



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
Republique Algerienne Democratique Et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi- Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie électrique

## MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de Master Académique**

En : **Electrotechnique**

Spécialité : **Electrotechnique industrielle**

Par : **BAKHOUCHE MAROUA & BOUACHA MLOUKA**

Sujet :

**Commande vectorielle d'une machine asynchrone double alimentation en mode moteur et générateur**

Présenté et soutenu publiquement, le 11/06/2022, devant le jury composé de :

M /Dib Djalel

Prof

Président

M/ BOUKADOUM Aziz

MCA

Rapporteur

M/Moussa Mohamed Amine

MCB

Examineur

Promotion : 2021/2022

# REMERCIEMENTS

# Remerciement

*Nos remerciements vont tout premièrement, à [Dieu] le tout puissant qui nous a donné la foi, le courage et la patience durant toutes ces années d'études et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.*

*J'adresse mes vifs remerciements à mon Encadreur Mr. Boukadoum Aziz pour m'avoir constamment guidé tout long de mon projet et pour les précieux conseil qu'il m'ont donné, et pour leur serviabilité, leur disponibilité et leur conseil constructif.*

*Nos remerciements aux :*

*Membres de jury qui ont accepté de juger ce travail, Les enseignants du département de génie électrique de l'université de Larbi Tébessi–Tébessa –*

*Un remerciement spécial aux étudiants de la électrotechnique Master de la spécialité de génie électrique spécifiquement électrotechnique industrielle. En fin ont n'oublié pas tout personne ayant participé de près ou de loin à réaliser ce travail.*

# DÉDICACE

# Dédicace

Je remercie Allah le tout puissant clément et miséricordieux de m'avoir soigné et aidé pour accomplir ce travail.

Je dédie ce travail à mon père, à ma mère, et à mon frère oussama et mes sœurs aya, meriem et à l'âme de mon grand-père Saïd et souad , (Allah yerhamhom) ,et je les remercie pour leurs encouragements et leurs aides ainsi que toute ma grande famille

À tous mes amis qui m'ont partagé les bon moments

Bakhouche maroua.

# Dédicace

Je dédie mon travail avant tout à ma chère mère a celle  
qui a souffert ,Sans me faire souffrir Qu'elle trouve  
dans ce mémoire le témoignage de ma reconnaissance  
et mon affection pour tout ses sacrifices

À mes chères sœurs et mon Cher frère Pour leur  
éducation et leur encouragements tout ou Long de mes  
études

Spécial dédicace au petites enfants Ismahen et taym

A toute la famille BOUACHA

Ainsi que tous mes amis

Bouacha mlouka.

# RÉSUMÉ

**Résumé**

*Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à une machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de la commande vectorielle. L'application de cette technique présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour les applications de la production d'énergie et des entraînements électriques à vitesse variable de la MADA. L'objectif principal de notre mémoire consiste à présenter une étude sur la stratégie de commande de la MADA dans le but de vérifier ces performances statiques et dynamiques dans son mode de fonctionnement moteur et générateur. L'évaluation par simulation des performances de la commande vectorielle à base des régulateur PI classiques face aux variations paramétriques de la MADA ont été effectués. Face aux résultats obtenus, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à compléter ce travail et d'ouvrir de nouveaux axes de travail sont envisageables.*

**Mots clés :** MADA, modélisation, mode de fonctionnement, commande vectorielle, simulation, performances

**ملخص :**

من أجل الحصول على آلة غير متزامنة ذات تغذية مزدوجة والتي يكون أداؤها مشابهًا لآلة التيار المباشر ، من الضروري ضمان الفصل بين التدفق وعزم الدوران الكهرومغناطيسي. هذه هي فكرة ظهور تقنية مكافحة ناقلات الأمراض. يقدم تطبيق هذه التقنية حلاً جذاباً لتحقيق أداء أفضل لتطبيقات توليد الطاقة والمحركات الكهربائية متغيرة السرعة من مدى. الهدف الرئيسي من أطروحتنا هو تقديم دراسة حول استراتيجية التحكم في MADA من أجل التحقق من هذه الأداء الثابت والديناميكي في وضع تشغيل المحرك والمولد. تم إجراء التقييم عن طريق محاكاة أداء مكافحة النواقل على أساس منظمات PI التقليدية في مواجهة التغيرات البارامترية لـ MADA. في ضوء النتائج التي تم الحصول عليها ، هناك وجهات نظر مثيرة للاهتمام يمكن أن تسهم في استكمال هذا العمل وفتح خطوط عمل جديدة ممكنة.

