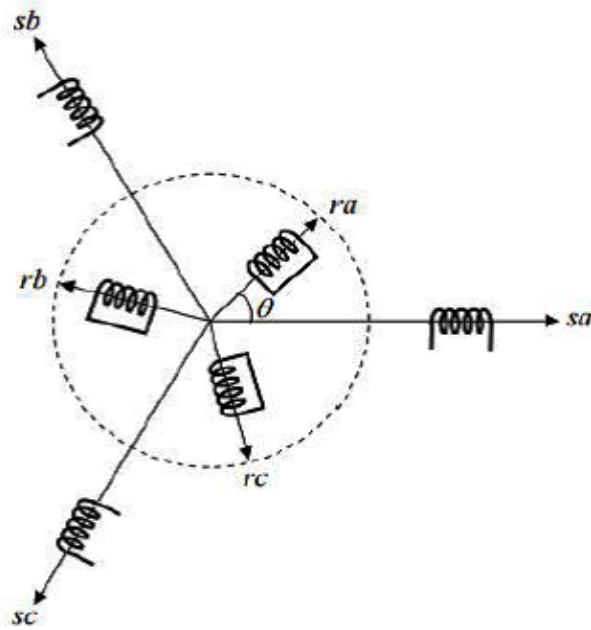


Figure II.1 : Représentation schématique de la MAS [18].

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

- Equations électriques,
- Equations magnétiques,
- Equations mécaniques [21].

### II.2.1.1 Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm et la loi de Faraday aux enroulements du stator et du rotoren utilisant les hypothèses simplificatrices, on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \Rightarrow [V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d[\Phi_{sabc}]}{dt} \quad (II.1)$$

Et

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Rightarrow \quad (II.2)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} = [0 \ 0 \ 0]^T$$

$[V_{sabc}], [V_{rabc}]$ : Vecteur tension des 3 phases du stator et du rotor respectivement.

$[i_{sabc}], [i_{rabc}]$ : Vecteur courant des 3 phases du stator et du rotor respectivement.

$[\Phi_{sabc}], [\Phi_{rabc}]$ : Vecteur flux des 3 phases du stator et du rotor respectivement.

$[R_s], [R_r]$ : Matrice résistance statorique et rotorique.

### II.2.1.2 Equations magnétiques

La relation donnant la matrice des flux de la machine  $[\Phi]$  en fonction de celles des inductances  $[M_{rs}]$  et celle des courants  $[i]$  est :

Pour le stator

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{II.3})$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_{rabc}] = [L_r] [i_{rabc}] + [M_{rs}] [i_{sabc}] \quad (\text{II.4})$$

$[L_s], [L_r]$  : Les matrices d'inductance statorique et rotorique respectivement.

$[M_{sr}]$  : correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

$[M_{rs}]$  : correspond à la matrice des inductances mutuelles rotor-stator.

On désigne par :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$[L_r] = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

(II.7)

$\theta$  : La position absolue entre le stator et le rotor.

$L_s, L_r$ : Inductance propre du stator et du rotor, respectivement

$M_{rs}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator-rotor ;

Finalement les équations de tensions deviennent :

Pour le stator :

$$[V_{sabc}] = [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \} \quad (\text{II.8})$$

Pour le rotor :

$$[V_{rabc}] = [R_r] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] [i_{rabc}] + [M_{rs}] [i_{sabc}] \} \quad (\text{II.9})$$

### II.2.1.3 Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [18].

$$C_{em} = p [i_{sabc}]^T \cdot \frac{d}{dt} [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}] \quad (\text{II.10})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \cdot \Omega \quad (\text{II.11})$$

Où :

$J$  : moment d'inertie des masses tournantes ;

$C_r$  : Couple résistant impose à l'arbre de la machine ;

$\Omega$  : vitesse de rotation du rotor ;

$C_{em}$  : Couple électromagnétique ;

$f_r$  : Coefficient de frottement visqueux de la MAS;

### II.2.2 Modélisation dans le repère de PARK

Le modèle triphasé présenté est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé, d'où la complexité d'en tirer des stratégies de commande simples.

La transformation de *Park* (changement de base triphasé-biphasé ou l'inverse) a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en un modèle unique, et 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 [22].

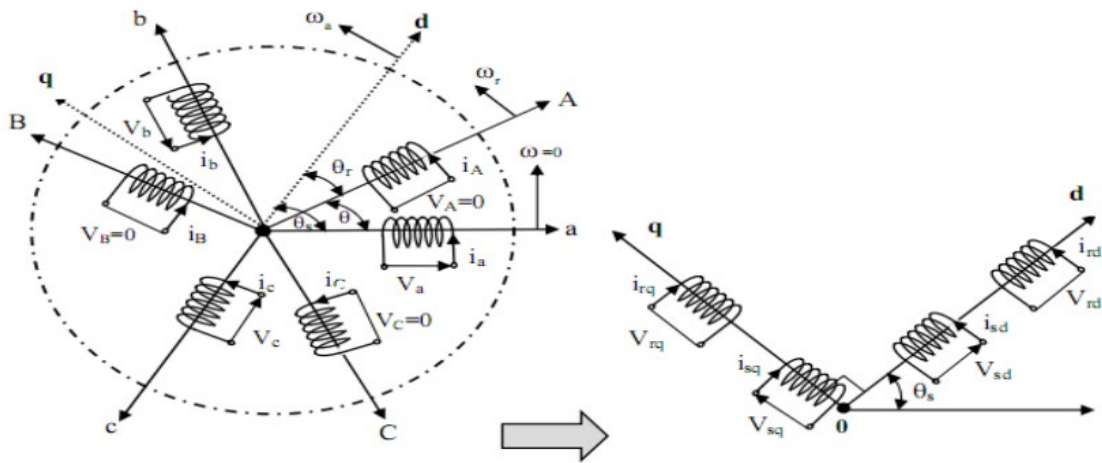
Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [18].

**II.2.2.1 Transformation de PARK**

La transformation de PARK est constituée d’une transformation triphasé-biphasé suivie d’une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère (αβ) puis vers (dq). Le repère (αβ) est toujours fixe par rapport au repère (abc) du stator, par contre le repère (dq) est mobile. Il forme avec le repère fixe (αβ) un angle qui est appelé l’angle de Park.

Donc ce système est représenté par les axes (od), (oq), voir la figure (II.2), tel que :

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



**Figure II.2 :** Modèle équivalent de la MAS dans le repère biphasé tournant (dq0) [18].

Alors dans ce cas la transformation de PARK normalisée est obtenue à l’aide de la matrice de passage :

$$[x_{dq0}] = [P][x_{abc}], \quad [x_{abc}]^t = [P]^{-1}[x_{dq0}] \tag{II.12}$$

Avec

$$[P] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.13}$$

[x]: Peut-être un flux, un courant ou une tension.

La matrice [P] est orthogonale, c'est-à-dire  $[P(\theta)]^t = [P(\theta)]^{-1}$

La matrice inverse de transformation de PARK est donnée par l'expression :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

### II.2.2.2 Application de la transformation de Park au modèle de la MAS :

#### II.2.2.2.1 Equations électriques

Les équations de Park des tensions, statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} = 0 \\ R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - (\omega_s + \omega_r) \Phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

#### II.2.2.2.2 Equations magnétiques

Les équations de flux :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Avec :  $L_s = l_s - M$ ,  $L_r = l_r - M$ ,

#### II.2.2.2.3 Equation mécanique

L'équation du couple et celle du mouvement s'écrivent :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.17})$$

$$\frac{J}{P} \cdot \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r - \frac{f_s}{P} \omega \quad (\text{II.18})$$

$J$  : Moment d'inertie du rotor.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$P$  : Nombre de pair de pôles.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

$\omega = P\Omega$  : vitesse de rotation électrique.

### II.2.2.3 Choix du référentiel

Jusqu'à présent, les équations et les grandeurs de la machine sont exprimé dans un repère  $dq$  qui fait un angle électrique  $\theta_s$  avec le stator et qui fait également un angle électrique  $\theta_r$  avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre.

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère  $dq$  au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère  $dq$  est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park  $\theta_s$  et  $\theta_r$ , afin d'effectuer les rotations [32].

#### II.2.2.3.1 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 [23].

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

#### II.2.2.3.2 Référentiel lié au rotor :

Dans ce référentiel, les axes  $(d,q)$  sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega$  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 [23].

#### II.2.2.3.3 Référentiel lié au champ tournant :

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

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque Il est le seul référentiel qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent.

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad (\text{II.19})$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r \quad (\text{II.20})$$

Dans ce cas, le modèle de la MAS devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_s i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_s i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Et Les composantes des flux statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} - M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} - M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

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 égaux :

$$\begin{pmatrix} C_e = \frac{3}{2} P (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \\ C_e = \frac{3}{2} P M_0 (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \\ C_e = \frac{3}{2} P \cdot \frac{M_0}{L_r} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) \\ C_e = \frac{3}{2} P \cdot \frac{M_0}{L_s} (i_{rd} \phi_{sq} - i_{rq} \phi_{sd}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Et après l'arrangement des équations, on aboutit à :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} i_{ds} + \left( \omega_r + \frac{1}{\sigma} \omega \right) i_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} i_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} \omega i_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\left( \omega_r + \frac{1}{\sigma} \omega \right) i_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} i_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} \omega i_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} i_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} \\ \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} i_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} \omega i_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} i_{dr} + \left( \omega_r - \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \omega \right) i_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{ds} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} \omega i_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} i_{qs} - \left( \omega_r - \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \omega \right) i_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} i_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ : Le coefficient de la fuite totale.

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$ : Constante de temps statorique.

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

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.



**II.2.2.4 Modèle d'état de la Machine Asynchrone**

La représentation d'état de la machine à induction dépend des variables d'état choisis et qui sont fonctions des objectifs liés à la commande et à l'observation. Le plus souvent, ces variables d'états choisis sont la vitesse dont on veut contrôler l'évolution, le courant statorique puisque il est mesurable, et le flux rotorique estimable dont on cherche à assurer la régulation de sa norme, donc :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}[X] &= [A][X] + [B][U] \\ [Y] &= [C][X] + [D][U] \end{aligned}$$

[A]: la matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B]: la matrice d'entrée.

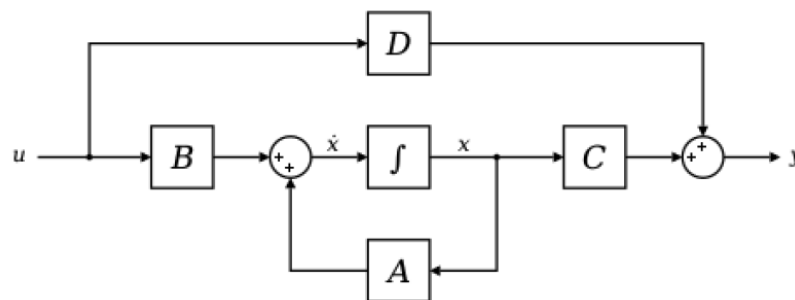
[C]: la matrice de sortie.

[D]: la matrice de transmission direct.

[U]: le vecteur de commande.

[X]: le vecteur d'état.

[Y]: le vecteur de sortie.



**Figure II.3 :** schéma bloc de la représentation d'état [23].

Si on choisit comme un vecteur d'état  $[X] = [I_{ds} I_{qs} I_{dr} I_{qr}]^t$ , et le vecteur de commande  $[U] = [V] = [V_{ds} V_{qs} 0 0]^t$ , et d'après le système d'équations (II.24) on obtient les matrices :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ -\frac{M}{L_s L_r \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_s L_r \sigma} \end{bmatrix} \tag{II.25}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s\sigma} & \left(\omega_r + \frac{1}{\sigma}\omega\right) & \frac{M}{L_s T_r \sigma} & \frac{M}{L_s \sigma} \omega \\ -\left(\omega_r + \frac{1}{\sigma}\omega\right) & -\frac{1}{T_s\sigma} & -\frac{M}{L_s \sigma} \omega & \frac{M}{L_s T_r \sigma} \\ \frac{M}{L_r T_s \sigma} & -\frac{M}{L_r \sigma} \omega & -\frac{1}{T_r \sigma} \left(\omega_r - \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \omega\right) & \\ \frac{M}{L_r \sigma} \omega & \frac{M}{L_r T_s \sigma} & -\left(\omega_r - \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \omega\right) & -\frac{1}{T_r \sigma} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

On peut encore simplifier :

$$[A] = [A_1] + \omega[A_2] + \omega_r[A_3] \quad (\text{II.27})$$

$$\left( \begin{array}{l} [A_1] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s\sigma} & 0 & \frac{M}{L_s T_r \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_s\sigma} & 0 & \frac{M}{L_s T_r \sigma} \\ \frac{M}{L_r T_s \sigma} & 0 & -\frac{1}{T_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_r T_s \sigma} & 0 & -\frac{1}{T_r \sigma} \end{bmatrix}, [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \\ [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sigma} & 0 & \frac{M}{L_s \sigma} \\ -\frac{1}{\sigma} & 0 & -\frac{M}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_r \sigma} & 0 & -\frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \\ \frac{M}{L_r \sigma} & 0 & \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} & 0 \end{bmatrix} \end{array} \right) \quad (\text{II.28})$$

Le vecteur de mesure  $[Y] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$  (II.29)

Couples électromagnétique de la machine :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) = PM(I_{rd} I_{sq} - I_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.30})$$

Equation mécanique de la machine :

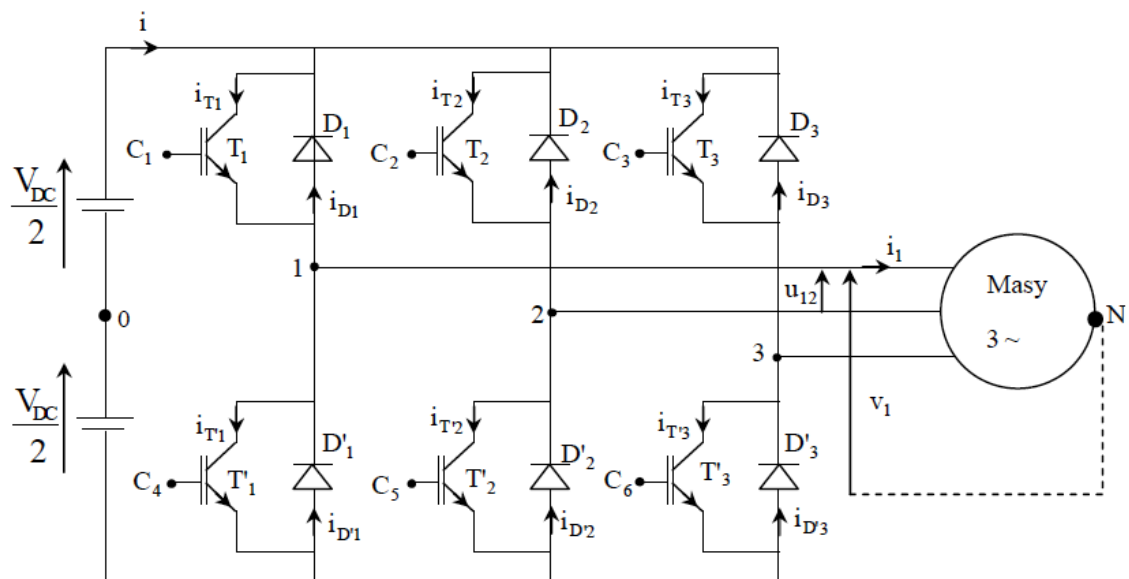
$$J \frac{d\omega}{dt} = PC_e - PC_r - f \cdot \omega \Rightarrow J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{II.31})$$

### II.2.3 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50Hz. Après redressement, la tension filtrée (étage continu) est appliquée à l'onduleur. Il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances.

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 [15].

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 [21].



**Figure II.4** : Schéma de principe d'un onduleur de tension triphasé alimentant une machine asynchrone triphasée [15].

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.

