

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

**THEME**

---

**Contrôle des puissances actives et réactives de la  
MADA par les réseaux de neurones artificiels**

---

Proposé et dirigé par :  
**Dr. MESSALTI Sabir**

Présenté par :  
**Mr. AZZOUZ Said**

**ANNEE UNIVERSITAIRE : 2013 / 2014**

# *Dédicaces*

*Je dédie ce travail :*

- A ma chère mère et mon cher père,*
- A mes chers frères et sœurs,*
- A toute ma famille,*
- A tous mes amis,*
- A tous mes collègues de la promotion 2014*

*Je ne peux pas clore mes dédicaces, sans rendre un grand hommage au Dr. MESSALTI Sabir pour m'avoir tout simplement donné une grande partie de l'énergie nécessaire pour conclure ce travail.*

# *Remerciements*

*Je remercie avant tous ALLAH pour son aide, ses innombrables dons, ALLAH qui m'a donné la force, la volonté et le moral pour accomplir mes études en master en électrotechnique.*

*Je tiens à remercier monsieur **Dr. MESSALTI Sabir** d'avoir accepté de diriger mon travail. Je le remercie également pour ses qualités humaines et ses conseils précieux durant toutes les phases du travail, et pour ses conseils.*

*Mes remerciements vont au président du jury et aux membres du jury qui m'ont fait l'honneur de participer au jury et aussi à tous les enseignants de notre département.*

*Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.*

*Je remercie évidemment mes parents, mes frères et sœurs, qui depuis de si longues années, m'ont encouragé et soutenu dans la poursuite de mes études.*

*Enfin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutien moral et matériel...*

## Sommaire

Liste des figures et tableaux .....	IV
Nomenclature .....	VII
Introduction générale.....	1

### Chapitre I

I.1. Introduction.....	3
I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation.....	3
I.3. Classification.....	4
I.3.1. Machine à double alimentation simple .....	5
I.3.2. Machine à double alimentation en cascade.....	5
I.3.3. Machine A Double Alimentation Cascade à un repère.....	5
I.3.4. Machine à double alimentation sans collecteur .....	6
I.4. Principe de fonctionnement de la MADA .....	6
I.5.Regimes de fonctionnement de la MADA.....	8
I.6. Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA .....	9
I.7.Etude De La Puissance Pour La Mada :.....	10
I.8. Variation de vitesse de la MADA .....	11
I.9. Convertisseurs de puissance associés à la MADA .....	12
I.9.1. Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée.....	12
I.9.2. Machine asynchrone à double alimentation – structure de Kramer.....	13
I.9.3. Machine asynchrone à double alimentation – structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.....	14
I.9.4. Machine asynchrone à double alimentation – structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	14
I.10. Domaine d'application de la MADA.....	15
I.11. Avantages et inconvénients de la MADA.....	16
I.11.1 Avantages de la MADA.....	16
I.11.2 Inconvénients de la MADA .....	17
I.12. Conclusion .....	17

### Chapitre II

II.1 Introduction .....	18
II.2.Modele mathématique de la MADA .....	18
II.2.1 Hypothèses simplificatrices .....	19
II.2.2. Equations électriques :.....	19

II.2.3. Equations magnétiques :	20
II.3 Transformation de PARK	20
II.3.1 Application de la transformation de Park à la MADA	21
II.4 Equations Electriques et Magnetiques Suivant L'axe ( $U, V$ )	23
II.4.1 Choix du référentiel	23
II.4.2 Modélisation de la MADA en fonctionnement générateur	25
II.5 Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état	26
II.5.1 Représentation matricielle de l'équation d'état en fonctionnement moteur	27
II.5.2 Représentation matricielle de l'équation d'état en fonctionnement générateur	27
II.6 Résultats de simulation	28
II.6.1 Résultats de simulation du MADA en fonctionnement moteur	28
II.6.2. Résultats de simulation du MADA en fonctionnement générateur	31
II.7. Modélisation du Système d'alimentation	37
II.7.1 La structure de la chaîne d'alimentation choisie	37
II.7.2 Modélisation du Redresseur	37
II.7.3. Modélisation du Filtre	39
II.7.4. Modélisation de L'onduleur de Tension	40
II.7.5. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	43
II.8 Conclusion	46

## Chapitre III

III.1 Introduction	47
III.2 Commande vectorielle de la MADA	48
III.2.1 Principe de la commande vectorielle	48
III.2.2 Procède d'orientation du flux [6]	49
III.2.3 Commande vectorielle par orientation du flux statorique	49
III.3 Contrôle indépendant des puissances	50
III.3.2 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques [20]	50
III.3.3 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques	52
III.4 Commande directe	53
III.5 Commande indirecte	55
III.5.1 La commande indirecte en boucle ouverte	56
III.5.2. Commande indirecte en boucle fermé	57
III.6 Résultats de simulation	58
III.7 Interprétation des résultats	60
III.8 Conclusion	61

---

## Chapitre IV

IV.1. Introduction.....	62
IV.2. Historique.....	62
IV.3. Domaines d'application des réseaux de neurones.....	63
IV.3.1. Classification des signaux.....	63
IV.3.2. Identification des processus.....	63
IV.3.3. L'application au diagnostic.....	63
IV.3.4. Contrôle des systèmes.....	63
IV.4. Eléments de base.....	64
IV.4.1. Modélisation biologique.....	64
IV.4.2. Structure de neurone.....	64
IV.5. Fonctionnement des neurones.....	66
IV.6. Réseau de neurone artificiel.....	66
IV.6.1. Modélisation.....	66
IV.7. Topologie des réseaux de neurones.....	69
IV.7.1. Les réseaux statiques ou réseau à couche (FEED FORWARD).....	69
IV.7.2. Les réseaux dynamiques (récurrents).....	70
IV.8. L'apprentissage des réseaux de neurones.....	71
IV.8.1. Apprentissage supervisé.....	71
IV.8.2. Apprentissage non supervisé.....	<b>71</b>
IV.9. Les principales règles d'apprentissage.....	72
IV.10. Algorithme de retro propagation.....	73
IV.10.1. Introduction.....	73
IV.10.2. Présentation.....	73
IV.10.3. Position de problème.....	74
IV.10.4. Modèle et équation du réseau.....	74
IV.10.5. Principe de rétro propagation.....	75
IV.10.6. Adaptation des poids.....	75
IV.10.7. Les 'étapes d'algorithme de rétro propagation.....	77
IV.10.8. Algorithme de rétro propagation.....	78
IV.11 Résultats de simulation.....	79
IV.11.1 Résultats de simulation utilisant la commande vectorielle.....	80
IV.11.2 Résultats de simulation utilisant deux réseaux de neurones.....	81
IV.11.3 Résultats de simulation utilisant un réseau de neurones.....	83
IV.11.4 Interprétation des résultats.....	85

IV.12. Conclusion .....	85
Conclusion Générale .....	86.
Annexe.....	A
bibliographique .....	B

## Nomenclature

### ✓ Sigles :

**MADA** : Machine Asynchrone à Double Alimentation.

**DFIM** : Doubly Fed Induction Machine.

**MLI** : Modulation à Largeur d'Impulsions.

**IGBT** : Insulated Gate Bipolar Transistor.

**GTO** : Gate Turn Off.

**PI** : Action Proportionnelle et Intégrale.

**RNA** : réseaux de neurones artificiels.

**FTBO** : Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.

**FTBF** : Fonction de Transfert en Boucle Fermée

*f.m.m* : Force magnétomotrice.

*f.é.m.* : Force électromotrice.

### ✓ Principaux indices et exposants

$(\cdot)_{As}, (\cdot)_{Bs}, (\cdot)_{Cs}$  : Composantes (A, B, C) dans un repère triphasé lié au stator.

$(\cdot)_{Ar}, (\cdot)_{Br}, (\cdot)_{Cr}$  : Composantes (A, B, C) dans un repère triphasé lié au rotor.

$(\cdot)\alpha, (\cdot)\beta$  : Composantes ( $\alpha, \beta$ ) dans un repère diphasé.

$(\cdot)d, (\cdot)q$  : Composantes (d, q) dans un repère diphasé tournant.

$(\cdot)_s, (\cdot)_r, (\cdot)_h$  : Composantes statorique, rotorique et d'entrefer.

$(\cdot)_{ref}$  : Grandeur de référence.

$(\cdot)_0, (\cdot)_n$  : Grandeur nominale.

$(\hat{\cdot})$  : Grandeur estimée.

$(\cdot)'$  : Grandeur ramenée au stator.

$(\cdot)^T, (\cdot)^*$  : Matrice transposée, matrice transposée et conjuguée

[P] : Matrice de Park.

$[P^{-1}]$  : Matrice inverse de Park.

$O_{pi}$  : La sortie de neurone i pour l'exemple (entrée, sortie désirée) p.

$S_{pi}$  : Le potentiel somatique du neurone i pour l'exemple (entrée, sortie désirée) p

$W_{ij}$  : Coefficient synaptique (poids) de la  $j^{\text{ème}}$  entrée du neurone i.

P : Le nombre d'exemple ou de la longueur de l'ensemble d'entraînement.

$\eta$  : Représente la pas d'apprentissage. Ce facteur influe sur la vitesse de convergence du réseau.

$\delta_{pi}$  : L'erreur commise à la sortie du neurone i pour l'exemple p.

✓ **Principaux symboles**

Symboles	Significations	Unités
$R_s, (R_r)$	Résistance par phase d'un enroulement au stator (respectivement rotor).	$\Omega$
$l_s, (l_r)$	Inductance propre d'un enroulement stator (respectivement rotor).	H
$m_s, (m_r)$	Mutuelle inductance entre deux enroulements au stator (respectivement rotor)	H
$L_s, (L_r)$	Inductance cyclique du stator (respectivement rotor).	H
$L_{\sigma s}, (L_{\sigma r})$	Inductance de fuite du stator (respectivement rotor).	H
$M_{sr}$	Mutuelle Inductance cyclique	H
$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$	Coefficient de dispersion magnétique.	
$T_s, (T_r)$	Constante de temps électrique au stator (respectivement rotor)	s
$\tau_s, (\tau_r)$	Constante de temps électrique propre au stator (respectivement rotor).	s
$f_t$	Coefficient des frottements visqueux	N.s/rad
$J_t$	Inertie du moteur chargé	kg.m <sup>2</sup>
$s$	Opérateur de Laplace.	
$\varepsilon_s$	Erreur statique.	
$t_r$	Temps de réponse.	s

✓ **Principales grandeurs**

Symboles	Significations	Unités
$\theta$	Angle entre un enroulement rotorique et son homologue statorique.	rad
$\theta_s, (\theta_r)$	Angle entre la phase A du stator (respectivement rotor) et l'axe $d$ .	rad
$\omega$	Vitesse angulaire électrique	Rad/s
$\omega_s, (\omega_r)$	Vitesse angulaire électrique statorique (respectivement de glissement).	Rad/s
$n$	Vitesse angulaire électrique rotorique.	tr/min
$n_s, (n_r)$	Vitesse angulaire électrique statorique (respectivement de glissement).	tr/min
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique du rotor.	tr/min
$\omega_{dq}$	Vitesse de rotation du repère d-q.	Rad/s
$V$	Tension simple (valeur efficace du fondamental)	V
$I$	Courant de ligne (valeur efficace du fondamental).	A
$\Phi$	Flux magnétique (valeur efficace du fondamental).	Wb
$C_{em}$	Couple électromagnétique.	N.m
$C_r$	Couple résistant.	N.m
$P$	puissance active.	W
$Q$	puissance réactive.	VAR
$S$	Puissance apparente.	VA

# *Introduction générale*

## Introduction générale

Depuis les premières années de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment contrôler les puissances des machines électriques fonctionnant à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit.

Au 19<sup>ème</sup> siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur [1]. Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont en effet de nombreux avantages: coût de fabrication réduit, construction relativement simple, support des surcharges, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent.

L'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande [2].

Dans le domaine des entraînements des grandes puissances, il existe une nouvelle solution utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation "MADA" : c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tensions l'un au stator et l'autre au rotor.

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à cette machine. Cet intérêt est dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor et un élargissement de la plage de vitesse (hyposynchrone, synchrone, hypersynchrone) [1].

Pour un fonctionnement à des vitesses variables on doit insérer à la machine un convertisseur à M.L.I (Modulation à Largeur d'Impulsions) entre la machine et le réseau, car, quelle que soit la vitesse de rotation de la machine, la tension est redressée et un onduleur connecté côté réseau est chargé d'assurer la cohérence entre la fréquence du réseau et celle délivrée par le dispositif.

La machine asynchrone à double alimentation est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Des commandes modernes s'adaptent mieux

avec ces exigences sont moins sensibles et robustes, permettre d'assurer un découplage entre le flux et le couple. [3]

Les réseaux de neurones peuvent fournir une solution intéressante pour des problématiques de contrôle des systèmes non linéaires. En effet, leur utilisation ne nécessite pas l'existence d'une modélisation formelle de ces systèmes. Par ailleurs, leurs capacités de mémorisation, d'apprentissage, d'adaptation et le parallélisme du calcul représentent des fonctions très utiles à tout système complexe.[2]

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier, par simulation numérique le Contrôle des puissances actives et réactives de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension, avec orientation du flux par des régulateurs classique PI, puis par les réseaux neurones. Il est organisé en quatre chapitres.

- **Le premier chapitre** présente l'étude sous une forme assez descriptive. En effet, à travers une étude bibliographique. Nous présentons un état de l'art sur la MADA, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application. En plus, une classification des différents types de cette machine sera présentée.

- **Le deuxième chapitre** intitulé modélisation de la MADA et de son alimentation a pour but de définir le processus à contrôler avec ses grandeurs physiques mesurables. Nous choisissons l'alimentation de la machine, ensuite nous abordons les problèmes liés à la modélisation de l'ensemble de ce variateur en aboutissant à son modèle de connaissance, où des résultats simulations seront présentés.

- **Le troisième chapitre** concerne " Le contrôle vectoriel de la machine asynchrone à double alimentation avec découplage par retour d'état". La linéarisation du modèle non linéaire de la machine peut se faire de différentes manières avec des termes de compensation divers.

- **Le quatrième chapitre** est consacré au contrôle de la machine asynchrone à double alimentation par les réseaux de neurones. Après avoir présenté l'approche neuronale et les réseaux de neurones, ainsi que leurs propriétés. Nous présentons les résultats de simulation.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des informations obtenus, des recommandations et des suggestions sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

# ***Chapitre I***

## ***L'état de l'art de la MADA***

## I. Etat de l'art de la machine asynchrone à double alimentation (MADA)

### I.1. Introduction

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de nombreuses études dans les laboratoires, dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée.

Ce chapitre présente un état de l'art sur la MADA. Il permet ainsi de mettre en évidence l'évolution qu'a connue cette machine depuis que les progrès tangibles ont été réalisés dans divers domaines tels que : les matériaux d'électrotechnique, l'informatique et l'électronique de puissance.

### I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation "*doubly-fed induction machine* (DFIM) ", date de l'année 1899 [4] ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [6].

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements (Figure. I.1) [5].

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) [6], [7]. Ce rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator raccordé en étoile dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor. Cette connexion est une liaison d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques (Figure. I.2) [7].

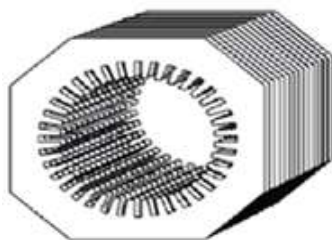


Figure I.1: Stator

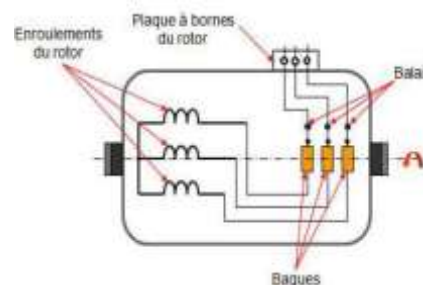
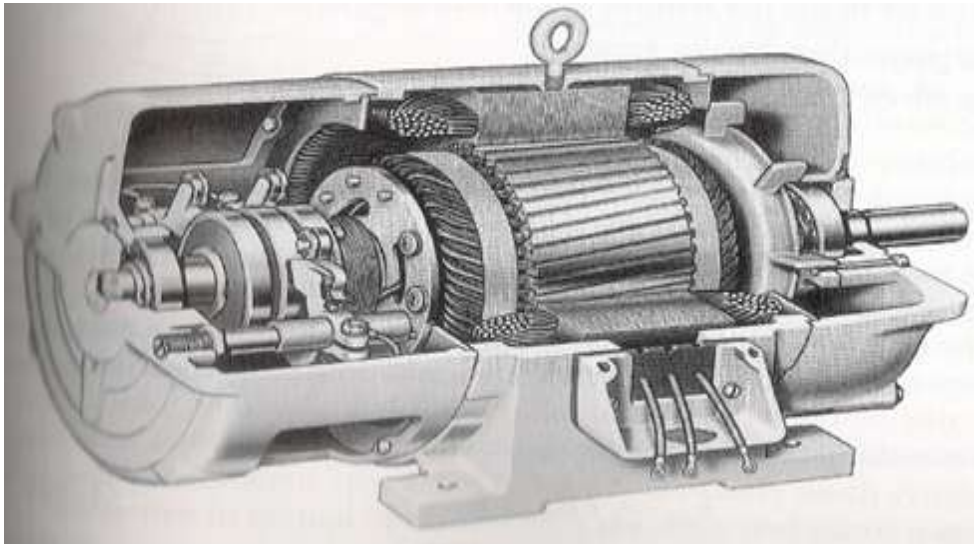
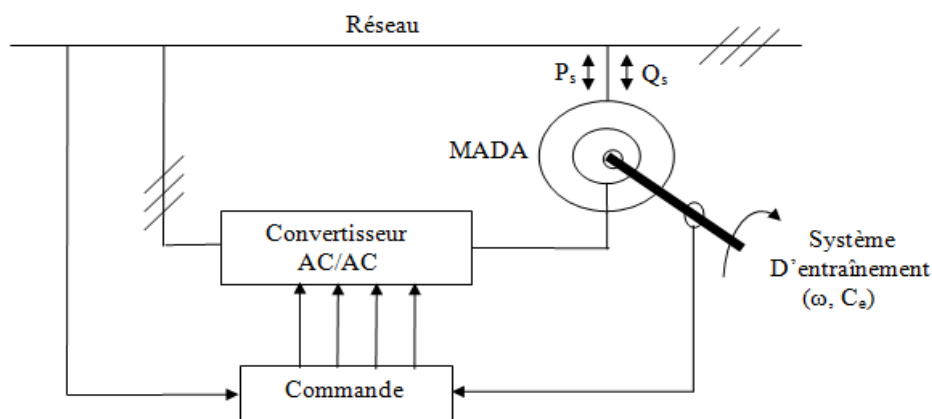


Figure I.2: Rotor bobiné



**Figure I.3 :** Coupe d'une machine asynchrone à rotor bobiné (standard) [1]

Pour être classé comme machine à double alimentation il faut qu'il y ait des sources actives sur le stator et le rotor à la fois. Dans les systèmes modernes, une de ces sources est dérivée électroniquement, et peut être commandée pour fournir l'opération vitesse variable du système, soit comme un moteur ou un générateur. Le convertisseur de puissance est typiquement relié à l'enroulement du rotor. L'autre source (réseau) a typiquement une fréquence et une tension nominalement fixées, qui est habituellement un raccordement direct au stator (Figure. I.4) [1]



**Figure I.4 :** Schéma d'alimentation typique de la MADA [7].

### I.3. Classification

Dans la littérature du domaine des machines asynchrone à double alimentation, on trouve la classification suivante [10], [12], [13] :

### I.3.1. Machine à double alimentation simple

La machine à double alimentation simple (MADA), est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.5) illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur indiqué dans la figure peut être composé par un redresseur et un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe) [7], [13].

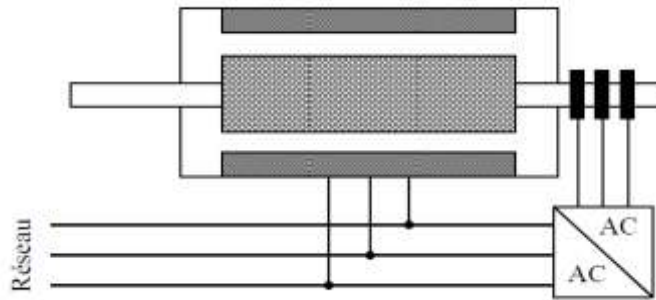


Figure I.5 : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple [1].

### I.3.2. Machine à double alimentation en cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (1.6) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [12].

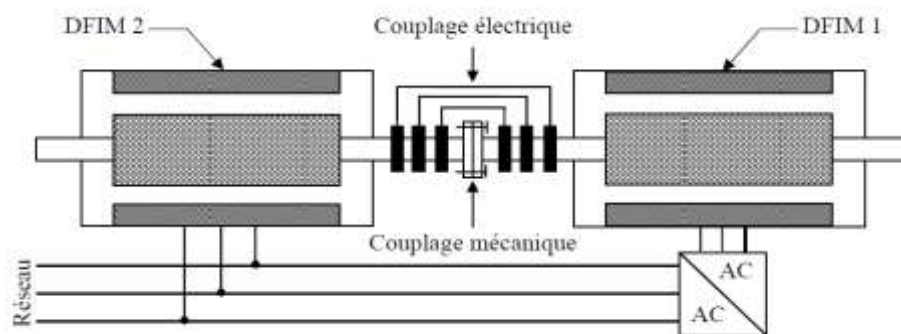


Figure I.6: Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade. [7]

### I.3.3. Machine A Double Alimentation Cascade à un repère

La machine à double alimentation cascade à un repère consiste de deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, (Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.7) présente le schéma de principe, tel que le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif [12].

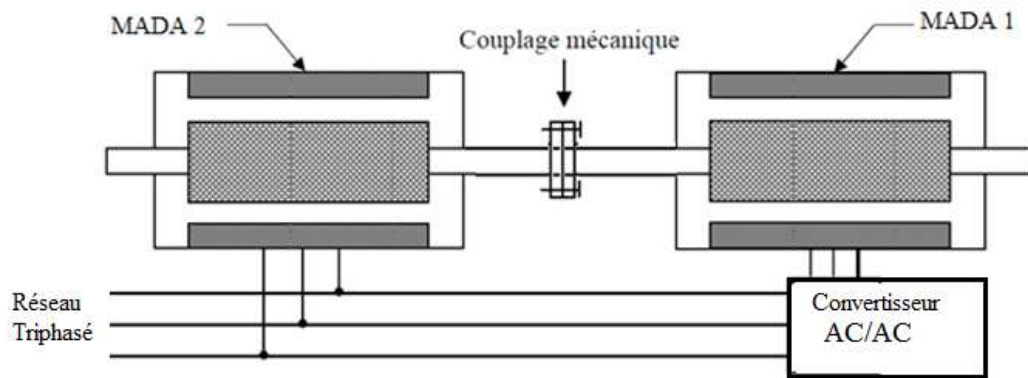


Figure I.7 : Schéma de principe de la MADA en cascade à un repère [1].

### I.3.4. Machine à double alimentation sans collecteur

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC, figure (I.8). Ce type de machine consiste de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles. [5].

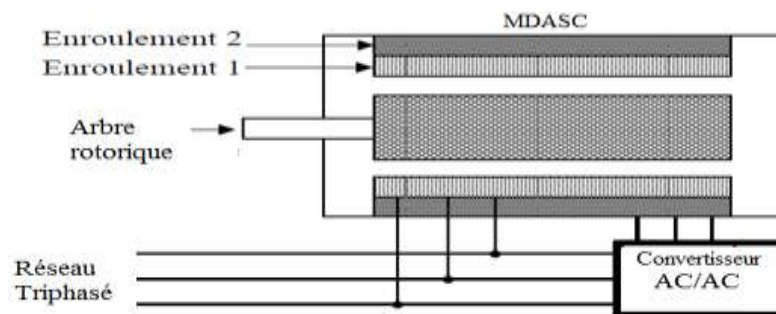


Figure I.8: Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur [26].

Parmi les types les plus connus de machine à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable (Doubly Fed Reluctance Machine) qui consiste à un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans collecteur et un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable). Cette dernière est caractérisée par un flux d'entrefer pulsatif [13].

## I.4. Principe de fonctionnement de la MADA

Pour le fonctionnement de la machine en régime établi, il est nécessaire que les vecteurs f.m.m du stator et rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Du moment que le vecteur résultant de la force magnétomotrice de l'enroulement statorique tourne avec une vitesse angulaire  $\omega_s = 2\pi f_s$  fixe, et que le rotor tourne à une vitesse  $\omega_m$ , par conséquent il faut que le vecteur f.m.m de l'enroulement rotoriques tourne par rapport au rotor avec la vitesse :

$$\omega_r = \omega_s - \omega_m = g\omega_s \quad (\text{I.1})$$

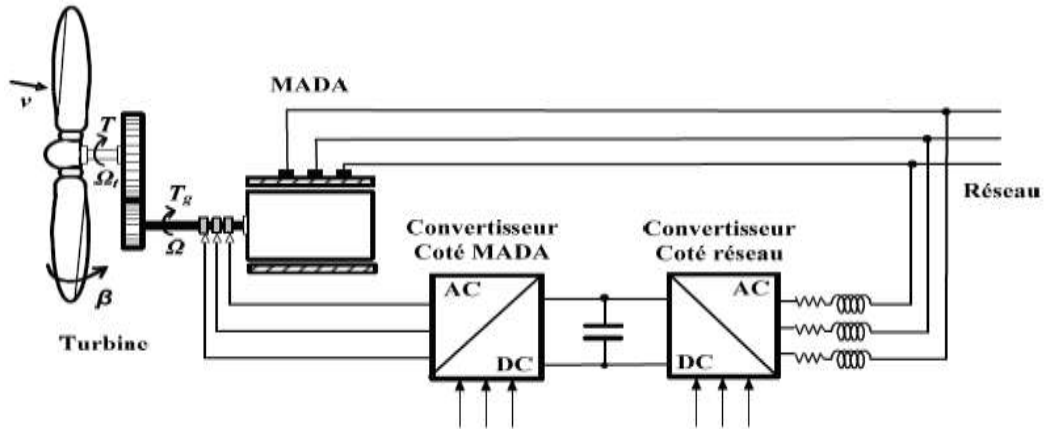
Ce qui impose la fréquence des grandeurs rotoriques :

$$\omega_r = 2\pi f_r = g(2\pi f_s) \quad (\text{I.2})$$

**D'où:**

$$f_r = g.f_s \quad \text{et} \quad \omega_r = g.\omega_s \quad (\text{I.3})$$

pour cela, il faut y avoir un courant rotoriques de fréquence  $g.f_s$ . [14]



**Figure I.9:** Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor [20]

Une fois connecté au réseau, un flux magnétique tournant à vitesse fixe apparaît au stator. Ce flux dépend de la réluctance du circuit magnétique, du nombre de spires dans le bobinage et donc du courant statorique. Pendant la rotation, le flux magnétique généré par le stator crée des f.e.m dans le bobinage du rotor  $E_r$ .

$$E_r = 2.22K_b \cdot N_r \cdot \Phi \cdot f_r \quad (\text{I.4})$$

**Avec:**

$K_b$ : coefficient de bobinage

Le rapport entre les f.e.m créées au rotor et au stator est :

$$\frac{E_r}{E_s} = \frac{N_r \cdot f_r}{N_s \cdot f_s} = g \frac{N_r}{N_s} \quad (\text{I.5})$$

$N_r$  et  $N_s$  : sont respectivement le nombre de spires des bobinages rotoriques et statoriques.

Les courants au stator et au rotor sont définis comme dans le cas d'un transformateur parfait :

$$N_s \cdot I_s = N_r \cdot I_r \quad (\text{I.6})$$

Donc, le rapport entre la puissance  $P_r$  au rotor et la puissance  $P_s$  au stator devient :

$$\frac{P_r}{P_s} = \frac{I_r \cdot E_r}{I_s \cdot E_s} = g \quad (\text{I.7})$$

Cette expression montre qu'il est possible de contrôler la vitesse de la génératrice en agissant simplement sur la puissance transmise au rotor via le glissement  $g$ , soit de la dissiper dans la résistance par effet joule, soit de la récupérer en la renvoyant sur le réseau électrique par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance, ce qui améliore le rendement du système (Figure.I.9) [16].

## I.5. Régimes de fonctionnement de la MADA

Les différents régimes de fonctionnement de la MADA peuvent être divisés en fonction de glissement comme suit :

- **Stationnaire ( $g=1$ )**

Le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence  $f_s$ , par conséquent, le rotor est le siège d'une f.e.m induite avec une fréquence  $f_r$  identique avec  $f_s$ . Dans cette condition, la MADA se comporte simplement comme un transformateur [5].

- **hypo synchrone ( $0 < g < 1$ )**

En tournant le rotor dans la direction du flux du stator, la fréquence  $f_r$  du rotor commence à décroître. Plus la vitesse du rotor approche de celle du synchronisme, plus  $f_r$  tend vers 0, plus la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible qui correspond à la vitesse du synchronisme [7].

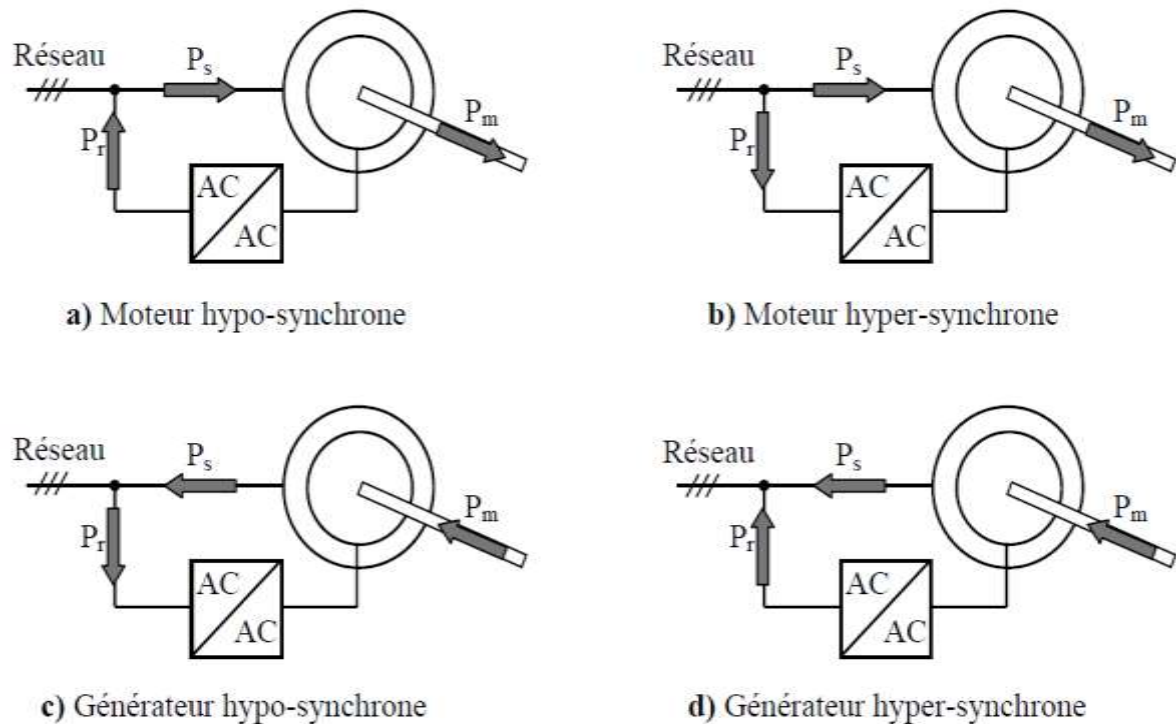
- **synchrone ( $g=0$ )**

Au point, où la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, la fréquence  $f_r$  du rotor s'annule. Dans ce cas les enroulements du rotor tournent avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne voit aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor. On constate que la puissance du stator est égale à celle du réseau, alors que celle du rotor est nulle (l'écoulement de puissance entre le réseau et le rotor s'arrête) [5].