**الكلمات المفتاحية :** MADA, نمذجة, وضع التشغيل, مكافحة الناقلات, محاكاة الاداء

**Abstract :**

*In order to obtain a double-fed asynchronous machine whose performance is similar to a direct current machine, it is necessary to ensure the decoupling between the flux and the electromagnetic torque. This is the idea of the appearance of the technique of vector control. The application of this technique presents an attractive solution to achieve better performance for the applications of power generation and variable speed electric drives of MADA. The main objective of our thesis is to present a study on the control strategy of the MADA in order to verify these static and dynamic performances in its motor and generator operating mode. The evaluation by simulation of the performance of vector control based on conventional PI regulators in the face of the parametric variations of the MADA has been carried out.*

*In view of the results obtained, interesting perspectives that can contribute to completing this work and opening up new lines of work are possible.*

**Key words :** MADA ,modelling ,operating mode ,vector control ,simulation , performance

# LISTE DES FIGURES

## ❖ Liste des figures

## Chapitre 1

ETUDE GENERALE DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE

<b>Figure 1.1</b>	Constitution de la machine asynchrone à cage	<b>4</b>
<b>Figure1.2</b>	Symboles et convention	<b>4</b>
<b>Figure1.3</b>	machine asynchrone à rotor bobiné	<b>5</b>
<b>Figure 1.4</b>	rotor à cage d'écureuil	<b>5</b>
<b>Figure1.5</b>	Principe du champ tournant	<b>6</b>
<b>Figure1.6</b>	Branchement étoile et triangle de la machine asynchrone	<b>7</b>
<b>Figure 1.7</b>	Plaque signalétique d'un moteur asynchrone	<b>7</b>
<b>Figure 1.8</b>	arbre des puissances	<b>8</b>
<b>Figure 1.9</b>	modèle d'une machine asynchrone	<b>9</b>
<b>Figure 1.10</b>	Modèle d'une phase ramenée au stator	<b>9</b>
<b>Figure 1.11</b>	Représentation d'une machine asynchrone triphasée	<b>12</b>
<b>Figure 1.12</b>	Choix du référentiel	<b>16</b>
<b>Figure 1.13</b>	Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension	<b>18</b>
<b>Figure1.14</b>	Schéma de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau	<b>21</b>
<b>Figure 1.15</b>	Résultats de la simulation de Courants statorique de la MAS	<b>21</b>
<b>Figure 1.16</b>	Résultats de la simulation de Courants rotorique de la MAS	<b>21</b>
<b>Figure 1.17</b>	Résultats de la simulation de Couple électromagnétique	<b>22</b>

	de la MAS	
<b>Figure 1.18</b>	Résultats de la simulation de vitesse du rotor de la MAS	<b>22</b>
<b>Figure1.19</b>	Résultats de la simulation de puissance active de la MAS	<b>22</b>
<b>Figure 1.20</b>	Résultats de la simulation de puissance réactive de la MAS	<b>22</b>
<b>Figure 1.21</b>	Résultats de la simulation de Courants statorique de la MAS	<b>22</b>
<b>Figure 1.22</b>	Résultats de la simulation de Courants rotorique de la MAS	<b>22</b>
<b>Figure 1.23</b>	Résultats de la simulation de Couple électromagnétique de la MAS	<b>23</b>
<b>Figure1.24</b>	Résultats de la simulation de vitesse du rotor de la MAS	<b>23</b>
<b>Figure 1.25</b>	Résultats de la simulation de puissance active de la MAS	<b>23</b>
<b>Figure 1.26</b>	Résultats de la simulation de puissance réactive de la MAS	<b>23</b>
 <b>CHAPITRE</b>		
<b>II</b>		
<b>Figure 2.1</b>	Constituants de la MADA	<b>26</b>
<b>Figure2.2</b>	Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA	<b>26</b>
<b>Figure2.3</b>	Machine asynchrone à rotor bobiné	<b>27</b>
<b>Figure 2.4</b>	Structure du rotor bobiné.	<b>28</b>
<b>Figure 2.5</b>	Les quatre modes de fonctionnement de la MADA.	<b>29</b>
<b>Figure 2.6</b>	Représentation de la MADA triphasée	<b>32</b>
<b>Figure 2.7</b>	Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation.	<b>39</b>
<b>Figure 2.8</b>	Structure du redresseur triphasé.	<b>39</b>
<b>Figure 2.9</b>	Structure du filtre LC passe bas.	<b>40</b>