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

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

$$\begin{cases} F_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_1 \text{ fermé et } \check{K}_1 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } \check{K}_1 \text{ fermé et } K_1 \text{ ouvert} \end{cases} \\ F_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_2 \text{ fermé et } \check{K}_2 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } \check{K}_2 \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert} \end{cases} \\ F_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_3 \text{ fermé et } \check{K}_3 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } \check{K}_3 \text{ fermé et } K_3 \text{ ouvert} \end{cases} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Ainsi les tensions de ligne sont donnée par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{as} - V_{dc} = (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = V_{bs} - V_{dc} = (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = V_{cs} - V_{dc} = (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

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

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{V_{dc}}{3} = (2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_{bs} = \frac{V_{dc}}{3} = (2F_2 - F_1 - F_3) \\ V_{cs} = \frac{V_{dc}}{3} = (2F_3 - F_1) - F_2 \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Donc :

$$\begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.35})$$

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

#### II.2.4 Simulation du modèle de la machine dans un repère lié au champ tournant

Pour réaliser la simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations (I.28), en tenant compte des équations (I.29), (I.30) et (I.31), la structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure suivant :

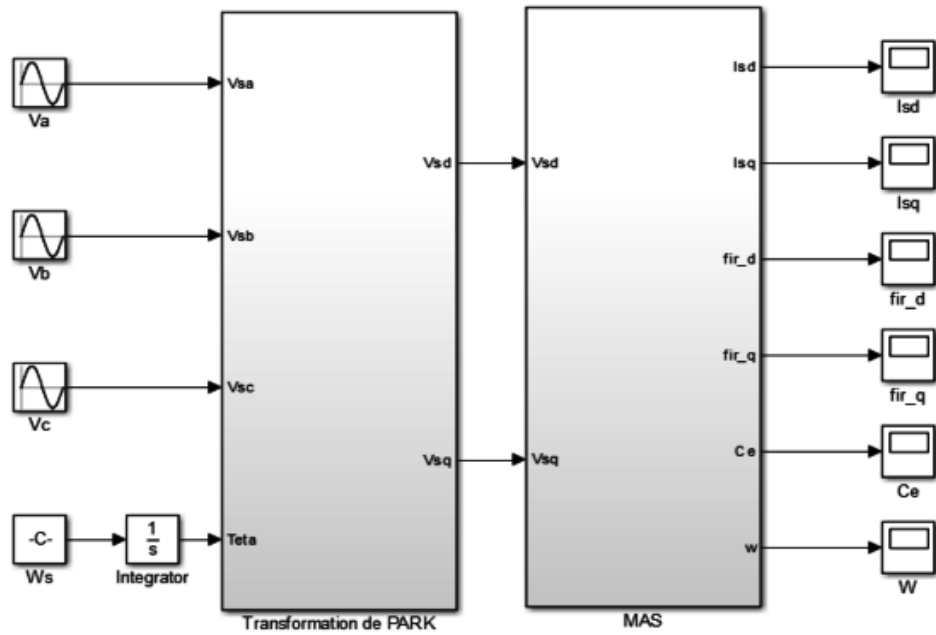


Figure II.5 : Schéma bloc de simulation de la MAS

### II.2.4.1 Résultats de simulation

Dans cette partie nous avons fait la simulation numérique d'une machine asynchrone, on alimente la machine par une source triphasée de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ. A l'instant  $t=2(s)$  on insert un couple résistant de valeur nominale  $C_r= 5 \text{ N.m}$ , et les paramètres de la machine utilisés sont donnés à l'annexe.

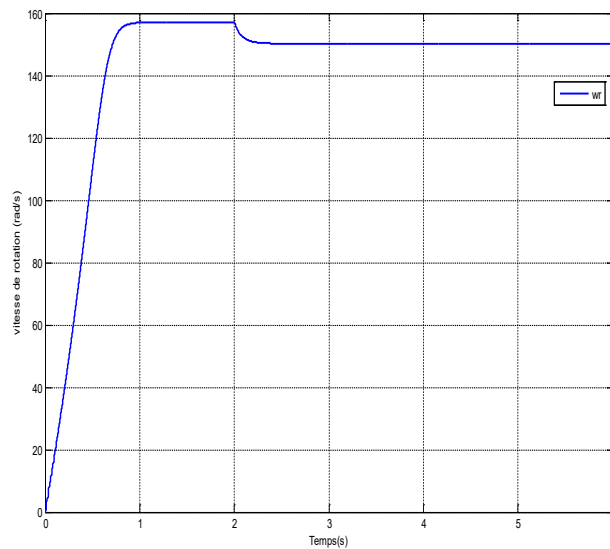


Figure II.6 : Vitesse de rotorique (rad/s)

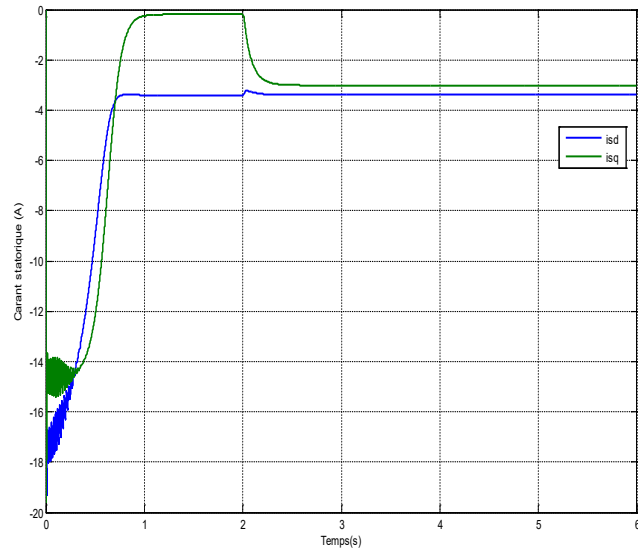


Figure II.7 : Courant statorique  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  (A)

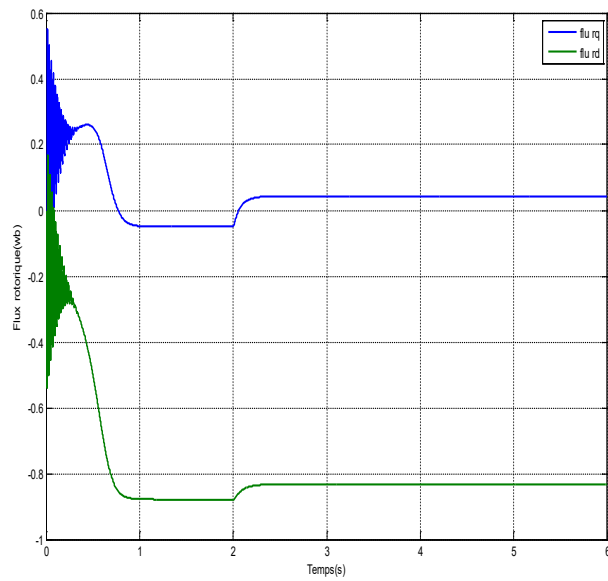


Figure II.8 : Flux rotorique  $\Phi_{rd}$ ,  $\Phi_{rq}$  (Wb)

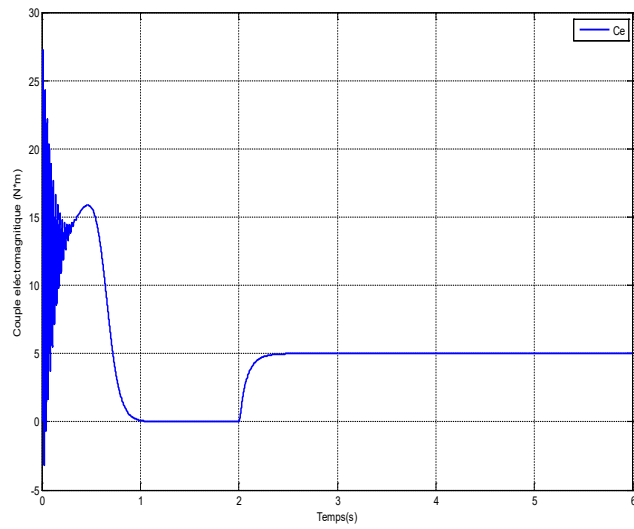


Figure II.9 : Couple électromagnétique ( $N \cdot m$ )

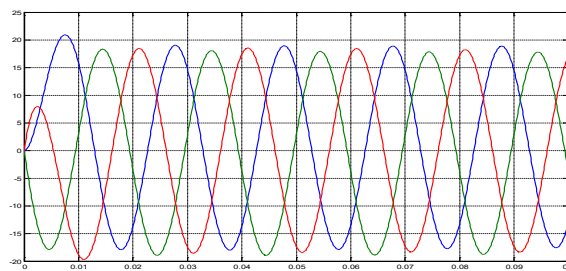
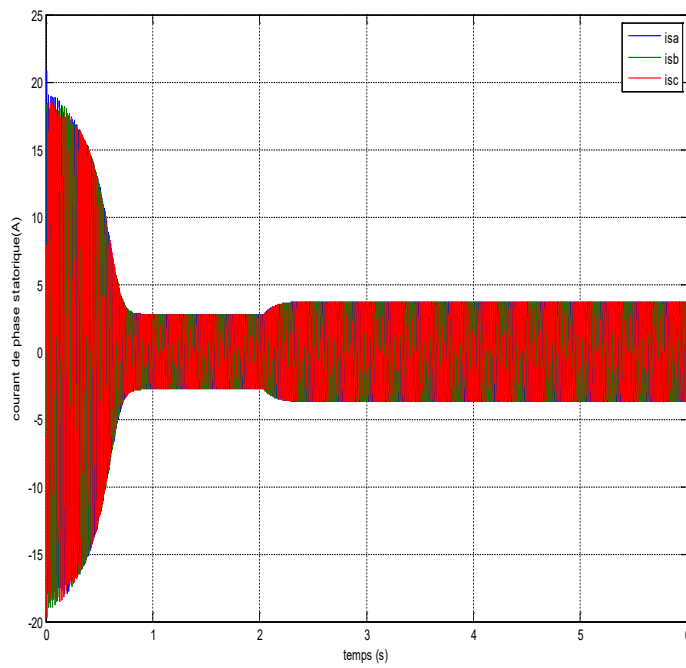
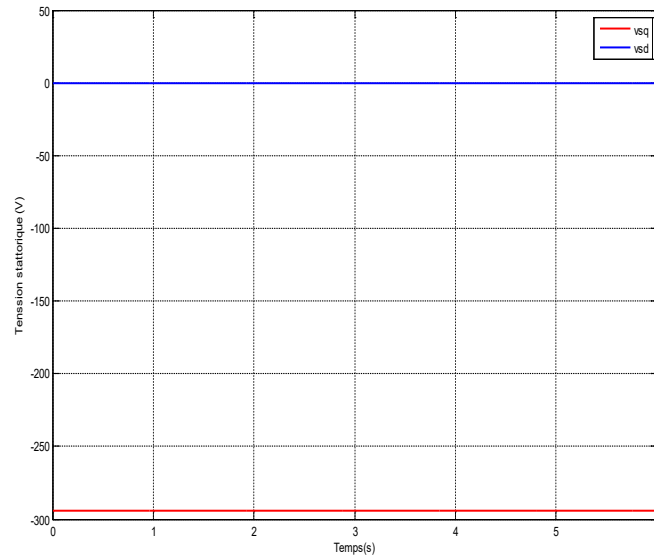


Figure II 10 : Courant de phase statorique (  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  ) (A)



**Figure II.11** : Tensions statorique  $v_d, v_q$  (V)

#### II.2.4.2 Interprétation des résultats

- Au démarrage le couple électromagnétique présente des oscillations importantes dans un intervalle de temps important, puis il s'annule en régime permanent si la machine est à vide.
- Après le régime transitoire, si la machine fonctionne à vide, la vitesse augmente rapidement pour se stabiliser à 157rad/s en régime permanent.
- Lors de l'insertion du couple résistant nominal, la vitesse diminue à sa valeur nominale (146 rad/s) pour assurer le glissement nominal et le couple électromagnétique augmente.
- un fort appel de courant statoriques qui présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de l'ordre de 19 Ampères, puis l'amplitude de ces oscillations décroît jusqu'à 3A à vide et à 3.5A en charge.

### II.3 Commande vectorielle par Orientation du Flux Rotorique indirecte d'un MAS

Différentes méthodes de commande de la machine asynchrone ont été proposées dans la littérature. Cependant, la commande par orientation de flux, qui assure un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée, vu les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications.

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 .

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [23].

### II.3.1 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique (RFO)

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante.

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe ' d ' d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse  $\omega_s$ , 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 [23].

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\phi_{rq} = 0$$

$$\phi_{rd} = \phi_r = cst$$

Donc, les équations de la machine dans le référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\phi_r = M i_{sd}$$

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \quad \Rightarrow \quad i_{rq} = - \frac{M}{L_r} i_{sq}$$

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qr} &= R_s i_{qr} + \sigma L_s \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r &= M i_{ds} \\ \omega_r &= \frac{M}{T_r \phi_r} i_{qs} \\ C_e &= P \frac{M}{L_r} \phi_r i_{qs} = P \frac{M^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \end{aligned} \quad (II.36)$$

**II.3.2 Commande vectorielle indirecte (IRFO)**

La méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante des variations des paramètres de la machine et en particulier de la résistance rotorique qui change avec la température.

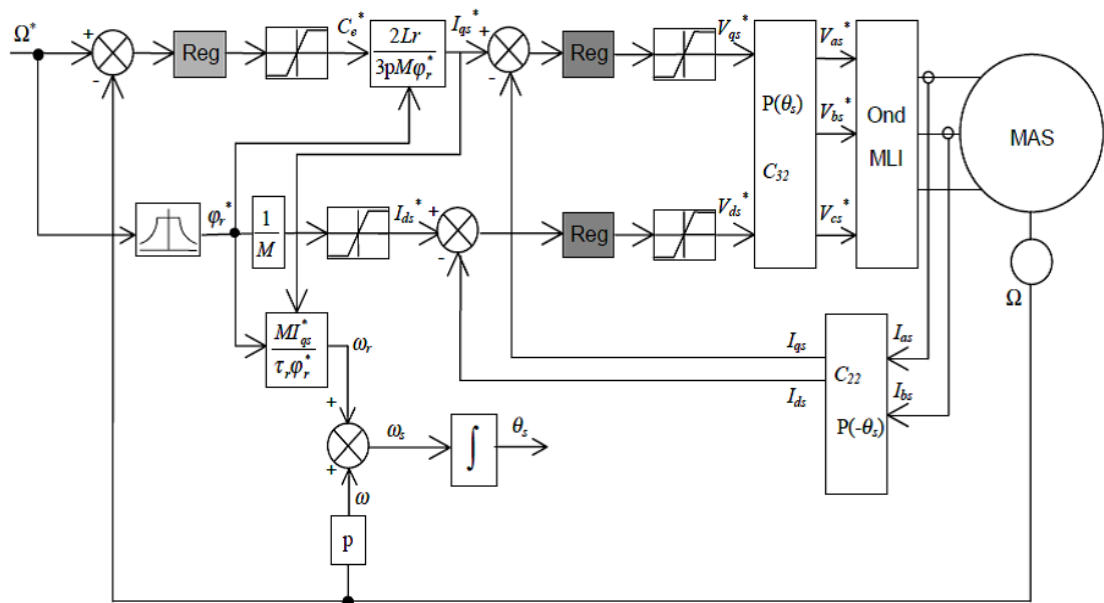
Dans la commande indirecte, l'angle de Park  $\theta_s$  est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique  $\omega_r$ .

La commande vectorielle est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation de flux [26]. Le flux est imposé dans ce cas par  $I_{ds}$ , de plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée par la relation (II.37). Dans la version boucle fermée, cette pulsation est estimée à partir de la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant. Dans ce cas, on tient compte de la constante de temps rotorique  $\tau_r$ .

Dans ce type de commande, l'angle  $\theta_s$  utilisé est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_r = \int P\Omega + \frac{i_{qs}^*}{T_r i_{ds}^*} dt \text{ O\grave{u}} i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{M} \tag{II.37}$$

La structure de commande indirecte est donnée par la figure (II.12). Elle utilise une boucle externe (régulateur Proportionnel Intégral PI) pour la vitesse et deux boucles internes pour les courants ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) utilisant aussi deux régulateurs PI [26].



**Figure II.12** : Structure de commande indirecte de la MAS (IFOC : Indirect FOC) [27].

### II.3.3 Synthèse des différents régulateurs

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ , le bloc de calcul de  $\theta_s$  et les transformations directe et inverse.

Par rapport au schéma introduit précédemment (figure II.12), il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

Les performances qu'apporte ce découplage additionnel ont été montrées dans. Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients du régulateur [27].

#### II.3.3.1 Découplage

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q [25].

Avec la transformation de Laplace des équations du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique (II.36)) on peut écrire :

$$\left( \begin{array}{l} V_{ds} = (R_s + \sigma L_s p) i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qr} = (R_s + \sigma L_s p) i_{qr} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ \Phi_r = \frac{M}{1+T_r p} i_{ds} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} i_{qs} \end{array} \right) \quad (\text{II.38})$$

La figure (II.13) représente le couplage entre les axes «d» et «q» :

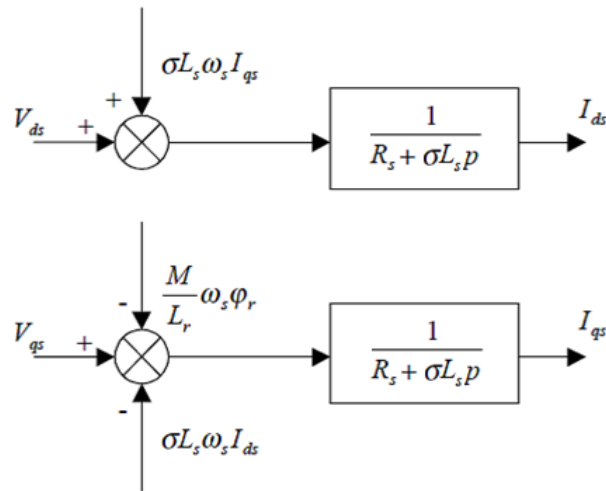


Figure II.13 : Description de couplage [27].

Les termes  $\omega_s \sigma L_s i_{ds}$ ,  $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$  et  $\omega_s \sigma L_s i_{qs}$  correspondent aux termes de couplage entre  $d$  et  $q$ .