- **hyper synchrone ( $g < 0$ )**

Par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative. L'augmentation de la vitesse des enroulements du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor [5].

## I.6. Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA



**Figure I.10** Modes et régimes de fonctionnement de la MADA [8] [12] [26].

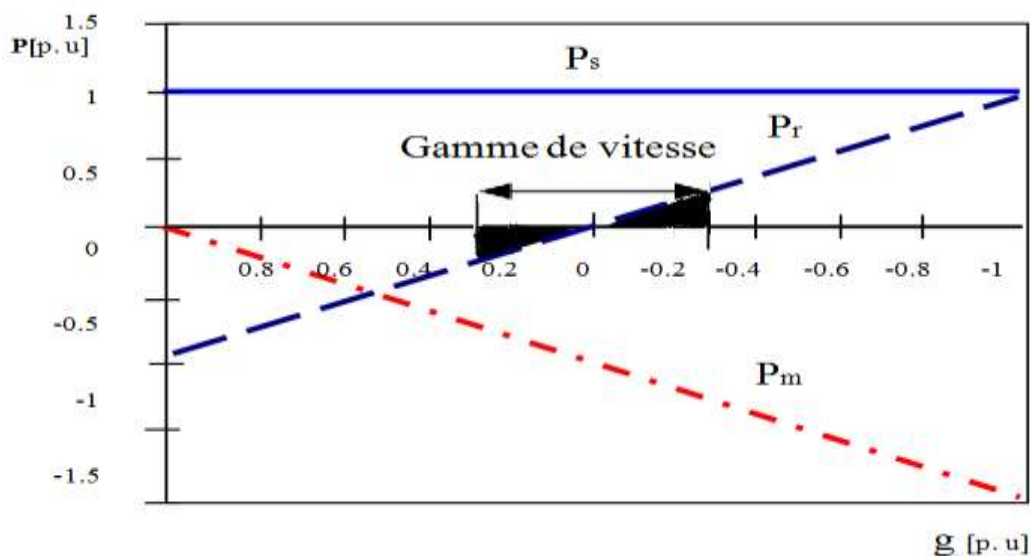
La figure (I.10) montre bien que, lorsque la MADA fonctionne en mode moteur et en régime hypo-synchrone, la puissance  $P_r$  est fournie au réseau par le rotor. Ce régime est connu dans la littérature comme mode de récupération d'énergie de glissement (fig. (I.10a)). Si la vitesse augmente de sorte que le moteur fonctionne en régime hyper-synchrone (fig. (I.10.b)), dans ce cas la puissance  $P_r$  est absorbée par le rotor. Lorsque la MADA fonctionne en mode générateur, et si elle est entraînée à une vitesse inférieure de la vitesse de synchronisme (régime hypo-synchrone), la puissance  $P_r$  est absorbée par le rotor de celle-ci (figure I.10.c). Si la vitesse d'entraînement augmente au-delà de la vitesse de synchronisme (régime hypersynchrone), la puissance  $P_r$  change sa direction et le rotor fournit de la puissance pour une éventuelle récupération (figure I.10.d) [1].

La figure (I.11), montre l'évolution des puissances mécanique et électrique en fonction de glissement qui sont fournies au rotor de la machine de telle sorte qu'on génère une puissance électrique constante transmise au réseau via le stator de celle-ci (MADA en mode générateur).

A l'arrêt ( $g=1$ ), la machine se comporte comme un transformateur. [14]

Lorsque la vitesse augmente, la puissance mécanique évolue linéairement ; par contre la puissance transmise au rotor décroît. Une fois la machine atteint sa vitesse de synchronisme ( $g=0$ ), l'écoulement de la puissance se transmet seulement entre le stator et le rotor. Au-delà de la vitesse de synchronisme, le rotor commence aussi à fournir la puissance au réseau avec une évolution linéaire. On peut conclure d'après cette figure que le convertisseur associé au rotor de la MADA ne traite qu'une petite fraction de la puissance générée par le stator dans le cas où la vitesse d'entraînement est proche de celle de synchronisme.

Cette figure montre également l'avantage d'un système à double alimentation, en projetant un système à vitesse variable de sorte que la gamme opérationnelle de vitesse soit autour du point de synchronisme, la manipulation de puissance du convertisseur de puissance bidirectionnel peut être considérablement réduite par rapport au système simple alimentation. Par exemple, une gamme de vitesse de  $\pm 30\%$  autour du point de synchronisme correspondant à une gamme de glissement de 0.3 à -0.3. Par conséquent, la puissance active maximale traitée par le convertisseur est de l'ordre de 30% de la puissance du stator [1] .



**Figure I.11** Evolution des puissances de la MADA (mode générateur) en fonction de glissement [26].  
(Pertes négligeables, couple constant)

## I.7. ETUDE DE LA PUISSANCE POUR LA MADA :

Les puissances de la MADA peuvent être écrites par les expressions suivantes (en ignorant les pertes):

$$\begin{aligned} P_r &= -g P_s \\ P_m &= -(1-g) P_s \end{aligned}$$

Type de fonctionnement	Moteur $P_m < 0$	générateur $P_m > 0$
<b>hypo synchrone</b> $P_s = -(P_m + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
<b>hyper synchrone</b> $P_m = -(P_s + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$

**Tableau I.1** Les puissance dans les quatre quadrants.

## I.8. Variation de vitesse de la MADA

La variation de la vitesse des moteurs asynchrones est assez difficile en générale parce que ces moteurs sont déjà pré-réglés. Seulement avec l'apparition de l'électronique de puissance, il est possible d'agir et de modifier la vitesse. Pour faire varier la vitesse d'une machine asynchrone, deux actions sont possibles ; action sur le stator ou action sur le rotor [15].

### Coté stator

- ✓ **Changement de la tension appliquée au moteur :** Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un gradateur triphasé. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage des charges à caractéristique de couple quadratique ( $C_r = K \Omega^2$ ) [16].
- ✓ **Changement de la fréquence du réseau:** La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statoriques, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable: ce sont les onduleurs de tension. On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine : ce sont les onduleurs de courant ou commutateurs de courant. On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un cycloconvertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence, en courant ou vectoriellement [16].
- ✓ **Modification du nombre de paires de pôles  $NP$  :** Ceci donne une variation non continue de la vitesse. Ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré

### Coté rotor

- ✓ **Variation des résistances rotoriques (action sur le glissement):** L'utilisation de résistances rotoriques permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un mauvais rendement. on essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la cascade hyposynchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné [16]. L'une des solutions pour obtenir des vitesses variables est la double alimentation. Ce système est réversible en vitesse et en couple, dans tous les cas les vitesses hyposynchrones et hyper synchrones sont possibles.

## I.9. Convertisseurs de puissance associés à la MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec rotor bobiné présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants. La machine a généralement son stator connecté au réseau et l'énergie rotorique varie selon différents systèmes décrits ci-dessous. Les convertisseurs utilisés sont alors dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est alors compensé par l'économie réalisée sur le convertisseur.

### I.9.1. Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la (Figure 1-12), le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO [5].

Le contrôle de l'IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation du moteur.

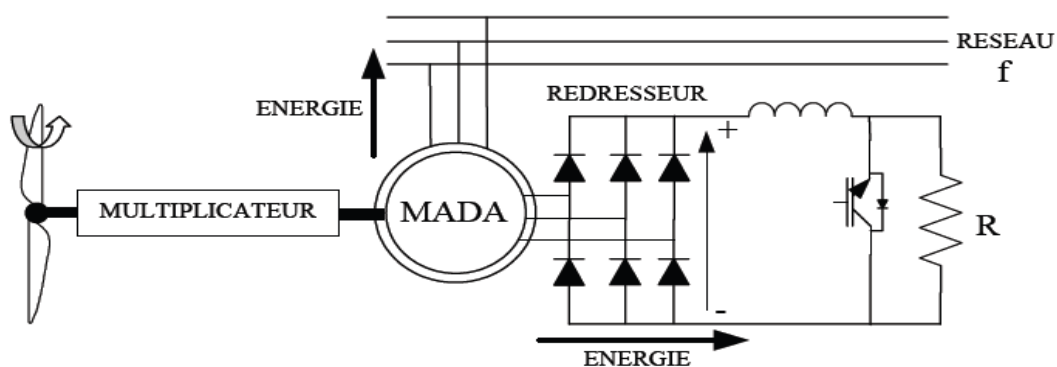


Figure I.12 : MADA avec contrôle du glissement par l'énergie dissipée

Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance  $R$ , ce qui nuit au rendement du système. De plus cela augmente la puissance transmise dans le convertisseur ainsi que la taille de la résistance. Le fabricant "VESTAS" dans son dispositif "OPTI-SLIP" a mis en œuvre ce système en utilisant des composants qui tournent avec le rotor et une transmission optique des signaux de commande. Les contacts glissants sont ainsi évités. La variation maximale du glissement obtenue dans ce procédé est de 10%.

### I.9.2. Machine asynchrone à double alimentation – structure de Kramer

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau (structure de Kramer, Figure 1-13) .

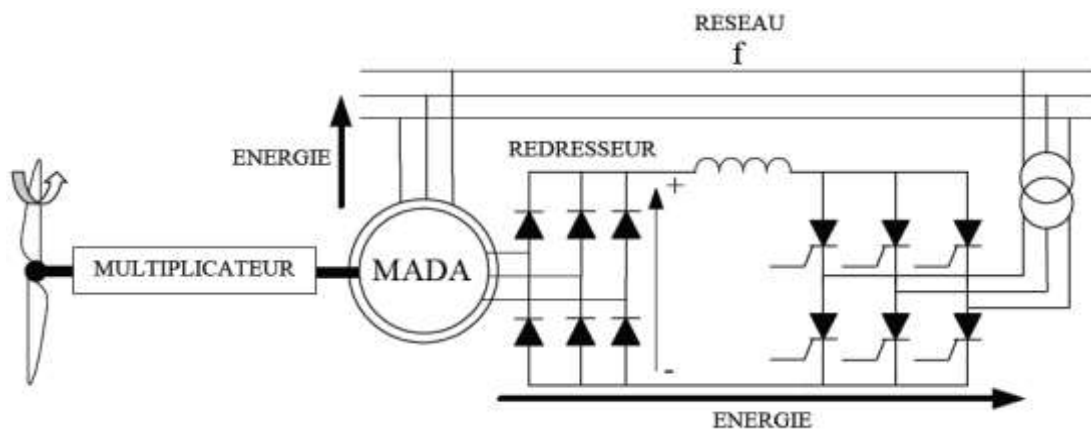
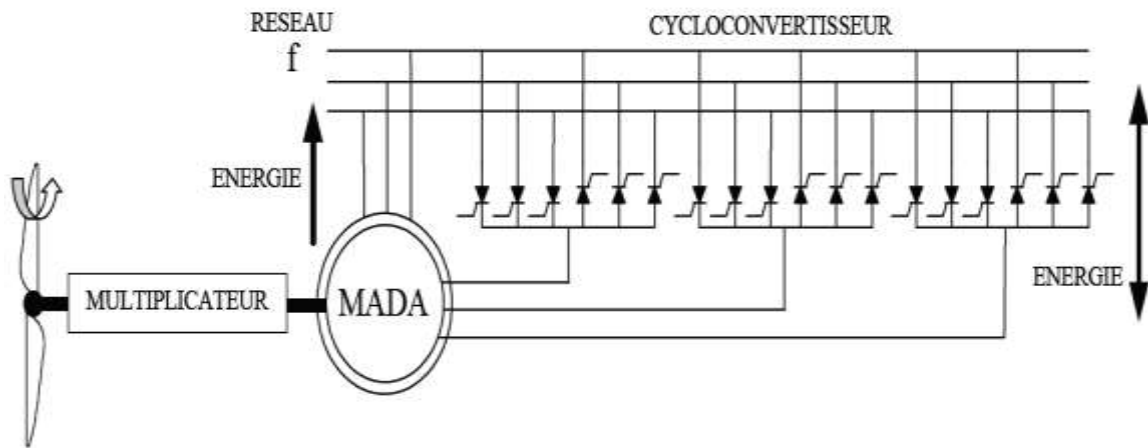


Figure 1-13 : MADA, structure Kramer

L'ensemble redresseur-onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Ce système est avantageux s'il permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. Afin de respecter cette contrainte, le glissement est maintenu inférieur à 30%. L'utilisation de thyristors pour l'onduleur affecte au facteur de puissance, de plus le redresseur est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau) donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures au synchronisme.

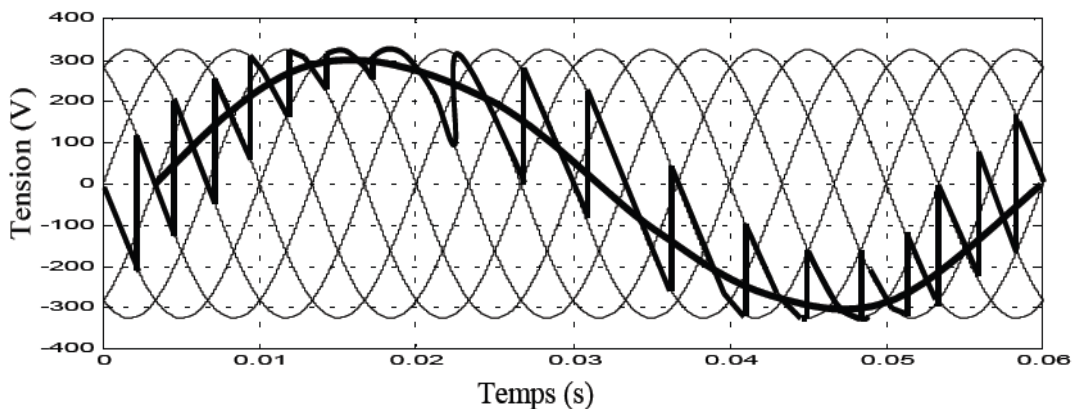
### I.9.3. Machine asynchrone à double alimentation – structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur-onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur (Figure 1-14), l'ensemble est alors appelé structure de Scherbius [1].



**Figure 1.14 :** Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

La plage de variation de vitesse est doublée par rapport à la structure de la Figure (1-13). En effet si la variation du glissement doit rester inférieure à 30% pour maintenir l'efficacité du système, cette variation peut être positive (fonctionnement hyposynchrone) ou négative (fonctionnement hypersynchrone).



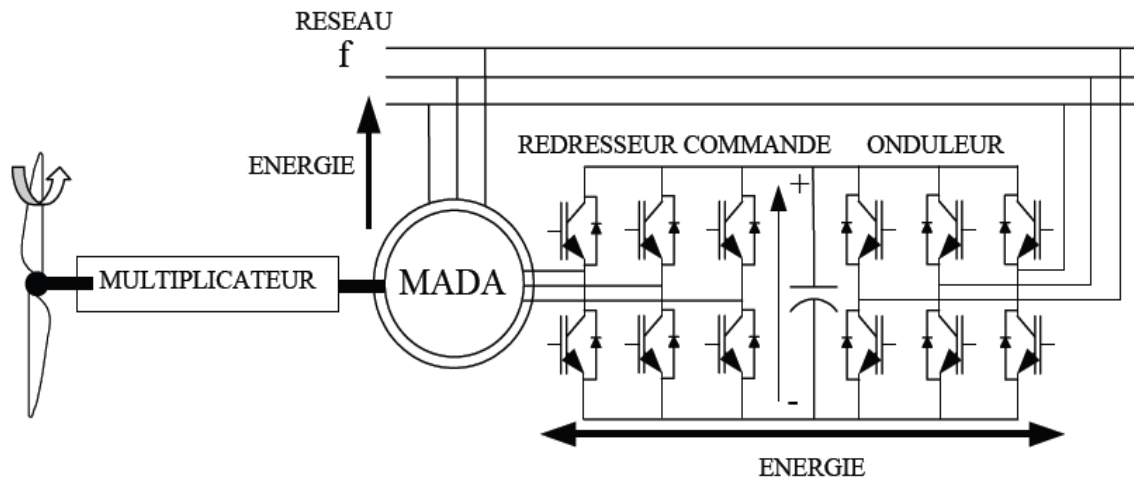
**Figure I.15 :** Principe de fonctionnement du cycloconvertisseur

Le principe du cycloconvertisseur est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure (Figure 1-15). Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui affectent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cycloconvertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT commandés en MLI.

#### **I.9.4. Machine asynchrone à double alimentation – structure de Scherbius avec convertisseurs MLI**

Cette configuration (Figure 1-16) a les mêmes caractéristiques que la structure de Scherbius avec cycloconvertisseur. Toutefois les interrupteurs utilisés ici (transistors IGBT) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que

celle des GTO [9]. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsions dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées).



**Figure 1-16 :** structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hyposynchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau.

Si le glissement reste inférieur à  $\pm 30\%$  autour du synchronisme, le convertisseur est alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes représentent moins de 1% de cette puissance. De plus, le fonctionnement hypersynchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau. La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire. La présence d'un convertisseur à MLI peut toutefois entraîner des surtensions importantes dans les enroulements rotoriques et faire circuler des courants de fréquences élevées dans ces mêmes enroulements.

## I.10. Domaine d'application de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation offre des nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone et synchrone et surtout en ce qui concerne la gamme de vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utilisé dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante, comme dans les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éoliennes et hydraulique, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau [3].

## I.11. Avantages et inconvénients de la MADA

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

### I.11.1 Avantages de la MADA

Les principaux avantages de la MADA sont :

- ✓ L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [10].
- ✓ La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse [5], [4].
- ✓ La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique [4] [9].
- ✓ Le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine pour une vitesse de fonctionnement autour de celle de synchronisme, dans ce cas les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles, et par conséquent un rendement élevé du système de conversion [26].
- ✓ Cette machine peut assurer tous les fonctionnements des autres machines. On peut donc y voir un avantage majeur, elle pourrait permettre de passer d'un fonctionnement à un autre tout à fait acceptable.
- ✓ Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau [11].
- ✓ Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [4].
- ✓ L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur [5]. [26].

### **I.11.2 Inconvénients de la MADA**

Les principaux inconvénients de la MADA sont :

- Machine plus volumineuse que celle à cage grâce à la présence du système balais – bague [26].
- La machine à double alimentation nécessite un collecteur à trois bagues au rotor. Donc pour une même puissance, ce moteur est un peu plus long et à peine plus lourd que le moteur asynchrone à cage équivalent. [7].
- Nécessite une maintenance périodique, ce qui va augmenter le coût d'exploitation [26].
- L'utilisons d'un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur) [4].

### **I.12. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons exposé l'état de l'art de la MADA, on constate que la machine à double alimentation offre des avantages remarquables, ce qui permet à cette dernière de trouver un domaine d'application très vaste soit dans les systèmes de génération de l'énergie électrique sur son fonctionnement en génératrice, pour des applications éoliennes et hydroélectriques, ou sur son fonctionnement en moteur avec une grande variété de modes d'alimentation et de contrôle. La simplicité de sa commande et sa souplesse de reconfiguration lui ont associée le surnom d'une « Machine Généralisée ».

La maîtrise et la compréhension du comportement de ce type des machines passent obligatoirement par une étude modélisation, qui est l'objectif du chapitre suivant.

## ***Chapitre II***

# ***Modélisation de la MADA et de son Alimentation***

## II. Modélisation de la MADA

### II.1 Introduction

L'étude du comportement d'un système est une tâche difficile et qui 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. Nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel de ce système.

Pour les machines électriques tournantes, la modélisation nécessite une parfaite connaissance de la structure électrique (alimentation électrique) et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux) [12].

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques [11].

Dans le présent chapitre, nous présenterons la modélisation de la MADA et de son alimentation. Nous débuterons par la mise en équation de la MADA en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé que l'on notera (A, B, C). Nous réduirons l'ordre du système et éliminerons la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductances et la position du rotor par la transformation de Park. Cette transformation nous permettra de donner un nouveau modèle de la MADA dans le référentiel biphasé de Park noté usuellement (d, q). Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension et leur commande MLI. Une série de simulations sera réalisée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK a été envisagée, non seulement dans le but de vérifier les performances de l'association Convertisseurs-MADA sous différentes conditions et valider les modèles obtenus, mais aussi en vue de leur emploi pour valider les stratégies de commandes développées dans les chapitres suivants.

### II.2. Modele mathématique de la MADA

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entres/sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variable d'état. Ce modèle mathématique a pour but de simplifier l'étude de la machine, il est basé sur la transformation des enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon des axes fictifs. Cette transformation a pour effet de rendre les inductances propres et mutuelles du modèle indépendantes de la rotation.

### II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier l'étude de cette machine, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La machine a une parfaite symétrie de construction;
- L'entrefer est d'épaisseur et de perméabilité constante;
- L'effet d'encoche ainsi que l'effet de peau sont négligeable;
- Un même nombre des phases entre le stator et rotor;
- Une répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, de la force magnétomotrice créée par chaque bobinage;
- L'absence de saturation dans le circuit magnétique;
- Les pertes ferromagnétiques sont négligeables ;
- la résistance des différents enroulements de la machine est constante ;

La représentation schématique d'une machine à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure (II.1).

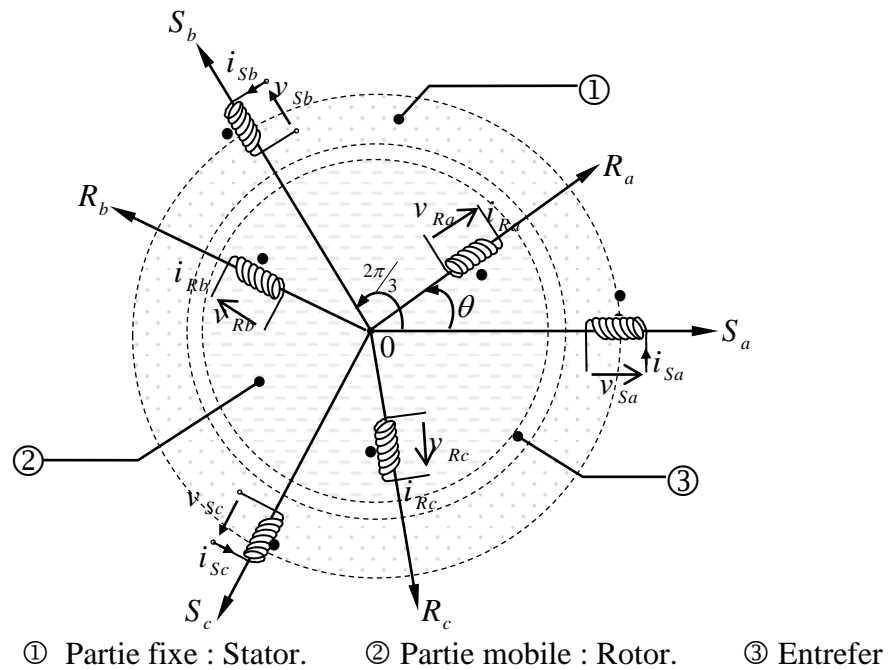


Figure.II.1 : Représentation de la MADA dans le système triphasé [1].

### II.2.2. Equations électriques :

Dans les conditions précédentes les équations sous forme matricielle s'écrivent :

➤ Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (II-1)$$

➤ **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

### II.2.3. Equations magnétiques :

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

Avec :

$$\begin{cases} M_1 = M \cos(\theta) \\ M_2 = M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

## II.3 Transformation de PARK

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer des référentiels  $(A, B, C)$  vers  $(\alpha, \beta, o)$ , ou  $(d, q, o)$ . Le référentiel  $(\alpha, \beta, o)$  est toujours fixe, par rapport à  $(A, B, C)$ , par contre le référentiel  $(d, q, o)$  est mobile. Il forme avec le repère fixe  $(\alpha, \beta, o)$  un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park [1].

On désigne par "d" l'axe direct et par "q" l'axe en quadrature arrière. La rotation dans le sens horaire est introduite par la matrice suivante :

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

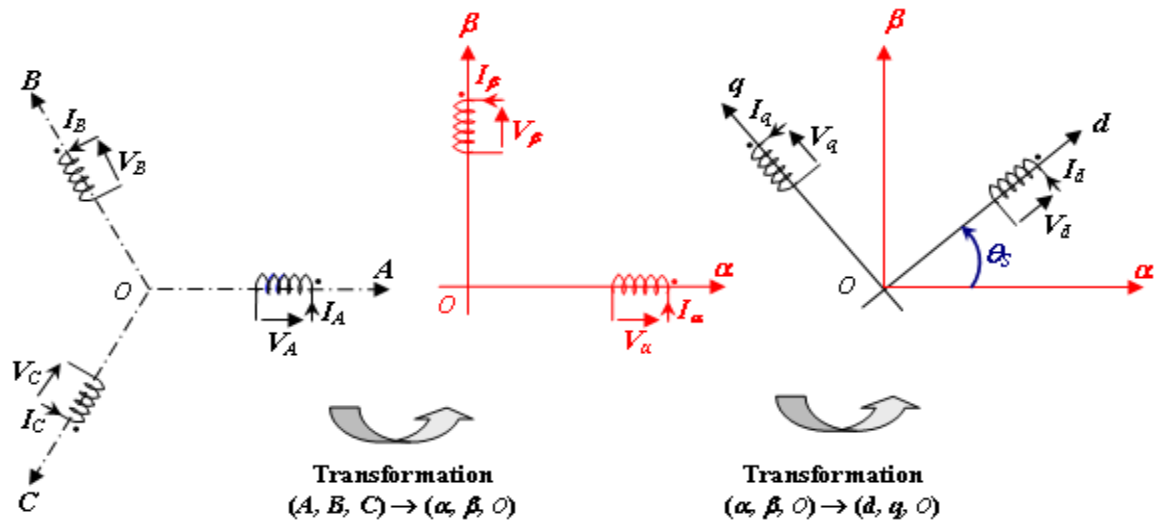
Donc :

$$[x_{d,q,o}] = [R(\theta)] \cdot [x_{\alpha,\beta,o}] \quad (\text{II.5})$$

Avec X : tension, courant ou flux, et les indices suivant représentent :

- o: indice de l'axe homopolaire.
- d: indice de l'axe direct.
- q: indice de l'axe en quadrature

La figure (II.2) montre le principe de la transformation de Park.



**Figure .II.2:** Décomposition de la transformation de Park [9].

Pour conserver l'invariance de la puissance instantanée on utilise la transformation de Concordia associée à la matrice de rotation. La transformation de Park est alors définie de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} x_{d,q,o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{A,B,C} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

La transformation inverse est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_{A,B,C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_{d,q,o} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$[P(\theta)]$  et  $[P(\theta)]^{-1}$  : représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park.

On vérifie que la matrice de passage obtenue est bien orthogonale afin que la puissance instantanée soit invariante :

$$[P(\theta)] \cdot [P(\theta)]^T = [1] \quad (\text{II.10})$$

### II.3.1 Application de la transformation de Park à la MADA

Les enroulements réels statoriques ( $A, B, C$ ) et rotoriques ( $a, b, c$ ) sont transformés respectivement en deux enroulements statoriques fictifs et deux enroulements également fictifs rotoriques dans un même référentiel diphasé ( $U, V, o$ ) afin de simplifier les équations.

Désignons par  $\theta_s$  et  $\theta_r$  les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park [13].

La figure (II.3) illustre la position relative des différents référentiels dans l'espace.

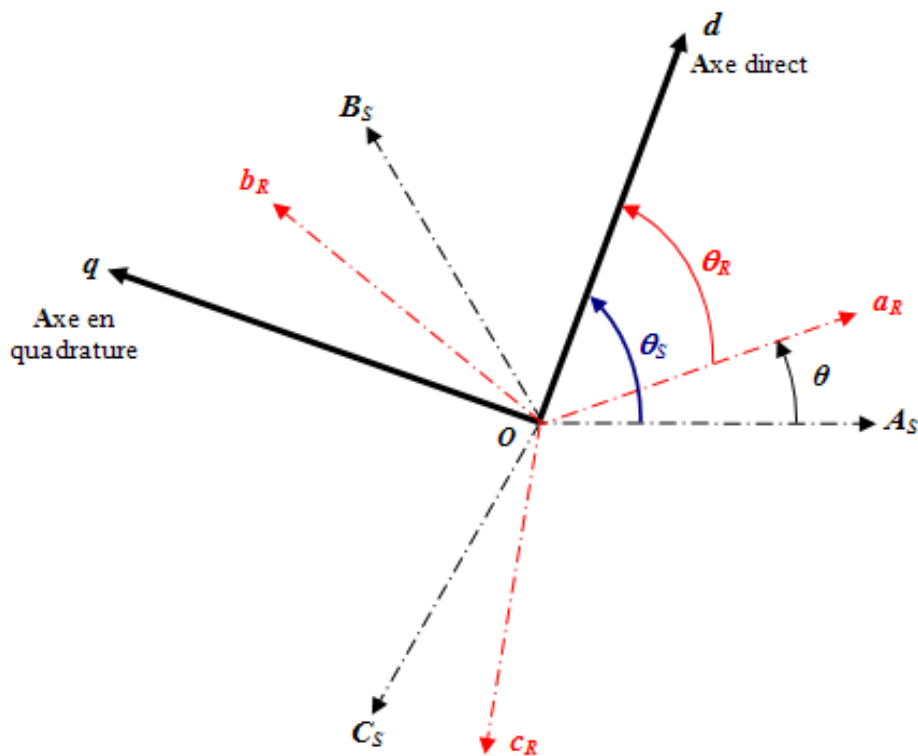


Figure. II.3 : Position spatiale des différents référentiels [9].

## II.4 Equations Electriques et Magnetiques Suivant L'axe (U, V)

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant l'axe (U, V) sont données par :

$$\begin{cases} V_{us} = R_s I_{us} + \frac{d\Phi_{us}}{dt} - \omega_{cor} \Phi_{vs} \\ V_{vs} = R_s I_{vs} + \frac{d\Phi_{vs}}{dt} + \omega_{cor} \Phi_{us} \\ V_{ur} = R_r I_{ur} + \frac{d\Phi_{ur}}{dt} - (\omega_{cor} - \omega) \Phi_{vr} \\ V_{vr} = R_r I_{vr} + \frac{d\Phi_{vr}}{dt} + (\omega_{cor} - \omega) \Phi_{ur} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Avec :  $\omega$  : Vitesse rotorique.

$\omega_{cor}$  : Vitesse du système d'axe (U, V)

Les expressions des flux statoriques et rotoriques suivant l'axe (U, V) sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{us} = l_s I_{us} + M I_{ur} \\ \Phi_{vs} = l_s I_{vs} + M I_{vr} \\ \Phi_{ur} = l_r I_{ur} + M I_{us} \\ \Phi_{vr} = l_r I_{vr} + M I_{vs} \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Avec :

$l_r = L_r - M_r$  : inductance cyclique propre du rotor.

$l_s = L_s - M_s$  : inductance cyclique propre du stator.

$M = \frac{3}{2} l_m$  : inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

### II.4.1 Choix du référentiel

Pour effectuer une étude par simulation du moteur asynchrone, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe.

A partir du système d'axe (U, V) on peut avoir d'autres d'axes qui sont des cas particuliers, dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles.

#### II.4.1.a. Référentiel fixé par rapport au stator ( $\alpha, \beta$ ) :

Les axes de référence sont fixés par rapport au stator d'où :

$$\omega_s = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{cs} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{cs} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{cs} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

$$\begin{bmatrix} V_{cr} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{cr} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{cr} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques.

#### II.4.1.b. Référentiel fixé par rapport au rotor ( $x, y$ ) :

Les axes de référence sont fixés par rapport au rotor d'où :

$$\omega_r = 0 \Leftrightarrow \begin{bmatrix} u \rightarrow x \\ v \rightarrow y \end{bmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs} \\ I_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xr} \\ I_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

Ce référentiel est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques.