<b>Figure 2.10</b>	Représentation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.	<b>41</b>
<b>Figure 2.11</b>	Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.	<b>42</b>
<b>Figure 2.12</b>	Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle	<b>42</b>
<b>Figure 2.13</b>	Bloc de simulation de la MADA connectée au réseau par un onduleur de tension	<b>43</b>
<b>Figure 2.14</b>	Courants statorique de la MADA connectée au réseau	<b>45</b>
<b>Figure 2.15</b>	Courants rotoriques de la MADA connectée au réseau	<b>45</b>
<b>Figure 2.16</b>	Couple électromagnétique de la MADA avec ( $Cr \pm 10Nm$ à 3s)	<b>46</b>
<b>Figure 2.17</b>	Vitesse de La MADA (rad/s) avec ( $Cr \pm 10Nm$ à 3s)	<b>47</b>
<b>Figure 2.18</b>	Puissance de la MADA avec ( $Cr \pm 10Nm$ à 3s)	<b>47</b>
<b>Figure 2.19</b>	Courants du stator de la MADA alimentée par un onduleur	<b>48</b>
<b>Figure 2.20</b>	Courants du rotor de la MADA alimentée par un onduleur	<b>48</b>
<b>Figure 2.21</b>	Couple électromagnétique de la MADA alimentée par un onduleur avec ( $Cr \pm 10Nm$ à 3s)	<b>49</b>
<b>Figure 2.22</b>	Vitesse de La MADA (rad/s) par un onduleur avec ( $Cr \pm 10Nm$ à 3s)	<b>49</b>
<b>Figure 2.23</b>	Puissance de la MADA par un onduleur avec ( $Cr \pm 10Nm$ à 3s)	<b>50</b>

### Chapitre 3

<b>Figure 3.1</b>	Schéma de principe du découplage de la MADA par analogie avec la MCC	<b>53</b>
<b>Figure 3.2</b>	Orientation du flux rotorique	<b>56</b>
<b>Figure 3.3</b>	Schéma de régulation d'un courant par la méthode de LECOCQ	<b>58</b>
<b>Figure 3.4</b>	Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe d	<b>59</b>
<b>Figure 3.5</b>	Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe q	<b>59</b>

<b>Figure 3.6</b>	Schéma bloc de régulation des courants statoriques.	<b>60</b>
<b>Figure 3.7</b>	Schéma bloc de régulation des courants rotoriques.	<b>61</b>
<b>Figure 3.8</b>	Schéma bloc de régulation du flux rotorique.	<b>61</b>
<b>Figure 3.9</b>	Chaîne de régulation de la vitesse.	<b>63</b>
<b>Figure 3.10</b>	Schéma bloc d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MADA	<b>64</b>
<b>Figure 3.11</b>	Vitesse de rotation de la MADA en mode générateur	<b>65</b>
<b>Figure 3.12</b>	Couple de la MADA en mode générateur	<b>65</b>
<b>Figure 3.13</b>	Courants du stator de la MADA en mode générateur	<b>66</b>
<b>Figure 3.14</b>	flux du rotor de la MADA en mode générateur	<b>66</b>
<b>Figure 3.15</b>	Vitesse de rotation de la MADA en mode moteur	<b>67</b>
<b>Figure 3.16</b>	Couple de la MADA en mode moteur	<b>67</b>
<b>Figure 3.17</b>	Courants du stator de la MADA en mode moteur	<b>68</b>
<b>Figure 3.18</b>	flux du rotor de la MADA en mode moteur	<b>68</b>
<b>Figure 3.19</b>	Vitesse de rotation de la MADA en mode moteur avec inversement de sens de rotation de vitesse à $t=2s$	<b>69</b>
<b>Figure 3.20</b>	Courants du stator de la MADA en mode moteur avec inversement de sens de rotation de vitesse à $t=2s$	<b>69</b>
<b>Figure 3.21</b>	flux du rotor de la MADA en mode moteur avec inversement de sens de rotation de vitesse à $t=2s$	<b>70</b>
<b>Figure 3.22</b>	Couple de la MADA en mode moteur avec inversement de sens de rotation de vitesse à $t=2s$	<b>70</b>

# LISTE DES TABLEAUX

## *Liste des tableaux*

---

### **Chapitre I**

Tableau 1.1	Puissances électriques	8
-------------	------------------------	---

### **Chapitre II**

Tableau 2.1	Etablissement des expressions des tensions simples et composées.	42
-------------	--	----