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe  $d$  et  $q$ .

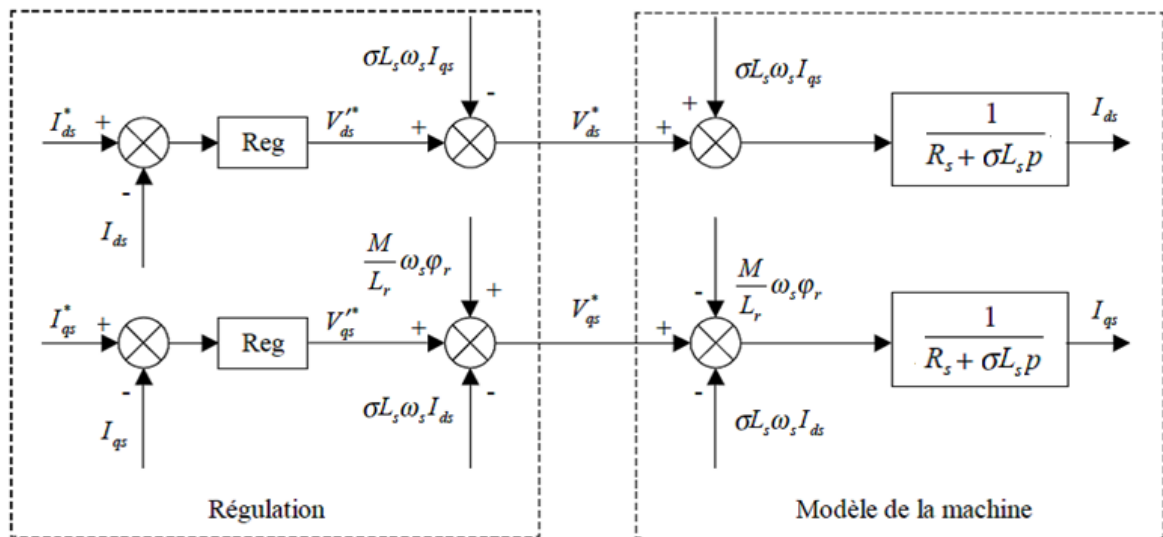


Figure II.14 : Découplage par addition des termes de compensation [27].

On aboutit alors au schéma bloc simple et identique pour les deux axes :

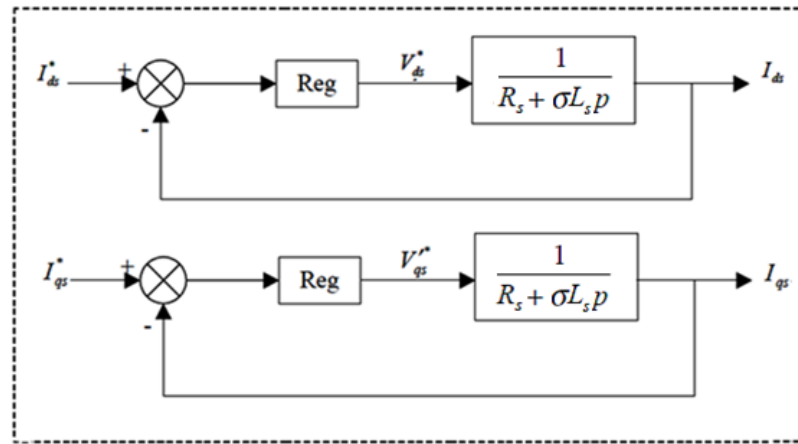


Figure II.15 : Boucle de régulation et découplage des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  [27].

II.3.3.2 Défluxage

Dans la boucle de régulation de  $i_{ds}$  le courant de référence  $i_{ds}^*$  est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au "défluxage" de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible pendant la marche normale.

Il est défini par la fonction non linéaire suivante [24]:

- sous vitesse :  $\Phi_r = \Phi_{nom}$  pour  $|\Omega_r| \leq \Omega_{nom}$
- sur vitesse :  $\Phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega_r|} \cdot \Phi_{nom}$  pour  $|\Omega_r| \geq \Omega_{nom}$

Avec

$\Omega_{nom}$  : Vitesse de rotation nominale.

$\Phi_{nom}$  : Fluxrototique nominale.

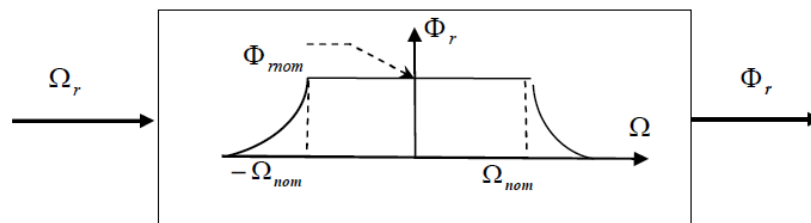


Figure II.16 : Bloc de défluxage [27].

### II.3.3.3 Régulateurs des courants

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté classiquement un régulateur proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

A partir de schéma bloc précédent (fig.II.15) on peut écrire les fonctions de transfert suivantes:

$$F_{id}(p) = \frac{i_{ds}}{V_d^*} = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s p)} \quad (\text{II.39})$$

$$F_{iq}(p) = \frac{i_{qs}}{V_q^*} = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s p)} \quad (\text{II.40})$$

Les régulateurs  $Reg_d$  et  $Reg_q$  sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$Reg_{id}(p) = K_d \left(1 + \frac{1}{T_d p}\right) \quad (\text{II.41})$$

$$Reg_{iq}(p) = K_q \left(1 + \frac{1}{T_q p}\right) \quad (\text{II.42})$$

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnée par :

$$F_{TBOid}(p) = K_d \left(1 + \frac{1}{T_d p}\right) \frac{1}{(R_s + \sigma L_s p)} = \frac{K_d}{R_s} \cdot \frac{1 + T_d p}{T_d p \cdot \left(1 + \frac{\sigma L_s p}{R_s}\right)} \quad (\text{II.43})$$

$$F_{TBOiq}(p) = K_q \left(1 + \frac{1}{T_q p}\right) \frac{1}{(R_s + \sigma L_s p)} = \frac{K_q}{R_s} \cdot \frac{1 + T_q p}{T_q p \cdot \left(1 + \frac{\sigma L_s p}{R_s}\right)} \quad (\text{II.44})$$

Pour avoir une réponse rapide avec un minimum de dépassement et une bonne stabilité du système, nous avons choisi d'utiliser  $T_d$  et  $T_q$  fin d'éliminer le pôle le plus lent, puis calculer  $K_d$  et  $K_q$  [28].

On remarque que les deux courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  ont la même dynamique donc on peut écrire  $T_d = T_q = \frac{\sigma L_s}{R_s}$  et on obtient :

$$F_{TBOid}(p) = \frac{K_d}{R_s T_d p} \quad (\text{II.45})$$

$$F_{TBOiq}(p) = \frac{K_q}{R_s T_q p} \quad (\text{II.46})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (B.F) devient :

$$F_{TBfid}(p) = \frac{\frac{K_d}{R_s T_d p}}{1 + \frac{K_d}{R_s T_d p}} = \frac{K_d}{R_s T_d p + K_d} = \frac{1}{\frac{R_s T_d}{K_d} p + 1} \quad (II.47)$$

$$F_{TBfiq}(p) = \frac{\frac{K_q}{R_s T_q p}}{1 + \frac{K_q}{R_s T_q p}} = \frac{K_q}{R_s T_q p + K_q} = \frac{1}{\frac{R_s T_q}{K_q} p + 1} \quad (II.48)$$

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant :

$$\tau_d = \frac{R_s T_d}{K_d} ; \quad \tau_q = \frac{R_s T_q}{K_q} \text{ où } T_d = T_q = \frac{\sigma L_s}{R_s}$$

Avec :  $\tau_d$  et  $\tau_q$  sont les constants de temps des régulateurs de courant on boucle fermée.

On déduit:

$$K_d = \frac{\sigma L_s}{\tau_d} ; \quad K_q = \frac{\sigma L_s}{\tau_q}$$

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre, il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de  $\tau_d$  et  $\tau_q$ . Celles-ci sont choisies de manière à ce que la constante de temps du système en boucle fermée réglé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

### II.3.3.4 Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet la détermination du couple de référence afin de maintenir la vitesse constante. Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant  $I_{qs}$  plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant  $I_{qs}$ ). En insérant un régulateur *PI* dans la boucle de vitesse on obtient le schéma de la figure suivante :

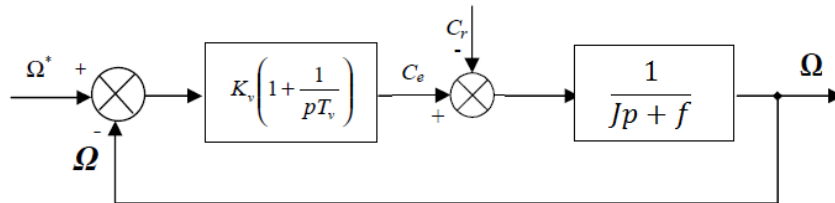


Figure II.17 : Schéma bloc de régulation de vitesse [27].

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

$$F_{TBOv}(p) = K_v \left( 1 + \frac{1}{T_v p} \right) \frac{1}{Jp + f} = \frac{K_v(1 + T_v p)}{T_v p(Jp + f)} \quad (II.49)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$F_{TBFv}(p) = \frac{K_v(1+T_v p)}{T_v p(Jp+f) + K_v(1+T_v p)} = \frac{K_v(1+T_v p)}{JT_v p^2 + T_v(f+K_v)p + K_v} \quad (\text{II.50})$$

La FTBF possède une dynamique de 2eme ordre, par identification à la forme canonique du 2<sup>ème</sup> ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + 1 = 0 \quad (\text{II.51})$$

Alors par identification on trouve :

$$K_v = 2\xi J \omega_0 - f \quad \text{Et} \quad T_v = \frac{K_v}{J \omega_0^2}$$

Avec :

$\omega_0$ : Pulsation propre du système. /  $\omega_0 = 63.5$  (rad /s)

$\xi$ : Coefficient d'amortissement. /  $\xi = 1$

### II.3.4 Simulation de la commande vectorielle de la MAS

Dans cette partie, Nous avons simulé la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-triangle équipée d'une commande vectorielle indirecte à orientation du flux rétorque. Le Schéma fonctionnel de la Commande Vectorielle indirecte est illustré dans l'annexe.

Les résultats de simulation de l'ensemble commande machine sont définis par l'imposition des variables de référence suivantes :  $\Phi_{ref} = 0.8 \text{ Wb}$ ,  $\Omega_{ref}$  varie de 60(rad/sec) à -60(rad/sec) à l'instant  $t = 2s$ , un couple de charge  $C_r = 15(N.m)$  à l'instant  $t = 0s$  et  $C_r = 0(N.m)$  à l'instant  $t = 0.2s$  et les paramètres des régulateurs PI suivants:

- Les paramètres des régulateurs des courants statoriques :

$$K_d = K_q = 50.5973 \quad \text{et} \quad T_q = T_d = 0.0039$$

- Les paramètres de régulateur de la vitesse :

$$K_v = 0.3047 \quad \text{et} \quad T_v = 3.1250 \cdot 10^4$$



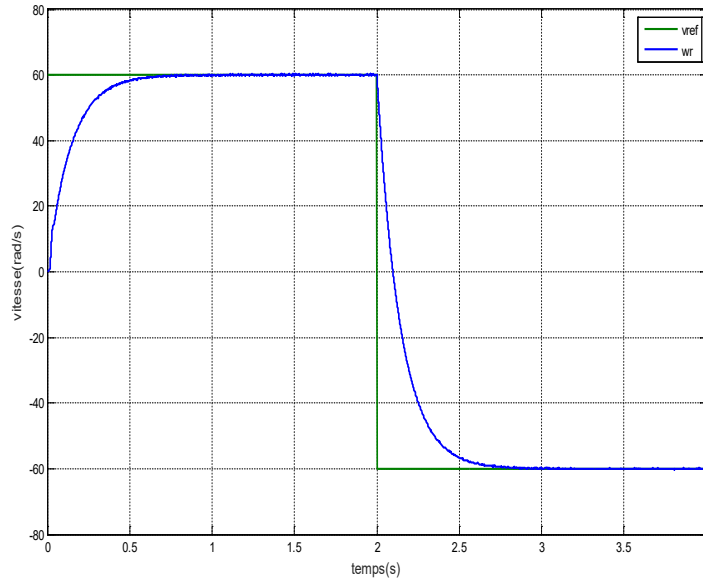


Figure II.18: La vitesse de rotation  $w_r$  et la vitesse référence  $V_{ref}$  (rad/s)

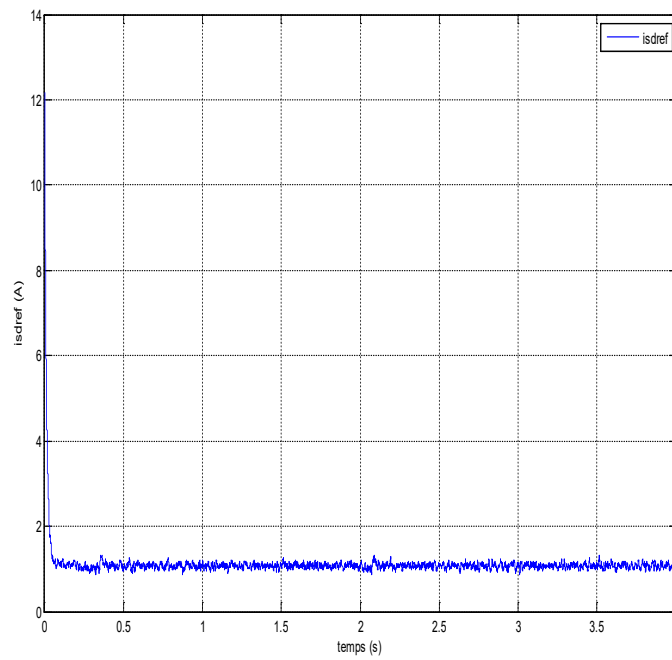


Figure II.19: Courant statorique direct référence  $i_{sdref}$

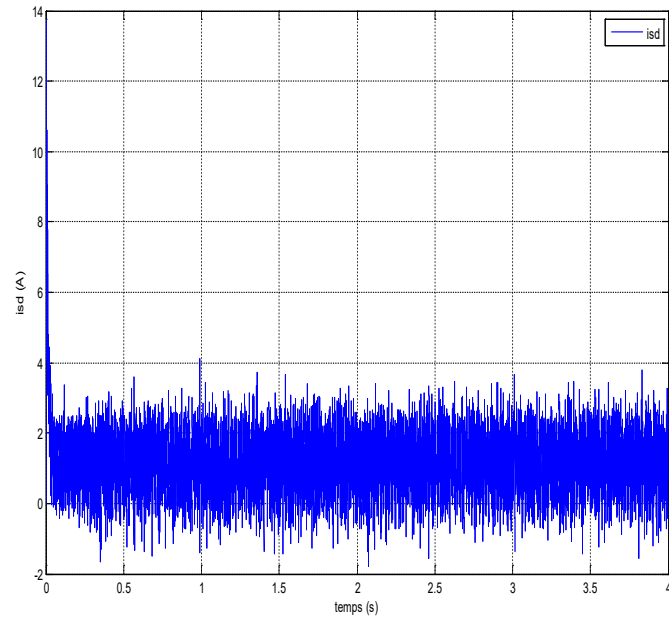


Figure II.20: Courant statorique direct  $i_{sd}$

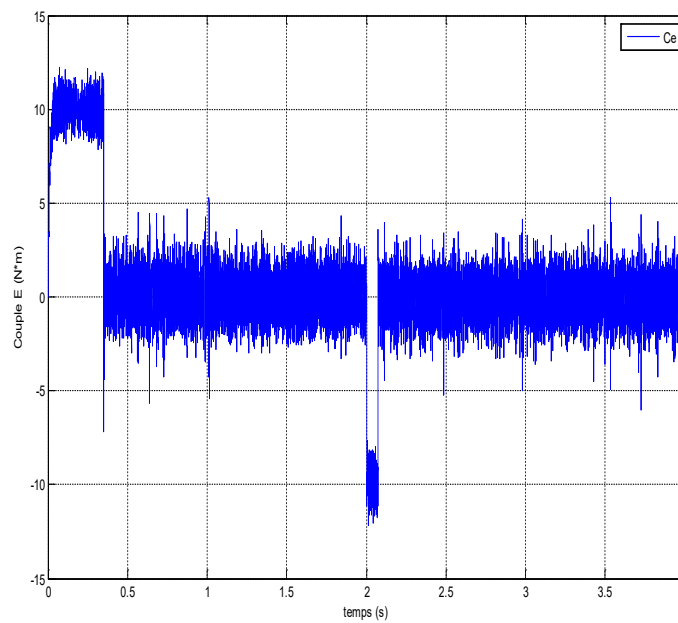
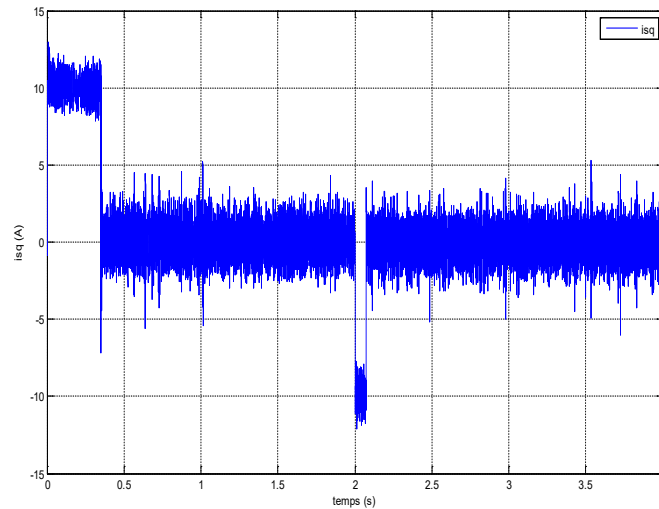
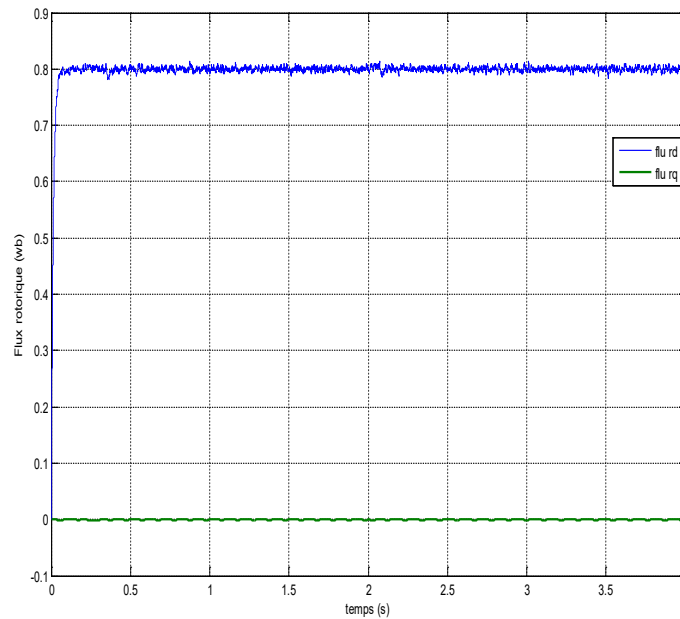