#### II.4.1.c. Référentiel fixé par rapport au champ tournant ( $d, q$ ) :

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a  $\omega_s = \omega_r + \omega_m$  dans le système d'équation devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = l_s I_{ds} + MI_{dr} & (a) \\ \Phi_{qs} = l_s I_{qs} + MI_{qr} & (b) \\ \Phi_{dr} = l_r I_{dr} + MI_{ds} & (c) \\ \Phi_{qr} = l_r I_{qr} + MI_{qs} & (d) \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

Cette dernière représentation qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent,

En remplace (II-19) dans (II-17) et (II-18) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + l_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_s l_s I_{qs} - \omega_s M I_{qr} & (a) \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + l_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_s l_s I_{ds} + \omega_s M I_{dr} & (b) \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + l_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega l_r I_{qr} - \omega M I_{qs} & (c) \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + l_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega l_r I_{dr} + \omega M I_{ds} & (d) \end{cases} \quad (II-20)$$

En générale, le référentiel lié au champ tournant est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel à un fait que les grandeurs deviennent continues.

De plus, les équations représentant le mouvement mécanique sont données par :

$$\begin{cases} C_{em} = p \cdot M_{sr} \cdot (I_{sq} \cdot I_{rd} - I_{sd} \cdot I_{rq}) & (II-21) \\ C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega & (II-22) \end{cases}$$

## II.4.2 Modélisation de la MADA en fonctionnement générateur

Le modèle électrique biphasé d'une GADA au référentiel fixé par rapport au champ tournant en mode hypo-synchrone est:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (II-23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (II-24)$$

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = -l_s I_{ds} + M I_{dr} & (a) \\ \Phi_{qs} = -l_s I_{qs} + M I_{qr} & (b) \\ \Phi_{dr} = l_r I_{dr} - M I_{ds} & (c) \\ \Phi_{qr} = l_r I_{qr} - M I_{qs} & (d) \end{cases} \quad (II-25)$$

En remplace (II-25) dans (II-23) et (II-24) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = -R_s I_{ds} - l_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} + \omega_s l_s I_{qs} - \omega_s M I_{qr} & (a) \\ V_{qs} = -R_s I_{qs} - l_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} - \omega_s l_s I_{ds} + \omega_s M I_{dr} & (b) \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + l_r \frac{dI_{dr}}{dt} - M \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega l_r I_{qr} + \omega M I_{qs} & (c) \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + l_r \frac{dI_{qr}}{dt} - M \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega l_r I_{dr} - \omega M I_{ds} & (d) \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

## II.5 Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. En considérant les courants statoriques et rotoriques comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = C.X \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

Avec :

X : Vecteur d'état.

A : Matrice d'évolution d'état du système.

B : Matrice de la commande.

U : Vecteur du système de commande.

Y : vecteur de sortie,

C : Matrice de sortie (matrice d'observation),

Où :

$$X = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

### II.5.1 Représentation matricielle de l'équation d'état en fonctionnement moteur

La représentation matricielle de l'équation d'état en fonctionnement moteur est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & \omega_r M & -R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & -R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

On pose :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix}$$

Alors l'équation (II.27) devient :

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (\text{II.30})$$

Par analogie de l'équation (II.30) avec l'équation (II.27) on trouve :

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z] \quad \text{et} \quad B = [L]^{-1}$$

La matrice  $[Z]$  peut être écrite comme suit : dans le but de simplifier la réalisation par

**Simulink /MATLAB** la matrice  $[Z]$  peut être décomposée de la forme suivante :

$$[Z] = -[Z_1] - \omega \cdot [Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3]$$

$$\text{Avec : } [Z_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

## II.5.2 Représentation matricielle de l'équation d'état en fonctionnement générateur

La représentation matricielle de l'équation d'état en fonctionnement moteur est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & -L_s & 0 & M \\ -M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & -\omega_r M & -R_r & \omega_r L_r \\ \omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & -L_s & 0 & M \\ -M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

On pose :

$$[L] = \begin{bmatrix} -L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & -L_s & 0 & M \\ -M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [Z] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix}$$

Alors l'équation (II.23) devient :

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (\text{II.32})$$

Par analogie de l'équation (II.32) avec l'équation (II.27) on trouve :

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z] \quad \text{et} \quad B = [L]^{-1}$$

## II.6 Résultats de simulation

A l'aide de logiciel MATLAB, la simulation de la machine asynchrone à double alimentation pour les deux types de fonctionnement moteur et générateur a été faite. Le modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park dans le plan  $(d-q)$  lié aux champs tournant. Les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus par le modèle d'une machine de puissance 3MW, pour le fonctionnement générateur et de 4KW de puissance pour le fonctionnement moteur. Les paramètres sont donnés dans l'annexe.

### II.6.1 Résultats de simulation du MADA en fonctionnement moteur

Les résultats de simulation présentés dans les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation fonctionnement moteur (MADA), alimentée par une source de tension triphasés au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50Hz et d'amplitude de 220V en appliquant un couple résistant  $C_r = 25 \text{ N.m.}$  on  $t = 2\text{s}$ .

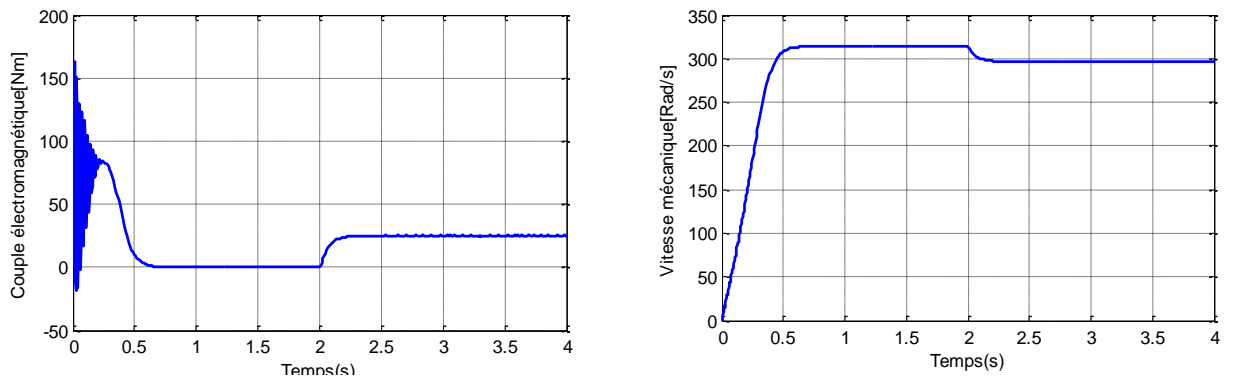


Figure II.4 : Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique de la MADA.

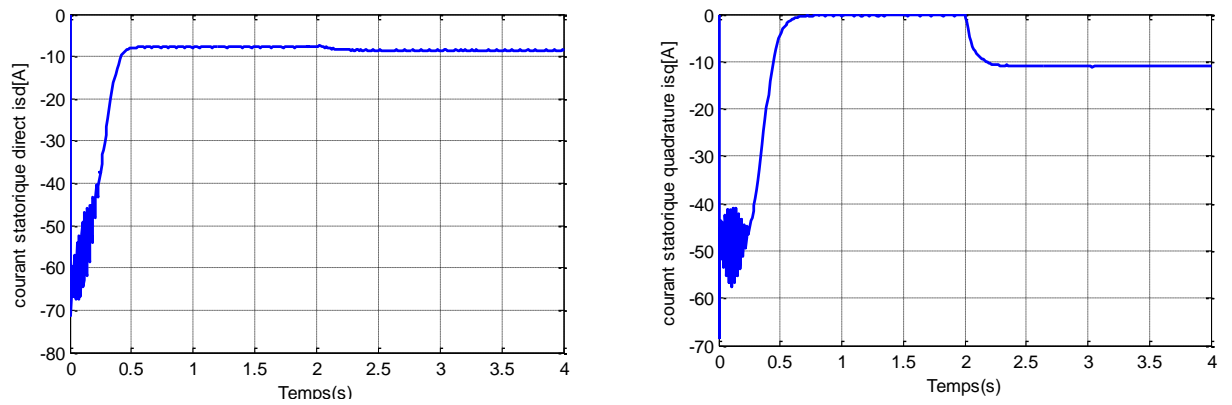


Figure II. 5 : Les composantes du courant statoriques de la MADA.

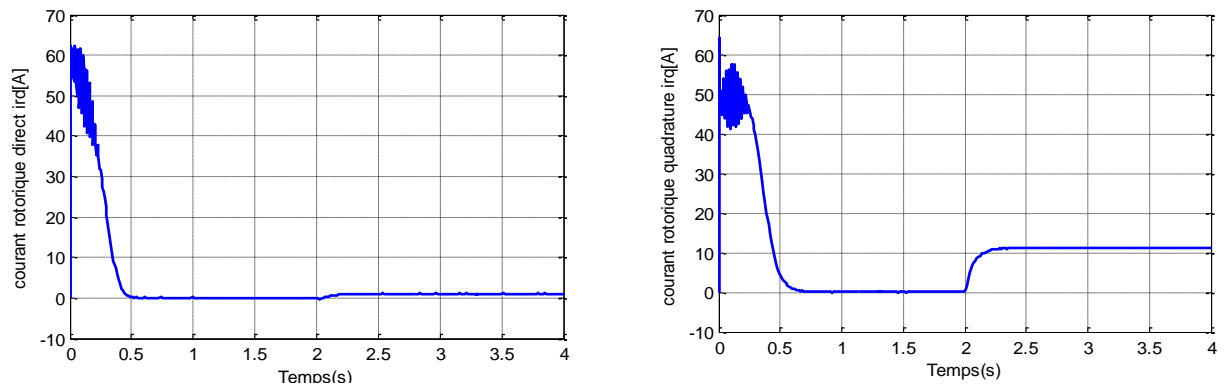


Figure II. 6 : Les composantes du courant rotoriques de la MADA.

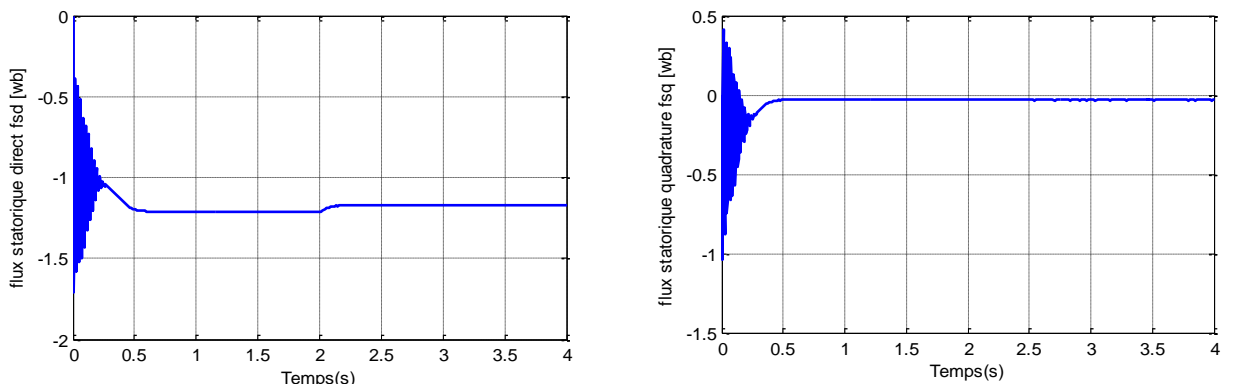


Figure II. 7 : Les composantes du flux statoriques de la MADA.

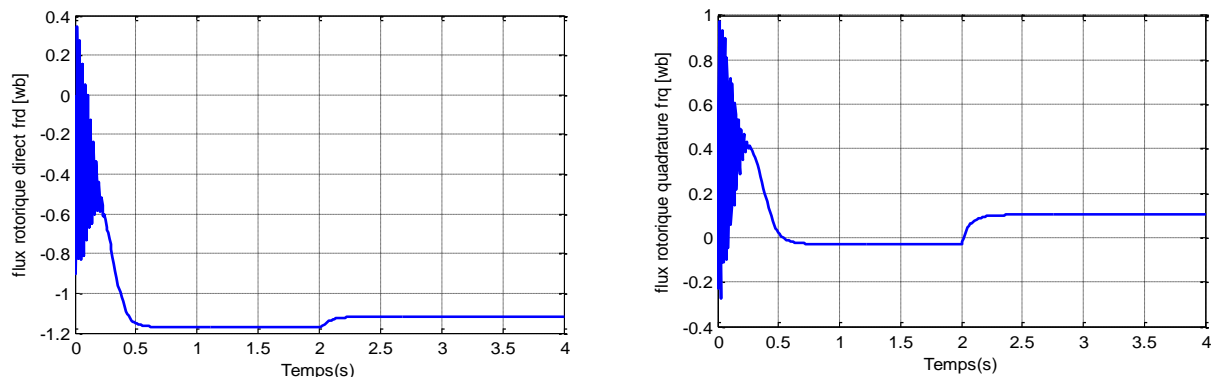


Figure II. 8 : Les composantes du flux rotoriques de la MADA.

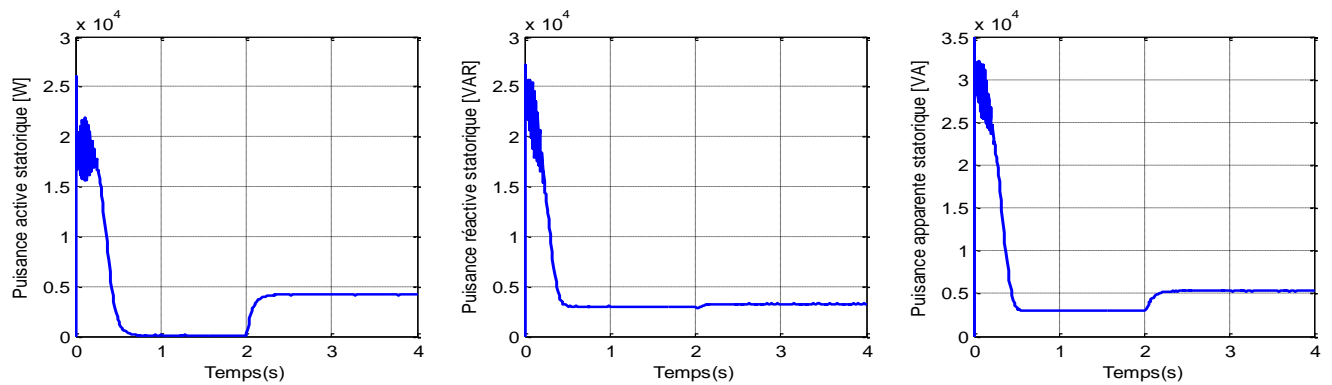


Figure II. 9 : Les puissances active, réactive et apparente statoriques de la MADA.

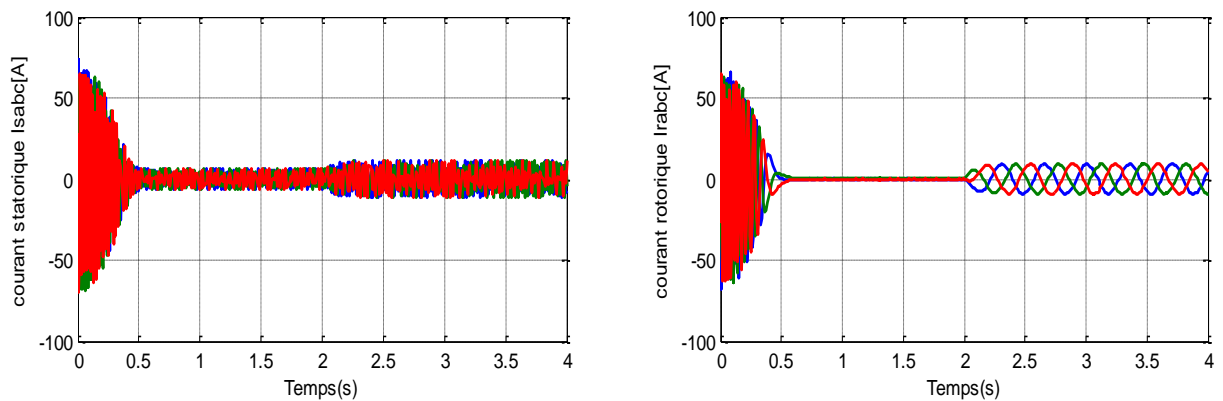


Figure II. 10 Les courants statoriques et rotoriques triphasés (a,b,c) de la MADA.

### II.6.1.1 Interprétations des résultats :

La modélisation et la simulation de la MADA ont permis de déterminer et d’analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, le flux et des courants pour différentes valeurs d’alimentation rotoriques. On remarque que toutes les grandeurs passent par un régime transitoire avant l’établissement du régime permanent.

Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants importants. Après le régime transitoire les courants diminuent et à l’instant de l’application de la charge ils augmentent de nouveau.

Au démarrage, le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations. Lors de l'application d'un couple résistant se traduit par une augmentation du couple électromagnétique, augmentation de l'amplitude des courants statoriques et une diminution de la vitesse à cause d'un glissement plus important qui se répercute sur les courants rotoriques.

Les résultats obtenus montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine. Donc, pour améliorer la réponse dynamique de la machine et éliminer le couplage existant entre le couple et le flux, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

## II.6.2. Résultats de simulation du MADA en fonctionnement générateur

Les résultats de simulation présentée sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation fonctionnement générateur (GADA), entraînée à une vitesse fixe égale à 1480tr/min, alimentée directement par deux sources de tension triphasée parfait. L'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50Hz et d'amplitude de 690V et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de 24V et 48V , et une fréquence égale à la fréquence rotorique,

Les résultats de simulation du MADA en fonctionnement générateur sont les suivant

### II.6.2.1. Pour alimentation à rotor de $V_r = 24V$ :

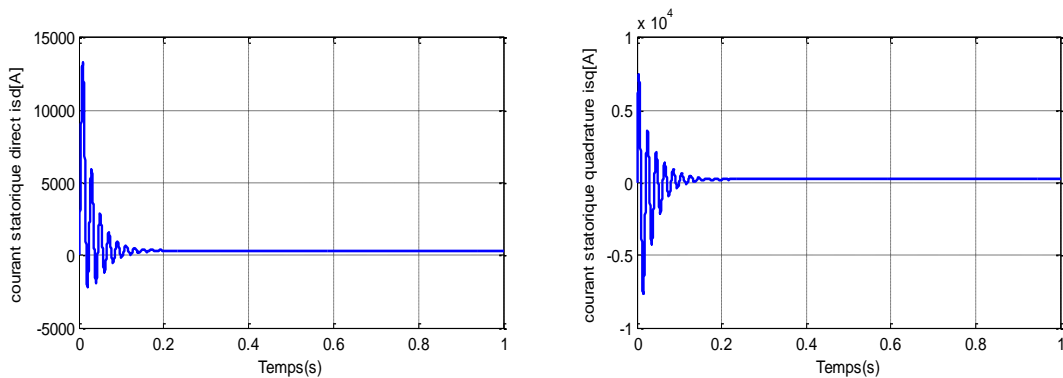


Figure II.11 : Les composantes du courant statoriques de la GADA.

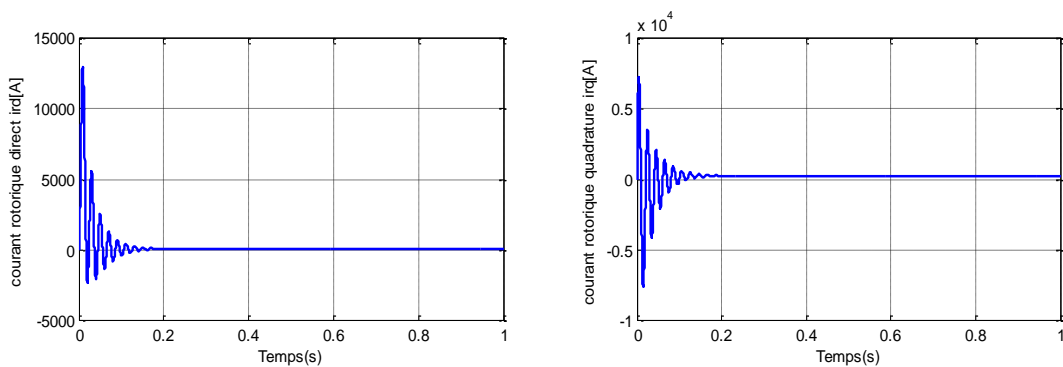


Figure II.12 : Les composantes du courant rotoriques de la GADA.

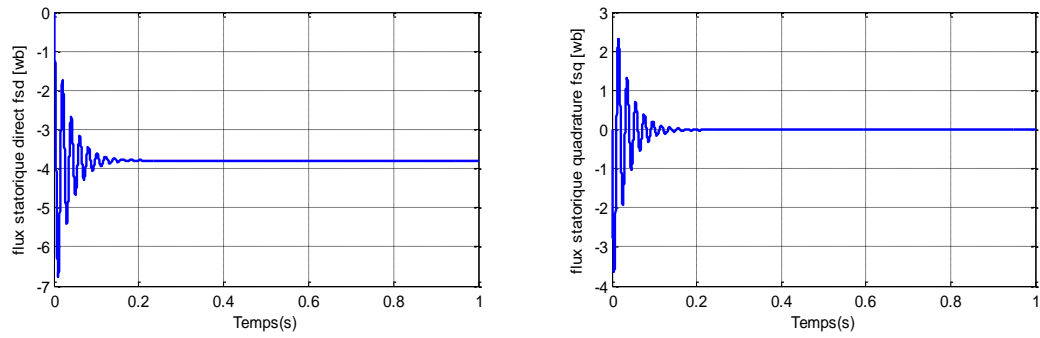


Figure II.13 : Les composantes du flux statoriques de la GADA

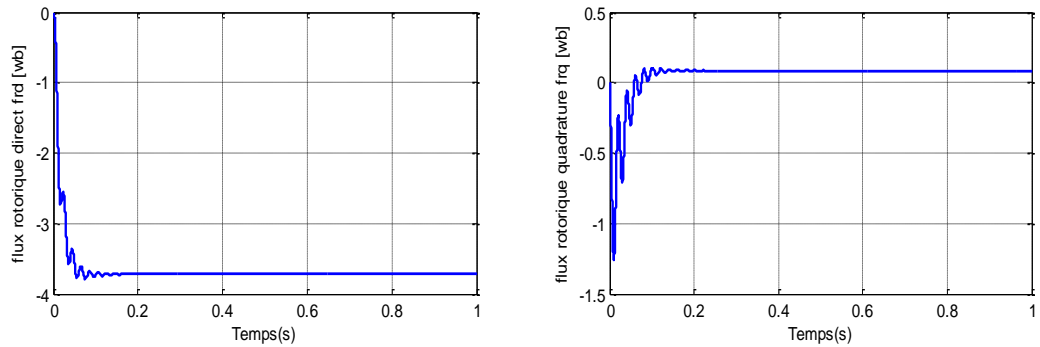


Figure II.14 : Les composantes du flux rotoriques de la GADA.

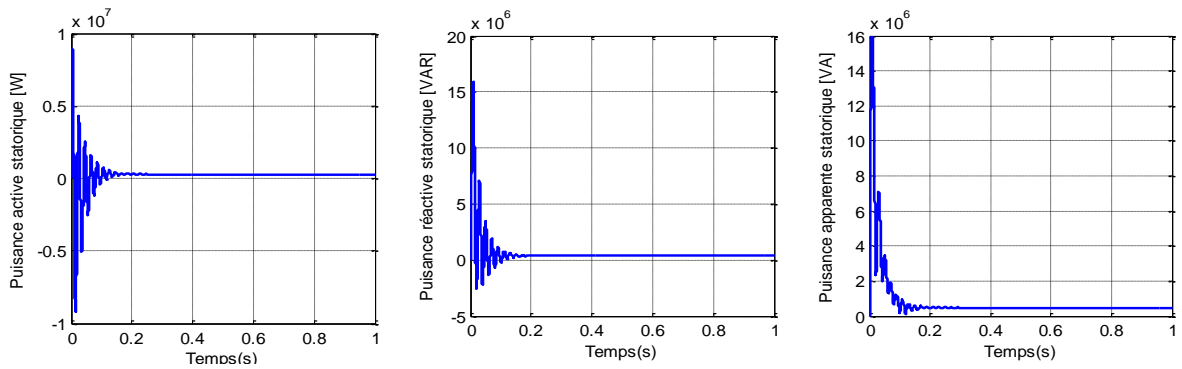


Figure II.15 : Les puissances active, réactive et apparente statoriques de la GADA.

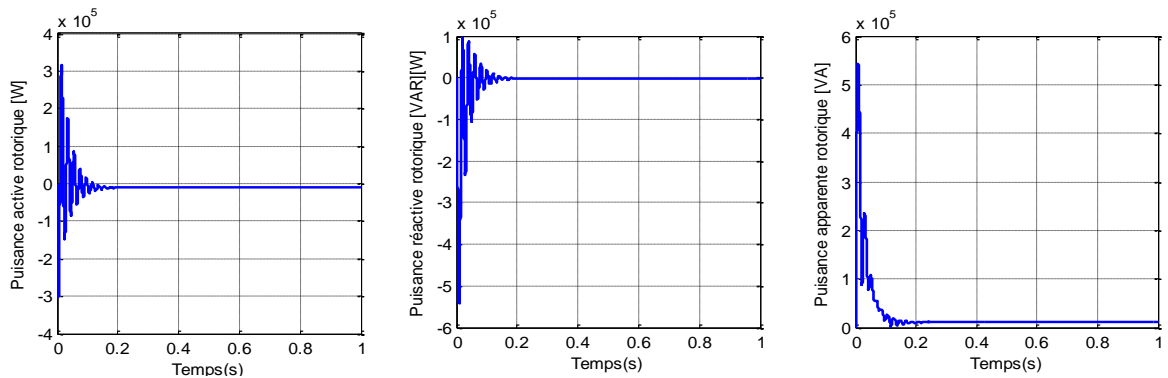


Figure II.16 : Les puissances active, réactive et apparente rotoriques de la GADA.

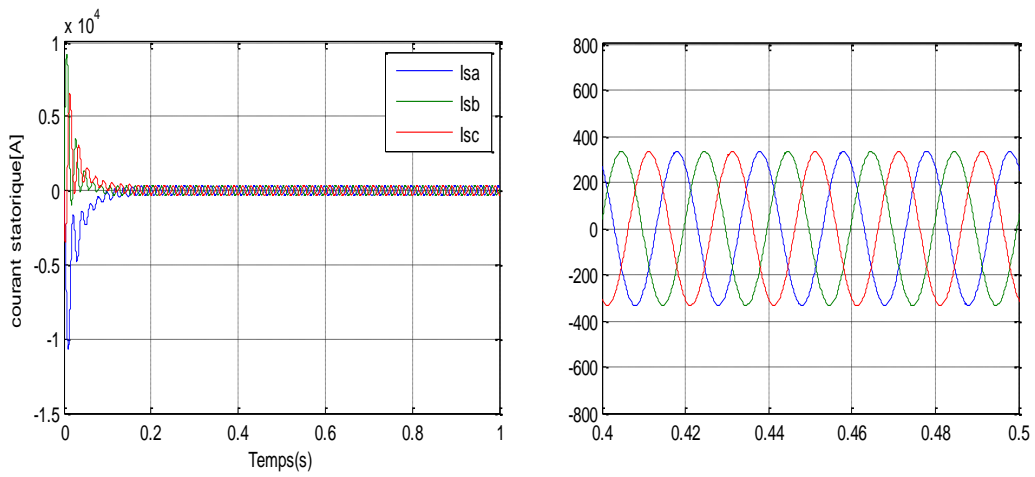


Figure II. 17 : Les courants statoriques triphasés avec un zoom.

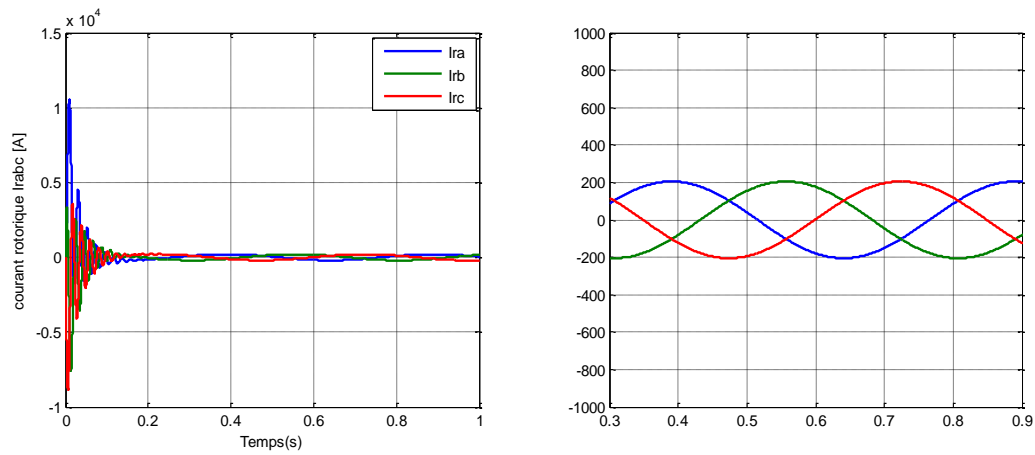


Figure II. 18 : Les courants rotoriques triphasés avec un zoom.

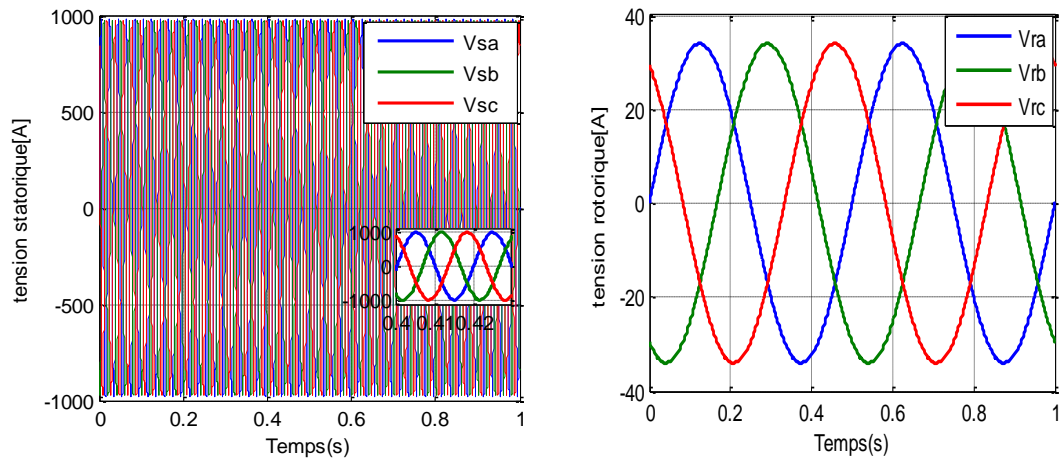
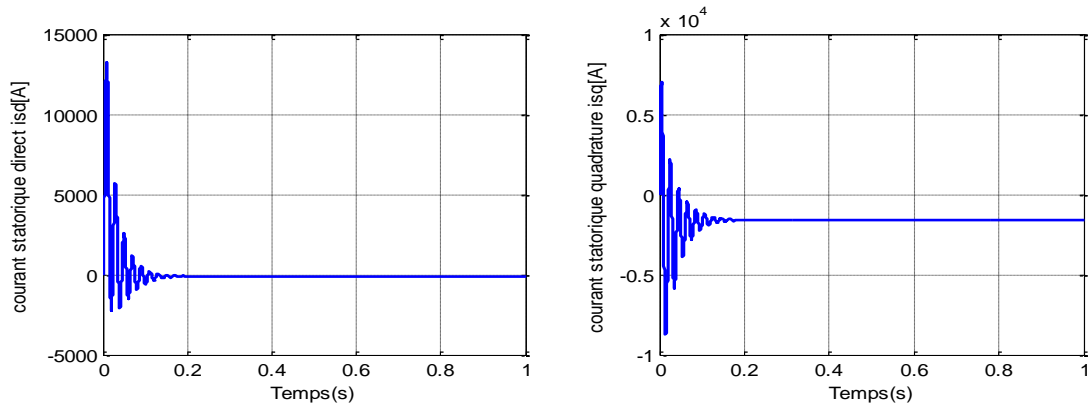
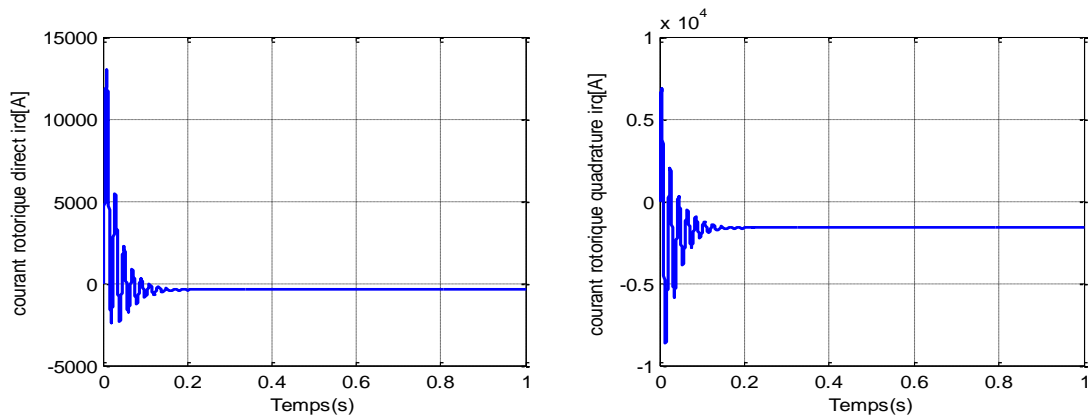


Figure II. 19 : Les tensions statoriques et rotoriques triphasées (a,b,c) de la GADA.