### **Chapitre III**

Tableau 3.1	Paramètres des correcteurs des courants statoriques	60
Tableau 3.2	Paramètres des correcteurs des courants statoriques	61
Tableau 3.3	Paramètres du correcteur du flux rotorique	62
Tableau 3.4	Paramètres du régulateur PI de la vitesse.	64

NOTATIONS

ET

SYMBOLES

## ❖ Notations et Symboles

$G$	Glissement de la vitesse de rotation	(%)
$F$	Fréquence	(Hz)
$P$	nombre de paires de pôles par phase	
$n_s$	vitesse de synchronisme	(tr/min)
$N$	vitesse rotorique	(tr/min)
$P_A$	Puissance électrique absorbé	(W)
$P_{js}$	Pert joule	(W)
$P_M$	Puissance mécanique	(W)
$P_{Tr}$	Puissance transmise	(W)
$P_U$	Puissance mécanique utile sur l'arbre	(W)
$T_U$	Couple utile	( N.m)
$\Omega_s$	Pulsation électrique des grandeurs statoriques	(rad/s)
$\Omega$	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation	(rad/s)
$\Omega_m$	Pulsation électrique correspondante à la vitesse nominale de rotation	(rad/s)

---

$\Omega_r$	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques	(rad/s)
$F_r$	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques	(Hz)
$F_s$	Fréquence électrique des grandeurs statoriques	(Hz)
$\eta$	Rendement	(%)
$\theta$	Position angulaire du rotor par rapport au stator	(rad)
$\theta_s$	Position angulaire du stator par rapport à l'axe ( $d$ )	(rad)
$\theta_r$	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe ( $d$ )	(rad)
<b>Paramètres de modélisation de la machine</b>		
$R_s$	Résistance statorique par phase	( $\Omega$ )
$R_r$	Résistance rotorique par phase	( $\Omega$ )
$L_s, L_r$	Inductance cyclique statorique et rotorique par phase	(H)
$L_s, l_r$	L'inductance propre d'une phase statorique et rotorique	(H)
<b>M</b>	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)	(H)
$L_m$	Inductance mutuelle maximum entre les enroulements du stator et rotor	(H)
$M_{sr}$	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)	(H)
$[R_s], [R_r]$	Matrice des résistance statorique et rotorique	( $\Omega$ )

---

$[V_s], [V_r]$	vecteur de tension stator et rotor	(V)
$[I_s], [I_r]$	vecteur de tension stator et rotor	(A)
$M_0$	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor (leurs axes magnétiques sont ,alors ,alignés).	
$[M_{rs}]^T$	:matrice des inductance mutuelle.	
$J$	Moment d' inertie total des masses tournantes	
$c_{em}$	Couple électromagnétique	(N.m)
$f_r$	Coefficient de frottement visqueux	(N.m.s/rad)
$c_r$	Couple de la charge	(N.m)
$\sigma$	Coefficient de dispersion	
Repères		
(A B C)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques	
(a b c)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques	
(d q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)	
( $\alpha, \beta$ )	Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator)	
<b>Grandeurs électriques au stator</b>		
$V_{sabc}$	Tensions statoriques triphasées	(V)
$V_{s,dq}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère ( $d, q$ )	(V)

---

$V_{s,\alpha\beta}$  Vecteur des tensions statorique diphasées dans le repère  $(\alpha, \beta)$  (V)

$I_{sabc}$  Courants statoriques triphasées (A)

$I_{s,dq}$  Courants statoriques diphasées dans le repère  $(d, q)$  (A)

### Grandeurs électriques au rotor

$V_{rabc}$  Tensions rotorique triphasées (V)

$V_{r,dq}$  Tensions rotorique diphasées dans le repère  $(d, q)$  (V)

$V_{r,\alpha\beta}$  Vecteur des tensions rotorique diphasées dans le repère  $(\alpha, \beta)$  (V)

$I_{rabc}$  Courants rotorique triphasées (A)

$I_{r,dq}$  Courants rotorique diphasées dans le repère  $(d, q)$  (A)

### Grandeurs magnétiques au stator

$\Phi_{sabc}$  Vecteur de flux magnétiques au stator (wb)

$\Phi_{s,dq}$  Flux statoriques diphasés dans le repère tournant  $(d, q)$  (wb)