Figure II.21 : Couple électromagnétique  $C_e$



**Figure II.22:** Courant statorique quadratique  $i_{sq}$



**Figure II.23:** Flux rotorique  $\Phi_{rd}, \Phi_{rq}$  (wb)

### II.3.5 Interprétations des résultats :

- On observe que la vitesse de rotation suit la vitesse de référence, bien qu'il y a une erreur statique et un dépassement peut être acceptable durant le démarrage et l'inversion de sens de rotation.
- Le courant statorique direct est stabilisé approximativement à la valeur 0A ce qui indique que la commande vectorielle est efficace.

- Le couple suit sa référence mais avec des petites oscillations, donc on peut dire que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué, lors de démarrage et après l'inversion du sens de rotation.
- Le courant statorique quadrature est l'image du couple électromagnétique.
- On remarque également une bonne orientation du flux rotorique sur l'axe direct.

#### II.4 Conclusion

Au début de ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé, et nous avons appliqué la méthode de la transformée de Park pour obtenir les équations d'état dans un repère diphasé lié aux champs tournant (repère dq).

Les résultats obtenus après la simulation du modèle 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 de la deuxième partie de ce chapitre qui est la Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique.

La simulation numérique effectuée nous a permis d'aborder la conception d'une régulation de vitesse de la MAS associée à une commande vectorielle, cette dernière permet de traiter la MAS de façon semblable à celle de la machine à courant continu.

La commande vectorielle du MAS 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.

Nous remarquons aussi que les paramètres de ces régulateurs dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge, ce qui nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante.

## CHAPITRE III :

*Généralités sur les réseaux  
de neurones*

### III.1 Introduction

Les réseaux de neurones artificiels, nés il y a environ une cinquantaine d'années, sont toujours en cours de développement. Cet axe de recherche a attiré l'attention de beaucoup de chercheurs de différentes disciplines. Ces réseaux de neurones artificiels sont issus de la combinaison entre la neurobiologie comme idée de base, la physique comme champs d'application et les mathématiques et l'informatique autant que moyens de réalisation [30] [31].

Par définition, un réseau de neurones est un assemblage d'éléments, d'unités ou de nœuds processeurs pour lequel un sous-groupe fait un traitement indépendant et passe le résultat à un deuxième sous-groupe. Les capacités de traitement du réseau sont stockés dans les forces (ou poids) des connexions inter unités qui est obtenu par un processus d'adaptation ou d'apprentissage a un ensemble de patrons de référence. Ces réseaux sont un type d'intelligence artificielle qui tente d'imiter le fonctionnement d'un cerveau humain [32].

Les méthodes connexionnistes ont été initialisées à l'ère de la cybernétique. L'objectif des chercheurs était de construire une machine capable de reproduire le plus fidèlement possible certains aspects de l'intelligence humaine.

Dès 1943, Mac Culloch et Pitts ont proposé des neurones formels mimant les neurones biologiques et capables de mémoriser des fonctions booléennes simples.

Les réseaux de neurones artificiels réalisés à partir de ce type de neurones sont ainsi inspirés du système nerveux. Ils sont conçus pour reproduire certaines caractéristiques des mémoires biologiques par le fait qu'ils sont:

- Massivement parallèles ;
- Capables d'apprentissage ;
- Capables de mémoriser l'information dans les connexions inter-neurones ;
- Capables de traiter des informations incomplètes.

### III.2 Neurone biologique

Le neurone est le processeur élémentaire du cerveau. Chaque neurone traite l'information qui lui parvient localement, puis transmet aux autres neurones qui lui sont connectés l'information qu'il a traitée. Ces cellules peuvent apprendre en changeant l'intensité de leurs

connexions avec d'autres cellules ou détruire ou même créer de nouvelles connexions. Elles peuvent aussi changer leur(s) règle(s) de traitement de l'information. Ce processus de changement est appelé apprentissage et joue un rôle fondamental dans le comportement du neurone [33].

Le neurone biologique (fig. III.1) comprend :

- **le corps cellulaire**, il est centré par un noyau, il fait la somme des influx qui lui parviennent ; cette somme dépasse un certain seuil, il envoie lui-même un influx par l'intermédiaire de l'axone;
- **l'axone**, qui permet de transmettre les signaux émis par le corps cellulaire aux autres neurones;
- **les dendrites**, qui sont les récepteurs principaux du neurone, captant les signaux qui lui parviennent ;
- **Les synapses**, qui permettent aux neurones de communiquer avec les autres via les axones et les dendrites

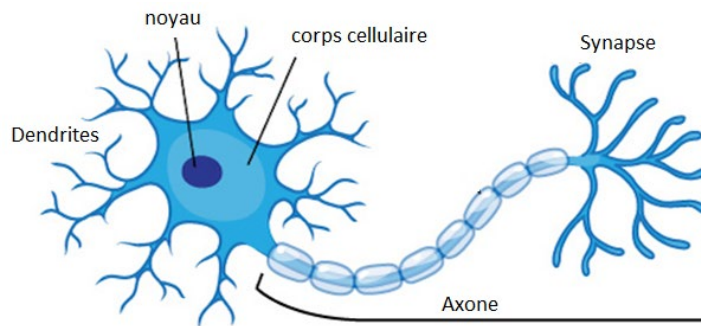


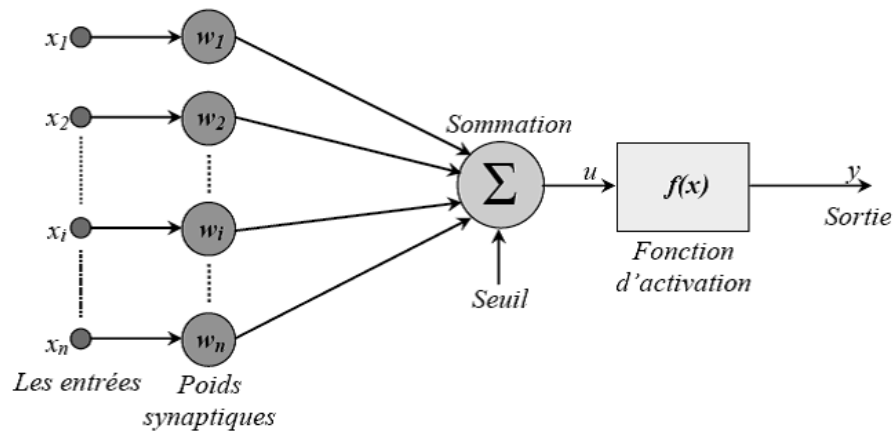
Figure III.1 Neurone biologique [33].

### III.3 Neurone formel (artificiel)

Le neurone formel est un modèle théorique de traitement de l'information inspiré des observations relatives au fonctionnement d'un neurone biologique, pour but de reproduire le raisonnement intelligent d'une manière artificielle [34].

La figure (Fig. III.2) montre la structure d'un neurone artificiel. Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de représentatif de la force de la connexion. Chaque processeur élémentaire neurones "amont". A chacune de ces entrées est associé un poids  $w$  (weight en Anglais) est doté

d'une sortie unique, qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones "avals". A chaque connexion est associé un poids [34].



**Figure III.2** Neurone artificiel [34].

$x_1 \dots x_n$  sont les entrées,

$u$  est l'état ou l'activité,

$y$  est la sortie,

$f$  est la fonction d'activation du neurone.

Ces grandeurs décrivent le fonctionnement du neurone et sont liées par les équations suivantes:

$$u = \sum_{i=0}^n w_i x_i \quad (\text{III.1})$$

$$y = f(u) \quad (\text{III.2})$$

Les coefficients de pondération  $w_i$  ( $i = 0, 1, \dots, n$ ) s'appellent les poids synaptiques. Si  $w_i$  est positif, l'entrée  $x_i$  est excitatrice alors que si  $w_i$  est négatif, elle est inhibitrice.

La fonction d'activation  $f$  calcul l'état du neurone, cette valeur sera transmise aux neurones avals. Il existe de nombreuses formes possibles de la fonction d'activation, les plus courantes sont présentées dans le tableau (III.1) [36], [35].



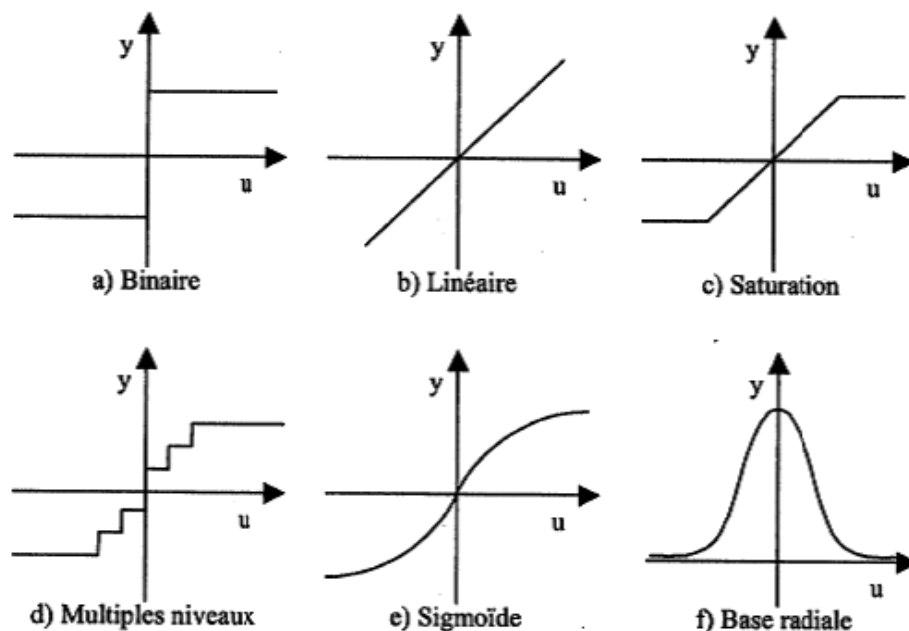
**Tableau III.1.** Comparaison entre le neurone biologique et le neurone artificiel [54].

Neurone biologique	Neurone artificiel
Synapses	Poids des connexions
Axones	Signal de sortie
Dendrites	Signal d'entrée
Noyau ou Somma	Fonction d'activation

Dans le neurone de Mac Culochs et Pitts, la fonction d'activation  $f$  est du type tout ou rien à seuil prenant les valeurs 0 ou 1. Le seuil de déclenchement est en général provoqué par une entrée inhibitrice  $x$ , parfois appelée biais.

La fonction d'activation  $f$  prend généralement les formes suivantes (fig. III.3):

- Une fonction binaire à seuil (figure III.3.a).
- Une fonction linéaire à seuil ou seuils multiples (figure III.3.b, figure III.3.c et figure III.3.d).
- Une fonction sigmoïde (figure III.3.e).
- Une fonction à base radiale (figure III.3.f).

**Figure III.3** Fonctions de sortie des neurones.

### **III.4 Réseaux de neurones artificiels**

#### **III.4.1 Définition**

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. Beaucoup de topologie sont été développées, parmi eux : multicouche, à connexion locale, à connexion récurrentes, connexion complète..., etc.

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) [38].

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 [39].

#### **III.4.2 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 [40].

##### **III.4.2.1 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.

### III.4.2.2 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.

### III.4.2.3 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.

### III.4.2.4 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.

## III.5 Architecture des réseaux de neurones

L'architecture d'un réseau de neurones est l'organisation des neurones entre eux au sein d'un même réseau. Autrement dit, il s'agit de la façon dont ils ordonnés et connectés. Un réseau de neurone est en général composé de plusieurs couches de neurones, des entrées jusqu'aux sorties. On distingue deux grands types d'architectures de réseaux de neurones: les réseaux de neurones non bouclés et les réseaux de neurones bouclés [42].

### III.5.1 Les réseaux de neurones non bouclés

Appelés aussi réseaux proactifs, réseaux statiques ou réseaux unidirectionnels (feedforward networks), un réseau de neurones non bouclé réalise une ou plusieurs fonctions algébriques de ses entrées par composition des fonctions réalisées par chacun de ses neurones [43].

Il peut être monocouche ou multicouche, partiellement ou complètement connecté (tous les neurones d'une même couche sont connectés à chaque nœud de la couche adjacente suivante).

Ce réseau est représenté graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux (Fig. III.4), dans un tel réseau, le flux de l'information circule des entrées vers les sorties sans «retour en arrière», si on se déplace dans le réseau, à partir d'un neurone quelconque, en suivant les connexions, on ne peut pas revenir au neurone de départ. Les neurones qui effectuent le dernier calcul de la composition de la fonction sont les neurones de sortie, ceux qui effectuent des calculs intermédiaires sont les neurones cachés [43].

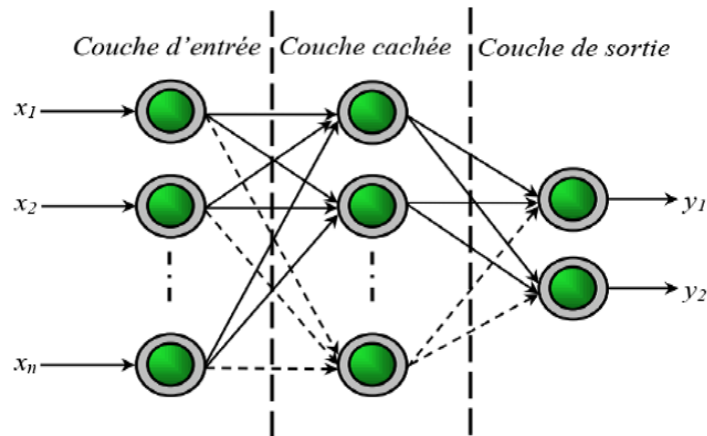


Figure. III.4 Réseaux de neurone non bouclés [54].

### III.5.2 Les réseaux de neurones bouclés:

Appelés aussi réseaux dynamiques ou réseaux récurrents (recurrent networks). Ce sont des réseaux contenant au moins une boucle de contre-réaction sur une de ses couches vers une au moins des couches précédentes (Fig. III.5). Ces réseaux ont une dynamique importante. En effet, à cause de la présence de boucles de contre-réaction et de la réponse non linéaire des neurones, le réseau peut être amené progressivement vers un état stable ou alors, une brusque variation apparaît sur les neurones pour amener le réseau vers un autre état [44].

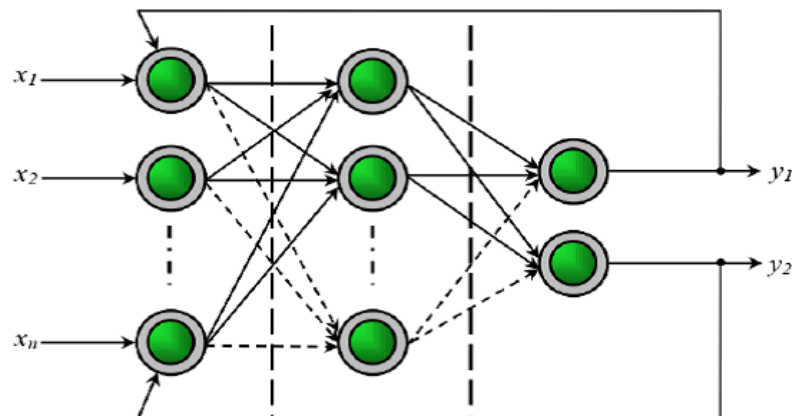


Figure. III.5 Réseaux de neurone bouclés [54].