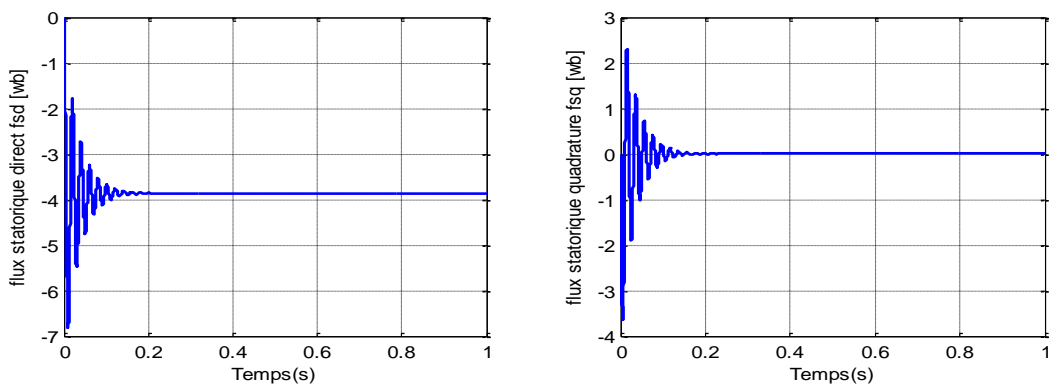
**II.6.2.2. Pour alimentation à rotor de  $V_r = 48V$  :**



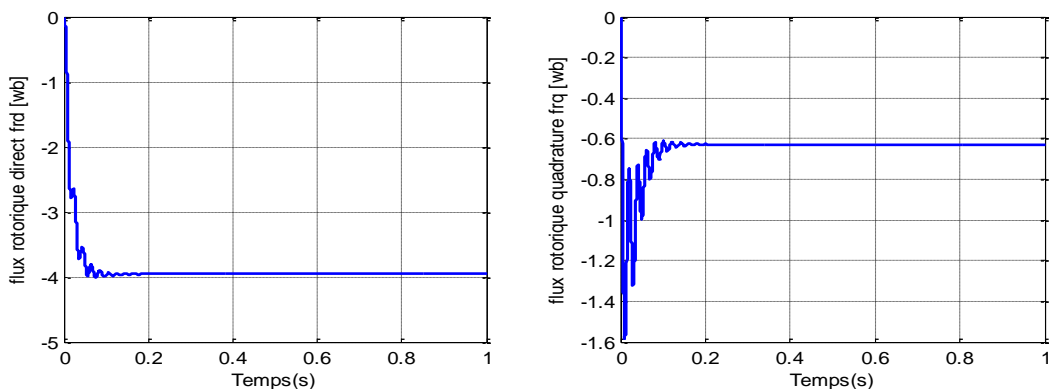
**Figure II.20 :** Les composantes du courant statoriques de la GADA.



**Figure II.21 :** Les composantes du courant rotoriques de la GADA.



**Figure II.22 :** Les composantes du flux statoriques de la GADA.



**Figure II.23 :** Les composantes du flux rotoriques de la GADA.

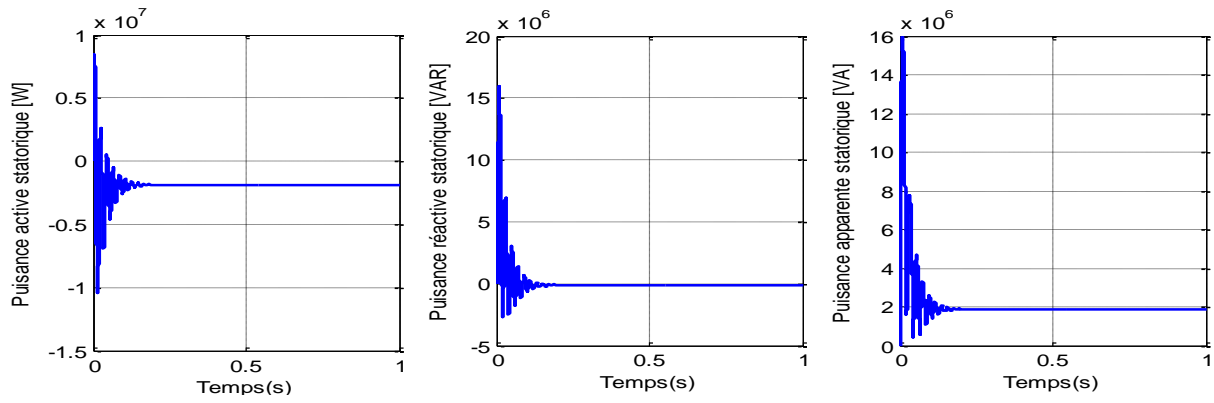


Figure II.24 : Les puissances actives, réactive et apparente statoriques de la GADA

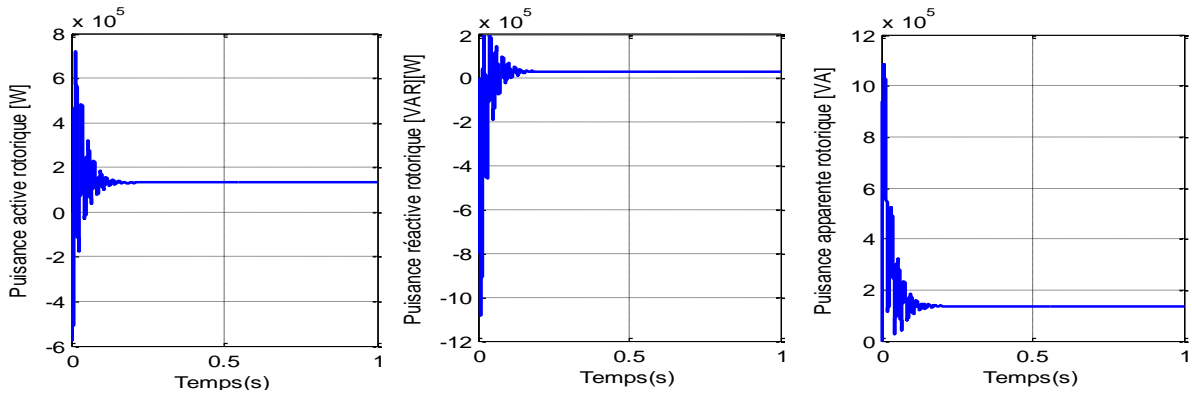


Figure II.25 : Les puissances actives, réactive et apparente rotoriques de la GADA.

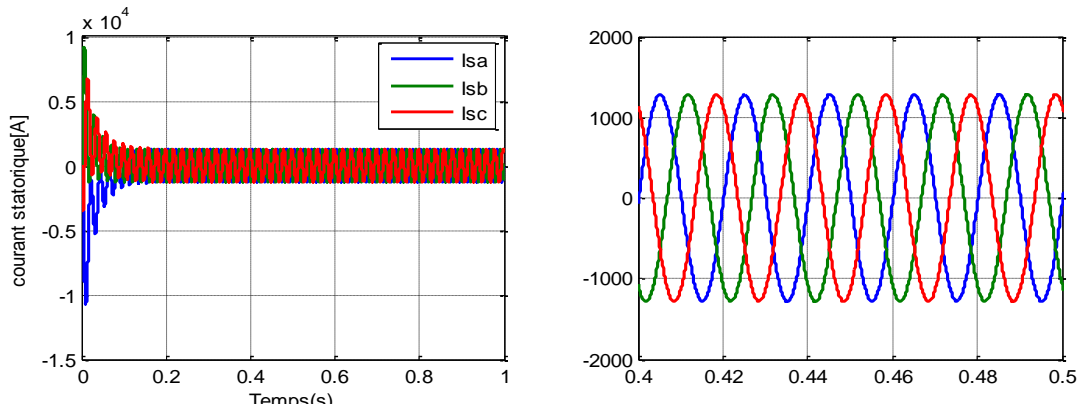


Figure II. 26 : Les courants statoriques triphasés (a,b,c) avec un zoom.

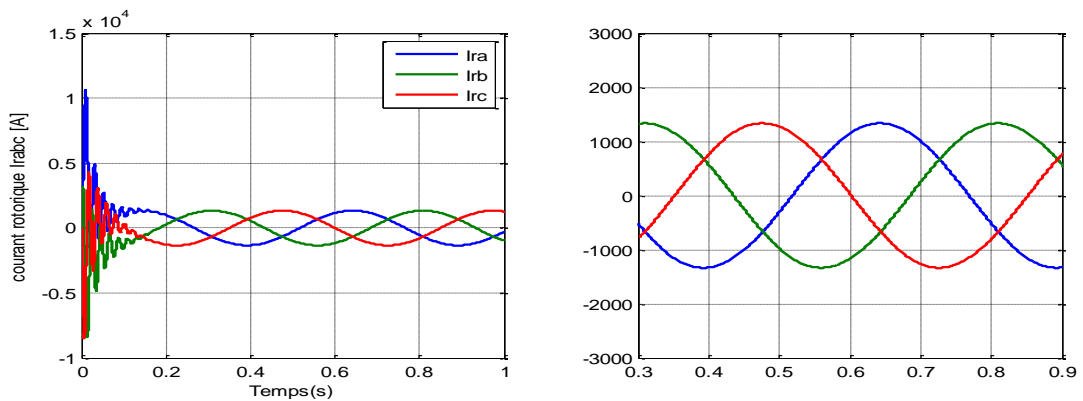
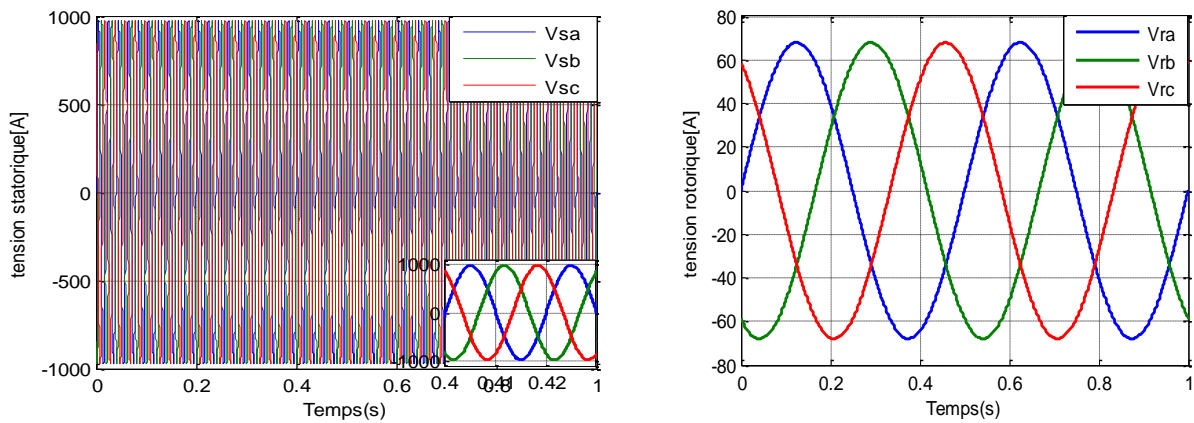


Figure II. 27 : Les courants rotoriques triphasés (a,b,c) avec un zoom.



**Figure II. 28 :** Les tensions statoriques et rotoriques triphasées de la GADA.

### II.6.2.3. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus montrent l'importance des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage, après un temps égal à environ 0.2 s, ils se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales avec une fréquence de 50Hz pour les courants statoriques.

On remarque que l'augmentation au niveau de la tension rotorique implique d'augmentations au niveau des grandeurs de la machine, et on peut signaler aussi que la tension et la fréquence rotoriques influencent sur les grandeurs de la génératrice, et influencent sur la puissance au niveau de stator.

## II.7. Modélisation du Système d'alimentation

### II.7.1 La structure de la chaîne d'alimentation choisie

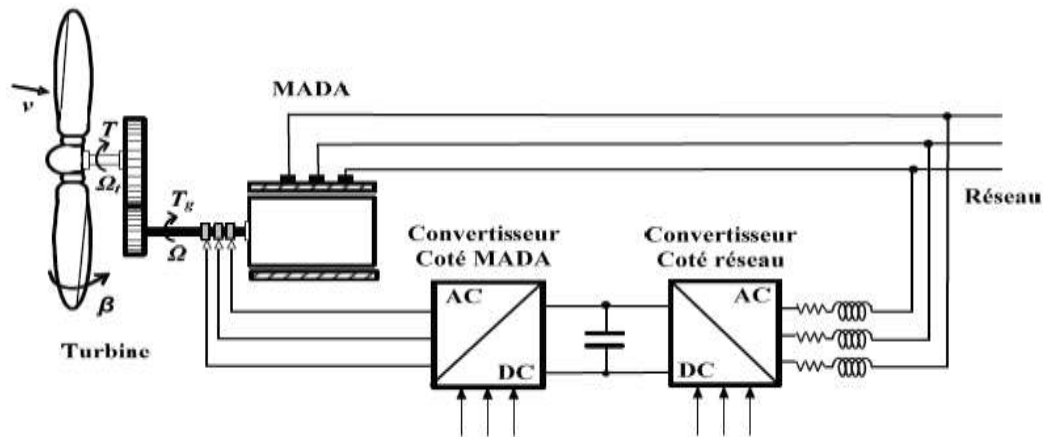


Figure I.29 : schéma globale d'une MADA. [20]

La machine asynchrone est généralement conçue pour fonctionner à fréquence fixe qui est celle du réseau électrique, pour les faire tourner à vitesse variables, elles doivent être alimentées par une tension d'amplitude et de fréquence réglables. [16].

L'alimentation en fréquence variable se fait à l'aide de convertisseurs statique dont le schéma de principe est donné par la figure(I.7),

Comme il est illustré sur la figure la machine est alimentée par un onduleur de tension, connecté à un bus continu indépendant, pouvant fournir le maximum de puissance exigée. Les interrupteurs seront choisis en fonction du courant maximal qui les parcourt, de la tension à leurs bornes ainsi que de la fréquence de la porteuse de l'onduleur. Une modulation de largeur d'impulsion MLI, de type sinusoïdale régulière symétrique (sinus-triangle à fréquence fixe), est adoptée pour la commande des onduleurs.

Le bus continu est interfacé par une cellule de filtrage formée d'une capacité réduisant les ondulations de tension à l'entrée de l'onduleur, d'une inductance permettant de mieux lisser le courant, d'une résistance servant à augmenter l'amortissement du filtre réalisé.

### II.7.2 Modélisation du Redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [33].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes (Figure II.17). faisable en fonctionnement génératrice en régime hypo synchrone. L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

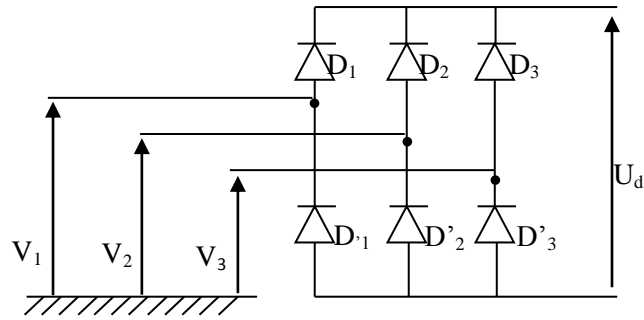


Figure.II.30 : Représentation du redresseur triphasé à diodes.

Les diodes :  $D_1, D_2$  et  $D_3$  sont à cathode commune, assurant l’allée du courant  $I_d$ . Les diodes :  $D_4, D_5$  et  $D_6$  sont à anode commune, assurant le retour du courant  $I_d$ . On suppose que la source triphasée d’alimentation est équilibrée, d’amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d’empiétement et aux pertes dans les diodes [33]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_A(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_B(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_C(t) = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Pour obtenir une tension continue, nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. Deux diodes d’un même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque  $D_1$  conduit l’une des deux diodes et conduit également, il en vient que  $D_1$  conduit lorsque  $V_1$  est supérieur à  $V_2$  et  $V_3$ . Ou encore :

$$V_1 = \max(V_j); j = 1, 2, 3$$

Un raisonnement analogue conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j); j = 1, 2, 3; i = 1, 2, 3$$

$$D'_i \text{ Conduit si } V_i = \min(V_j); j = 1, 2, 3; i = 1, 2, 3$$

Pendant chaque séquence de conduction, la

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j); j = 1, 2, 3. \quad \text{tension } U_d \text{ à la sortie de redresseur est :}$$

Donc la tension  $U_{red}$

$$U_{red} = \text{Max}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \text{Min}[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad (\text{II.33})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par [7]:

$$\bar{U}_{red} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \tag{II.34}$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_d \max - U_d \min}{2\bar{U}_d} = 7\% \tag{II.35}$$

La tension redressée est représentée dans la figure (II.10)

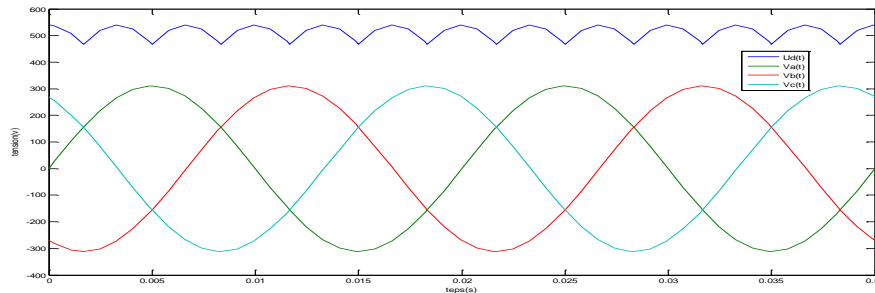


Figure.II.31 : Représentation de la tension redressée.

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer ces ondulations.

### II.7.3. Modélisation du Filtre

Afin de minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [33]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous. (II.19).

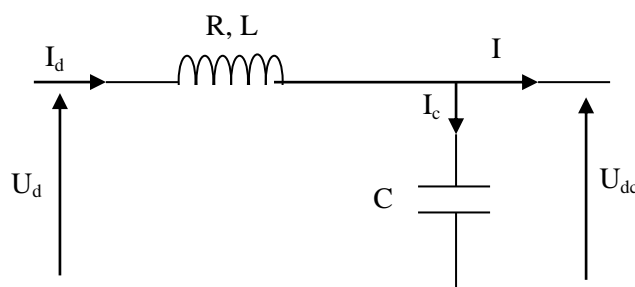


Figure.II.32: Représentation du filtre RLC.

- Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge [25].
- L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant [25].

Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(S) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{redressé}} = \frac{1}{LC S^2 + RC S + 1} \quad (\text{II.37})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [25] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi \cdot f_c \quad (\text{II.38})$$

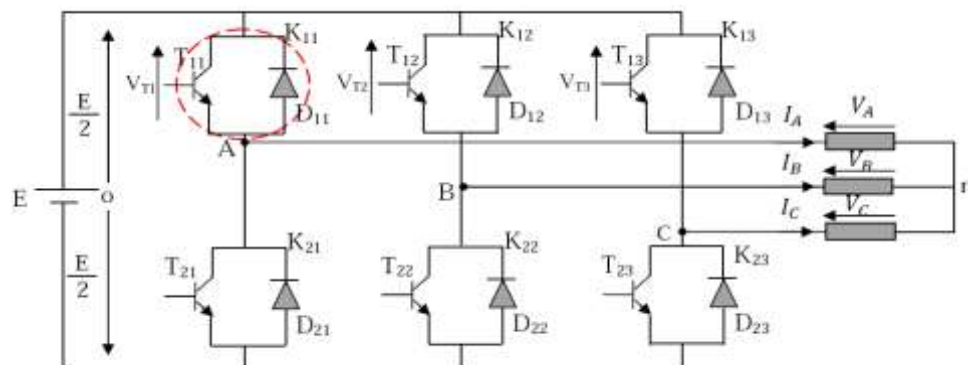
$f_c$  : est la fréquence de coupure du filtre

#### II.7.4. Modélisation de L'onduleur de Tension

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative [25].

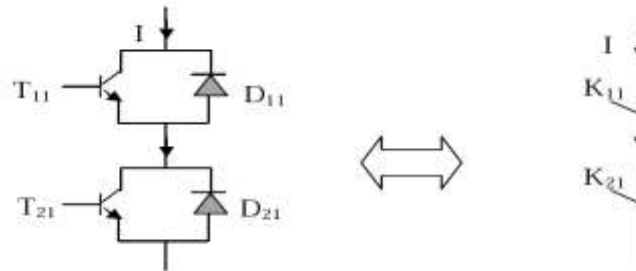
Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380 V - 50 Hz [25].

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure II.12). Les couples d'interrupteurs ( $K_{11}, K_{21}$ ), ( $K_{12}, K_{22}$ ), ( $K_{13}, K_{23}$ ) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [35]. Les diodes  $D_{ij}$  ( $ij=1, 2, 3$ ) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors [25].



**Figure.II.33** : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux[25].

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [35]. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (II.13).

**Figure.II.34** : Représentation d'un GTO[30].

Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaires. Pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage est du type étoile sans neutre. Ainsi les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impaires différentes de trois.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens.

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs [26].

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_A = \mathbf{V}_{AO} + \mathbf{V}_{On} \\ \mathbf{V}_B = \mathbf{V}_{BO} + \mathbf{V}_{On} \\ \mathbf{V}_C = \mathbf{V}_{CO} + \mathbf{V}_{On} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Par addition on a :  $\mathbf{V}_A + \mathbf{V}_B + \mathbf{V}_C = \mathbf{V}_{AO} + \mathbf{V}_{BO} + \mathbf{V}_{CO} + 3\mathbf{V}_{On}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

$$\text{Donc : } \mathbf{V}_{AO} + \mathbf{V}_{BO} + \mathbf{V}_{CO} + 3\mathbf{V}_{On} = 0$$

$$\text{D'où : } \mathbf{V}_{On} = -\frac{1}{3} (\mathbf{V}_{AO} + \mathbf{V}_{BO} + \mathbf{V}_{CO}) \quad (\text{II.40})$$

On remplace (II.40) dans (II.39), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

On peut écrire le système (II.41) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Avec ;

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} S_1=1 & \text{si } \mathbf{K}_{11} \text{ fermé} & \text{si nom } S_1= -1 & \text{donc } \mathbf{K}_{11} \text{ ouvert .} \\ S_2=1 & \text{si } \mathbf{K}_{12} \text{ fermé} & \text{si nom } S_2= -1 & \text{donc } \mathbf{K}_{12} \text{ ouvert .} \\ S_3=1 & \text{si } \mathbf{K}_{13} \text{ fermé} & \text{si nom } S_3= -1 & \text{donc } \mathbf{K}_{13} \text{ ouvert .} \end{cases}$$

On remplace (II.43) dans (II.42), on aura le système suivant :

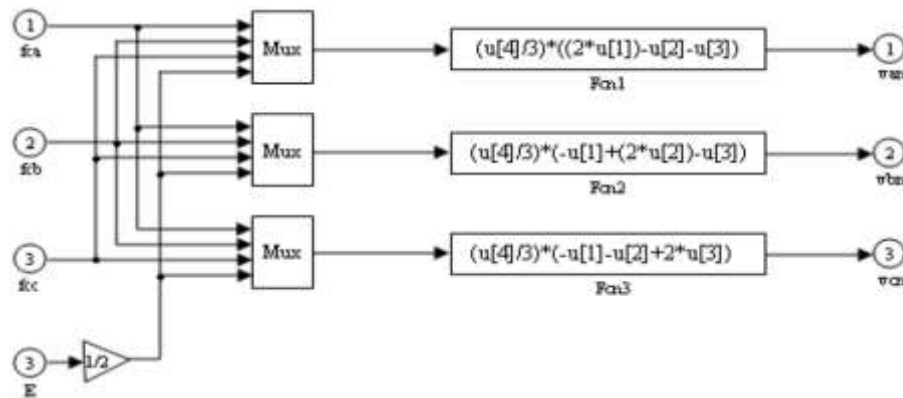
$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Le système (II.44) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI. Le tableau ci-dessous montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs  $\mathbf{K}_{11}, \mathbf{K}_{12}, \mathbf{K}_{13}$  (les états de  $\mathbf{K}_{21}, \mathbf{K}_{22}, \mathbf{K}_{23}$  sont respectivement complémentaires de ceux de  $\mathbf{K}_{11}, \mathbf{K}_{12}, \mathbf{K}_{13}$ ).

$K_{I1}$	$K_{I2}$	$K_{I3}$	$V_{AO}$	$V_{BO}$	$V_{CO}$	$V_A$	$V_B$	$V_C$	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$
F	F	F	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	0
F	0	F	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	E	-E	0
F	F	0	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	0	E	-E
F	0	0	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	E	0	-E
0	F	F	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	-E	0	E
0	0	F	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	0	-E	E
0	F	0	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	-E	E	0
0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0	0	0	0

**Tableau.II.1 :** Etablissement des expressions des tensions simples et composées.[9]

À partir de ce résultat, on peut donner le modèle de l'onduleur triphasé, figure (II.22), sous forme de schéma bloc que l'on implantera sous *Simulink*.



**Figure. II.35 :** Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.

### II.7.5. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée 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-sinusoïdale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [14].

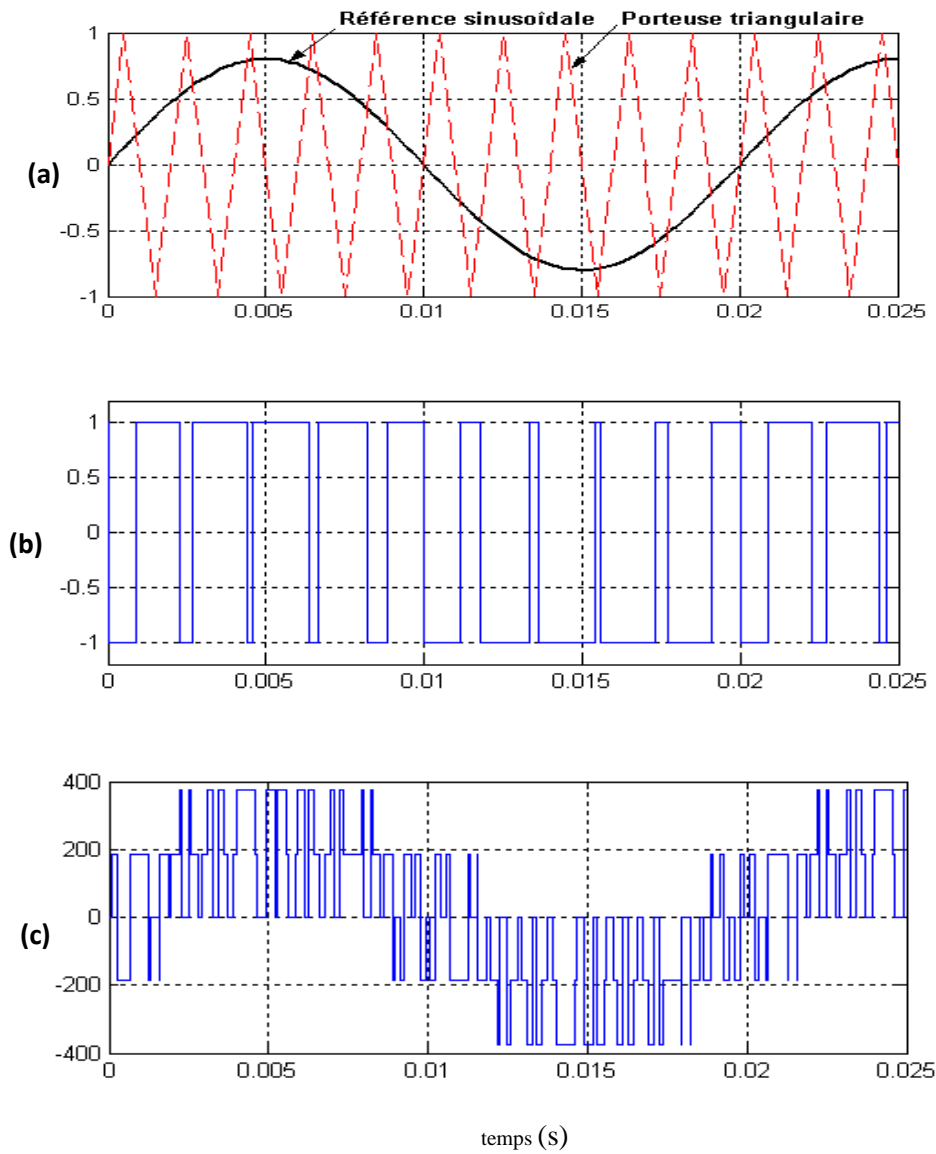
Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale [14]:

- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la

fréquence  $f_r$  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  $V_p$  à la valeur crête  $V_r$  de la porteuse:  $r = \frac{V_r}{V_p}$

Le schéma de principe est donné par la figure (II.23).



**Figure. II.36 :**Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

**(a) :** Signaux de comparaison (référence et porteuse),

**(b) :** Impulsion de commande du premier transistor,

**(c) :** Tension composée de sortie de l'onduleur ( $V$ ).

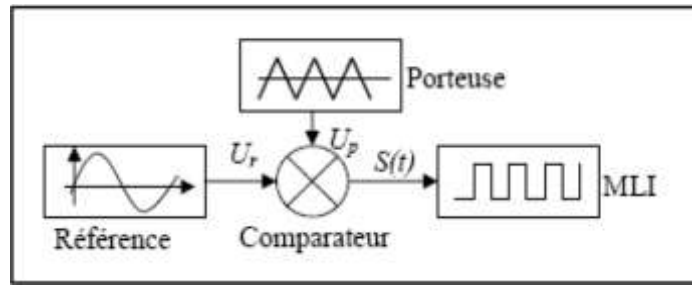


Figure II.37 : Schéma synoptique

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 [25] :

$$\begin{cases} x_1(t) = v_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[0; \frac{T_p}{2}\right] \\ x_2(t) = v_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}; T_p\right] \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

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

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{rA}(t) = V_r \sin 2\pi f_r t \\ \mathbf{V}_{rB}(t) = V_r \left(\sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \mathbf{V}_{rC}(t) = V_r \left(\sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états  $\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2$  et  $\mathbf{S}_3$  des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation suivante [13]:

$$\mathbf{S}_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{r_{ABC}} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (V_{r_{ABC}} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée [7].

## II.8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation avec son alimentation. La complexité des équations différentielles de ce modèle a été réduite moyennant d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui permis une facilité de résolution et de simulation. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI pour le commander.

Cette modélisation pour les deux modes de fonctionnement (Moteur, générateur) nous a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone à double alimentation, de valider ainsi le modèle et de vérifier que les simulations effectuées par MATLAB sont valables.

Comme nous avons pu le voir dans les résultats de simulation, et vu son caractère spécifique,

la modélisation de la machine asynchrone double alimentée pose de sérieux problèmes de stabilité en boucle ouverte, dans ce cas, le recours aux commandes bouclés, et spécialement les commandes de type vectoriel devient indispensable. Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle (découplée) de la MADA, qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui d'une machine à courant continu.