$\Phi_{s,\alpha\beta}$  Flux statoriques diphasés dans le repère  $(\alpha, \beta)$  (wb)

### Grandeurs magnétiques au rotor

$\Phi_{rabc}$  Vecteur de flux magnétiques au rotor (wb)

$\Phi_{r,dq}$  Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant  $(d, q)$  (wb)

$\Phi_{r,\alpha\beta}$  Flux rotoriques diphasés dans le repère  $(\alpha, \beta)$  (wb)

### Transformations

$p$	Matricer de Transf. de Park	
$Cl$	Matricer de Transf. de Clark	
$Co$	Matricer de Transf. de Concordia	
$S$	Opérateur de Laplace	
$H_{IS}(s)$	la fonction de transfert en boucle fermée du courant statorique	
$\tau_i$	Temps de réponse plus grand que celui du courant et inférieur à celui de la vitesse	
$Cp$	Coefficient de puissance	
$Cg$	couple du multiplicateur de vitesse	
$\Omega_{mec}$	vitesse du générateur	[rad/s].
$P_n$	Puissance nominal	(W)
$R_a$	Résistance d'induit	( $\Omega$ )
$i_a$	courant d'induit	(A)
$L_a$	Inductance d'induit	(H)
$\Omega_n$	Vitesse nominale	(tr/min)
$s, r$	Indice du stator, du rotor	
$d, q$	Indice des composantes orthogonales directes et en quadrature	
$V_s, V_r$	Tension simple respectivement statorique et rotorique	(V)
$P_s$	Puissance active statorique	(w)
$Q_s$	Puissance réactive statorique	(VAR)

---

$P_r$	Puissance active rotorique	(w)
$Q_r$	Puissance réactive rotorique	(VAR)
$K_i, K_p$	Gains du régulateur PI classique	

**Sigles utilisés pour la modélisation de la machine**

<i>MADA</i>	Machine Asynchrone à Double Alimentation
<i>MAS</i>	Machine Asynchrone
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>DFIM</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>DFOC</i>	Direct Field Oriented Control (Orientation Directe du Flux)
<i>IFOC</i>	Indirect Field Oriented Control (Orientation Indirecte du Flux)
<i>PI</i>	Proportionnel Intégral (Correcteur)
<i>FMM</i>	Force Magnétomotrice
<i>FEM</i>	Force Électromotrice
<i>GTO</i>	Gate Turn-Off Thyristor
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor

# SOMMAIRE

I Page de garde	
II Remerciements	
III DÉDICACES	
IV Résumé	
V liste des figures	
VI Liste des tableaux	
VII Notations et symboles	
VIII SOMMAIRE	
IX Introduction GENERALE	1
X Chapitre I	3
XI Chapitre II	25
XII Chaoitre III	
XIII Bibliographie	
XIV Annexe	

## Chapitre I

### ETUDE GENERALE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1.1 Introduction	3
1.2 Définition d'une machine asynchrone	3
1.3 Symboles et convention de la machine asynchrone	4
1.4 Description de la machine asynchrone	4
1.4.1 Types de rotor	4
▪ Un rotor bobiné	4
▪ Un rotor à cage	5
1.5 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone	5
1.6 Couplage d'un moteur asynchrone	6
1.6.1 Couplage étoile	6
1.6.2 Couplage triangle	6
1.7 Plaque signalétique d'un moteur	7
1.8 Glissement	7
1.9 Bilan des puissances et rendement	8
1.10 Schéma équivalent électrique d'une machine asynchrone	9
1.10.1 Modèle linéarité ramené au stator par phase	9
1.11 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	9
1.11.1 Avantages	9
1.11.2 Inconvénients	10
1.12 Modélisation de la machine asynchrone	10
1.12.1 Hypothèses Simplificatrice pour la modélisation	11
1.12.2 Equations de la machine asynchrone dans le référentiel (a,b,c):	11
a. Les Equations Electriques	12