## III.6 L'apprentissage

Une fois l'architecture choisie, elle doit subir une phase d'apprentissage. Pour un RNA, l'apprentissage peut être considéré comme le problème de la mise à jour des poids des connexions au sein du réseau, afin de réussir la tâche qui lui est demandée [45].

L'apprentissage est la caractéristique principale des RNA et il peut se faire de différentes manières et selon différentes règles.

### III.6.1 Types d'apprentissage

#### III.6.1.1 Apprentissage supervisé

Pour ce type d'apprentissage, un superviseur (professeur) fournit au réseau les entrées, et au même temps les sorties désirées, et le réseau s'adapte par comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées fournies, et la réponse attendue en sortie [46]. Ainsi, Le réseau doit ajuster ses poids de façon à réduire l'écart entre la sortie désirée et sa sortie, cette procédure est répétée jusqu'à ce qu'un critère de performance soit satisfait.

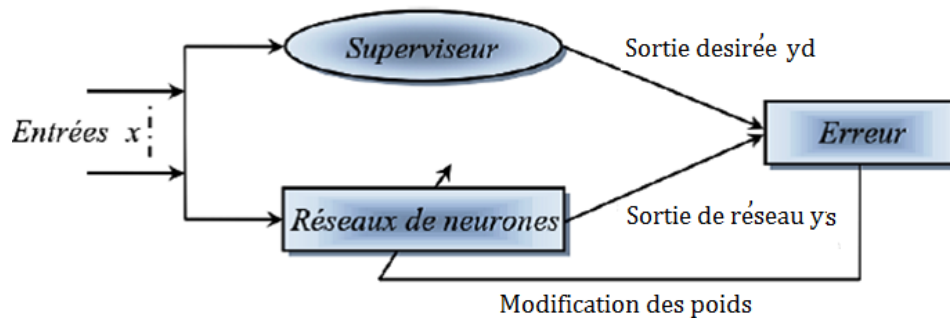


Figure III.6 Illustration de l'apprentissage supervisé [54].

#### III.6.1.2 Apprentissage non supervisé:

Cet apprentissage consiste à détecter automatiquement des régularités qui figurent dans les exemples présentés et à modifier des connexions pour que les exemples ayant les mêmes caractéristiques de régularité provoquent la même sortie. Les réseaux auto-organiseurs de Kohonen sont des réseaux à apprentissage non supervisé les plus connus [47] [48] [49].

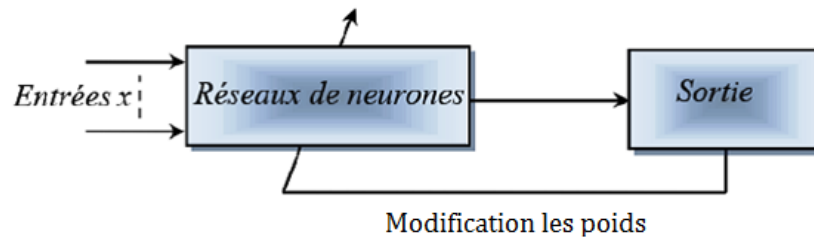


Figure III.7 Illustration de l'apprentissage non supervisé [54].

### III.6.1.3 Apprentissage hybride :

Le mode hybride reprend en fait les deux autres approches, puisque une partie des poids va être déterminée par apprentissage supervisé et l'autre partie par apprentissage non supervisé.

### III.6.2 Les méthodes d'apprentissage :

Dans les systèmes experts, les connaissances de l'expert ont une forme énumérée ; elles sont exprimées sous forme de règles. Dans le cas des réseaux de neurones, les connaissances ont une forme distribuée ; elles sont codées dans les poids des connexions, la topologie du réseau, les fonctions de transfert de chaque neurone, le seuil de ces fonctions, la méthode d'apprentissage utilisée. Il existe un certain nombre de méthodes d'apprentissage :

#### III.6.2.1 Règle de Hebb :

C'est la méthode d'apprentissage la plus ancienne (1943) elle est inspiré de la biologie,. Elle traduit le renforcement des connexions liant deux neurones activés. Si un des deux neurones au moins n'est pas activé, le poids de la connexion n'est pas modifié.

#### III.6.2.2 Retro-propagation du gradient de l'erreur :

Cet algorithme est utilisé dans les réseaux de type feedforward, ce sont des réseaux de neurones à couche, ayant une couche d'entrée, une couche de sortie, et au moins une couche cachée. Il n'y a pas de récursivité dans les connexions, et pas de connexions entre neurones de la même couche. Le principe de la retro-propagation consiste à présenter au réseau un vecteur d'entrées, de procéder au calcul de la sortie n passant par les couches. Cette sortie obtenue est comparée à la sortie désirée, une erreur est alors obtenue. A partir de cette erreur, est calculé le gradient de l'erreur qui est à tour propagé de la couche de sortie vers la couche d'entrée, d'où le terme de retro-propagation. Cela permet la

modification des poids du réseau et donc l'apprentissage. L'opération est réitérée pour chaque vecteur d'entrée et cela jusqu'à ce que le critère soit vérifié.

### III.7 Différents modèles des réseaux de neurones:

#### III.7.1 Modèle de Perceptron:

Présenté par Frank Rosenblatt, en 1958, le Perceptron est le premier modèle et la forme la plus simple du réseau de neurones [53]. Deux types de Perceptron sont distingués:

##### III.7.1.1 Le Perceptron simple (monocouche):

Le perceptron se compose de deux couches: la couche d'entrée et la couche de sortie qui donne la réponse correspondant à la stimulation présente en entrée. Les cellules de la première couche répondent en oui/non. La réponse «oui» correspond à une valeur «1» et la réponse «non» correspond à une valeur «0» à la sortie du neurone. Les cellules d'entrée sont reliées aux cellules de sortie grâce à des synapses d'intensité variable.

L'apprentissage du perceptron s'effectue en modifiant l'intensité de ces synapses. Les cellules de sortie évaluent l'intensité de la stimulation en provenance des cellules de la première couche en effectuant la somme des intensités des cellules actives [47]. Sa principale limite est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéairement séparables [50] [52].

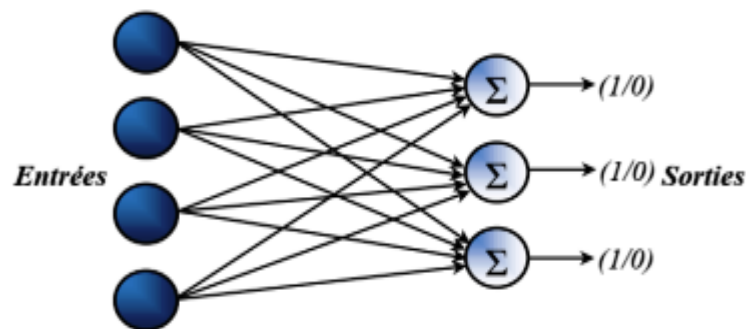


Figure III.8: Modèle d'un perceptron simple [54].

##### III.7.1.2 Le Perceptron multicouches (PMC):

C'est une extension du Perceptron monocouche, avec une ou plusieurs couches cachées entre l'entrée et la sortie [50]. La figure (Fig. III.9) donne l'exemple d'un réseau contenant une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie. La couche d'entrée

représente toujours une couche virtuelle associée aux entrées du système. Elle ne contient aucun neurone. Les couches suivantes sont des couches de neurones. Dans l'exemple illustre, il y a trois entrées, quatre neurones sur la première couche cachée, trois neurones sur la deuxième couche cachée et quatre neurones sur la couche de sortie. Les sorties des neurones de la dernière couche correspondent toujours aux sorties du système. Dans le cas général, un Perceptron multicouche peut posséder un nombre de couches quelconque et un nombre de neurones (ou d'entrées) par couche également quelconque [47].

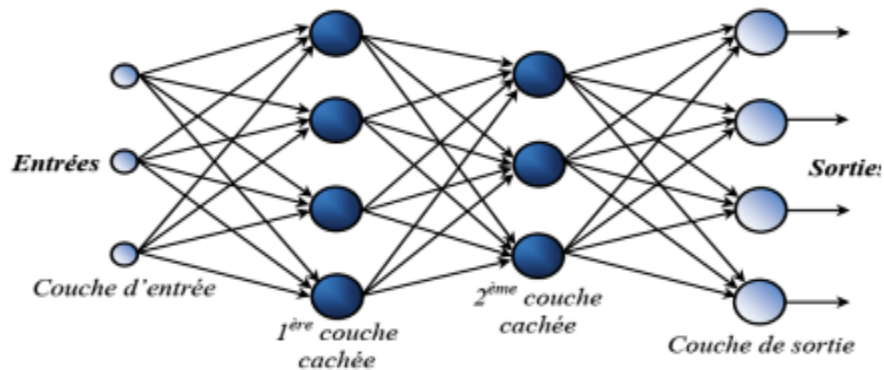


Figure III.9 : Modèle de perceptron multicouche [54].

### III.7.1.3 Modèle de Hopfield:

Le modèle de Hopfield, présenté par la figure (Fig. III.10), a été proposé en 1982. C'est un réseau récurrent dont les cellules sont complètement interconnectées, il n'y a plus la notion de couche comme dans le perceptron. Les neurones sont à sorties binaires (à deux états -1 et 1 ou 0 et 1), dont la loi d'apprentissage est la règle de Hebb [53].

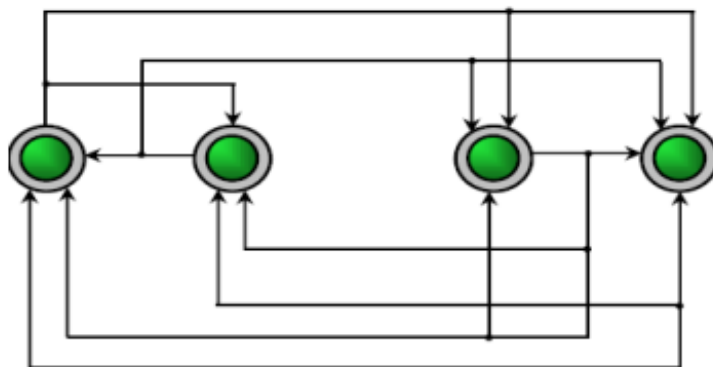


Figure III.10 Modèle de Hopfield [54].



### III.7.1.4 Modèle de Kohonen:

Ce modèle a été présenté par T. Kohonen en 1982, en se basant sur des constatations biologiques. Il a pour objectif de présenter des données complexes et appartenant généralement à un 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 [51,52] (Fig. III.11) :

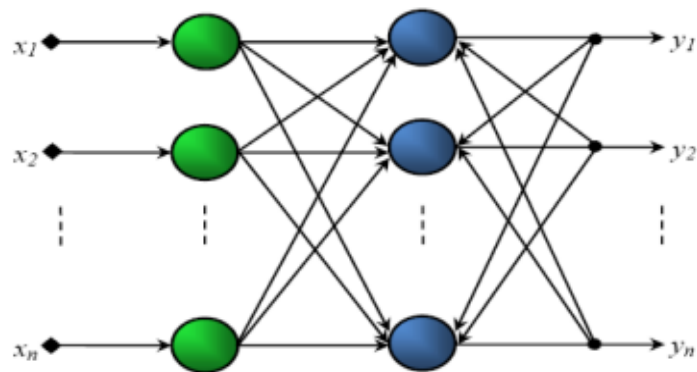


Figure III.11 Modèle de Kohonen [54].

### III.7.1.5 Modèle ADALINE:

Le modèle ADALINE (Adaptative Linear Element) de Widrow et Hoff (1960) est un réseau à trois couches: une d'entrée, une couche cachée et une couche de sortie. Ce modèle est similaire au modèle de Perceptron, seule la loi d'apprentissage et la fonction d'activation change, mais elle reste toujours linéaire. Le modèle ADALINE sera, par la suite, le modèle de base des réseaux de neurones multicouches [48].

## III.8 Algorithmes d'apprentissage perceptron multicouche (rétro-propagation du gradient) :

L'algorithme d'apprentissage est la méthode qui va modifier les poids de connexion afin de converger vers une solution qui permettra au réseau d'accomplir la tâche désiré. L'apprentissage est une méthode d'identification paramétrique qui permet d'optimiser les valeurs des poids du réseau.

Il existe plusieurs algorithmes d'apprentissage du PMC, le plus utilisé est l'algorithme de la rétro propagation du gradient [30, 31]:

### III.8.1 Principe de rétro-propagation:

L'algorithme de rétro propagation du gradient de l'erreur a été créé en généralisant les règles d'apprentissages de Widrow-Hoff, aux réseaux multicouches à fonctions de transfert non linéaire. C'est un algorithme utilisé avec des réseaux de types feedforward pour l'apprentissage de fonction, la reconnaissance de forme et la classification.

La rétro propagation du gradient de l'erreur est utilisée pour ajuster les poids et le biais du réseau afin de minimiser l'erreur quadratique entre la sortie du réseau et la sortie réelle. A chaque couple entrée/sortie, une erreur est calculée, le gradient, ou pente, de l'erreur est déterminé. Ensuite les poids et les biais sont modifiés en ligne sur le réseau. On réitère ces calculs jusqu'à l'obtention du critère d'arrêt.

### III.8.2 Algorithme de rétro propagation:

L'algorithme de la rétro propagation du gradient de l'erreur se résume aux étapes suivantes:

- 1- Initialisation des poids de connexions à des valeurs aléatoires de faible grandeur.
- 2- Présentation d'un couple (entrée, sortie désirée) de la base d'apprentissage.
- 3- Présentation de la forme d'entrée sur la couche d'entrée du réseau.
- 4- Calcul par propagation de la sortie.
- 5- Calcul des différents signaux d'erreur des différentes couches.
- 6- Mise à jour des matrices de connexions.
- 7- Tant que l'erreur est trop importante, retourner à l'étape 2.

$$E_m = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e(k)^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (y_d(k) - y_s(k))^2 \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$E_m$  : représente l'erreur quadratique commise au niveau de la couche de sortie du réseau

$N$ : Le nombre d'exemple dans la base d'apprentissage.

$e(k)$  : L'erreur quadratique commise à la sortie du réseau.

$y_d(k)$ : Le vecteur cible (sortie désirée).

$y_s(k)$  : Le vecteur de sortie élaboré par le réseau.

Le mécanisme de recherche des poids optimaux du réseau est basé sur la minimisation de l'erreur dans l'espace des poids synaptiques du réseau de neurones. Ce qui conduit à l'équation de mise à jour du  $j^{\text{ème}}$  poids et du  $i^{\text{ème}}$  neurone suivante :

$$W_{ij}(t + 1) = W_{ij}(t) + \eta \left( \frac{\partial E_m}{\partial W_{ij}(t)} \right) \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$\eta$  : Le taux d'apprentissage.

$W_{ij}(t + 1)$  : Nouveau poids.

$W_{ij}(t)$  : Ancien poids.

### III.9 Quelques aspects pratiques [30,31]

La détermination et le choix du réseau optimal pour un processus donné sont des problèmes ouverts, malgré l'existence de quelques travaux, qui permettent pour une vaste classe de réseaux, de déterminer l'architecture optimale.

#### III.9.1 Nombre de couches cachées

Mis à part les couches d'entrée et de sortie, l'analyste doit décider du nombre de couches intermédiaires ou cachées. Sans couche cachée, le réseau n'offre que de faibles possibilités d'adaptation; avec une couche cachée, il est capable, avec un nombre suffisant de neurones, d'approximer toute fonction continue.

#### III.9.2 Nombre de neurones par couches cachées

Actuellement, il n'existe pas une loi qui nous dicte exactement le nombre de neurones nécessaires au niveau des couches cachées. Donc on ne sait pas comment construire le réseau, ni combien de neurones sont dans la couche cachée, ni combien de liens synaptiques. En effet, si le réseau possède un très grand nombre de poids et de neurones, le réseau est trop souple et si ce nombre est trop petit, le réseau est trop rigide et présente des mauvaises performances.

#### III.9.3 Test d'arrêt

La détermination du critère d'arrêt est cruciale dans la mesure où la convergence peut passer par des minima locaux. En effet, le test d'arrêt est la mesure des performances du réseau pour savoir si la convergence du réseau est atteinte. D'une façon générale, on

cherche à arrêter l'algorithme si l'erreur  $E$  est minimale c'est-à-dire si le gradient de l'erreur est proche de zéro.

Généralement, le test d'arrêt est effectué en découplant la base de données en deux parties, une base d'apprentissage (BA) et une base de test (BT), et en alternant des étapes d'apprentissage sur la (BA) et de mesure de performances sur la (BT) jusqu'à atteindre des résultats satisfaisant.