## ***Chapitre III***

### ***Commande Vectorielle de la MADA***

## III.1 Introduction

Actuellement, la machine asynchrone par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût, elle détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue la machine synchrone. Seulement une association « convertisseur statique machine asynchrone » exige un procédé de contrôle efficace et performant. La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques numériques modernes ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation [11].

Depuis plusieurs années, des recherches universitaires et industrielles ont été réalisées pour remédier le problème de la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées, de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse. Les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement). Pour maîtriser ces difficultés et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle (*field oriented control*) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision.

L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée et constitue actuellement un domaine de recherche [11].

Dans ce chapitre, on va présenter une étude sur la commande vectorielle de la MADA, dont le fonctionnement est en mode génératrice (génératrice asynchrone à double alimentation, GADA) et où les phases statoriques sont connectées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases rotoriques sont alimentées par un onduleur de tension à fréquence et amplitude variable.

## III.2 Commande vectorielle de la MADA

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [7].

Dans ce type de commande, le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment.

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales :

- ✓ Méthode directe développée par Blaschke.
- ✓ Méthode indirecte développée par Hasse.

Plusieurs techniques, ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [5], [6],[7] :

Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension.
- Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère ( $d-q$ ) :

- ✓ Le flux rotorique.
- ✓ Le flux statorique.
- ✓ Le flux de l'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
- Indirecte par contrôle de la fréquence du glissement

Dans notre travail, nous allons étudier la commande vectorielle de la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en génératrice. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau. Nous allons simuler tout le système global en utilisant le logiciel MATLAB.

### III.2.1 Principe de la commande vectorielle

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) [7]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [14].

L'objectif pour une commande du MADA est de réaliser l'opération précédente à l'aide des variables de commande similaire comme le montre la figure III.1.

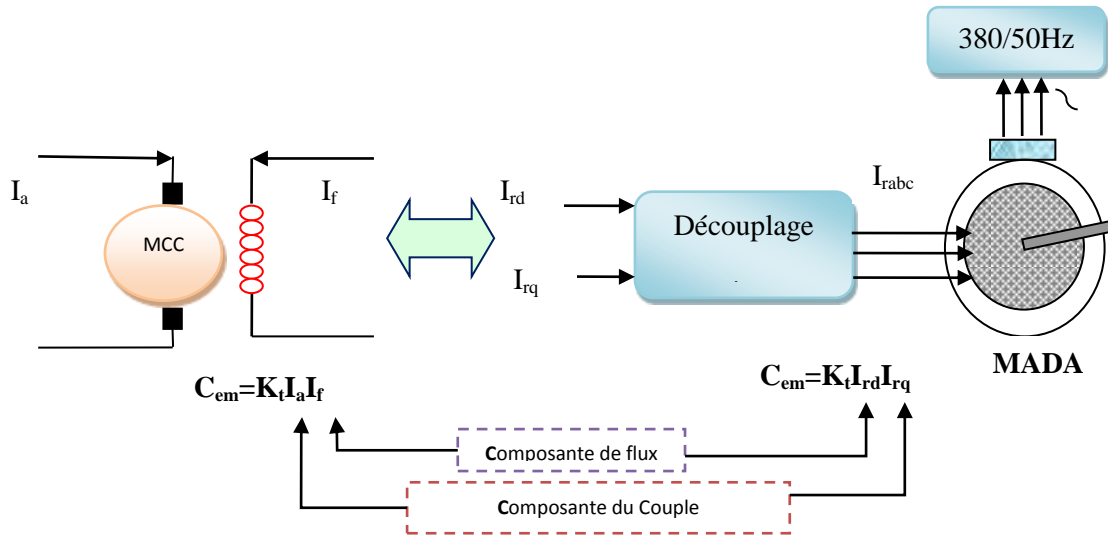


Figure III.1 Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu.

### III.2.2 Procède d'orientation du flux [6]

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions  $\phi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{rd} = \phi_r$  (III.1)

- Orientation du flux statorique avec les conditions  $\phi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{sd} = \phi_s$  (III.2)

- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions  $\phi_{gq} = 0 \Leftrightarrow \phi_{gd} = \phi_g$  (III.3)

Dans notre cas l'orientation du flux statorique est la méthode choisie.

### III.2.3 Commande vectorielle par orientation du flux statorique

La commande par orientation du flux consiste à régler la puissance réactive (le flux) par une composante du courant et la puissance active (le couple) par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe ( $d-q$ ) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [7].

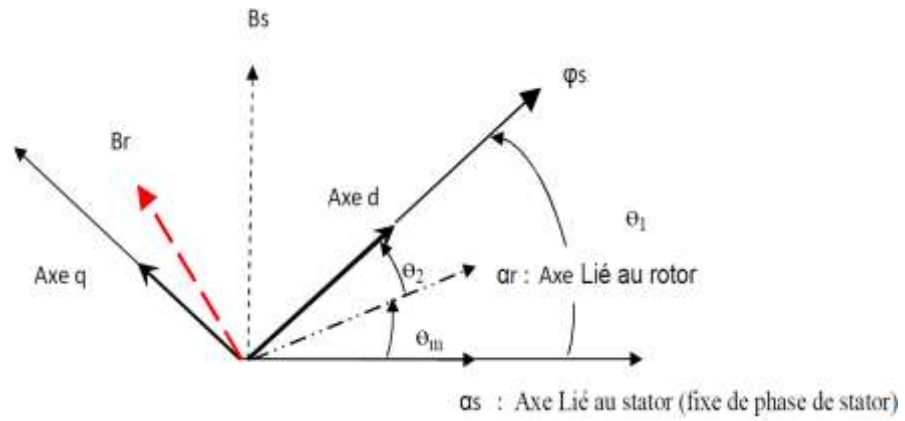


Figure III.2 : Illustration de l'orientation du flux statorique.

### III-3 Contrôle indépendant des puissances

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'énergie électrique, nous réalisons un contrôle indépendant des puissances actives et réactives en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions rotorique, aux puissances active et réactive statoriques [5] [7] .

#### III.3.1 Modèle de la GADA a flux statorique orienté

On rappelle d'abord le modèle électrique biphasé d'une GADA au référentiel fixé par rapport au champ tournant en mode hyposynchrone qui est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = -R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} (\phi_{sd}) - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = -R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} (\phi_{sq}) + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} (\phi_{rd}) - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} (\phi_{rq}) + \omega_r \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (III.4)$$

Avec un flux statorique constant et orienté,  $\phi_s = \phi_{sd}$  et  $\phi_{sq} = 0$ , ces équations peuvent se simplifier sous la forme suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = -R_s I_{sd} \\ V_{sq} = -R_s I_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} (\phi_{rd}) - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} (\phi_{rq}) + \omega_r \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (III.5)$$

Pour les machines de moyenne et forte puissance, on peut de façon légitime négliger la résistance statorique tout en considérant le flux statorique constant (ce qui assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator)

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \phi_s \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt}(\phi_{rd}) - \omega_r \phi_{rd} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt}(\phi_{rq}) + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \phi_s = -L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ 0 = -L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r I_{rd} - M I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} - M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.7.})$$

Partir de l'équation de flux (III.7.), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{M}{L_s} I_{rd} - \frac{\phi_s}{L_s} \\ I_{sq} = \frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Le couple a pour expression :

$$C_{em} = -P.(\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{III.9})$$

Avec une orientation du flux statorique telle que  $\dot{\phi}_{sq} = 0$ ; on obtient une expression simplifiée :

$$C_{em} = -P.\phi_{sd} I_{sq} \quad (\text{III.10})$$

Le courant  $I_{sq}$  ne pouvant être directement contrôlé, en utilisant l'équation (II.8) , on fait apparaître la composante en quadrature du courant rotorique dans l'expression du couple électromagnétique [1]:

$$C_{em} = -P \frac{M}{L_s} \cdot \phi_{sd} I_{rq} \quad (\text{III.11})$$

On voit que le couple électromagnétique est proportionnel au courant  $I_{rq}$  si le flux est maintenu constant. Le courant  $I_{rq}$  sera variable par action sur la tension  $V_{rq}$ .

Le flux peut être contrôlé le réglage du courant  $I_{rd}$  . Ce dernier est devient variable par action sur la tension  $V_{rd}$  . Nous pouvons déterminer la référence de la composante directe et en quadrature du courant rotorique, à partir des puissances active et réactive.

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'énergie par la MADA, il est pratique d'élaborer un modèle pour le contrôle indépendant des puissances active et réactive. Un tel modèle peut être élaboré en établissant les relations qui lient les puissances active et réactive aux courants et tension rotoriques imposés par l'onduleur.

### III.3.2 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques [20]

Dans un repère diphasé, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrones s'écrivent:

$$\begin{cases} P_s = -V_{sd} \cdot I_{sd} - V_{sq} \cdot I_{sq} \\ Q_s = -V_{sq} \cdot I_{sd} + V_{sd} \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

L'adaptation de ces équations au système d'axe choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas ( $V_{sd} = 0$ ) donne :

$$\begin{cases} P_s = -V_{sq} \cdot I_{sq} \\ Q_s = -V_{sq} \cdot I_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

En remplaçant  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  par leurs expressions données à l'équation (II.8), nous obtenons :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_{sq} \frac{M}{L_s} I_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Les tensions rotoriques diphasées sont les grandeurs à imposer pour contrôler les courants rotoriques.  $V_{rd}$  et  $V_{rq}$  sont ainsi considérés comme des variables de commande qui sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté (Figure III.3) et les courants rotoriques  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$ . Comme des variables d'état. Les tensions rotoriques sont ainsi fonction des grandeurs de consigne  $P_{ref}$  et  $Q_{ref}$  [6].



Figure III.3: Bloc du F.O.C (*field oriented control*)

$$\begin{cases} P_{s-ref} = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq-ref} \\ Q_{s-ref} = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{rd-ref} \end{cases} \quad (III.15)$$

Compte tenu du repère choisi et des approximations faites, et si l'on considère l'inductance magnétisante  $M$  comme constante, le système obtenu liée de façon proportionnelle à la puissance active au courant rotorique d'axe  $q$  et la puissance réactive au courant rotorique d'axe  $d$ . La constante  $\frac{V_s^2}{\omega_s L_s}$  près imposée par le réseau.

### III.3.3 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques

A partir du système d'équation (II.7) et si en remplaçant les courants statoriques par leurs expressions, les expressions des flux rotoriques peuvent être écrites sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \phi_{rd} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rd} + \frac{M.V_s}{\omega_s.L_s} \\ \phi_{rq} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rq} \end{cases} \quad (III.16)$$

Ces expressions des flux rotoriques d'axe  $d$  et  $q$  sont alors intégrées aux expressions tensions rotoriques diphasées de l'équation (II.6). Nous obtenons alors :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \frac{dI_{rq}}{dt} + g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} - g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

En appliquant la transformation de Laplace à ces deux équations (II.17), on obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = [R_r + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot s] I_{rd} - g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rq} \\ V_{rq} = [R_r + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot s] I_{rq} + g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{rd} + g \frac{MV_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

**Avec:**

$V_{rd}$  Et  $V_{rq}$  : Sont les composantes déphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus.

$g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})$  : Est le terme de couplage entre les deux axes. Il représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

Où :  $g$  correspond au glissement de la machine asynchrone.

$$\text{Et : } \sigma L_r = (L_r - \frac{M^2}{L_s})$$

D'après (III.19), la commande vectorielle de la MADA revient alors à contrôler les deux puissances  $P_s$  et  $Q_s$  [6]. par les composantes  $V_{rd}$  et  $V_{rq}$ . À Partir des équations (III.15) et (III.19) on peut établir le schéma bloc de la MADA, voir la Figure. (III.4).

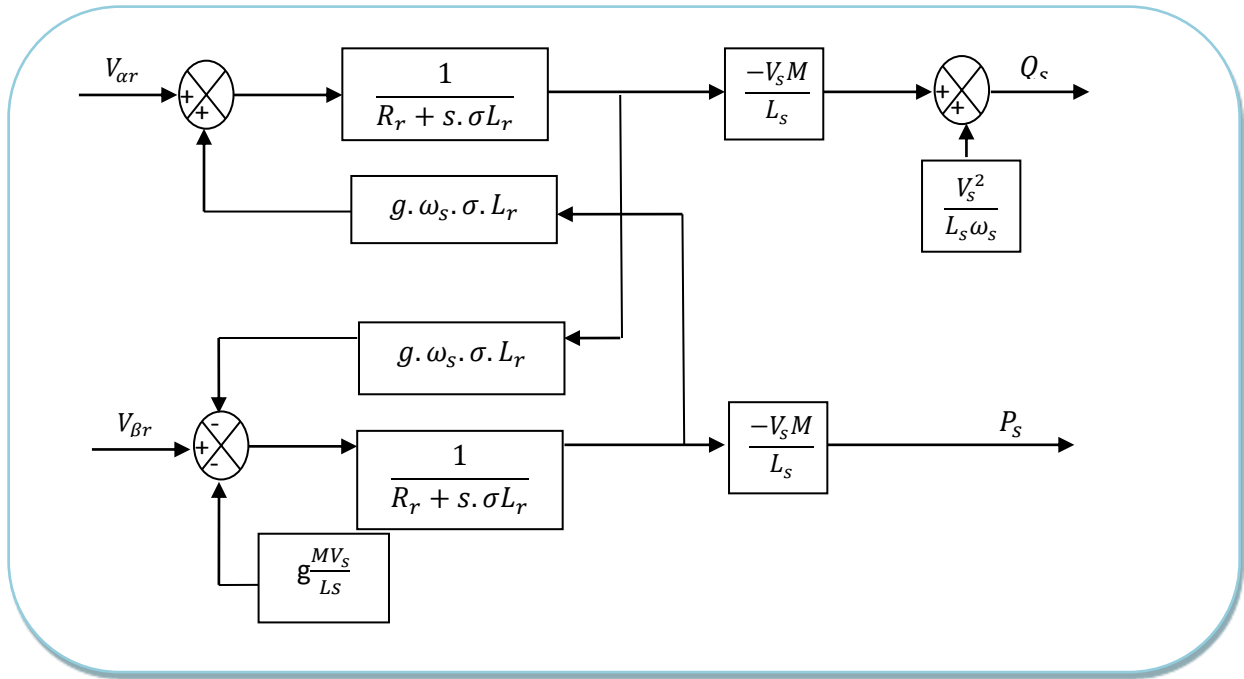


Figure III.4: Schéma bloc du modèle simplifié de la GADA.

Si l'on observe le schéma de la Figure (III.4), on s'aperçoit que les courants rotoriques sont liés aux puissances actives et réactives par le terme  $\frac{MV_s}{L_s}$ . Le modèle est non linéaire à cause des termes de couplages  $g\omega_s\sigma L_r I_{dr}$  et  $g\omega_s\sigma L_r I_{qr}$ . Les termes de couplage considérés sont souvent considérés comme des perturbations à compenser pour obtenir une commande découplée, en éliminant les interactions entre la commande des puissances directe et en quadrature.

Pour réaliser la commande bouclée, des régulateurs classiques de type PI sont utilisés. Ce type de régulateur assure une erreur statique nulle grâce à l'action intégrale tandis que la rapidité de la réponse est établie par l'action proportionnelle [28]. Une structure par boucles imbriquées sera utilisée pour pouvoir contrôler séparément les puissances  $P_s$  et  $Q_s$ . A cet effet, deux modes de contrôle sont proposées:

### III.4 Commande directe

Dans le contrôle vectoriel direct, l'idée sur la régulation consiste à contrôler indépendamment et directement les puissances  $P_s$  et  $Q_s$  de la GADA, dans lequel on négligera les termes de couplages. Le schéma de la figure (III.5) présente le principe de la commande dite directe.

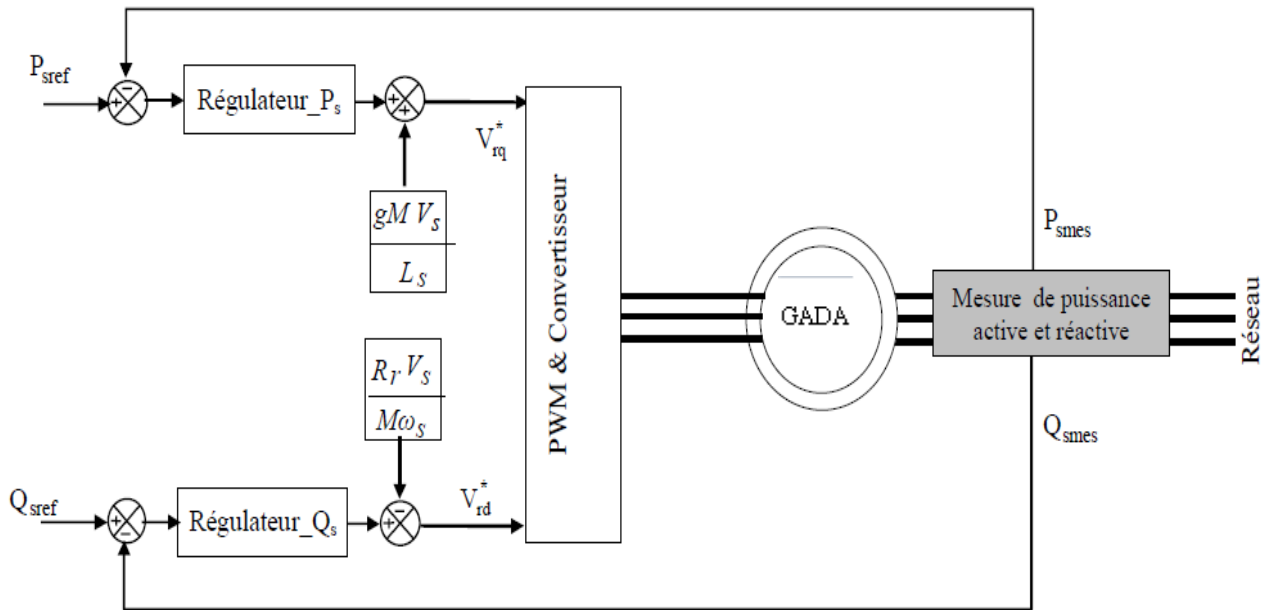


Figure.III.5 Schéma de principe de la commande directe de la GADA.

La grandeur essentielle à contrôler avec une grande dynamique est la puissance active, car elle permettra à la machine de fonctionner à sa puissance maximale afin d'obtenir un bon rendement de l'ensemble du système. Cependant, il est aussi nécessaire de bien contrôler la puissance réactive de sorte que sa consigne sera maintenue nulle pour réaliser un facteur de puissance unitaire côté stator.

### III.5 Commande indirecte

Afin d'améliorer la commande précédente, on introduit un algorithme de commande indirecte des puissances active et réactive de la MADA en fonction des courants rotoriques, d'où les termes de couplage  $g\omega_s\sigma L_r I_{qr}$  et  $g\omega_s\sigma L_r I_{dr}$  considérés comme étant des perturbations non négligeables, et seront compensés. La commande, ainsi découplée, est réalisée au moyen de régulateurs PI. Il existe deux méthodes de découplage en boucle ouverte et en boucle fermée pour contrôler les puissances statorique. En boucle ouverte, les puissances ne sont pas contrôlées et elles le deviennent en boucle fermée.

#### III.5.1 La commande indirecte en boucle ouverte

Le schéma de l'ensemble commande bloc découplage machine est illustré sur la figure(III.6). Dans cette méthode, le découplage se fait au niveau des sorties des régulateurs en courants rotoriques sans aucun retour au système, en imposant les tensions de références  $V_{rd}$  et  $V_{rq}$  qui conviennent. De ce fait, la commande par boucle imbriquée (interne) qui contrôle le courant  $I_r$  est alors appliquée à la MADA pour des raisons de sécurité de fonctionnement [22].

En outre, la commande indirecte sans bouclage de puissance (en boucle ouverte) permet de contrôler séparément les courants  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  en boucle fermée et les puissances  $P_s$  et  $Q_s$  en boucle ouverte.

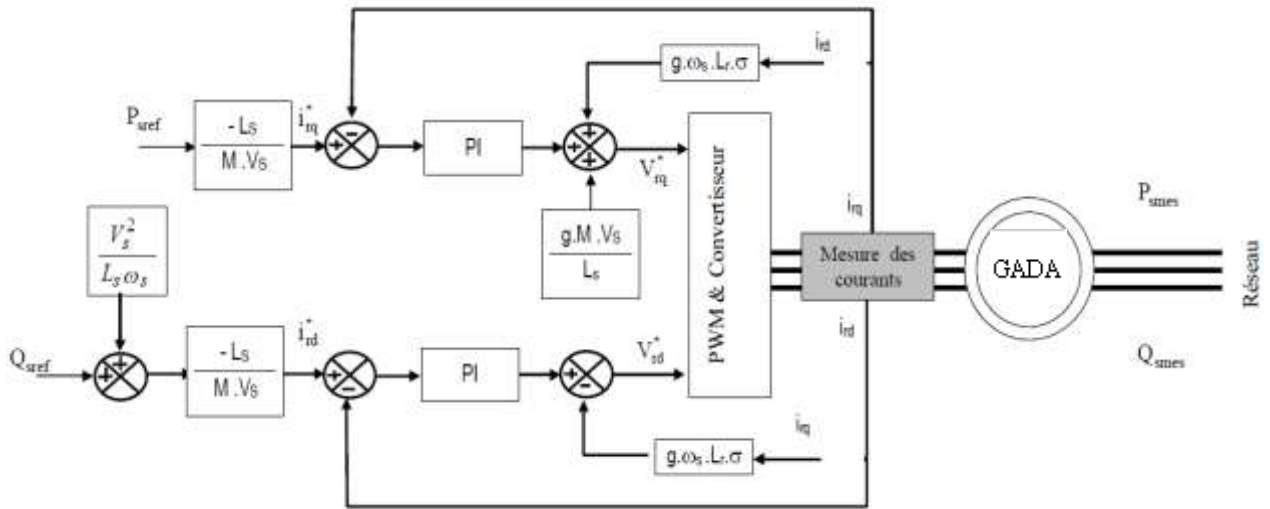


Figure. III.6 Schéma de la commande indirecte sans contrôle de puissance de la GADA.

### III.5.2. Commande indirecte en boucle fermé

Dans cette méthode, le découplage se fait au niveau des sorties des régulateurs en courant rotorique avec un retour du système. Qui permet le réglage des puissances, on distingue donc, une commande par boucle en cascade de la puissance et du courant rotorique pour chaque axe, puisqu'elle permet de contrôler séparément les courants  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  et les puissances  $P_s$  et  $Q_s$  en boucle fermé. Le schéma simplifié de l'ensemble commande-bloc découplage-machine, [22] est illustré sur la figure (III.7).

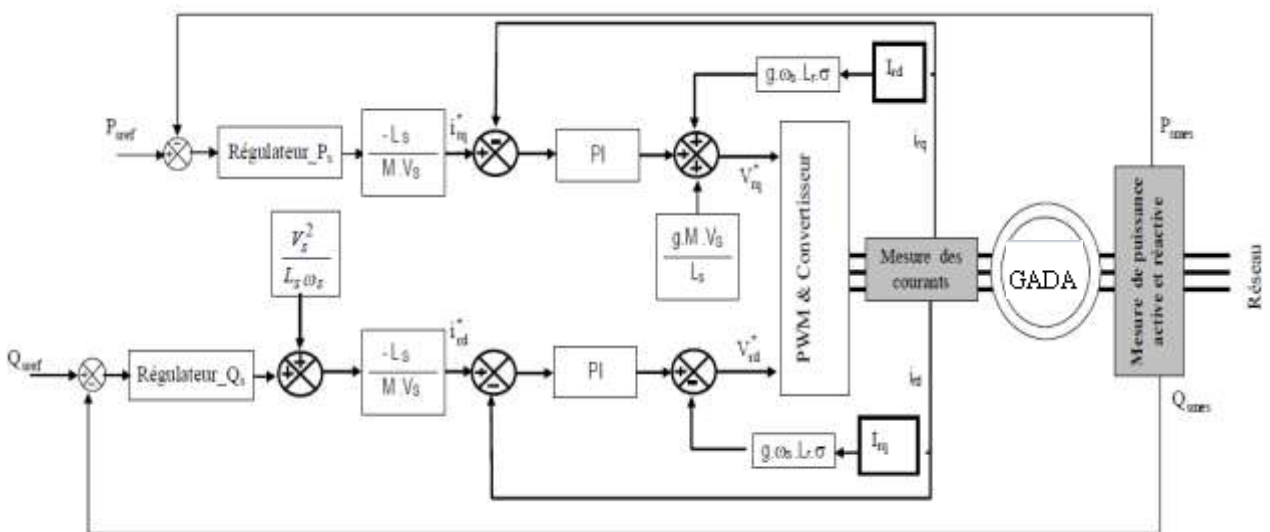


Figure. III.7 Schéma de la commande indirecte avec contrôle de puissance de la GADA.

Cette structure aboutit à un système de régulation plus complexe. Toutefois, elle offre une meilleure robustesse face aux éventuelles instabilités sur le réseau électrique. Le régulateur proportionnel intégral utilisé pour l'asservissement des courants et des puissances est simple et facile à mettre en place tout en offrant des performances acceptables pour l'utilisation en génératrice de la MADA.

### III.6 Résultats de simulation

Les figures suivantes représentent les Résultats de simulation de la machine

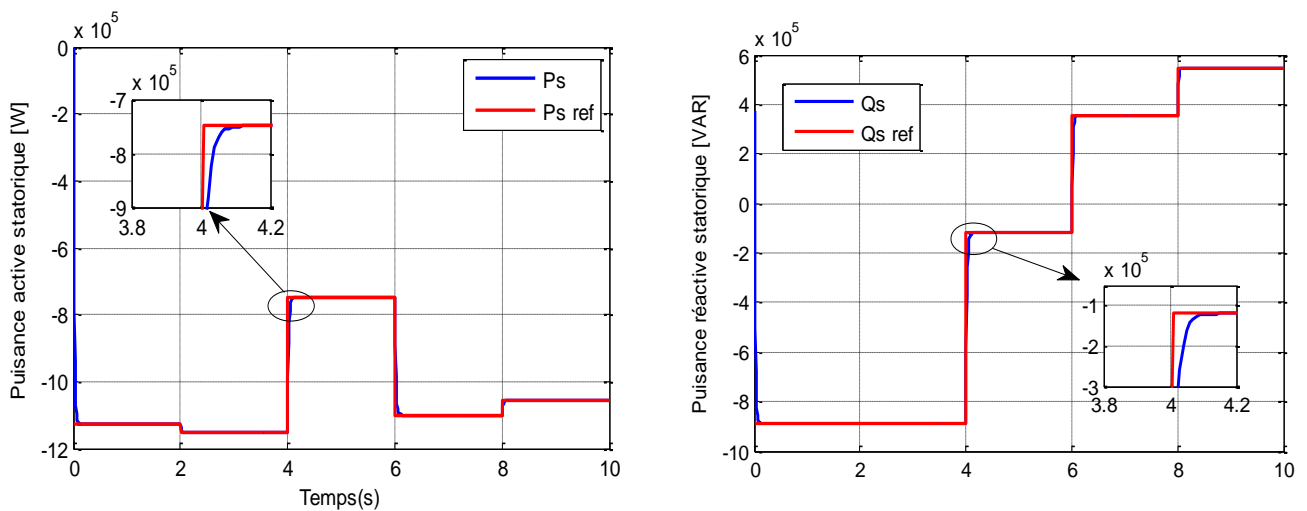


Figure III.8 : Les puissances actives et réactive statoriques

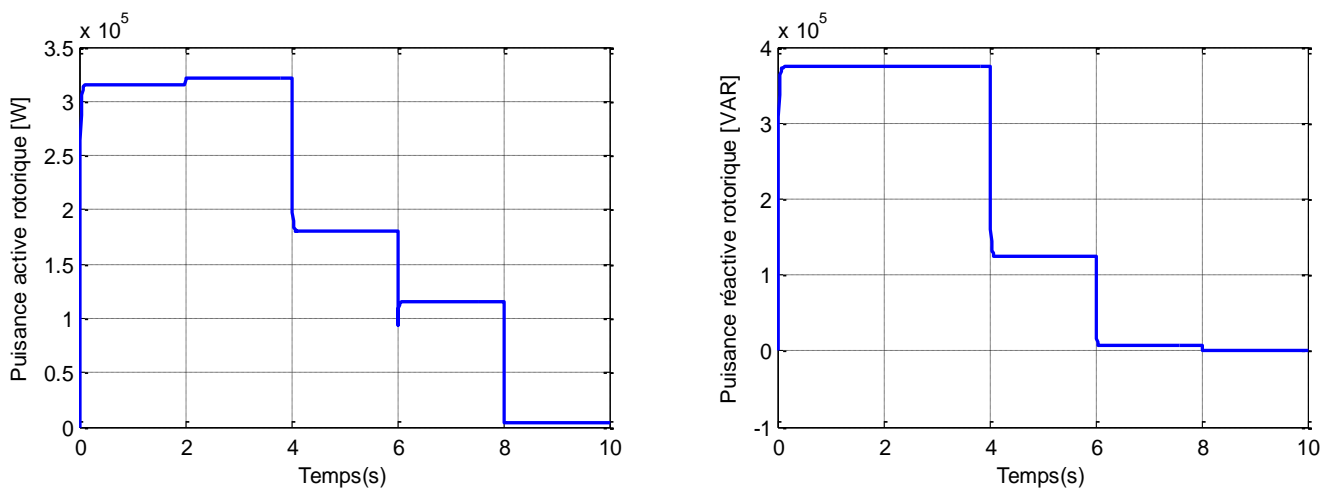
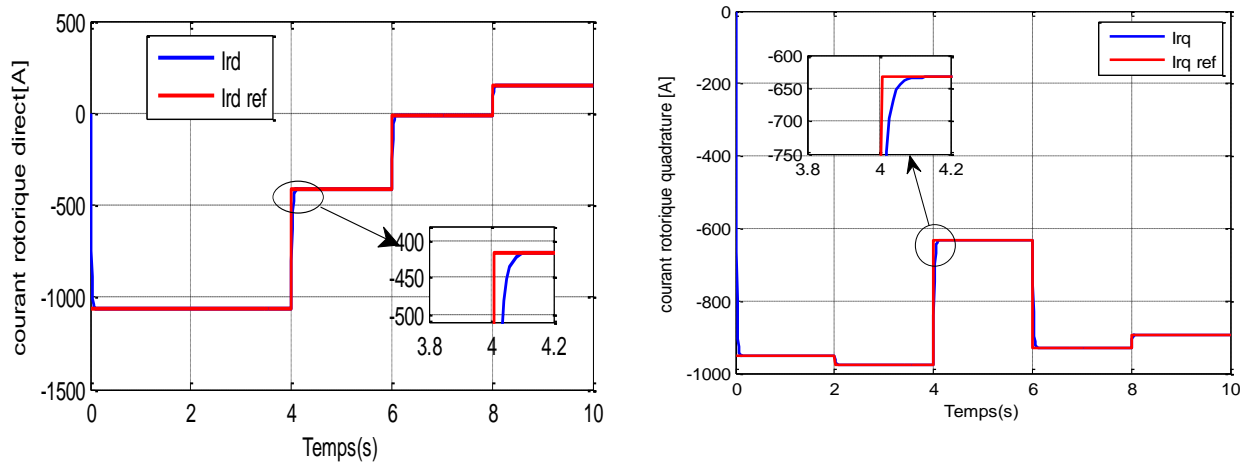
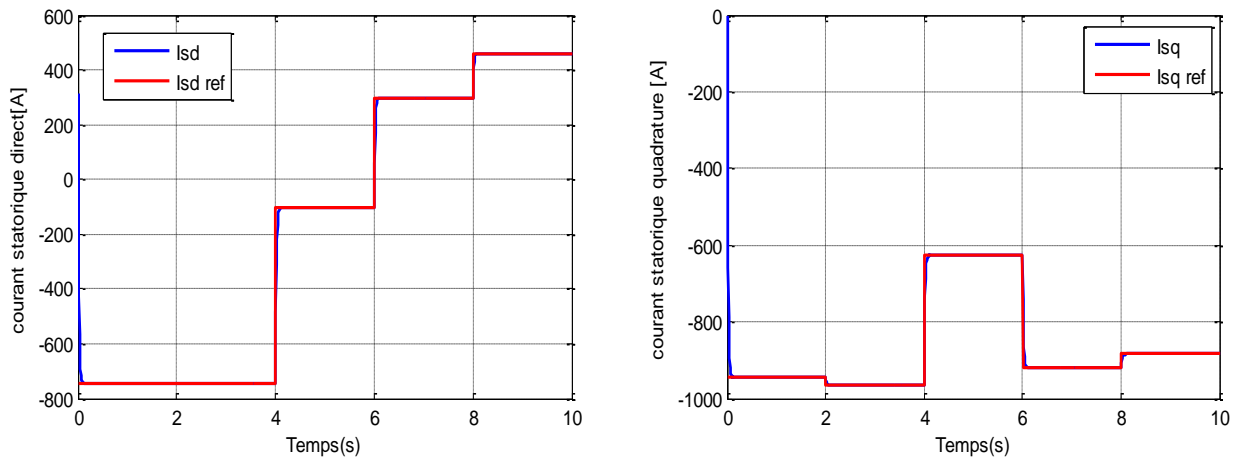