### III.9.4 Taux d'apprentissage

Ce paramètre détermine la vitesse de convergence. Si la valeur de démarrage de  $\eta$  est grande, alors on aura un apprentissage très rapide mais au prix de la création des oscillations dans l'erreur totale qui empêcheront l'algorithme de converger vers un minimum désiré. Le réseau devient instable. Dans la plupart des cas si la fonction d'erreur possède plusieurs minimums locaux, le réseau subira un blocage dans l'un d'eux. Toutes ces conditions nous obligent à commencer l'apprentissage avec une petite valeur de  $\eta$ , si on veut attendre un minimum global même si l'apprentissage est long.

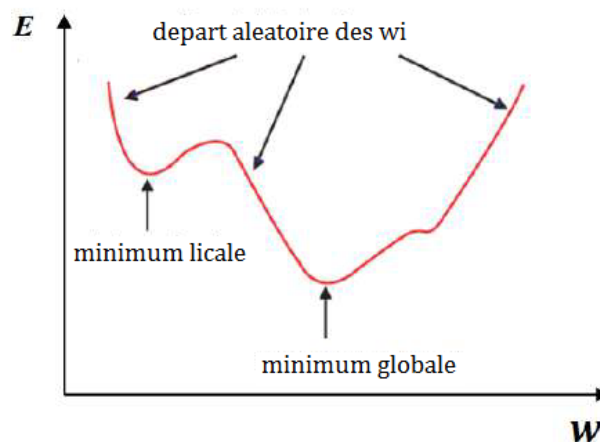


Figure III.12 Développement l'erreur dans Algorithme de rétro propagation [30].

### III.9.5 Seuil de tolérance

Ce paramètre critique détermine la précision de la réponse du réseau. Théoriquement, l'algorithme doit se terminer dès que le minimum de l'erreur commise par le réseau sera atteint, correspondant à un gradient nul, ce qui n'est jamais rencontré en pratique. C'est pourquoi on fixe à priori ce seuil afin d'arrêter l'apprentissage.

### III.10 Avantages et inconvénients des réseaux de neurones [41]

Les RNA sont une formulation mathématique simplifiée des neurones biologiques. Ils ont la capacité de mémorisation, de généralisation et surtout d'apprentissage qui est le phénomène le plus important. Dans cette partie, nous allons résumer les avantages et les inconvénients de l'utilisation des réseaux de neurones dans la commande.

#### III.10.1 Avantages

Les principales qualités des réseaux de neurones sont leur capacité d'adaptabilité et d'auto-organisation et la possibilité de résoudre des problèmes non-linéaires avec une bonne approximation.

Vu ses avantages les réseaux de neurones sont plus en plus utilisés dans l'industrie tel que :

- La commande des systèmes électriques.
- Le traitement des eaux.
- L'identification des systèmes.
- La reconnaissance des formes.

#### III.10.2 Inconvénients

La difficulté d'interpréter le comportement d'un réseau de neurones est un inconvénient pour la mise au point d'une application. Il est également hasardeux de généraliser à partir d'expériences antérieures et de conclure ou de créer des règles sur le fonctionnement et le comportement des réseaux de neurones.

### III.11 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les bases nécessaires à la compréhension des réseaux de neurones.

Le vocabulaire utilisé par les sociétés qui étudient et développent ces réseaux est très large. Par conséquent, dans ce chapitre, nous nous présentons les principaux concepts de réseau, en nous limitant volontairement aux besoins de notre travail, tels que l'architecture des réseaux de neurones, Types et méthodes d'apprentissage, l'algorithme de rétro-propagation, le modèle multicouche qui est le modèle de réseaux de neurones le plus utilisé.

De nombreuses possibilités d'utilisation de ces techniques sont envisageables rien qu'en ce qui concerne la machine asynchrone et sa commande.

## **CHAPITRE IV :**

*Application de RNA sur la  
commande vectorielle de*

## IV.1 Introduction

La machine asynchrone, c'est le moteur utilisé au quotidien dans les applications domestiques (machine à laver), à l'atelier, à l'usine (machinerie d'entraînement) ainsi que dans les domaines spécialisés (traction ferroviaire, maritime, auxiliaires dans les centrales...). Sa robustesse et son coût d'achat et d'entretien lui ont permis de conquérir un espace de plus en plus grand aux dépens des machines synchrones et à courant continu [27].

Parmi les méthodes utilisées à la commande des machines électriques, 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)

Ce chapitre a pour but d'étudier le remplacement du régulateur classique étudié au deuxième chapitre de la boucle de vitesse par un régulateur basé sur un réseau de neurones que nous appellerons simplement régulateur neuronal.

## IV.2 Principe du contrôleur neuronal :

Le rôle d'une loi de contrôle est de maintenir certains états d'un système à des valeurs désirées malgré les effets d'éventuelles perturbations.

Aujourd'hui, en plus de contrôler des systèmes complexes, nous voulons aussi les rendre plus intelligents, c'est-à-dire plus automatisés, plus autonomes, plus efficaces et plus rapides, tout en réduisant au maximum l'énergie.

## IV.3 Mise en œuvre des réseaux de neurones

### IV.3.1 Choix des entrées et des sorties du boîte neuronale

Les entrées de la boîte neuronale sont présentées sous forme d'un vecteur  $Int = [e \ V_{ref}]$  où  $e$  est l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse de rotation du moteur, et la sortie de la boîte est le couple électromagnétique  $out = [C_e]$ .

### **IV.3.2 Choix de type de réseau neurones et stratégie d'apprentissage**

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre précédent, il y a plusieurs types de RNA. Nous avons choisi dans notre étude le Perceptron Multi Couches (PCM) non bouclée (Feed-forward backprop sur matlab).

Il s'agit d'un Perceptron multicouche qui contient une couche d'entrée, une couche cachée ayant dix neurones et une couche de sortie avec un seul neurone. La fonction d'activation choisie est de type tangent sigmoïde.

### **IV.3.3 Basse de données:**

Pour mettre en œuvre la phase d'apprentissage de notre régulateur neuronal, nous avons utilisé le tableau de base de données incluse dans l'annexe qui a été collectée en exécutant plusieurs simulations de la commande vectorielle réalisée au deuxième chapitre.

Où nous avons changé la valeur du couple de charge entre 0 et 15 N.m avec un pas de 5 N.m, et pour chaque valeur de couple de charge on a fait varier la vitesse de référence de -60 rad/s à 60 rad/s avec un pas de 5 rad/s, et à chaque pas on a relevé les valeur de l'erreur et du couple électromagnétique résultant.

### **IV.3.4 Réalisation d'apprentissage sur Matlab**

La figure suivante montre le modèle du RNA crée dans notre simulation, où nous avons choisi un apprentissage supervisé et l'algorithme utilisé est celui de Levenberg-Marquardt.



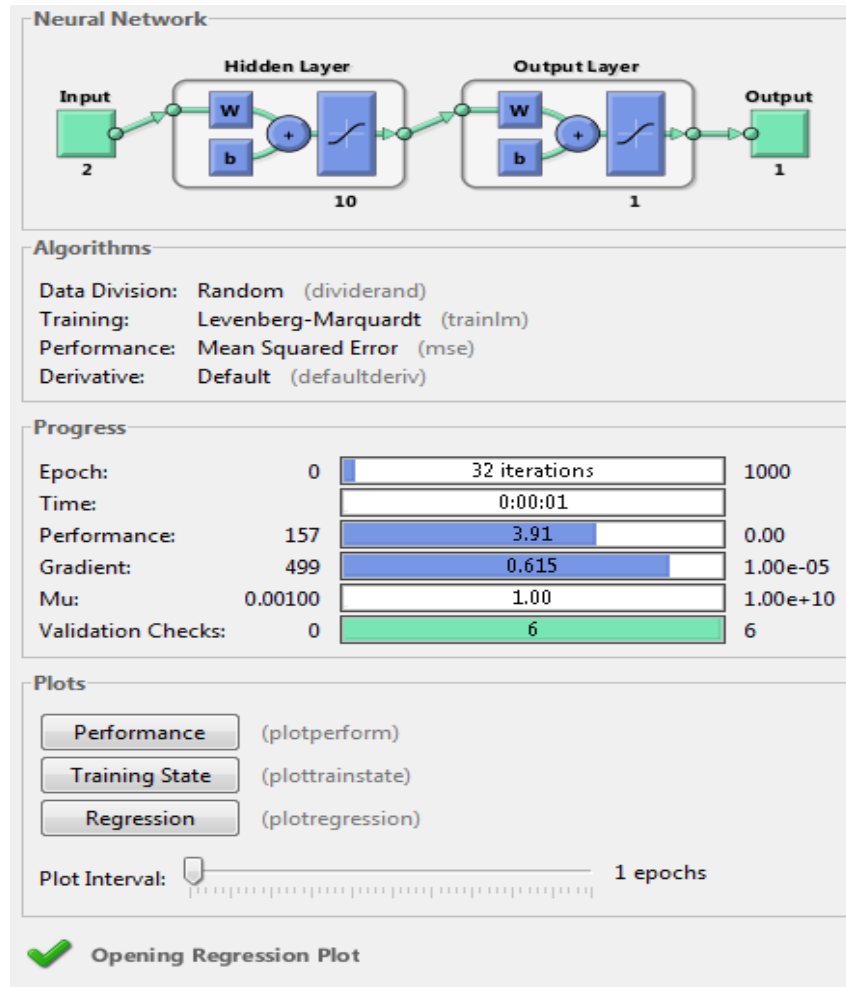


Figure IV.1 : Fenêtre d’entraînement de réseau de neurones

L’évaluation de l’erreur et la régression entre la sortie et le cible (Target) dans les figures suivantes montrent les performances de l’apprentissage effectué.

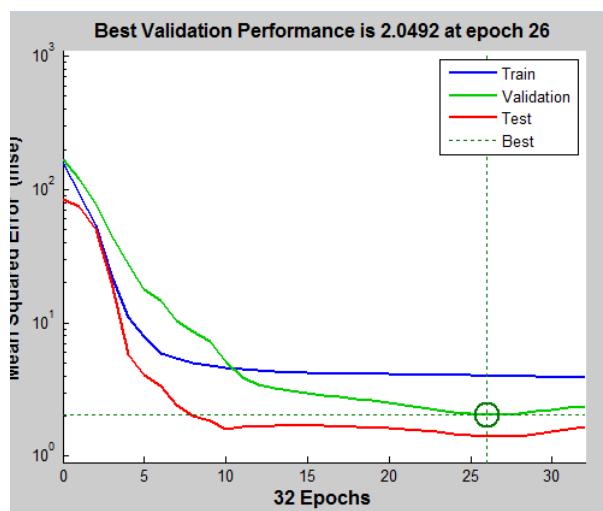


Figure IV.2 : Evolution d’erreur d’apprentissage

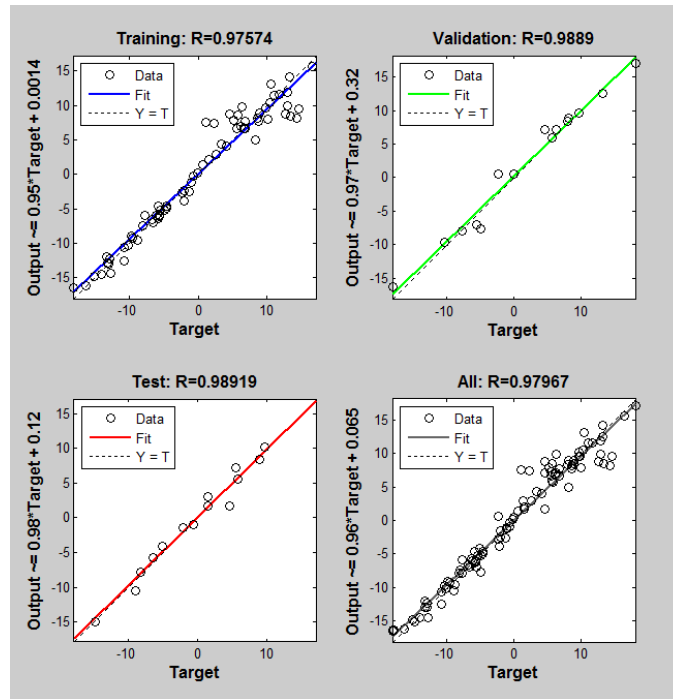


Figure IV.3 : Régression entre la sortie et le Target

#### Interprétation des résultats :

- D'après Figure IV.1 : Fenêtre d'entraînement de réseau de neurones on peut extraire quelque formation, le critère d'arrêt est l'indice de validation  $I_v=6$  itération qui correspond à l'itération  $I_r=32$  et l'erreur global acceptable  $E_m= 3.91$
- La figure (VI.2) indique l'évolution des erreurs de l'entraînement, test et la validation qui procèdent en parallèle, Ils commencent par une valeur d'erreur élevée, puis diminuent rapidement jusqu'à atteindre une valeur minimale de l'erreur de l'erreur  $E_{mv}=2.0492$  à l'itération  $I_r=26$ , en suit l'arrêt d'apprentissage après 6 itérations
- D'après Figure IV.3, on peut dire que le rapport entre la sortie et le Target (calculée et désirée) est proche de 1, car les points (datas) sont plus proche à la droite  $Y=T$ , biens qu'il y a des points dehors de la droite mais elles sont proches.

#### IV.4 Simulation de la commande par les réseaux de neurones

Après la phase de l'apprentissage, nous avons remplacé le régulateur classique PI de la vitesse dans la structure de la commande vectorielle par le bloc Simulink de notre RNA (voir l'annexe).

### IV.4.1 Schéma de commande du MAS

Le block de commande globale du la machine est montré par la figure suivante :