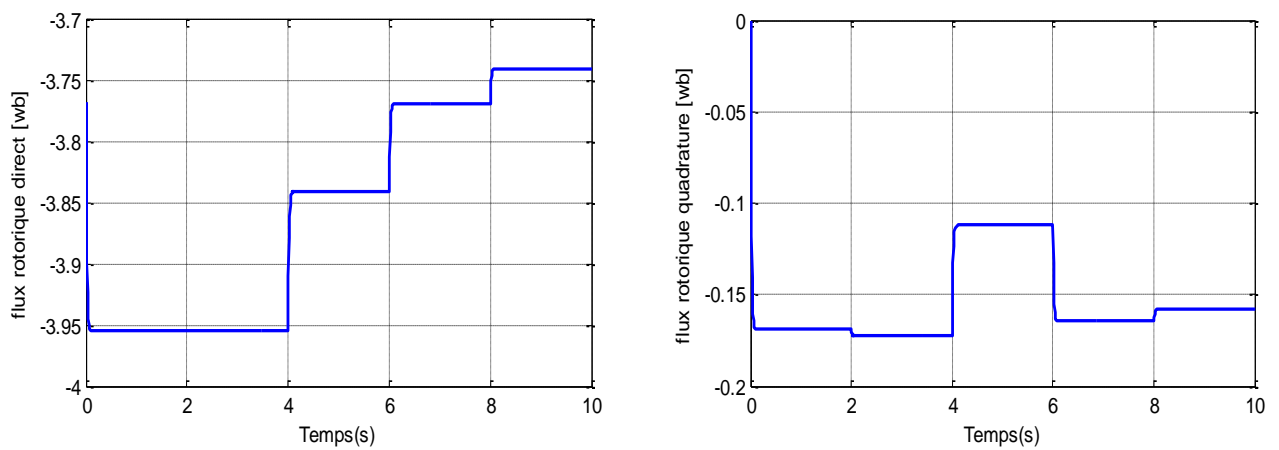
Figure III.9 : Les puissances actives et réactive rotoriques



FigureIII. 10 : Les composantes du courant rotoriques



FigureIII. 11 : Les composantes du courant statoriques



FigureIII. 12 : Les composantes du flux rotoriques

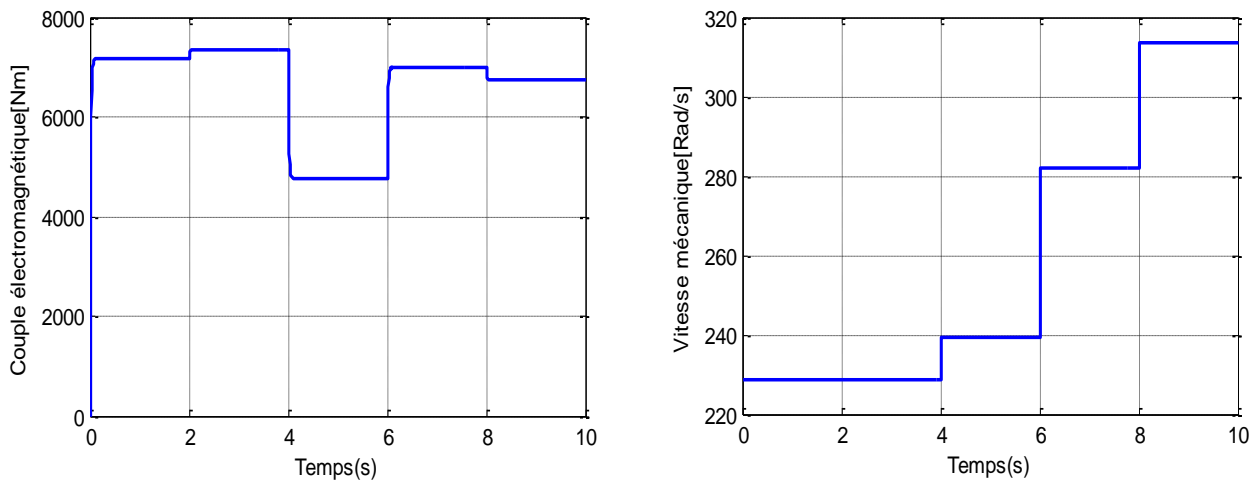


Figure III. 13 : Couple électromagnétique et la vitesse mécanique.

### III.7 Interprétation des résultats

Les figures ci-dessus représentent les résultats de simulation obtenus par la commande des puissances actives et réactives générées au niveau du stator de la MADA,

Cette commande permet de découpler les expressions de la puissance actives et réactives du générateur ou celle du flux et du couple. La composante en quadrature du courant rotorique  $I_{qr}$  contrôle le couple électromagnétique et la puissance active statorique, et la composante directe  $I_{dr}$  contrôle la puissance réactive échangée entre le stator et le réseau.

Nous remarquons que les grandeurs de référence ont été suivies par la MADA pour les deux puissances active et réactive.

On peut remarquer aussi que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active et ceci traduit par sa forme identique de celle de la puissance active  $P_s$ . Dans ce cas, on peut conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique; alors que la puissance réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique.

On constate d'après la figure (III.8; III.9) que les composantes directes du courant statorique et du courant rotorique ainsi que les composantes en quadratiques de ces courants présentent les mêmes allures, ce qui reflète l'équation (III.8).

La puissance active du côté statorique est négative après l'instant ce qui signifie que le réseau dans ce cas est un récepteur de l'énergie fournie par la MADA.

### **III.8 Conclusion :**

Dans ce chapitre, la commande vectorielle a été exposée. La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone à double alimentation reste la méthode la plus répondue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

La commande vectorielle de la MADA que nous avons développé présente une poursuite satisfaisante de la référence. Il faut signaler que le régulateur PI ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en générale, les variations paramétriques de la machine.

Cependant, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et robustes. Notre prochain chapitre est consacré à l'une de ces commandes qui occupe une large place dans la littérature de la commande des systèmes : c'est les réseaux de neurones.

## *Chapitre IV*

### *Les réseaux de neurones*

## IV.1. Introduction

L'évolution technologique durant les dernières années a permis aux scientifiques d'élaborer et de perfectionner des méthodes pour différents domaines. L'évolution des ordinateurs en particulier et la capacité d'intégration de composants formidable atteintes à nos jours ont permis une grande vitesse de calcul et une grande capacité mémoire. Parmi ces méthodes, il existe une méthode qui est utilisée dans plusieurs domaines de recherches. Cette méthode est celle des réseaux de neurones artificiels (RNA).

Les réseaux de neurones artificiels sont des outils puissants capables d'être utilisés dans près que tous les domaines technologiques, et on peut citer : Le traitement du signal, vision, parole, prévision, modélisation, aide à la décision, robotique, évaluation des écosystèmes, identification des bactéries, commande des processus, modélisation des systèmes physiques, reconnaissance des formes, mesure, instrumentation,...[2]

## IV.2. Historique

C'est en 1943 que, dans un article resté fameux, MC CULLOCH et PITTS ont émis l'idée simplificatrice du neurone formel, c'est-à-dire une opération binaire interconnectée à ses semblables par des « synapses » excitatrices ou inhibitrices. Une assemblée de tels opérateurs en interaction devait avoir des propriétés collectives émergentes.

En 1949, D.O. HEBB, dans un livre resté lui aussi fameux introduisit la notion de « plasticité synaptique », c'est-à-dire le mécanisme de modification progressive des couplages inter neurone responsables de changement permanent de leurs propriétés collectives, ce que l'on peut appeler « l'apprentissage ».

Son hypothèse, limitée à l'augmentation du coefficient de couplage entre deux neurones réels qui sont excités simultanément, a été étendue aux neurones artificiels comme une règle par laquelle les couplages se modifient proportionnellement aux corrélations entre neurones, que ces corrélations soient positives « activation » ou négatives « inhibition ».

Les travaux sur les réseaux de neurones formels ont connu des débuts prometteurs vers la fin des années 50. C'est en 1958 que ROSENBLATT décrit le premier modèle opérationnel de réseaux de neurones, mettant en œuvre les idées de HEBB, MC CULLOCH et PITTS.

Assez peu d'articles furent publiés entre 1970 et 1980, avec un peu de ralentissement en raison du faible nombre de chercheurs intéressés. Ils ont cependant permis une certaine continuité et surtout ont servi de germes à une renaissance frappante de l'activité dans le début des années 80. S'il faut citer des travaux de cette période, c'est celui de HOPFIELD en 1982, qui détaille dans un article le bon usage des réseaux de neurones formels, en s'appuyant sur l'organisation en

couches et la simulation numérique sur ordinateur et ceux de WIDROW et HOFF sur les algorithmes adaptatifs.

En 1986, Rumelhart, Hinton et Williams publient, l'algorithme de la rétropropagation de l'erreur qui permet d'optimiser les paramètres d'un réseau de neurones à plusieurs couches. À partir de ce moment, la recherche sur les réseaux de neurones connaît un essor fulgurant et les applications commerciales de ce succès académique suivent au cours des années 90.

Actuellement, les chercheurs s'intéressent beaucoup plus à l'exploitation des structures d'identification et de contrôle mono et multivariable de la commande adaptative avec les réseaux de neurones [32].

### **IV.3. Domaines d'application des réseaux de neurones**

Les propriétés d'application et d'approximation des réseaux de neurones ont permis une importante application de ces derniers dans les différents domaines pratiques, notamment, les domaines suivants :

#### **IV.3.1. Classification des signaux**

Classer des signaux dans les catégories différentes en fonction des caractéristiques de forme (amplitude, fréquence, phase, etc....) peut être réalisé aisément par l'utilisation d'un réseau de neurones.

Supposons qu'on a deux catégories de signaux A et B et qu'on souhaite classer de différentes formes dans ces deux catégories en fonction des caractéristiques de ces formes. On peut simplement définir la fonction non linéaire F qui vaut +1 pour les formes de la classe A et -1 pour celles de la classe B, le problème de classification revient à l'approximation de la fonction non linéaire F qui peut être résolue par un réseau de neurones qui possède des entrées et une seule sortie pour fournir la décision.

#### **IV.3.2. Identification des processus**

Identifier un processus ; c'est d'essayer de donner un modèle plus proche au processus réel qui permet de reproduire avec la précision voulue, la sortie en fonction des entrées du processus, c'est typiquement un problème d'approximation qui peut être résolu par un réseau de neurones.

#### **IV.3.3. L'application au diagnostic**

Les réseaux de neurones sont bien adaptés à la résolution des problèmes de diagnostic, utilisant la classification automatique des signaux et des formes.

#### **IV.3.4. Contrôle des systèmes**

Contrôler un système; c'est donner un ensemble d'entrées adéquates qui permettent d'avoir la sortie désirée (position, vitesse, puissance, etc....), et comme étant la fonction liant la sortie du système avec l'ensemble de commande est non linéaire, cette fonction peut être approchée

avantageusement par un réseau de neurones. Dans ce contexte, on distingue une application des réseaux de neurones pour le contrôle des puissances active et réactive de la GADA.

## **IV.4. Eléments de base**

### **IV.4.1. Modélisation biologique**

Le cerveau humain, est le meilleur modèle de la machine, polyvalente incroyablement rapide et surtout douée d'une incomparable capacité d'auto organisation. Son comportement est beaucoup plus mystérieux que le comportement de ses cellules de base. Il est constitué d'un gronde nombre d'unités biologiques élémentaires (1000 à 10000 synapse par neurone) [2].

Les cellules nerveuses, appelées neurones, sont les éléments de base du système nerveux centrale. Celui-ci en posséderait environ cent milliards. Les neurones possèdent de nombreux points communs dans son organisation générale et leur système biologique avec les autres cellules. Ils présentent cependant des caractéristiques qui leurs sont propres et se retrouvent au niveau de cinq fonctions spécialisées qu'ils assurent [2] [34].

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

### **IV.4.2. Structure de neurone**

Un neurone est constitué de quatre parties :

#### **IV.4.2.1. Le corps cellulaire**

Il contient le noyau du neurone et effectue les transformations biochimiques nécessaires à la synthèse des enzymes et des autres molécules qui assurent la vie de neurone. Sa forme est pyramidale ou sphérique dans les plupart des cas. Elle dépend souvent de sa position dans le cerveau, ce corps cellulaire fait quelques microns de diamètre [32] [35].

#### **IV.4.2.2. Les dendrites**

Chaque neurone possède une « chevelure » de dendrites. Celles-ci sont de fines extensions tubulaires, de quelques dixièmes de microns de diamètre et d'une longueur de quelques dizaines de microns. Elles sont les récepteurs principaux du neurone qui servent à capter les signaux qui lui parviennent [32] [36].

### IV.4.2.3. L'axone

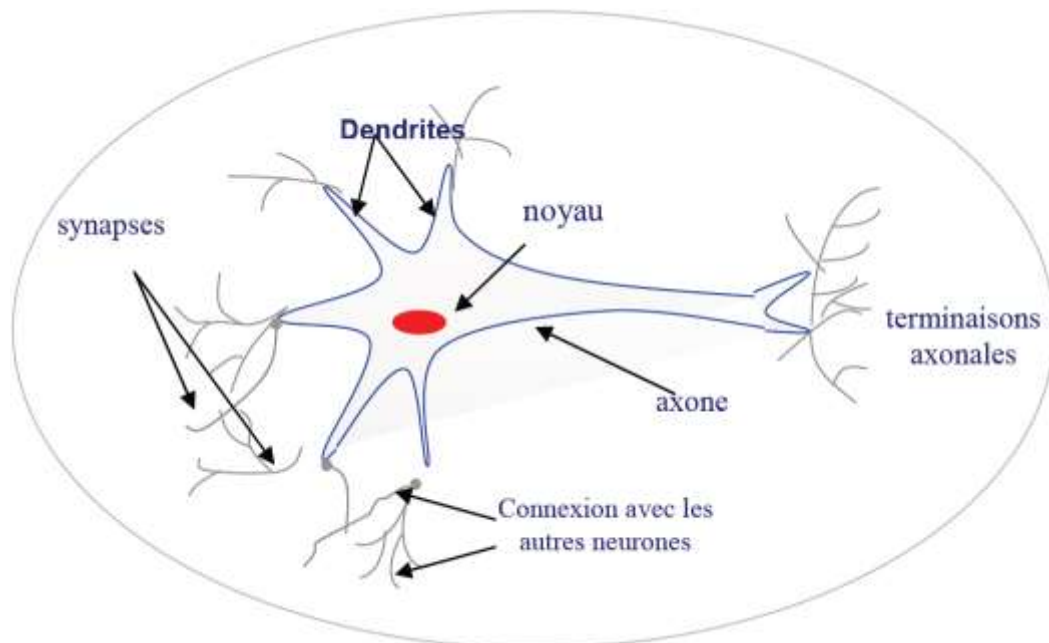
L'axone, qui est à proprement parler la fibre nerveuse, sert de moyen de transport pour les signaux émis par le neurone. Il se distingue des dendrites par sa forme et par les propriétés de sa membrane externe. En effet, il est généralement plus long que les dendrites, et se ramifie à son extrémité, là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

Pour former le système nerveux, les neurones sont connectés les uns aux autres suivant des répartitions spatiales complexes. Les connexions entre deux neurones se font à des endroits appelés synapses ou ils sont séparés par un petit espace synaptique de l'ordre d'un centième de micron [32].

### IV.4.2.4. Les synapses

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

Le relais s'effectue à ce niveau par l'intermédiaire d'un médiateur chimique [32].



**FigureIV.1** : Schéma du neurone biologique [32]

## IV.5. Fonctionnement des neurones

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

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

Lorsqu'un potentiel d'action est parvenu à synapse, provoque à travers la membrane de libération d'un médiateur chimique celle-ci se diffuse jusqu'à la membrane de dendrite qui provoque naissance un potentiel [32].

## IV.6. Réseau de neurone artificiel

L'idée générale des réseaux de neurones artificiels et de trouver une nouvelle procédure de calcul pour produire une nouvelle génération d'ordinateur. Cette idée, inspirée de la biologie du cerveau humain, est différente de la méthode conventionnelle utilisée sur les ordinateurs.

Ce nouveau technique simple plus humain que mécanique. L'homme a toujours rêvé de la machine qu'est parlé, pense, oublie et se rappelle. Le but n'est pas de produire une machine humaine ce qui impossible, mais de copier et imiter l'approche naturelle de cerveau humaine au profite de la science. Un RNA peut être considéré comme une boîte noire, qui reçoit des signaux d'entrée et produit des signaux de sortie, c'est un modèle mathématique composé d'un grand nombre d'éléments de calculs organisée sous forme de couches interconnectées [34].

D'autre définition sont donnés comme suite :

Les réseaux de neurones artificiels sont des réseaux fortement connectés de processeurs élémentaires fonctionnant en parallèle. Chaque processeur calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit. Toute structure hiérarchique de réseaux est évidemment un réseau [2].

### IV.6.1. Modélisation

La fonction de transfert est un simple effet de seuil. Alors, si une cellule « i » est reliée à « N » autres cellules, le neurone formel donné par la figure (IV.2), effectue une somme pondérée des « N » entrées, augmentée d'une entrée externe désignant le seuil de neurone « i ».

Le tout est suivi d'un élément de décision qui représente la fonction d'activation non linéaire qui détermine la sortie du neurone. La fonction de décision peut avoir les formes les plus utilisées données par le Tableau (IV.1) [36].

Si on désigne par «  $X$  » le vecteur d'entrées du neurone «  $i$  », «  $W_i$  » représente la force de la connexion simulant les poids synaptiques des neurones, tels que :

$$X = [X_1, X_2, \dots, X_n]$$

$$W_j = [W_{j1}, W_{j2}, \dots, W_{jn}]$$

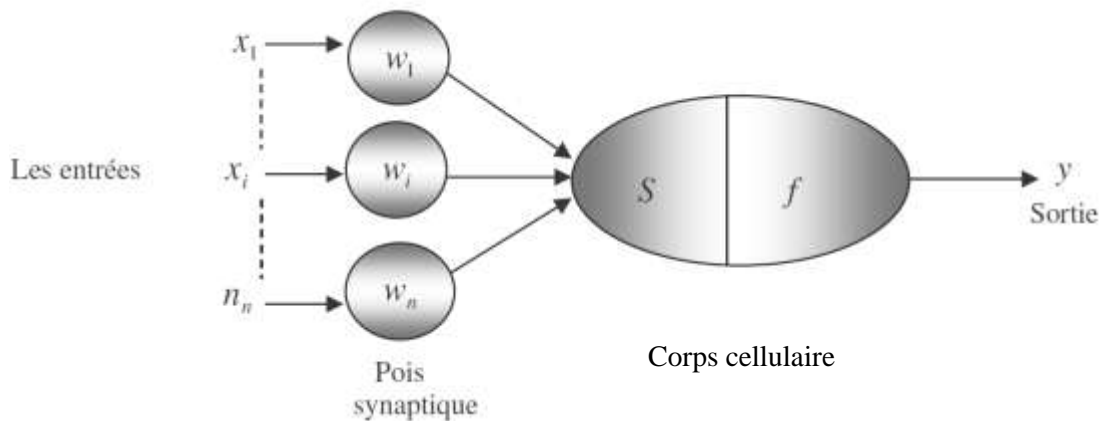
La sortie intermédiaire «  $S_i$  » est donnée par :

$$S_i = W_i * (X) - \theta_i \quad (\text{IV.1})$$

Et la sortie de neurone «  $O_i$  » est donnée par :

$$O_i = f(s_i). \quad (\text{IV.2})$$

Où les «  $\theta_i$  » sont les seuils et «  $f$  » est la fonction d'activation (ou de décision).



**Figure IV.2 :** Modèle architectural d'un neurone formel[36]

En général, un réseau de neurone artificiel peut être défini par les éléments suivants :

#### IV.6.1.1. Nature des entrées

Elle peut être soit binaires (-1, +1) ou (0, 1), ou bien réelles.

#### IV.6.1.2. La fonction d'entrée totale

Elle définit le prétraitement effectué sur les entrées.

#### IV.6.1.3. La fonction d'activation

La fonction de transfert est en général, une fonction non linéaire monotone croissante ; Par ailleurs, les fonctions de transfert sont de qualités diverses : elles peuvent être déterministes, continues, discontinues ou aléatoires [35][32]. Le Tableau IV.1 donne les modèles de fonctions d'activation utilisées.

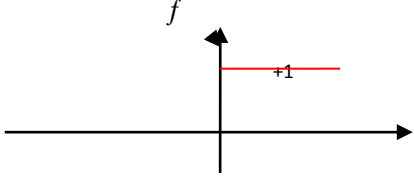
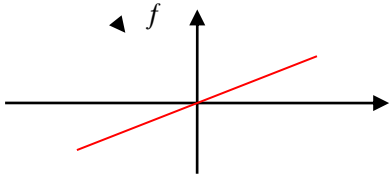
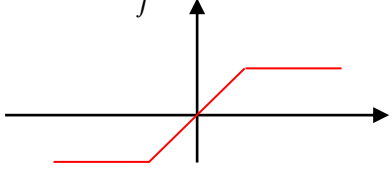
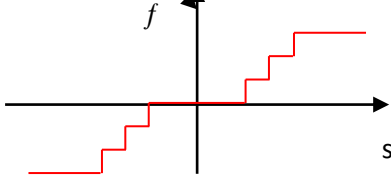
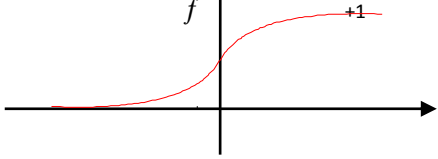
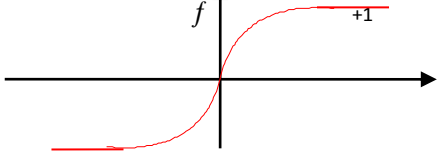
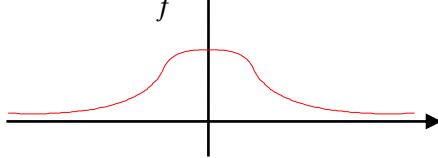
<p>Fonction de Heaviside</p>	
<p>Fonction linéaire sans saturation</p>	
<p>Fonction linéaire avec seuil</p>	
<p>Fonction a seuils multiples</p>	
<p>Fonction sigmoïde (1)</p> $f_1(s) = \frac{1}{1 + e^{-s}}$	
<p>Fonction sigmoïde (2)</p> $f_2(s) = \frac{1 - e^{-s}}{1 + e^{-s}}$	
<p>Fonction de stochastique</p>	

Tableau IV.1 : Modèles de fonctions d'activation.

Le choix de la fonction d'activation dépend de l'application. S'il faut avoir des sorties binaires c'est la première fonction que l'on choisit habituellement. Une entrée spéciale est pratiquement toujours introduite pour chaque neurone. Cette entrée, normalement appelée biais, sert pour déplacer le pas de la fonction d'activation sur l'axe S.

#### **IV.6.1.4. La fonction de sortie**

Elle calcule la sortie de neurone en fonction de son état d'activation, en général cette fonction est considérée comme la fonction identité, par la suite confondrons toujours activation et sortie du neurone.

### **IV.7. Topologie des réseaux de neurones**

On peut classer les réseaux de neurones en deux grandes catégories, selon la dépendance de l'évolution de ceux-ci en fonction explicite du temps.

#### **IV.7.1. Les réseaux statiques ou réseau à couche (FEED FORWARD)**

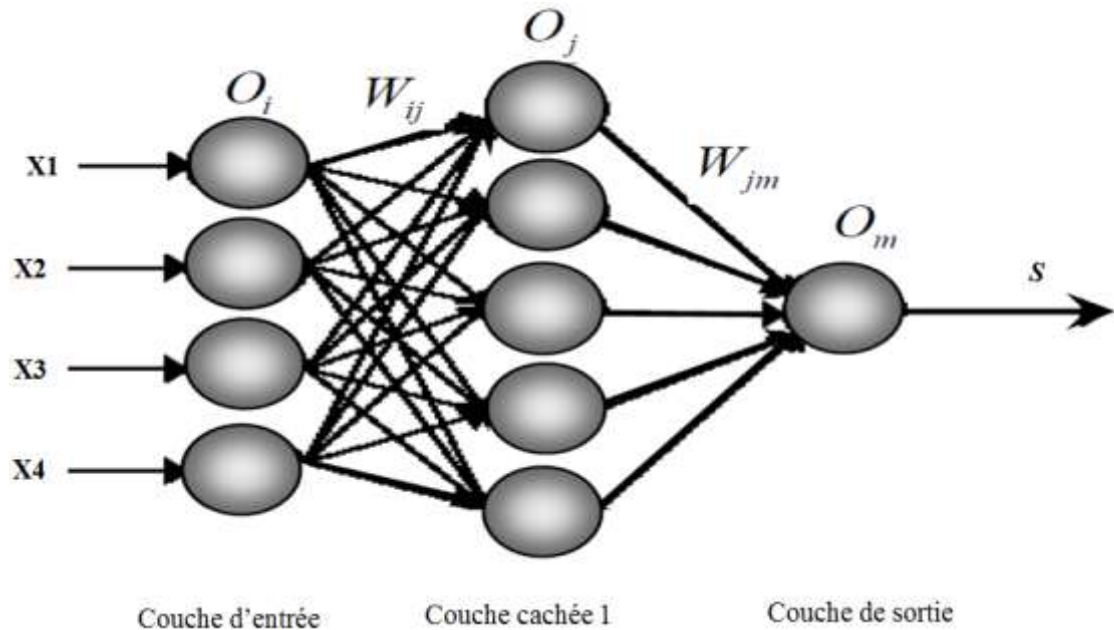
Les réseaux statiques (FEED FORWARD) sont des réseaux à couches, constitués d'une couche d'entrée, une couche de sortie et entre les deux au moins une couche composée de nombreux éléments de traitements non linéaires, appelée couche cachée.

Les signaux des entrées se propagent de la première couche à la couche de sortie en passant par les couches cachées, Il n'y a pas des communications entre les unités de la même couche, d'où le nom de feedforward. Les liens dirigés connectant les neurones sont appelés les interconnexions [40].

On distingue des réseaux à deux couches tel que le perceptron qui sont caractérisés par :

- La simplicité de réglage d'apprentissage.
- La facilité de détermination de l'influence d'un neurone d'entrée sur l'erreur d'un neurone de sortie d'en déduire les modifications à apporter au lien qui les relie.
- La limitation au calcul de fonction très simple.

Ces réseaux ne pouvaient résoudre que des problèmes simples de classification. Pour des problèmes complexes, une solution consiste à organiser le réseau en plusieurs couches [40].



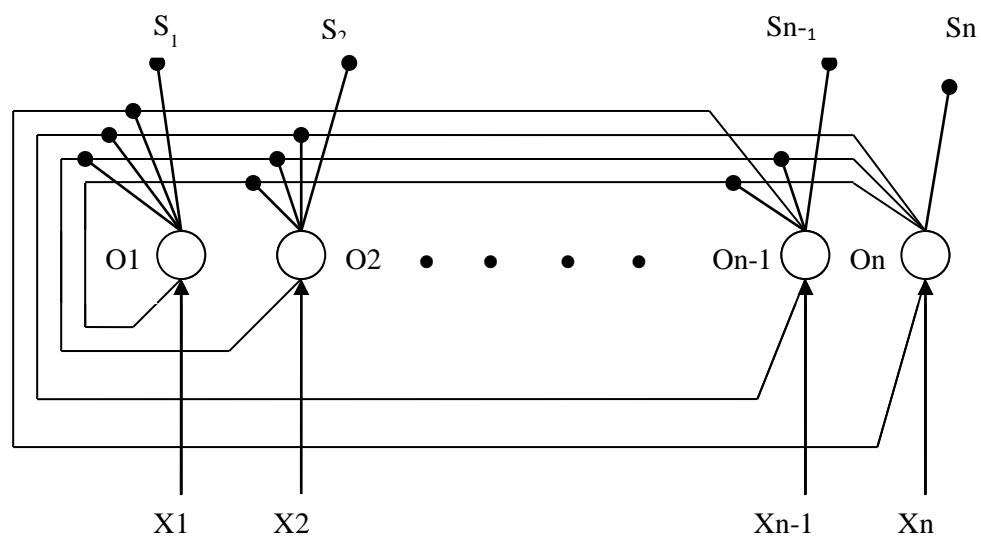
**Figure IV.3 :** Structure d'un réseau statique avec une couches cachées.

#### IV.7.2. Les réseaux dynamiques (récurrents)

Comme leurs noms l'indique, contiennent des rebouclages partiels ou totaux entre neurones, ils représentent donc une évolution dépendante du temps.

Il faut bien distinguer la dépendance théorique, pour laquelle l'état du réseau à un certain instant dépend de son état à l'instant ou aux instants précédents, du temps nécessaire à obtenir une réponse, dans le cas d'une réalisation matérielle ou d'une simulation sur ordinateur.

La théorie de ces réseaux fut publiée par HOPFIELD dans les années 1980 et sont souvent appelées « **HOPFIELD nets** ». Ils sont principalement utilisés pour l'implémentation des mémoires associatives « BAM : bidirectional associative memory »[39].



**Figure IV.04 :** Réseau de neurone de Hop Field.

## IV.8. L'apprentissage des réseaux de neurones

L'apprentissage se conduit avec une méthodologie précise. La première, est la plus simple, connue sous le nom de règle de HEBB, date de 1949. Elle indique que lorsque deux neurones sont excités en même temps, il faut modifier les coefficients synaptiques pour renforcer cette excitation simultanée. La règle de WIDROW HOFF, établie en 1960, indique que la modification de ses coefficients est proportionnelle à l'erreur entre le résultat souhaité et le résultat réel et aux valeurs d'entrée.

La phase d'apprentissage consiste à modifier les poids jusqu'à obtention d'une stabilisation du réseau. C'est-à-dire, jusqu'à ce que le poids ne se modifie plus que d'une façon minimale. L'apprentissage mathématique, basé sur ce concept, sert à minimiser une fonction de coûts formulée autour de l'erreur de sortie. Alors l'adaptation commence, par les neurones de la couche de sortie, forcés de la bonne valeur, puis on fait varier légèrement les poids des neurones des couches précédentes :

Il y a autant d'algorithmes d'apprentissage que de types de réseau. Mais la question qui se pose, est ce que on est absolument sûr de la stabilité du réseau ? Question classique qui revient à assurer la convergence des algorithmes d'apprentissage utilisés.

Les procédures d'apprentissage peuvent se subdiviser, elles aussi, en deux grandes catégories [38].

### IV.8.1. Apprentissage supervisé

Dans ce cas, la connaissance a priori de la sortie désirée est nécessaire. On présente au réseau le vecteur d'entrée puis on calcule sa sortie, cette dernière sera comparée avec la sortie désirée, ensuite les poids sont ajustés de façon à réduire l'écart entre elles. Cette procédure est répétée jusqu'à ce qu'un critère de performance soit satisfait.

L'apprentissage supervisé détermine les poids synaptiques à partir d'exemples étiquetés de formes auquel un professeur a associé des réponses ou des cibles désirées également étiquetées et grâce à une stratégie spécifique. Après la phase d'apprentissage et la convergence des calculs, il n'est plus nécessaire, en général, de mémoriser le jeu d'apprentissage. Ces algorithmes sont particulièrement dédiés aux problèmes de classification des données bruitées ou incomplètes [32].

### IV.8.2. Apprentissage non supervisé

Ne nécessite pas « d'enseignant » externe et se base uniquement sur les valeurs d'entrée sans fournir de réponse désirée. Le réseau s'auto organise de façon à optimiser une fonction de coût [32].

L'apprentissage non supervisé copie le fonctionnement du cerveau humain qui retrouve les informations par association. On présente à l'entrée du réseau des exemples connus et le réseau s'organise lui-même autour d'attracteurs qui correspondent à des configurations stables du

modèle dynamique non linéaire associé au réseau. L'apprentissage est accompli à l'aide de règles qui changent ou adaptent le poids des coefficients synaptiques en fonction des exemples présentés à l'entrée et dans certains cas en fonction des sorties désirées.

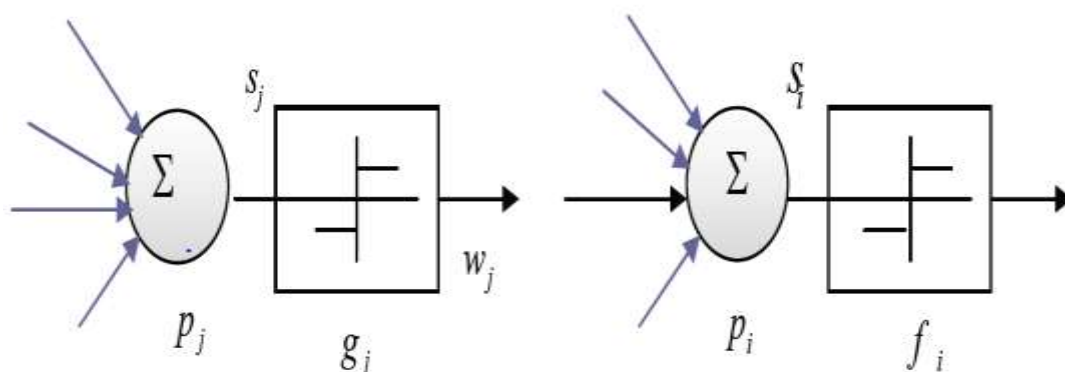
#### IV.9. Les principales règles d'apprentissage

Les stratégies des modifications des poids synaptiques sont dérivées des règles générales suivantes :

- La règle de HEBB ou les poids des connexions entre deux processeurs élémentaires est renforcé si les deux processeurs élémentaires sont activés simultanément ;
- La règle de WIDROW HOFF ou règle delta règle ou les poids synaptique est adaptée pour obtenir la diminution de l'erreur entre la sortie réelle du processeur élémentaire et la sortie désirée.
- L'apprentissage compétitif dans lequel tous les processeurs élémentaires sont en compétition. La sélection est réalisée à l'aide d'un processus de compétition basé sur une mesure de similarité entre l'exemple de référence associé à chaque processeur et l'exemple d'entrée.

Les expressions précises des règles dépendent très étroitement de la nature des fonctions d'entrée totale, des fonctions d'activation et de la nature continue ou discrète des informations contenues dans les cellules des neurones.

La figure (IV.8) représente la cellule émettrice  $P_j$  connectée à la cellule réceptrice  $P_i$  par l'intermédiaire du poids synaptique  $W_{ij}$



**Figure IV.5 :** Modèle d'apprentissage de la connexion  $W_{ij}$  entre deux neurones

Rumelhart [RUME 86] a proposé une règle générale de modification de poids synaptique  $\Delta W_{ij}$  valable pour de nombreux mécanismes d'apprentissage dans le cas d'une cellule  $P_i$  avec éventuellement une entrée «professeur »  $t_i$ .

$$\Delta W_{ij} = \alpha f_i (S_i, t_i) g_j (S_i, W_{ij}) \quad (\text{IV.3})$$

Avec :  $\alpha$  : le pas d'adaptation

$f_i$  et  $f_j$  : fonctions d'activations de  $P_i$  et  $P_j$ .

$S_i$  et  $S_j$  : valeurs d'activations de  $P_i$  et  $P_j$ .

$t_i$  : entrée professeur de  $P_i$ .

Dans la règle de HEBB, il n'y a pas de professeur et les fonctions  $f_i$  sont linéaires : le mécanisme d'adaptation se réduit à :

$$\Delta W_{ij} = \alpha S_i S_j \quad (\text{IV.4})$$

La règle de WIDROW HOFF, connue également sous le nom de Delta règle (ou  $\Delta$  règle) nécessite un professeur et se formule en présence de fonctions d'activation linéaire sous la forme

$$\Delta W_{ij} = \alpha (t_i - S_i) S_j \quad (\text{IV.5})$$

Le modèle compétitif de type KOHONEN met en œuvre l'expression :

$$\Delta W_{ij} = \alpha (t_i - W_{ij}) \quad (\text{III.6})$$

Après la phase d'apprentissage, toute la mémorisation des connaissances est gravée dans le réseau. C'est la phase la plus longue en calcul connexionniste. Par contre, en phase de reconnaissance, si la forme à reconnaître a déjà été apprise, le réseau fournira instantanément la bonne sortie. [32]

## IV.10. Algorithme de retro propagation

### IV.10.1. Introduction

La rétro propagation est le paradigme des R N A le plus utilisé. Le terme se réfère à un algorithme pour ajuster les poids de connections en un R N A multi couches, ce paradigme a été appliqué avec succès dans différents domaines tel que le domaine militaire, médicale, synthèse de la parole, traitement de signal...etc.

La rétro propagation est basée sur des principes mathématiques. Cette méthode a donné de bons résultats dans beaucoup d'applications. Pour l'appliquer il suffit d'avoir des données d'entrées et des données de sortie.

Cependant, toute information que possède un réseau de neurone est représentée par les poids d'interconnections, cette information est acquise durant la phase d'apprentissage.

Cette propriété d'apprendre a permis l'application des tels réseaux dans plusieurs domaines, contrôle, identification, diagnostic,...etc. [32].

### IV.10.2. Présentation

Cet algorithme que l'on désigne couramment par «Back propagation » est une généralisation de la règle de « WIDROW HOFF » pour un réseau multi couches.

Il a été mis au point simultanément par deux équipes indépendantes en France «FEGELAM N SAULIE, GALLINARI, LECUN » et aux Etats-Unis «RUMELHART, HITON, WILLIAMS ».

L'idée simple qui est à la base de cet algorithme, et qui permet de lever la difficulté du « crédit assignent problème » est l'utilisation d'une fonction dérivable (fonction sigmoïde) en remplacement de la fonction de seuil utilisée dans le neurone linéaires a seuil.

Mathématiquement, cet algorithme utilise simplement les règles de dérivation composée et ne présente aucune difficulté particulière.

Le principe de cet algorithme est que, de même que l'on est capable de propager un signal provenant de cellules d'entrée vers la couche de sortie, on peut, en suivant le chemin inverse, rétro propager l'erreur commise en sortie vers les couches internes.

### IV.10.3. Position de problème

L'apprentissage supervisé consiste à ajuster les coefficients synaptiques pour que les sorties du réseau soient les plus proches possibles des sorties de l'ensemble d'entraînement. Donc il faut spécifier une règle d'apprentissage pour l'adaptation de ces paramètres.

Pour remédier à ce problème, on utilise la méthode de rétro propagation de l'erreur pour l'apprentissage des réseaux statiques multi couches.

### IV.10.4. Modèle et équation du réseau

Le réseau utilisé est un réseau multi couches, comportant une couche d'entrée qui corresponde à la rétine, une couche de sortie qui corresponde à la décision, et un certain nombre de couches dites cachées. Ces couches cachées constituent de véritable représentation interne des problèmes [14].

Le neurone utilisé dans le réseau est fondamentalement de même nature que le neurone linéaire à seuil du perceptron, il applique une fonction à la somme pondérer de ses entrées, cette fonction est une version lissée de la fonction à seuil on utilise en général fonction sigmoïde qui s'écrit :  $f(S) = 1/(1+e^{-S})$  (IV.8)

Les états des différents neurones dans un réseau ayant « L » couches (couches cachées et couches de sortie) données ayant « N » entrées et « M » sorties, sont données par les équations suivantes :  $O_{pi} = f(S_{pi})$  (IV.9)

Avec :

$$S_{pi} = \sum W_{ij} \cdot O_{pi} \quad (IV.10)$$

Telle que

$O_{pi}$  : La sortie de neurone i pour l'exemple (entrée, sortie désirée) p.

$S_{pi}$  : Le potentiel somatique du neurone i pour l'exemple (entrée, sortie désirée) p.

$W_{ij}$  : Coefficient synaptique (poids) de la  $j^{eme}$  entrée du neurone i.

### IV.10.5. Principe de rétro propagation

La rétro propagation est basée sur l'adaptation des coefficients synaptiques dites encore des coefficients de pondération dans le but de minimiser une fonction de coût ? (performance) donnée par :

$$E(W) = \sum_{P=1}^p E_p(W) \quad (IV.11)$$

$$E_p(W) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (t_{pi} - O_{pi})^2 \quad (IV.12)$$

Ou :  $t_{pi}$  et  $O_{pi}$  Représentant respectivement la sortie désirée (Target) et la sortie (output) du réseau.

P : Le nombre d'exemple ou de la longueur de l'ensemble d'entraînement.

La minimisation de l'erreur se fait par une approximation d'une descente de gradient comme dans la règle de Widrow Hoff (règle delta). Toute la difficulté pour effectuer cette descente dans un réseau multi couches était de pouvoir calculer la dérivée de l'erreur quadratique par rapport à un poids donné.

### IV.10.6. Adaptation des poids

L'adaptation (ajustement, mise en forme) des coefficients synaptique, se fait par la méthode du gradient basée sur la formule itérative suivante :

$$W_{ij}(n+1) = W_{ij}(n) + \Delta W_{ij}^{(\text{époque})} \quad (IV.13)$$

$$\Delta_p W_{ij} = -\eta \cdot \partial E_p / \partial W_{ij} \quad (IV.14)$$

n : Représente le numéro d'itération.

$\eta$  : Représente la pas d'apprentissage. Ce facteur influe sur la vitesse de convergence du réseau.

La dérivée partielle de E (W) par rapport à chaque poids du réseau, pour cela et on utilisant la règle de delta généralisée. Nous devons charger notre poids liés à :

$$\Delta_p W_{ij} = \eta \cdot \delta_{pi} \cdot O_{pj} \quad (IV.15)$$

Avec :

$O_{pj}$  : Sortie du neurone j pour un exemple p.

$\delta_{pi}$  : L'erreur commise à la sortie du neurone i pour l'exemple p, posant maintenant :

$$\delta_{pi} = -\partial E_p / \partial S_{pi} = (t_{pi} - O_{pi}) \quad (IV.16)$$

L'astuce est de calculer  $\delta_{pi}$  pour chaque neurone dans le réseau. Le résultat intéressant que nous avons dérivé maintenant, est qu'il y a un simple calcul récursif de ces  $\delta$  qui peuvent être implémentés par la rétro propagation du signal d'erreur à travers le réseau.

Pour calculer :

$$\delta_{pi} = -\partial E_p / \partial S_{pi} .$$

Nous appliquons la décomposition en chaîne pour exprimer dérivation partielle, nous obtenons :

$$\delta_{pi} = -\partial E_p / \partial S_{pi} = -\partial E_p / \partial O_{pi} * \partial O_{pi} / \partial S_{pi} .$$

Calculons le deuxième facteur de l'équation (IV.15) nous voyons que :

$$\partial O_{pi} / \partial S_{pi} = f'(S_{pi}).$$

Où :  $f'(S_{pi})$  : Est la dérivée de la fonction d'activation du neurone I évaluée à  $S_{pi}$ .

Pour calculer le premier facteur nous considérons deux cas :

Supposant que le neurone  $U_i$  est un neurone de sortie du réseau, dans ce cas, il parait de la définition de  $E_p$  que :

$$\partial E_p / \partial O_{pi} = - (t_{pi} - O_{pi}).$$

Substitutions les deux facteurs dans l'équation (16) nous obtenons :

$$\delta_{pi} = (t_{pi} - O_{pi}) F'_i (S_{pi}) \quad (IV.17)$$

Pour tout neurone de sortie  $U_i$ .

Si  $U_i$  n'est pas un neurone de sortie, nous utilisons la décomposition en chaîne pour écrire :

$$\begin{aligned} \sum \partial E_p / \partial S_{pk} * \partial S_{pk} / \partial O_{pi} &= \sum \partial E_p / \partial S_{pk} * \partial / \partial O_{pi} \sum W_{ki} O_{pi} = \\ &= \sum \partial E_p / \partial S_{pk} W_{ki} = \sum \delta_{pk} W_{ki}. \end{aligned}$$

Dans ce cas, substituons les deux facteurs dans l'équation (16) nous obtenons :

$$\delta_{pi} = f'(S_{pi}) \sum \delta_{pk} * W_{ki} \quad (IV.18)$$

Où :  $U_i$  est un neurone appartenant aux couches cachées

Les équations (17) et (18) donnent une procédure récursive pour calculer les  $\delta$  pour tout neurone dans le réseau liée à l'équation (14), cette procédure constitue « la règle delta généralisée » pour un réseau statique, aussi pour le neurone non linéaire.

Pour minimiser l'erreur total sur l'ensemble d'entraînement, les poids du réseau peuvent être ajustés par la présentation de l'ensemble d'apprentissage en entier.

La variation des poids  $\Delta_p W_{ij} (n)$  peut alors s'écrire ainsi :

$$\Delta_p W_{ij} (n) = \eta \partial E_p (W) / \partial W_{ij} (n) \quad (IV.19)$$

### IV.10.7. Les 'étapes d'algorithme de rétro propagation

L'algorithme de rétro propagation est représenté comme suit :

Etape **01** : Initialiser les poids  $W_{ij}$  et les seuils internes des neurones à de petites valeurs aléatoires.

Etape **02** : Présenter l'ensemble des couches (entrée, sortie désirée).

Etape **03** : Présenter le première couché (entrée, sortie désirée) de l'ensemble.

Etape **04** : Calculer :

- 1- La somme des entrées des neurones de la couche cachée par l'équation (IV.10)
- 2- Les sorties des neurones de la couche cachée par l'équation (IV.9)
- 3- La somme des entrées de la couche de sortie par l'équation (IV.10).
- 4- Les sorties de réseau par l'équation (IV.9).

Etape **05** : Calculer :

- 1- Les termes de l'erreur pour les neurones de la couche de sortie par l'équation (IV.17).
- 2- Les termes de l'erreur pour les neurones de la couche cachée par l'équation (IV.18).

Etape **06** : Calculer la variation des poids par l'équation (IV.15).

Etape **07** : Calculer l'erreur  $E_p$  par l'équation (IV.12).

Etape **08** : Présenter un autre couple (entrée, sortie désirée) et aller à l'étape quatre.

Etape **09** : Si tout l'ensemble des couple est présenté, calculer la variation total des poids par époque, en utilisant l'expression :

$$\Delta W_{ij}^{(\text{époque})} = \sum_{P=1}^P \Delta_p W_{ij}.$$

Etape **10** : Ajuster les poids par l'équation (IV.13).

Etape **11** : Calculer l'erreur totale par l'équation (IV.11).

Etape **12** : Comparer l'erreur totale avec une erreur prédéterminée ( $E_{PR}$ ).

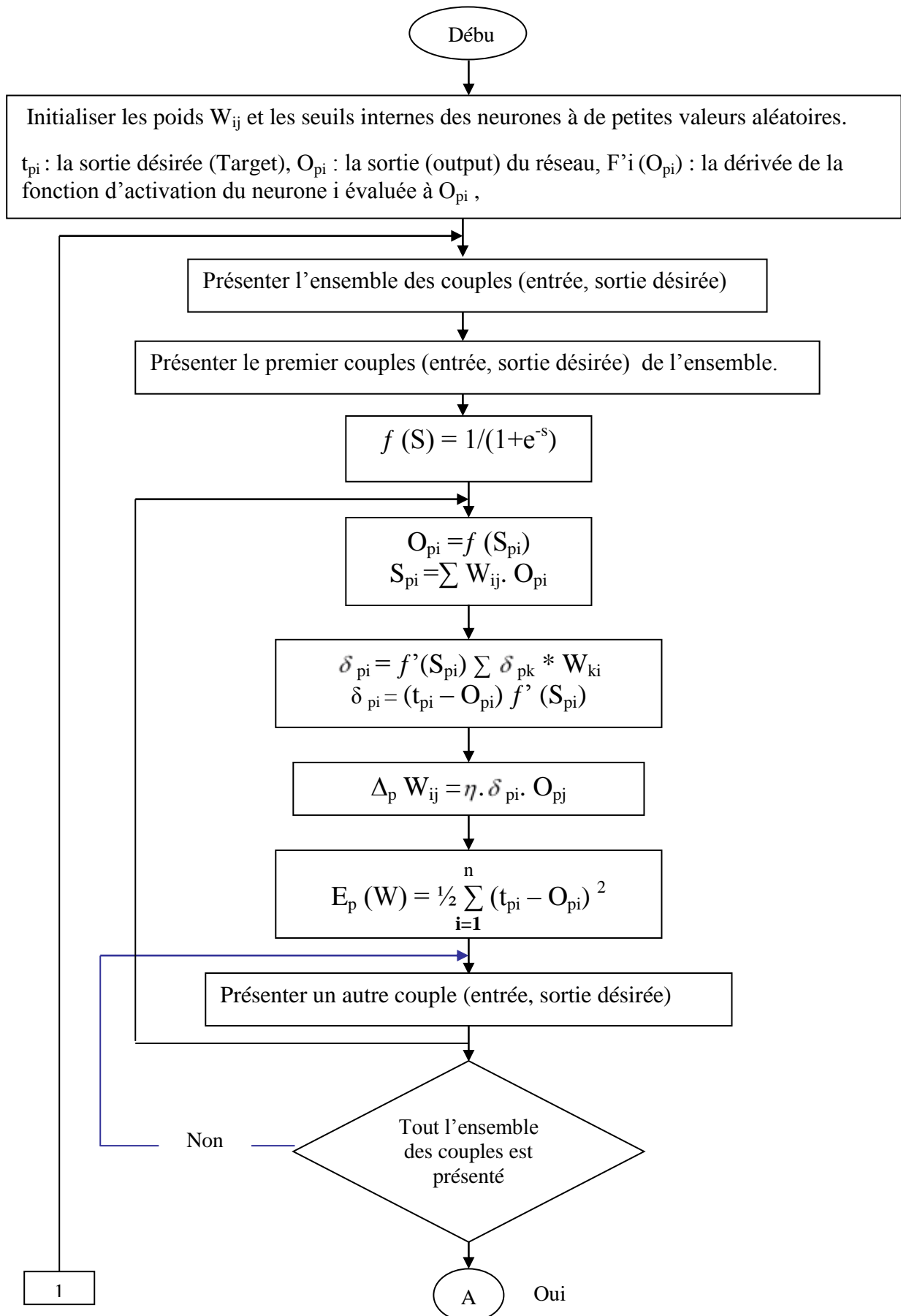
$$[E - E_{PR} < \varepsilon ].$$

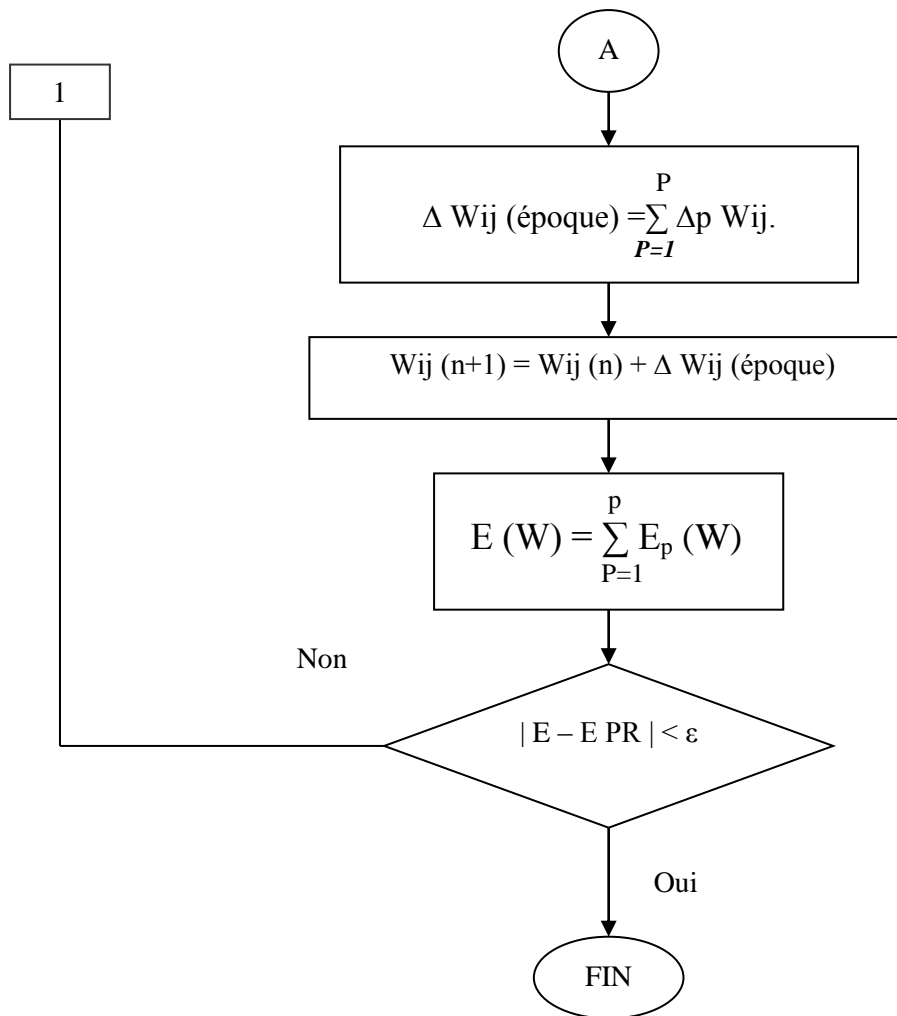
Si la condition est vérifiée aller à l'étape **13**.

Si non aller à l'étape **03**.

Etape **13** : Fin.

IV.10.8. Algorithme de rétro propagation





**FigureIV.6 :** Organigramme d'algorithme de rétro propagation.

### IV.11 Résultats de simulation

Les résultats de simulation présentée sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation fonctionnement générateur (GADA), entraînée à une vitesse fixe égale à 1480tr/min, alimentée directement par deux sources de tension triphasée parfait. L'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50Hz et d'amplitude de 690V et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de 24V.

### IV.11.1 Résultats de simulation utilisant la commande vectorielle

Les résultats de simulation présentée sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation fonctionnement générateur (GADA), contrôlé par la commande vectorielle.

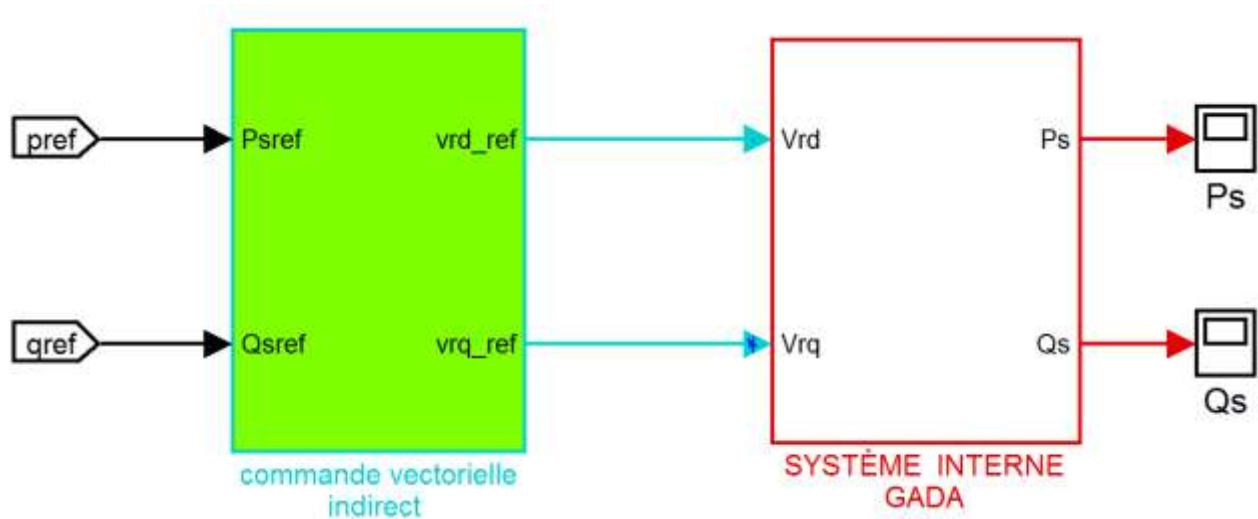


Figure IV. 7 : Schéma de simulation de la GADA utilisant la commande vectorielle.

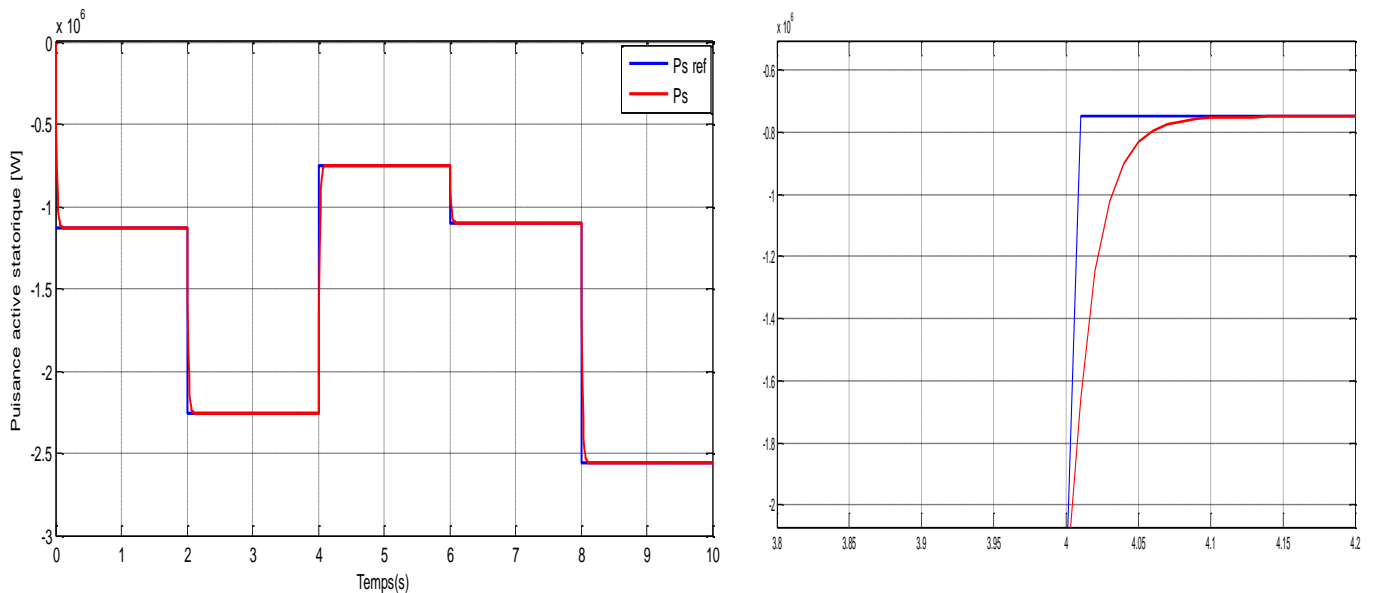


Figure IV.8 : La puissance active statorique de la GADA avec un zoom.

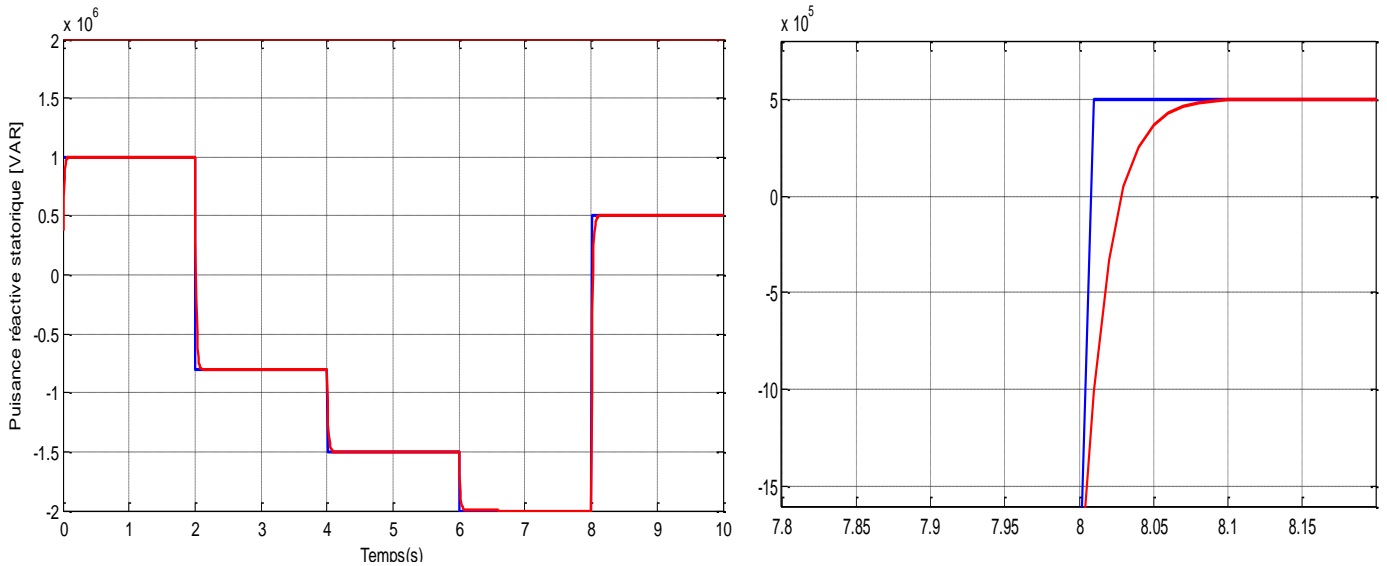


Figure IV.9 : LA puissance réactive statorique de la GADA avec un zoom.

### IV.11.2 Résultats de simulation utilisant deux réseaux de neurones

Les résultats de simulation présentée sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation fonctionnement générateur (GADA), contrôlé par deux réseaux de neurones, l'un contrôle la puissance active et l'autre contrôle la puissance réactive

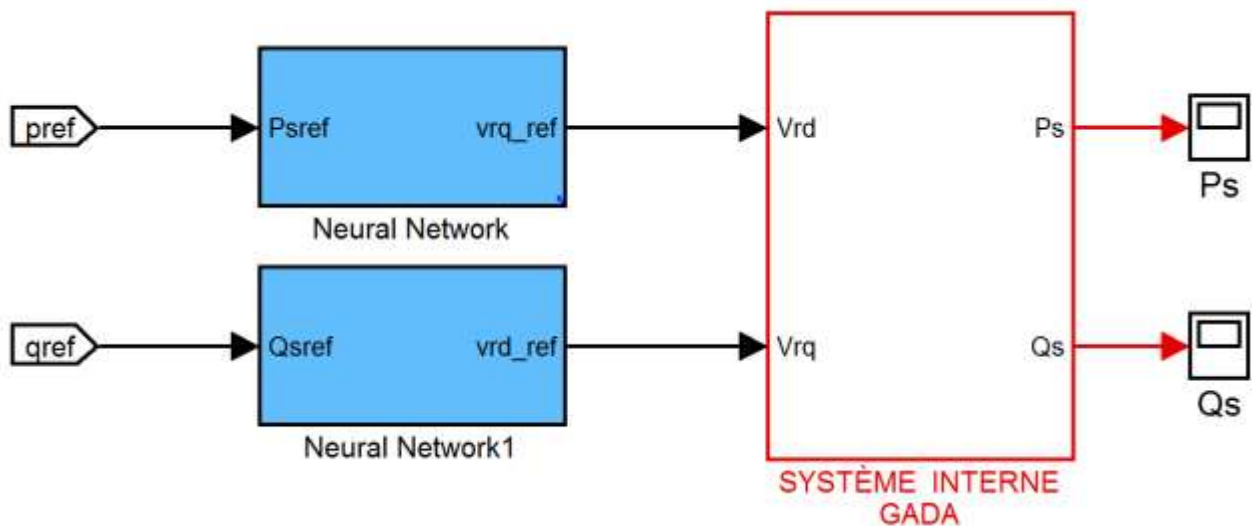


Figure IV. 10 : Schéma de simulation de la GADA utilisant deux réseaux de neurones.