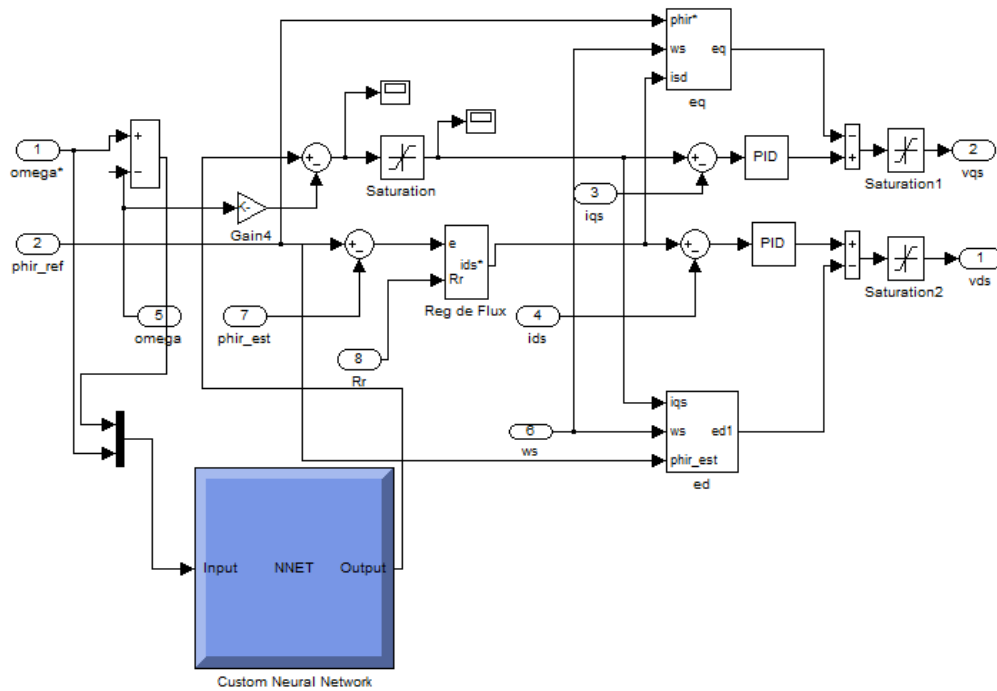


Figure IV.4 : bloc de commande

### IV.4.2 Résultats de Simulation

$\Phi_{ref} = 0.8 \text{ Wb}$ ,

$\Omega_{ref} = [60(\text{rad/sec}), -60(\text{rad/sec})]$  à  $t = [0s, 2s]$

$C_r = [15(N.m), 0(N.m)]$  à  $t = [0s, 0.2s]$

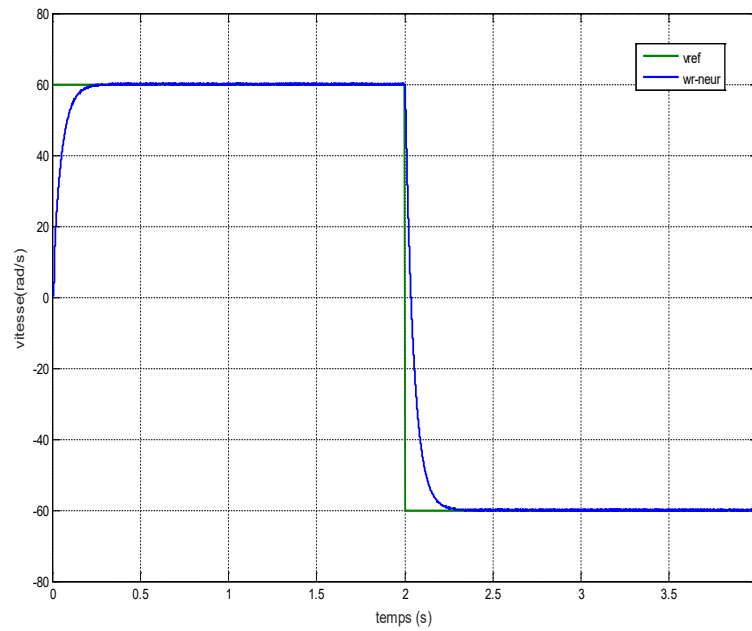


Figure IV.5 : La vitesse de rotation  $w_r$  et la vitesse référence  $V_{ref}$

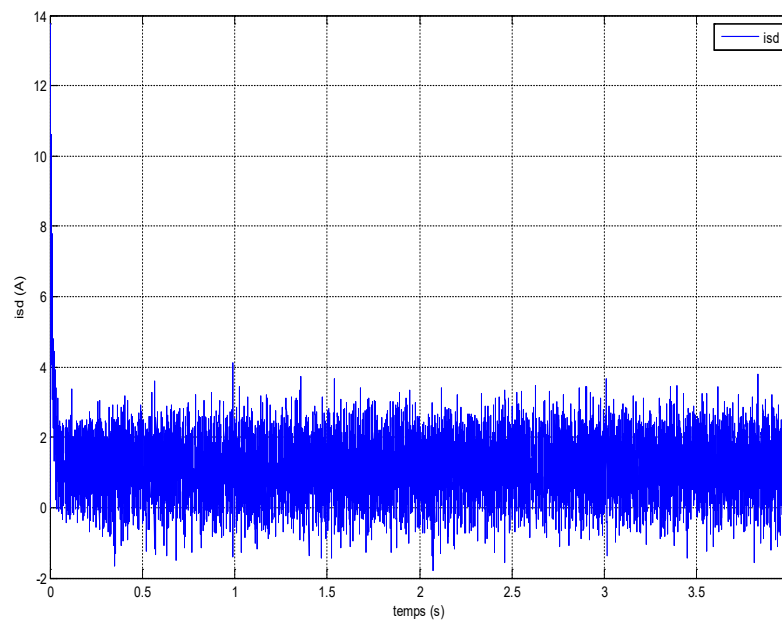
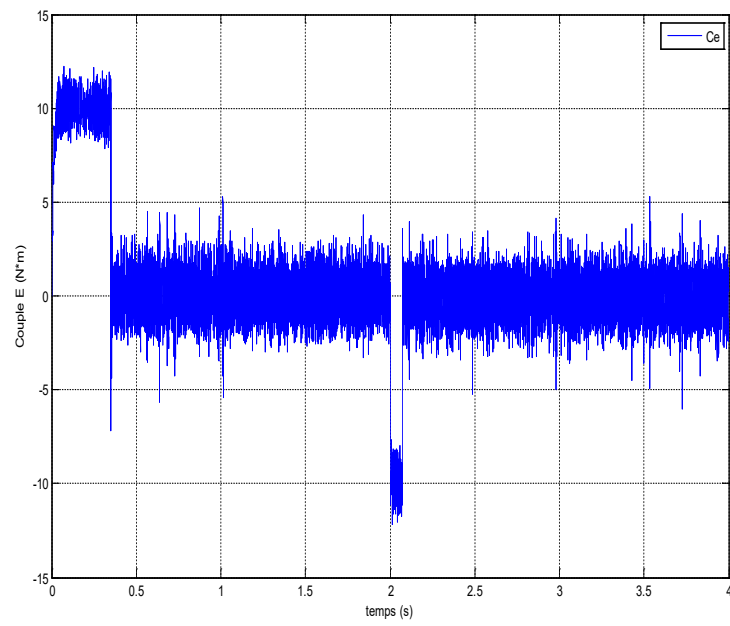
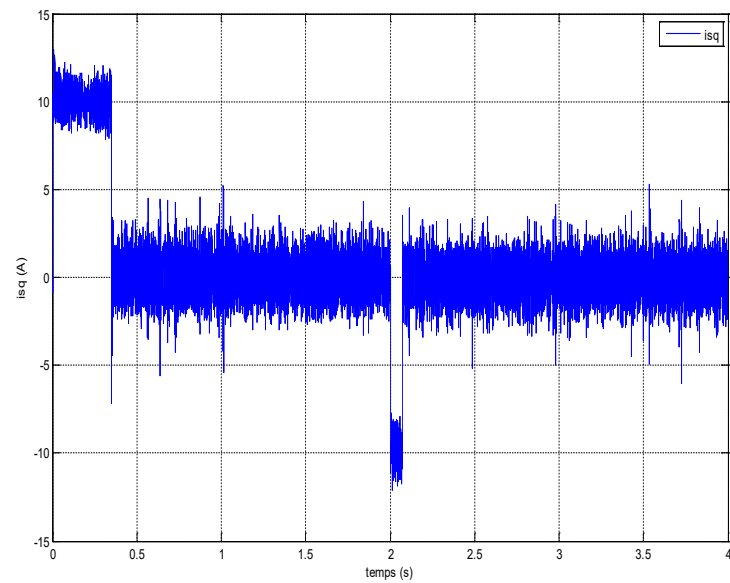


Figure IV.6 : Courant statorique direct  $i_{sd}$



**Figure IV.7 :** Couple électromagnétique  $C_e$



**Figure IV.8 :** Courant statorique  $i_{sq}$

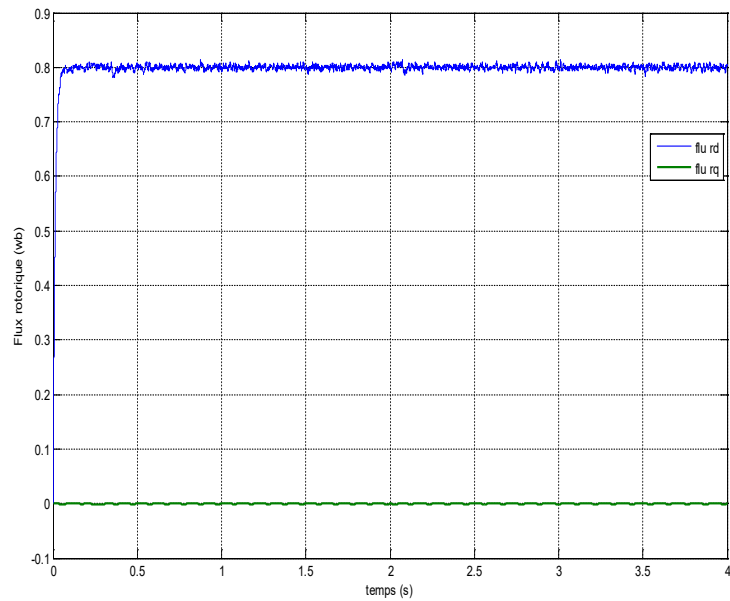


Figure IV.9 : Flux rotorique  $\Phi_{rd}$ ,  $\Phi_{rq}$

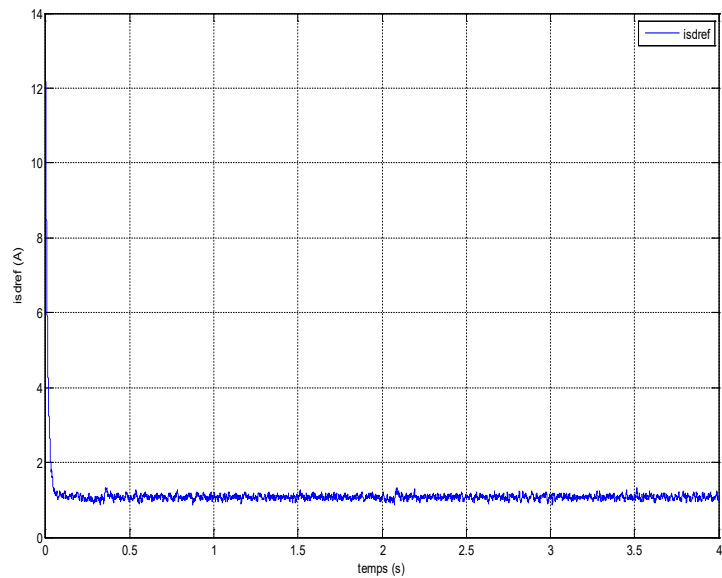


Figure IV.10 : Courant statorique direct référence isd ref

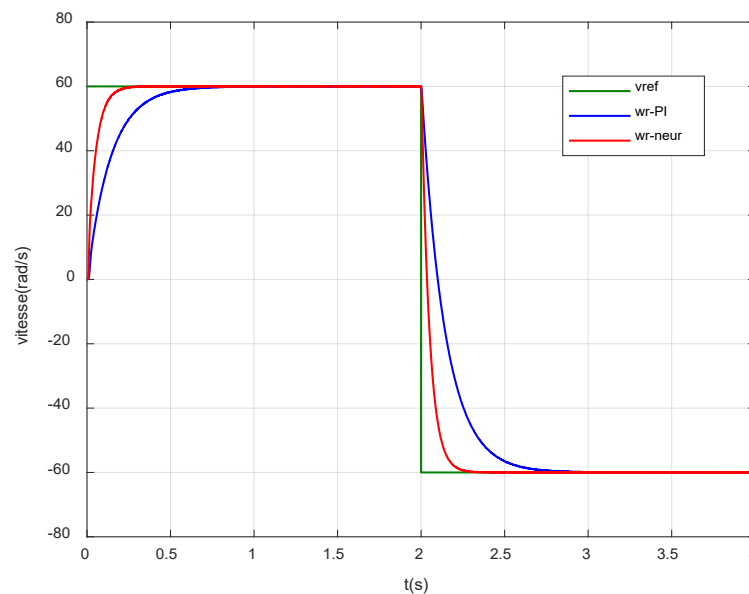
#### Interprétation des résultats :

- Pour la vitesse de rotation, on note qu'il existe une erreur statique et un dépassement que l'on peut dire acceptable lors du démarrage et de l'inversion du sens de rotation, mais ils sont inférieurs à celui de la commande par le régulateur PI.

- Pour les autres Figures, le couple, courant statorique direct et quadrature et le flux rotorique direct et quadrature sont presque identiques aux courbes de la commande par régulateur PI.

#### IV.5 Comparaison entre la commande par le réseau neuronale et par le régulateur PI :

Nous avons dit précédemment que parmi nos objectifs faire une comparaison entre la commande par le réseau de neurones et commande par le régulateur PI. Pour y parvenir, nous comptons sur la (Figure IV.11)



**Figure IV.11** : La vitesse de rotation  $w_r PI$  et  $w_r neurone$  et la vitesse référence  $V_{ref}$

D'après Figure IV.11, on remarque que le temps de réponse de la vitesse de rotation  $w_r neurone$  est inférieur au temps de réponse de la vitesse de rotation  $w_r PI$ .

Donc on peut dire que la commande neuronale est réponde plus rapidement par rapport au commande  $PI$ .

#### IV.6 Conclusion :

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 phase d'apprentissage qui elle dépend de l'architecture du réseau.

Dans ce chapitre nous avons fait une étude sur la commande d'une machine asynchrone par un réseau neuronale reproduit à partir de la commande vectorielle on utilisant des régulateur PI. Les résultats obtenus par le régulateur RNA sont très similaires à ceux obtenus par le régulateur PI classique.

Au contraire du régulateur classique (PI), Le régulateur RNA peut traiter tous les systèmes linéaires au bien non linéaire, il dépend de plusieurs caractéristiques comme la structure de réseaux et l'algorithme d'apprentissage, dépends aussi des poids initiaux ...etc.

Les résultats obtenus par le régulateur RNA sont généralement satisfaisants, mais il reste encore un travail important pour développer notre étude par l'amélioration de choix des paramètres du régulateur neuronale car il n'y a pas une règle générale pour choisir ces paramètres, et aussi l'augmentation du nombre de tentatives pour la créer une base de donnés....etc.





***Conclusion générale***

## **Conclusion générale**

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone par des réseaux de neurones artificiels, pour atteindre cet objectif nous sommes passés par la suite :

Dans le premier chapitre, nous avons parlé des moteurs en général et nous avons donné une importance supplémentaire à la machine asynchrone pour bien la comprendre (sa constitution et son fonctionnement...)

Pour le deuxième chapitre, nous avons fait une modélisation mathématique pour MAS avec la transformation de Park et la l'exécuté sur la SIMULINK MATLAB. Après sa nous avons étudié la commande vectorielle : principe de travail (découplage naturel entre le couple et le flux d'une MCC à excitation séparés) et son fonctionnement sur MAS (on a utilisé les régulateurs PI), après sa nous avons appliqué tous sa sur SIMULINK MATLAB et nous avons donné notre observation, où les résultats sont acceptables.

Dans le troisième chapitre, nous avons fait un théorique sur les réseaux de neurones artificiels

A la fin, pour commander une machine asynchrone par les réseaux de neurones artificiels, nous avons remplacé un régulateur PI par un régulateur du réseau de neurones ce dernier basé sur une base de données (entrée et sortie de régulateur), après sa nous avons appliqué tous sa sur MATLAB et nous avons donné notre observation, où les résultats sont acceptables. Ainsi nous avons atteint l'objectif du travail.



***Références***

***Bibliographiques***

### Références Bibliographiques

- [1] B. HOUSSEINI, « prototypage rapide à base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction », Thèse de doctorat en l'université de Québec, décembre 2010.
- [2] Prof Chaouch Souad. Université Batna 2 Matière : Commande des Entraînements Chapitre 1. Généralités sur les entraînements électriques Année 2021.
- [3] Commande des machines électriques C.U. A/Boussouf – Mila – Cours 1ere année Master EM / S21CH2. – Commande des Machines a Courant Continu 2021/2022.
- [4] Mr. Boudries Zoubire. Cours Commande des machines électriques UN Abd Errahmane Mila – BEJAÏA Faculté De Technologie Département De Génie électrique.
- [5] [http://www.electrosup.com/machine\\_synchrone.php#:~:text=Une%20machine%20synchrone%20est%20une%20machine%20%C3%A9lectrique%20%3A,de%20la%20machine%20%3A%20fonctionnement%20moteur.](http://www.electrosup.com/machine_synchrone.php#:~:text=Une%20machine%20synchrone%20est%20une%20machine%20%C3%A9lectrique%20%3A,de%20la%20machine%20%3A%20fonctionnement%20moteur.)
- [6] J. P. Caron et J. P. Hautie, "Modélisation et commande de la machine asynchrone," Editions Technique, Paris 1995.
- [7] Française Milsant, "Machine Electrique," Berti Edition, 1993.
- [8] H. Ney, "Electro système, première STI," Edition Nathan technique 1996.
- [9] 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.
- [10] Delva, Leclercq, Trannoy, "Physique appliquée, terminale génie électrotechnique," Edition Hachette Education, 1994.
- [11] Chekima. D, "Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue," Mémoire Master L'université D'El Oued, Soutenu 23-24 Juin 2014.
- [12] Bapio BAYALA, "La machine asynchrone, " Formation continue - Techniciens supérieurs - Ingénieurs électrotechniciens, Edition revue 2010.
- [13] H. BEN AMMAR Machine asynchrone triphasée Electrotechnique – Niveau 3 2010-2011.

## Références Bibliographiques

---

- [14] Commande des entraînements électromécaniques 3<sup>ème</sup> Année L/ EM – Centre Universitaire A/ Boussouf / Mila Chapitre I : Notions de Bases – MCC et leurs Commandes 2<sup>ème</sup> partie 2018/2019.
- [15] Dr A. Meroufel Maître de conférences année : 2008/2009 Contrôle de la machine asynchrone Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès Faculté des Sciences de l'Ingénieur Département d'Electrotechnique.
- [16] Dr L. BAGHLI Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone Université Aboubekr Belkaid Tlemcen Faculté de Technologie.
- [17] [http:// www.bts-electrotechnique.fr/IMG/pdf/moteurs-methodes-jaune.pdf](http://www.bts-electrotechnique.fr/IMG/pdf/moteurs-methodes-jaune.pdf).
- [18] Mr BOUHAFNA Sebti, 2013. Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport de Réseaux de Neurones, mémoire Licence en Electrotechnique, Université de Batna.
- [19] M. BARDADI BENDAHA « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel », mémoire magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2015.
- [20] Chekima. D, "Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue," Mémoire Master L'université D'El Oued, Soutenu 23-24 Juin 2014.
- [21] DIAF. Y et Ben Antar. D, "Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par MLI a structure multiniveaux," Université Kasdi Merbah, Ouargla.
- [22] El hella. O et Damene. A, "Etude de stratégies de commande pour la régulation des courants de la MAS," Mémoire Master Ouargla, 2013.
- [23] Laib. H et Bahri S. E, "Commande vectorielle d'un machine asynchrone alimentée par un onduleur SVM," Mémoire Master L'université D'El Oued, 2014.
- [24] 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.
- [25] A.MAAROUK « Commande dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension », mémoire master, Université M'hamed Bougara- Boumerdes, juin 2016.
- [26] Caron, J. P.; Hautier, J. P., Modélisation et commande de la machine asynchrone, Ed Technip, 1995, 279p.