Le tableau suivant présente quelque valeurs des puissance active, puissance réactive et les tension correspondant (l'apprentissage de système)

La puissance active Ps	puissance réactive Qs	Tension de référence Vrd	Tension de référence Vrq
-2556750	500000	0.5754	-9.8235
-1099339	-2000000	-2.3830	-135.6191
-749472	-1500000	2.3458	-304.9878
-1128016	1000000	16.4559	-317.4602
-2254345	-800000	25.0502	-344.1173

Tableau IV.2 des valeur des puissance et les tension correspondant.

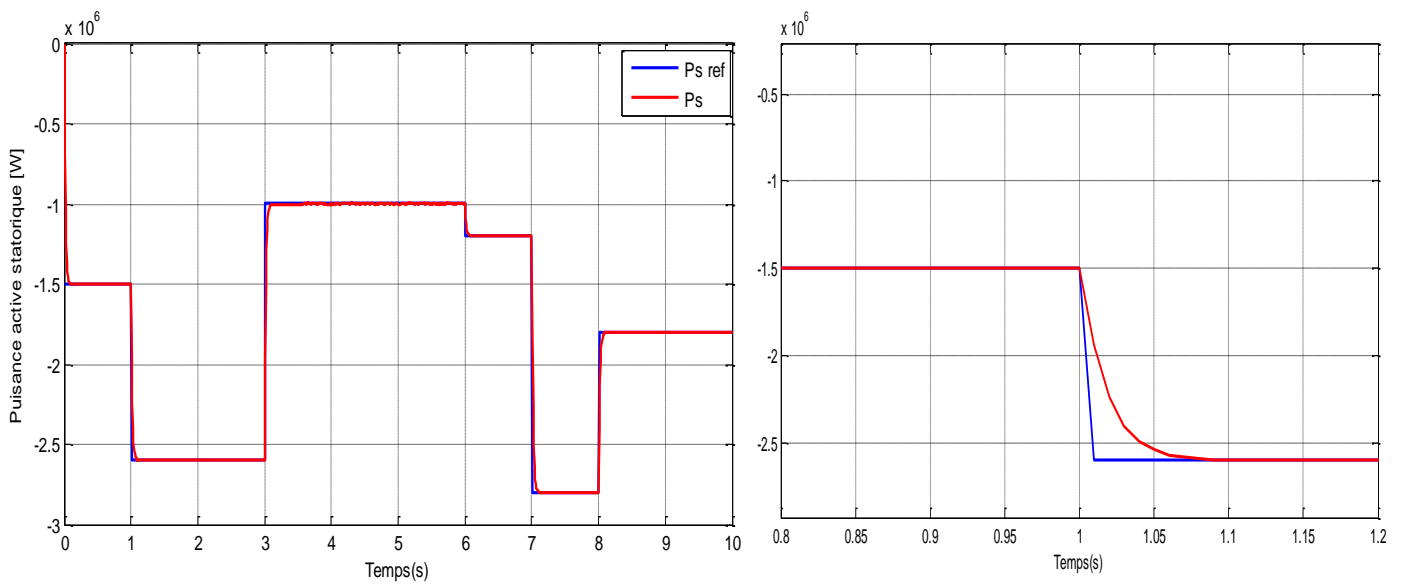


Figure IV.11 : La puissance active statorique de la GADA avec un zoom.

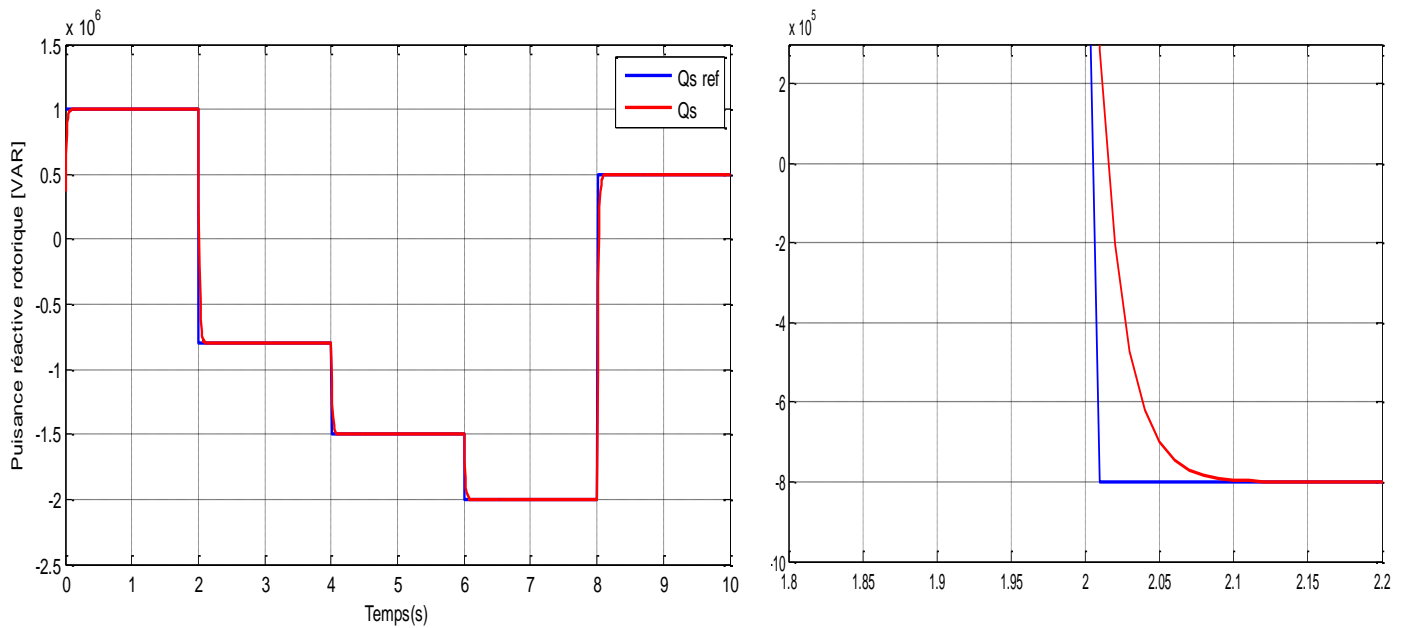


Figure IV.12 : LA puissance réactive statorique de la GADA avec un zoom.

### IV.11.3 Résultats de simulation utilisant un réseau de neurones

Les résultats de simulation présentée sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation fonctionnement générateur (GADA), contrôlé par un réseau de neurones contrôle la puissance active et la puissance réactive à la fois

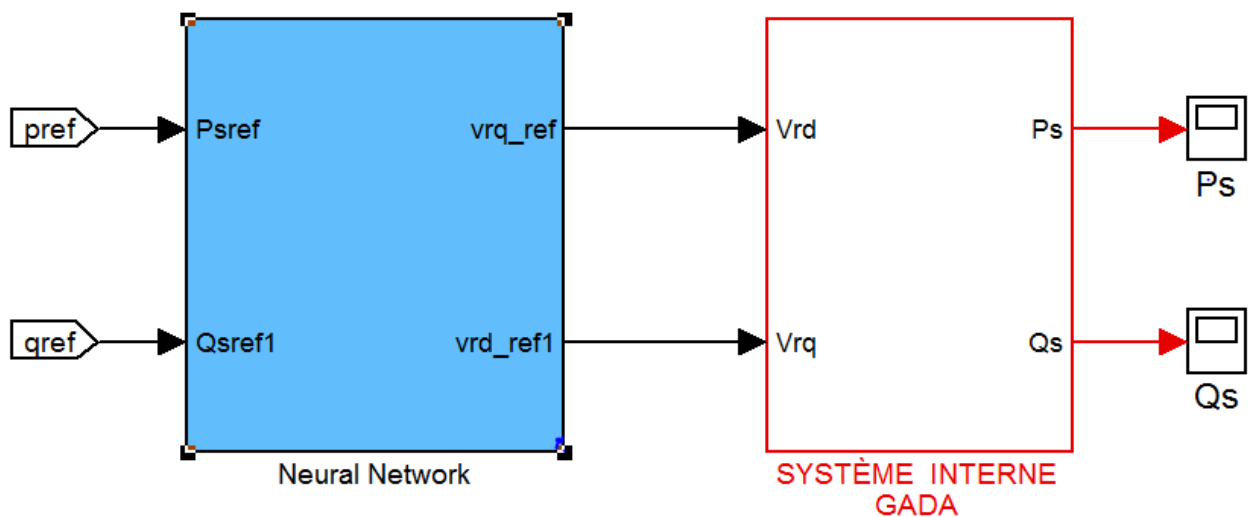


Figure IV. 13 : Schéma de simulation de la GADA utilisant un réseau de neurones

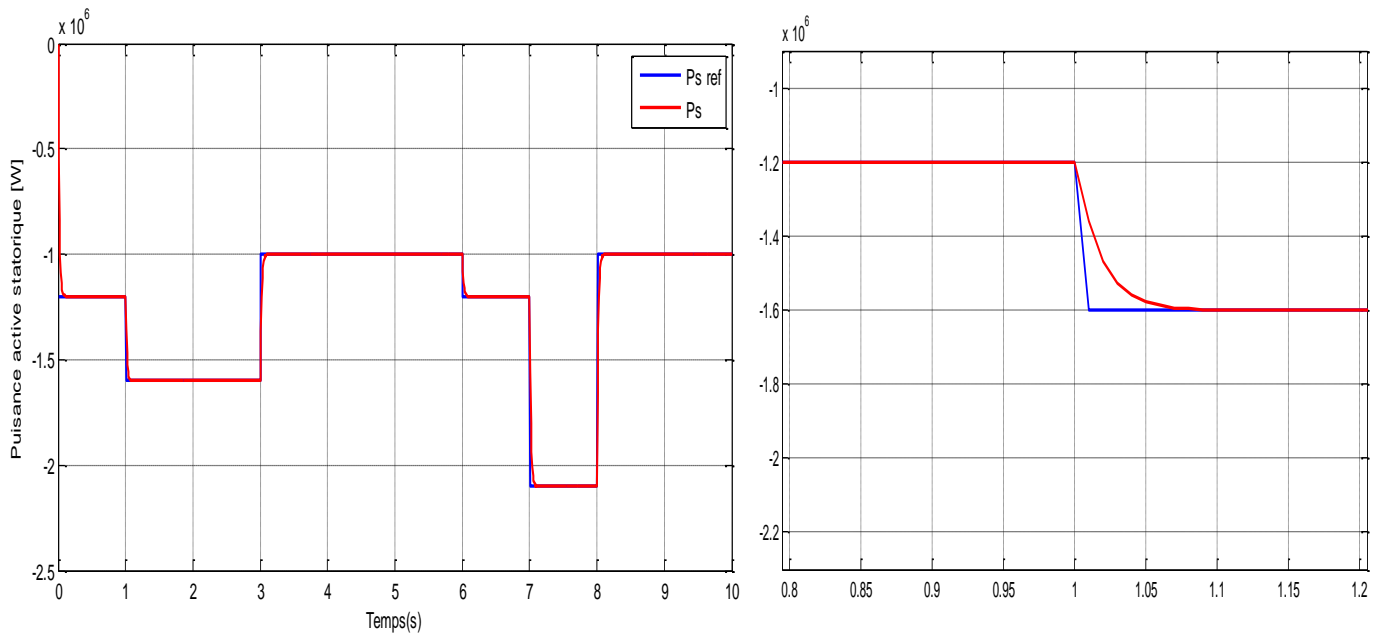


Figure IV.14 : La puissance active statorique de la GADA avec un zoom.

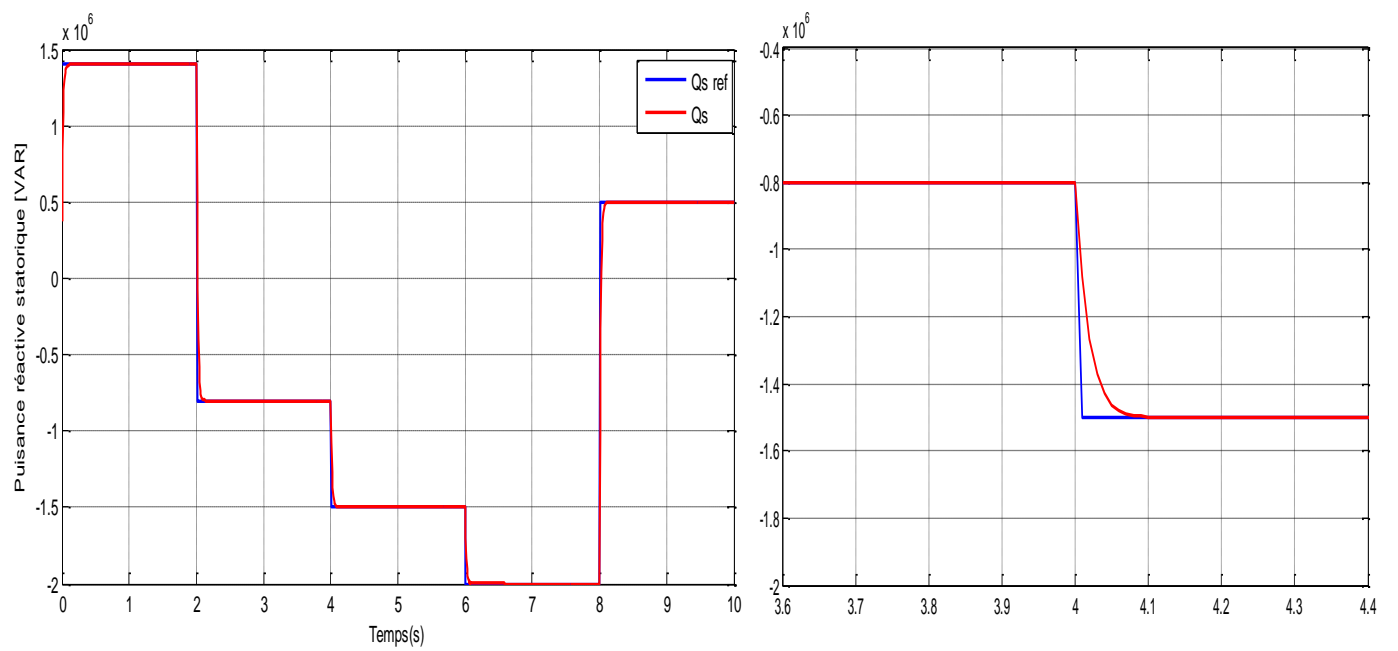


Figure IV.15 : LA puissance réactive statorique de la GADA avec un zoom.

### **IV.11.4 - Interprétation des résultats**

Les résultats de simulation présentés dans les figures (IV.9),(IV.10) montre que le régulateur neuronal offre une meilleure poursuite de la référence, comparativement au régulateur PI présenté aux figures (IV.7),(IV.8).( on peut dire que le régulateur neuronal présente des améliorations importantes par rapport au régulateur PI).

A partir des figures (IV.11), (IV.12) Nous remarquons que le contrôle des deux puissances active et réactive par un seul réseau de neurone présente une poursuite très satisfaisante de la référence (temps de réponse presque nul), par rapport à ce qui utilise deux réseaux à la fois.

### **IV.12. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons exposé les réseaux de neurones. Nous avons commencé notre étude par quelques généralités sur les RNAs, les concepts de base de cette technique, un bref historique et le modèle mathématique d'un neurone formel. Nous avons abordé ensuite le processus d'apprentissage des RNAs et ses différents domaines d'utilisation.

Le grand avantage des RNAs comparés à la majorité des méthodes de l'intelligence artificielle ou des méthodes conventionnelles réside dans le principe fondamental de l'apprentissage. Un RNA est capable de reproduire un fonctionnement en ajustant uniquement ses poids. Ces réseaux de neurones permettent de résoudre plusieurs problèmes, les résultats de cette méthode sont meilleurs contrairement aux autres méthodes qui sont limités, c'est pour cette raison que nous avons utilisé cette méthode pour le contrôle des puissances active et réactive de la MADA.

## **Conclusion générale**

## **Conclusion générale et perspectives**

L'objectif général de ce mémoire était l'application de la technique des réseaux de neurones artificiels (RNA) pour la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA).

Nous avons commencé par l'état de l'art sur les machines à double alimentation, Nous avons vu que dans le cas de l'utilisation de la MADA dans les applications de génération de l'énergie électrique à vitesse variable, la plus grande partie de la puissance est directement distribuée au réseau par le stator et moins de 30% de la puissance totale passe par les convertisseurs de puissance à travers le rotor. Ceci donne l'occasion d'utiliser des convertisseurs plus petits et donc moins coûteux. Cela permet de réduire le coût de la production.

Ainsi on a présenté les avantages du contrôle de la MADA qui s'effectue par l'intermédiaire du rotor avec une puissance réduite. A travers cette étude, on a montré que ce type de machine peut trouver une place intéressante parmi les différents systèmes de production d'énergie électrique.

Concernant la commande vectorielle de la GADA moyennant un réglage classique, nous avons conclu également que ce réglage ne contrôlait pas de manière satisfaisante le régime transitoire, ainsi la variation paramétrique influe sur les performances de la commande.

Après avoir présenté la commande vectorielle, leurs résultats de simulations et les problèmes qui lui sont propres, on a passé en suite à l'approche basée sur les réseaux de neurones, les quelles sur passent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée.

Concernant les réseaux de neurones, des améliorations importantes sont été apportées avec le régulateur neuronal par rapport au régulateur PI (en termes d'atténuation des dépassements au niveau des régimes transitoires et l'insensibilité aux variations paramétriques).

Les comparaisons des résultats présentées au cours de ce travail, nous ont amenée à conclure que le régulateur neuronal conduit à de meilleures performances (poursuite et robustesse) que les autres régulateurs traités à cause de sa robustesse, sa rapidité et la précision de ses sorties qui lui permettent de donner des décisions correctes et d'éviter les

cas d'indécisions. Néanmoins la détermination de la base d'apprentissage en tenant compte les perspectives suivantes :

- L'étude d'autres commandes robustes, telles que : les réseaux neuro-flous, la logique floue, capable d'améliorer les performances de la commande.
- L'étude approfondie sur les autres types de MADA proposés dans cette thèse pour l'application dans les systèmes d'entraînements ou de productions à vitesse variable
- L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs pour la minimisation des harmoniques renvoyés au réseau.
- Réaliser toutes ces commandes de la GA DA expérimentalement, pour vérifier et exploiter les essais des simulations présentés.

Tout ceci montre que la thématique de la génération d'énergie électrique est ouverte et offre de nombreux sujets de recherche pour l'avenir, aussi bien pour la conception de machine, que pour leur modélisation ou leur commande.

**Annexe**

## Annexe A

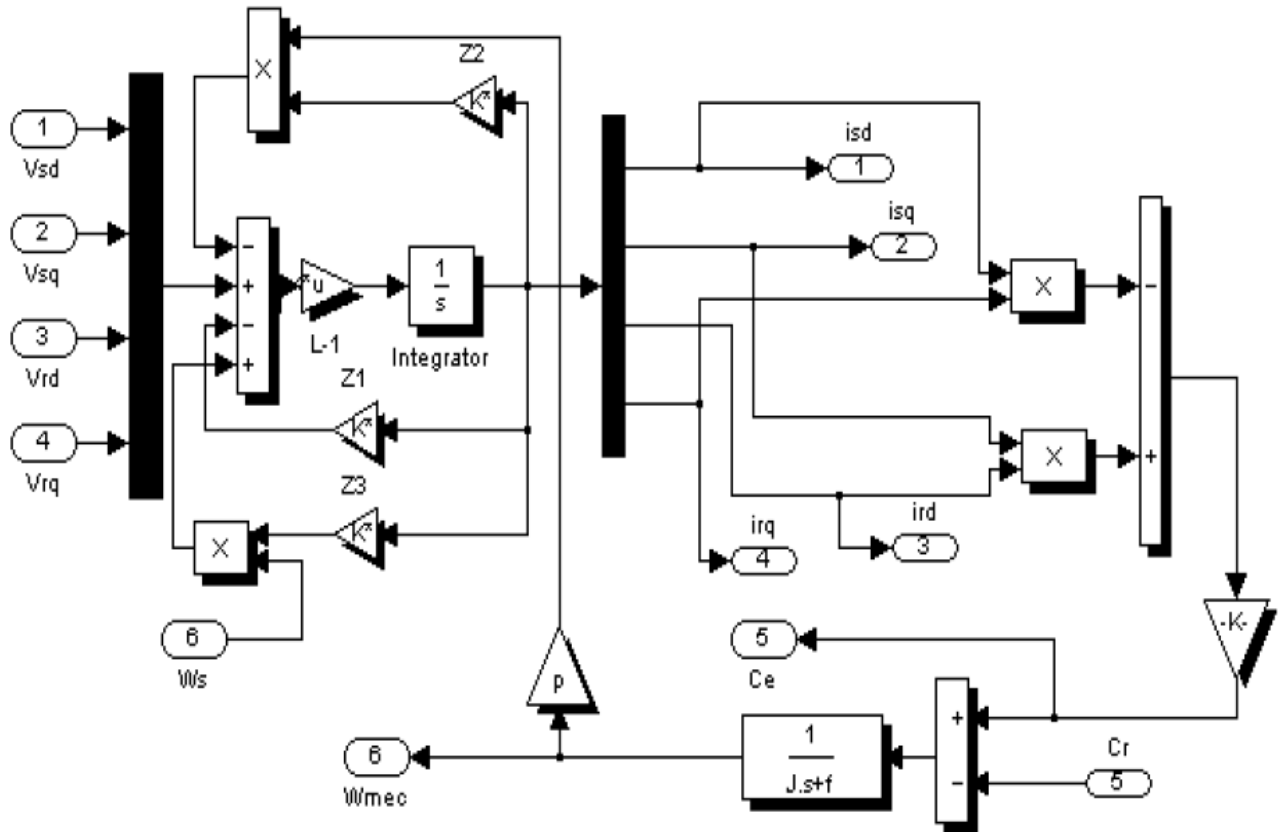
### PARAMETRES DE LA MACHINE:

Les paramètres de la MADA et de la GADA utilisés sont :

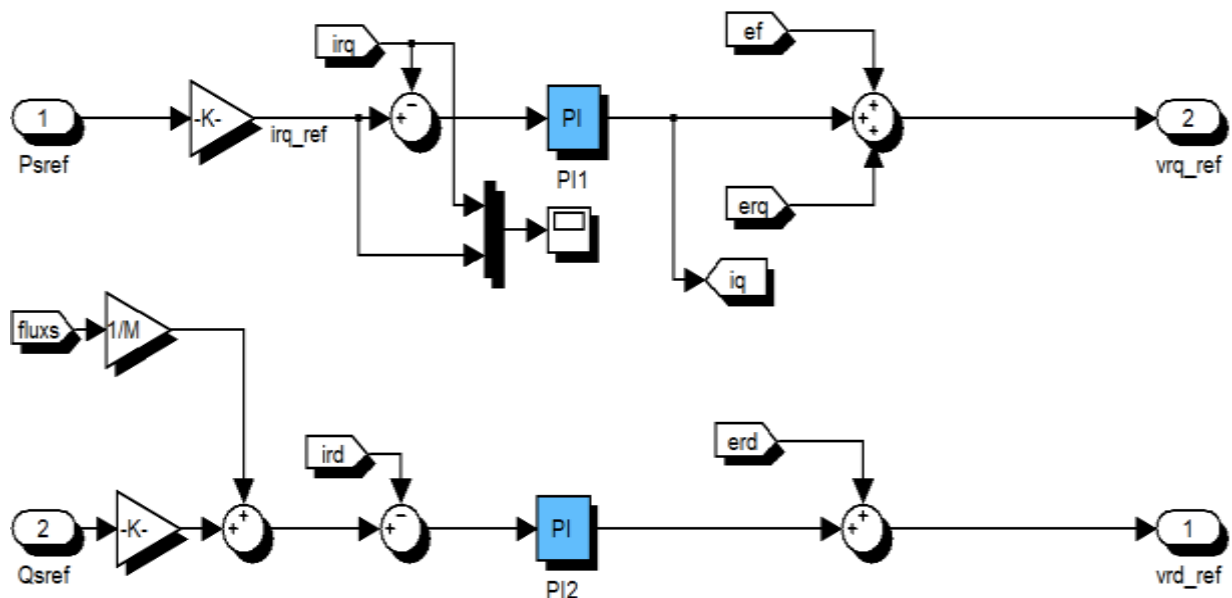
	paramètres de la GADA	Les paramètres de la MADA
Puissance nominale	3 MW.	4kw
Tension nominale	690V	380V
Vitesse nominale	1440 tr/min	1440tr/min
Résistance statorique	2,97 mΩ	1.2Ω
Résistance rotorique	3,82 mΩ.	1.8Ω
Inductance cyclique statorique	121 μH	0.1554H
Inductance cyclique rotorique	57,3 μH,.	0.1568H
Inductance mutuelle	12,12 mH	0.15H
Nombre de pair de pôles	2	2
Moment d'inertie	114 kg.m2	0.2 kg.m2
Coefficient de frottement	0.45 Nm*s/rd	0.01Nm*s/rd

## Annexe B

➤ Le modèle de la MADA sous *Simulink/MATLAB*.



➤ Le modèle de la commande vectorielle (au rotor) par orientation du flux statorique du MADA sous *SIMULINK/MATLAB*.



# *Bibliographie*

## **Bibliographie**

- [1] **A.E. DENDOUGA**, «Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation (DFIM)», Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [2] **A.Z.CHAIBA**, «Commande de la machine asynchrone a double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [3] **S. Drid**, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [4] **G. Salloum**, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [5] **F. Poitiers**, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [6] **A. Boyette**, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [7] **A. ZEMMIT** «Commandes en Tension d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA)», mémoire Master de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2013.
- [8] **L. Benalia**, « Commande en tension des moteurs a induction double aliments », Thèse De Doctorat En Science En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [9] **Z. Boudjemaa**, « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou » , Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran ,Algérie, 2009.
- [10] **Y. Elbia**, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009
- [11] **A. Doria-Cerezo**, « Modeling, simulation and control of a doubly-fed induction machine controlled by a back-to-back converter », PhD Thesis, Universitat Politecnica de Catalunya, 2006.
- [12] **P-E. Vidal**, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double Alimentation » Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse ,France, 2004.

- 
- [13] **B. Hopfenspeger et D.J. Atkinson**, « Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison », European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE), Gras, 2001.
- [14] **DJ. Khodja**, « commande des convertisseurs électromécaniques », Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2013.
- [15] **T. Wildi et G. Sybille** : « *Électrotechnique* », 4ème édition, Canada 2005.
- [16] **M. Marty, D. Dixneuf et D. G. Gilbert**, « *Principe De L'électrotechnique* », DUNOD, Paris, 2005.
- [17] **M. Meddah , T. Kheffache**, « Etude et validation expérimentale de la commande d'une machine asynchrone double étoiles », mémoire d'ingénieur de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, 2007.
- [18] **N. Akkari**, « Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension », Thèse de magister de l'université de Batna, 2005.
- [19] **Y. Bekakra, D. Ben attous**, « Sliding Mode Control of Doubly Fed Induction Machine », Proceedings of 3<sup>rd</sup> International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT'09), Oct. 31 – Nov. 02, 2009, Soussa, Tunisia.
- [20] **T. GHENNAM** « Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation » thèse de doctorat de Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, soutenue le 29/09/2011.
- [21] **A. LILIA** « Contribution à l'Amélioration des Performances des Générateurs Eoliens - Evaluation de l'Impact des Energies Renouvelables sur l'Environnement » thèse de doctorat de l'Université Hadj Lakhdar de Batna, soutenue le 26/04/2012.
- [22] **A. GAILLARD** « Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service » thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, soutenue le 30/04/2010
- [23] **B. Robyns, B. François, Ph. Degobert et J-P. Hautier**, « Commande vectoriel de la Machine asynchrone », Edition TECHNIP, Paris, 2007.
- [24] **D. forchetti, G. garcia et M. I. valla**, « Vector control strategy for a doubly-fed standalone induction generator vector », IEEE Trans .Energy conversion, pp: 991-995, 2002.
- [25] **G. Segulier**, « Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative-Continue », vol.1, 3ème éditions, Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 2006.
- [26] **A. Meroufel**, « Contrôle De La Machine Asynchrone », Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [27] **A. Chebabhi , N.E. Rouabah , E. Guerbai**, « Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS » Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.
- [28] **V. Kumar, R.R. Joshi**, « Hybrid Controller based Intelligent Speed Control of Induction Motor », Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp 71-75, 2005.
-

- [29] **S. Tnani**, «Contribution à l'étude et la commande de la machine généralisée», thèse de doctorat de l'université de Franche-Comté, octobre 1995.
- [30] **S. Gusia**, «Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI: Application aux actionnements électriques», Thèse de Doctorat, Université catholique de Louvain, France, 2005.
- [31] **H. Camblong**, «Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable», Thèse de doctorat, E. N. S. A. M de Bordeaux-Talence, 2003, France.
- [32] **H. AZZOUZ, B. ZOUHIR** «diagnostic des défaillances par la technique de réseau de neurone artificiel appliqué sur la machine synchrone a aimants permanents», Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.
- [33] **M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos**, « A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, No. 2, pp. 225-230, June 2003.
- [34] **L. Baghli**, «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques», Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- [35] **K. Bose Bimal.**, «Expert system, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control», *proc, IEEE*. Vol N° 8, August 1994.
- [36] **Y. M. Yeddou**, «Etude de synthèse sur les réseaux de neurones et leurs application», Ecole nationale polytechnique, thèse de magister, 1998.
- [37] **DJ. Khodja ,B. Chetate** « Diagnostic en temps réel des défaillances d'un ensemble Moteur asynchrone-convertisseur électronique en utilisant les réseaux de neurones artificiels », *Journal d'Electrotekhnik*, Moscou12/2003, pp : 16-20
- [38] **Jean-Luc Bloechle**, «Réseau de Neurones Artificiels pour la classification des fontes Arabes et la distinction entre la langue Arabe et les langues Latines», thèse de Doctorat, Département d'informatique, Université de Fribourg, Suisse, Juin 2003.
- [39] **D. Ould abdeslam.**, «Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques: application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension», thèse de doctorat, Université de Haute-Alsace, 2005.
- [40] **C Touzet.**, «Les Réseaux de Neurones Artificiels, introduction au connexionnisme», Cours, exercices et travaux pratiques Juillet 1992.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : **INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES**

Proposé et dirigé par : **Dr. MESSALTI Sabir**

Présenté par : Mr. **AZZOUZ Said**

## **Thème**

# **Contrôle des puissances active et réactive de la MADA par les réseaux de neurones artificiels**

## **Résumé**

Le présent travail montre le Contrôle des puissances actives et réactives par les réseaux de neurones d'une machine asynchrone à double alimentation(MADA).

A cet effet le transfert des puissances entre le stator et le réseau est réalisé par une alimentation rotoriques via un convertisseur unidirectionnel. Une étude comparative est présenté, le contrôle indépendant de la puissance active et réactive dont la première est basé sur la commande vectorielle, des régulateurs classiques (PI) sont utilisées .La deuxième par les réseaux de neurones artificiel (RNA). Ainsi que Les performances et la robustesse seront analysées et comparés.

**Mots clés:** Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation – Commande vectorielle - Commande par Réseaux de neurones

N° ordre: ISE-104