## Références Bibliographiques

---

- [27] Baghli, L Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques .Thèse Présentée pour l'obtention du titre de Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique. Soutenue publiquement le 14 Janvier 1999.
- [28] Bühler, H., Conception des systèmes automatiques, Complément du traité de l'électricité, Presses Polytechniques Romandes, 1988, 542p.
- [29] K. Barra Université Larbi Ben M'hidi – OEB. Master I –Réseaux électriques chapitre3 Modélisation et commande vectorielle du moteur asynchrone UEF: Commande des systèmes électro-énergétiques.
- [30] O. DJOUDI, R.ABOUBEKR « Application des réseaux de neurone pour la caractérisation géométrique d'un défaut 3D par courant de foucault », mémoire master, université Kasdi Merbah Ouargla, 2014-2015.
- [31] N. OUKACINE « Utilisation des réseaux de neurones pour la reconstitution de défauts en évaluation non destructive », mémoire magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 03/07/2012.
- [32] Dr. Labiod Chouaibe Commande vectorielle (Commande par flux orienté) pour Moteurs Asynchrones Vector control, (field-oriented control FOC) of an induction motor.
- [33] Eñaut Muxika Olasagasti. Application des réseaux de neurones à l'identification d'un axe de machineoutil. Thèse de doctorat Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2002.
- [34] G. BUREL, « Réseaux de neurones en traitement d'images: des modèles théoriques aux applications industrielles », Thèse de Doctorat de l'université de Bretagne Occidentale, France, décembre 1991.
- [35] J. Sarangapani. Neural Network Control of Nonlinear Discrete-Time Systems. Taylor & Francis Group, llc, 2006.
- [36] <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/generalites-sur-les-machines-electriques-tournantes-42250210/machines-tournantes-principes-et-constitution-d3411/machines-tournantes-a-interaction-de-champs-magnetiques-d3411niv10001.html>.
- [37] A. zilouchain and M. Jumshide: Intelligent Control Systems Using Soft Computing Methodologies. CRC Press LLC, 2001.

## Références Bibliographiques

---

- [38] C. Touzet, "Les réseaux de neurones artificiels : Introduction au connexionnisme", Ed. Scribd, San Francisco, USA, 1992.
- [39] 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.
- [40] 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.
- [41] M.HAMIDA « Introduction aux Méthode de Contrôle Intelligent », Chargé de cours, 2014/2015.
- [42] Y. DJERIRI, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbès, Algérie, Novembre 2015.
- [43] R. GHAYOULA, « Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones », Thèse de Doctorat de l'université de Tunis El Manar, Tunisie, Décembre 2008.
- [44] P. CHEYNET, « Etude de la robustesse du contrôle intelligent face aux fautes induites par les radiations », Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, France, Mai 1999.
- [45] Shih-chi huang and yih-fang huang, "Learning algorithms for perceptrons using back-propagation with selective update" paper, 1990.
- [46] R. C. Lou and M. G. Kay "Multisensor integration and fusion in intelligent Systems" IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, pages :901–931, Anne 1989.
- [47] O. ASSAS, « Classification floue des images », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, Décembre 2013.
- [48] C. Touzet ; « Les réseaux de neurones artificiels Introduction au connexionnisme ; cours exercices et travaux pratiques » ; Paris juillet 1992.
- [49] Les réseaux de neurones ; école supérieure de physique et de chimie industrielles de la ville de Paris (ESPCI).

## Références Bibliographiques

---

- [50] D. DJARAH, « Application des réseaux de neurones pour la gestion d'un système de perception pour un robot mobile d'intérieur », Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.
- [51] T. KOHONEN, « Self-organized formation of topologically correct feature maps », Biological Cybernetics, Springer, Vol.43, 59-69, 1982.
- [52] B. OMAR FETHI, « Application des techniques de l'intelligence artificielle (LF-RN) pour le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multi niveaux », Mémoire de Magister En vue d'obtention du diplôme de magister en Électrotechnique, USTO – 2013.
- [53] E. BENYOUSSEF, « Commande directe du couple floue et neuronale d'un moteur synchrone à double étoile sans capteur mécanique alimenté par onduleurs multi niveaux », Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2015.
- [54] HADJAB Meryem. Mémoire Thème Commande Basé sur les Techniques De L'intelligence Artificielle D'une Machine Asynchrone Double Etoile présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA Année universitaire : 2018 /2019

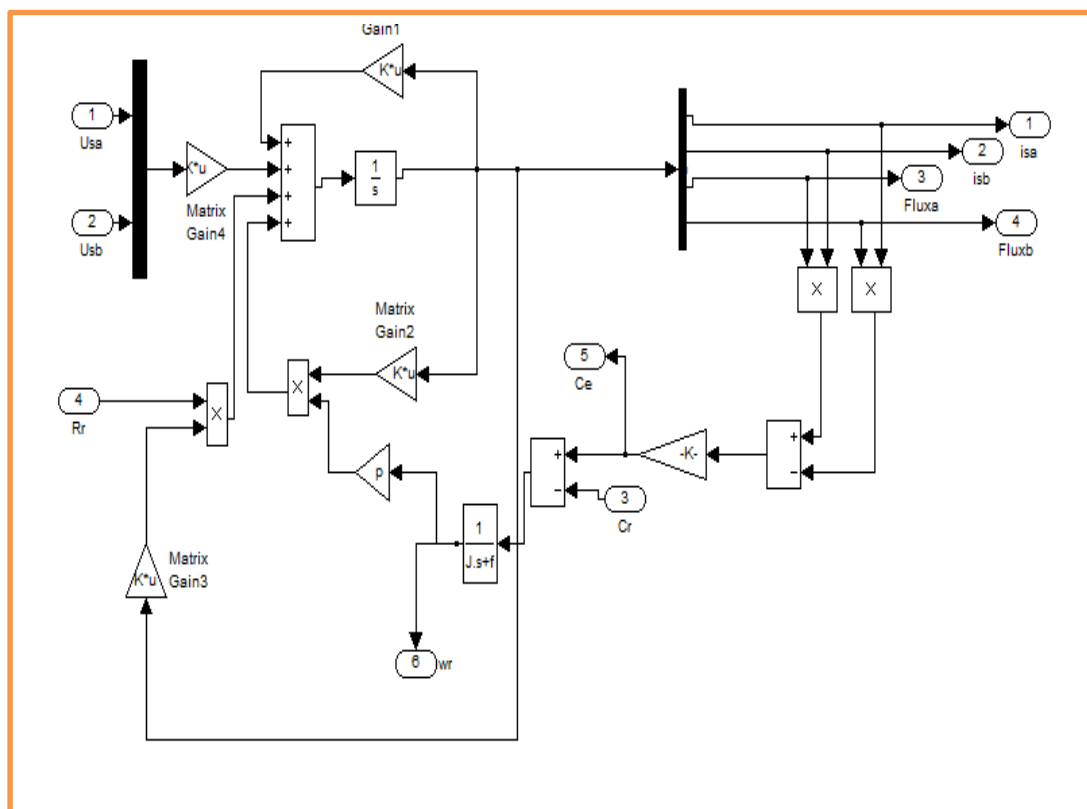




***Annexes***

**Annexe :****Paramètres du moteur asynchrone :**

Fréquence du réseau industriel $f$ (Hz) :	50 (Hz)
Résistance du rotor $R_r$ (ohm) :	6.3 (ohm)
Résistance du stator $R_s$ (ohm) :	7.828 (ohm)
Inductance du rotor $L_r$ (H) :	0.8914(H)
Inductance du stator $L_s$ (H) :	0.6520 (H)
Nombre de paires de pôle $p$ :	2
Moment d'inertie $J$ ( $k_g * m^2$ )	$0.006093 k_g * m^2$
Coefficient de frottement $F$ (Nm/rad/s) :	0 (Nm/rad/s)

**Les schémas de simulation :****Figure. A :** schéma bloc de MAS

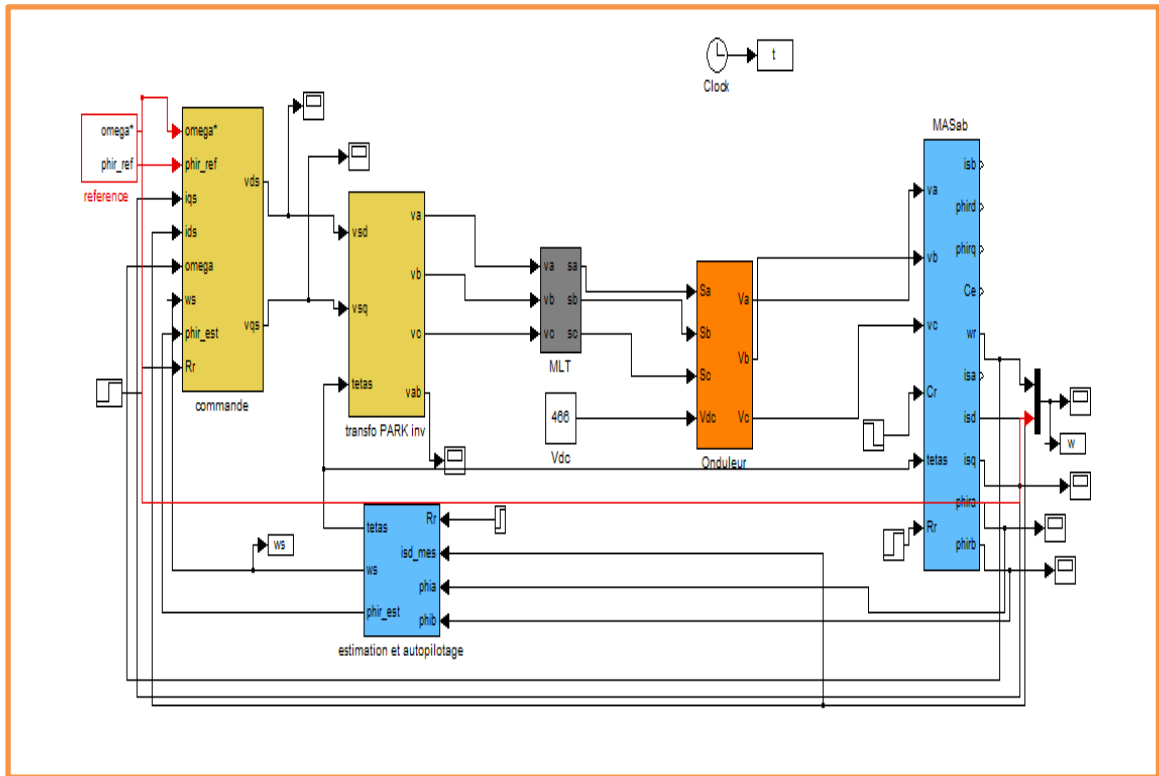


Figure. B : schéma bloc de la commande vectorielle

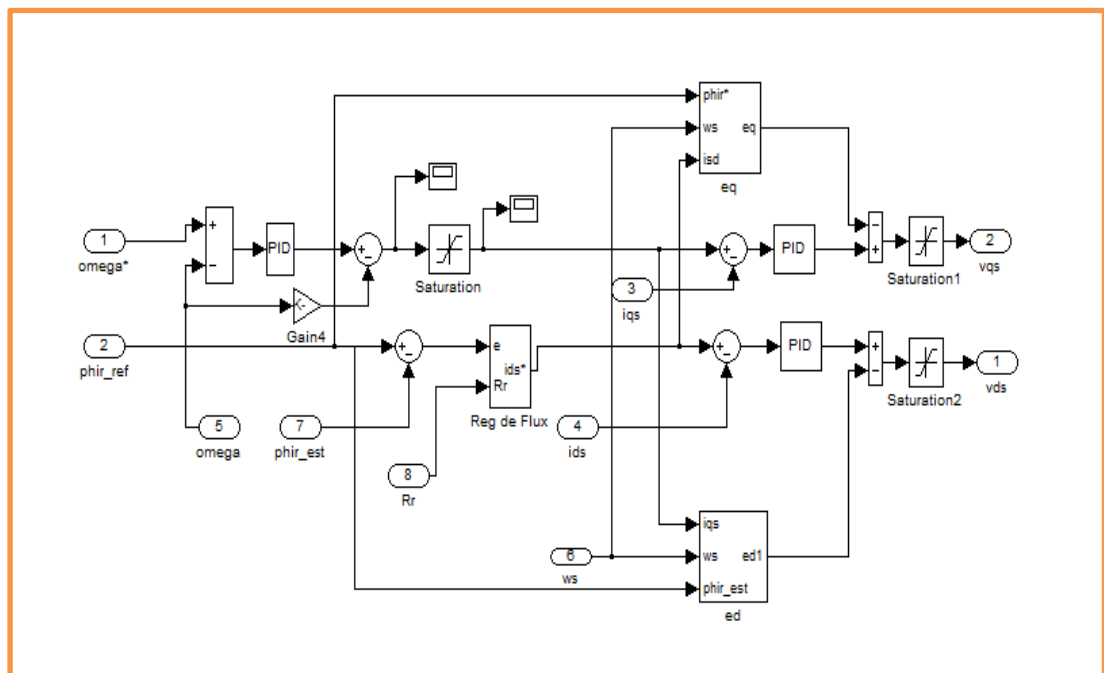


Figure. C : schéma bloc des régulateurs de la commande vectorielle

## Base de données

Pour  $C_r = 0$ 

vreff	-60	-55	-50	-45	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10	-5
ereur	-0,1721	-0,08881	-0,1063	-0,1302	-0,0787	-0,0632	-0,009066	-0,04615	-0,07287	-0,05225	-0,02099	-0,008343
Ce	-18,1	-12,95	-12,92	-13,25	-9,789	-8,175	-4,634	-5,737	-6,344	-4,584	-2,317	-1,027

0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
0	0,1721	0,08881	0,1063	0,1302	0,0787	0,0632	0,0091	0,04615	0,07287	0,05225	0,21	0,008343
0	18,1	12,95	12,92	13,25	9,789	8,175	4,634	5,737	6,344	4,584	2,317	1,027

Pour  $C_r = 5$ 

-60	-55	-50	-45	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10	-5	0
-0,159	-0,1443	-0,06922	-0,09552	-0,08499	-0,06481	-0,05639	-0,07299	-0,7319	0,02192	0,05039	-0,0102	-0,01483
-16,36	-14,82	-10,23	-10,8	-9,516	-7,766	-6,63	-6,778	-6,113	-0,647	1,429	-1,021	-0,6499

5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
-0,003031	0,07028	0,06087	0,04368	0,03943	0,01569	0,0482	0,02175	0,02532	0,05165	0,04221	0,03414
0,6785	5,187	5,57	5,611	6,361	6,177	8,893	8,678	10,03	12,59	13,39	14,31

Pour  $C_r = 10$ 

-60	-55	-50	-45	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10	-5	0
-0,2336	-0,2471	-0,1646	-0,1457	-0,1268	-0,1444	-0,08701	-0,1174	-0,1797	-0,1441	-0,1871	-0,137	-0,161
-18,04	-17,82	-12,72	-10,84	-8,925	-8,843	-4,987	-5,584	-7,699	-4,859	-5,862	-2,094	-2,009

5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
-0,216	-0,1236	-0,1941	-0,1468	-0,2225	-0,2719	-0,2857	-0,3303	-0,3634	-0,4027	-0,3695	-0,503
-2,293	4,576	3,407	8,22	6,841	6,814	8,619	8,891	9,768	10,36	14,65	10,53

Pour  $C_r = 15$ 

-60	-55	-50	-45	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10	-5	0
-0,8628	-0,8767	-0,9426	-0,7913	-0,9106	-0,8972	-0,8871	-0,92	-0,9496	-0,9107	-0,9625	-0,959	-0,9728
-14	-13,2	-15,05	-5,874	-10,31	-7,998	-5,677	-5,461	-5,134	-1,283	-2,032	-0,1088	1,511

5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
-1,034	-1,075	-1,112	-1,144	-1,192	-1,23	-1,343	-1,334	-1,374	-1,334	-1,496	-1,536
1,601	2,576	4,143	5,819	6,705	7,94	5,765	9,649	11,02	16,52	11,78	13,3

في هذه المذكرة ، نعمل على التحكم في المحرك الغير متزامن (MAS) بواسطة الشبكات العصبية الاصطناعية ، ولكن بشكل عام تستخدم حلقات التحكم المنظم الكلاسيكي التناسبي المتكامل (PI)، لكن هذا الأخير له عيوب وسلبيات تؤثر على الأداء والكفاءة، لهذا السبب سنحاول استبدال المنظمات الكلاسيكية بشبكات عصبية اصطناعية.

**Résumé:**

D’après ce mémoire nous travaillons sur la commande du machine asynchrone (MAS) par des réseaux de neurones artificiel, mais généralement les boucles de commande utilisent les régulateur classique Proportionnel -Intégral (PI), ces dernier présent des inconvénients qui affectent le rendement et son efficacité, c'est pour ça qu'on va essayer de remplacer les régulateurs classiques par des réseaux de neurones artificiel.

**Abstract:**

From this memory we are working on the control of the asynchronous motor (MAS) by artificial neural networks, but generally the control loops use the classic Proportional-Integral regulator (PI), the latter has drawbacks which affect the performance and its efficiency, that's why we're going to try to replace conventional regulators with artificial neural networks.