b. Les Equations Magnétiques	13
c. Les Equations Mécanique	14
Remarque importante	14
1.13 Transformation de Park	14
1.13.1 Choix Du Référentiel	15
a. Référentiel lié au stator	15
b. Référentiel lié au rotor	15
c. Référentiel lié au champ tournant	15
1.13.2 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq de park	16
▪ Les équations électriques	16
▪ Les équations Magnétiques	16
▪ Les équations du couple	17
1.14 Représentation d'état du système	17
1.15 Simulation	20
1.16 Résultats de la simulation de la MAS alimentée directement par le réseau	21
1.16.1 fonctionnement en mode moteur	21
1.16.2 fonctionnement en mode génératrice	22
🚦 Interprétation des résultats de simulation	23
1.17 Conclusion	24
<b>Chapitre II</b>	
<b>ETUDE ET MODELISATION DE LA MADA</b>	
2.1 Introduction	25
2.2 Machine asynchrone double alimentation (MADA)	25
2.3 Structure de MADA	26
2.3.1 Machine asynchrone à double alimentation type "rotor bobiné"	27
2.4 Principe de fonctionnement de la MADA	27
2.5 Régimes de fonctionnement de la MADA	28
2.5.1 Régime stationnaire	28
2.5.2 Régime hypo-synchrone	28
2.5.3 Régime synchrone	28
2.5.4 Régime hyper-synchrone	28
2.6 Modes de fonctionnement de la MADA	29
2.6.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone (a)	29
2.6.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone (b)	29

2.6.3 Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone ( c )	29
2.6.4 Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone ( d )	30
2.7 Avantage et inconvénients de la MADA :	30
2.7.1 Avantage de la MADA	30
2.7.2 Inconvénients de la MADA	30
2.8 Domaines d'application de la MADA	30
2.9 Modélisation d'une machine asynchrone de la MADA	31
2.9.1 Hypothèses simplificatrices	31
2.9.2 Modèle triphasé de la MADA dans le repère (abc)	32
2.9.2.1 Les équations générales de la machine asynchrone triphasée	32
Equations électriques de la MADA	32
Equations magnétiques de la MADA	33
Equation mécanique de la MADA	34
2.9.3 Transformation de Park	34
2.9.3.1 Représentation de la MADA dans un repère biphasé (dq)	35
Equations électriques	35
Equations des flux	35
Equations mécaniques	35
Equations des puissances actives et réactives	35
2.9.4 Modèle de la machine en représentation d'état	36
2.9.4.1 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension	36
2.10 Choix de référentiel	37
Référentiel lié au stator	37
Référentiel lié au rotor	38
Référentiel lié au champ tournant	38
2.11 Modélisation du système d'alimentation	38
❖ Le redresseur	39
❖ Le filtre passe bas	40
❖ Onduleur de tension	40
❖ Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	43
2.12 Résultats de simulation	44
2.12.1 La MADA est alimentée directement par le réseau	44
2.12.2 La MADA est alimentée par un onduleur de tension au niveau du stator et du rotor	47
2.13. Conclusion	50

**Chapitre III**  
**COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA**

3.1 Introduction	52
3.2 Généralités sur la commande vectorielle	52
3.3 Principe de la commande vectorielle	53
3.4 Les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle	53
3.4.1 Avantages	54
3.4.2 Inconvénients	54
3.5 Les différents types de commande vectorielle	54
3.5.1 Commende vectorielle directe	54
❖ La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur	54
❖ Méthodes mathématiques	55
3.5.2 Commande vectorielle indirecte	55
3.6 Méthode d'orientation indirecte du flux appliquée à la MADA	55
3.7 Orientation du flux rotorique avec les conditions : $\phi_{rd} = \phi_r$ et $\phi_{rq} = 0$	55
3.8 Commande vectorielle appliquée à la MADA	56
3.8.1 Etude de la méthode D. LECOQ	57
3.8.2 Commande vectorielle avec découplage par compensation	58
3.9 Calcul des régulateurs	59
3.9.1 Régulateur des courants statoriques	60
3.9.2 Régulateur des courants rotoriques	60
3.9.3 Régulateur du flux $\phi_{Rd}$	61
3.10 Régulation de vitesse de la MADA	62
3.10.1 Synthèse du régulateur PI de vitesse	62
3.11 Résultats de la simulation et interprétation	64
3.11.1 Fonctionnement de la MADA à vide	64
1 <sup>er</sup> cas : Fonctionnement de la MADA en mode générateur avec ( $C_r=10Nm$ à $t=2s$ )	66
2 <sup>em</sup> cas : Fonctionnement de la MADA en mode moteur avec ( $C_r=10Nm$ à $t=2s$ )	67
3 <sup>er</sup> cas : Fonctionnement de la MADA avec inversement de vitesse à $t=2s$	70
3.11.2 Interprétation des résultats	71
3.12 Conclusion	71
Conclusion générale	73

# INTRODUCTION GENERALE

## INTRODUCTION GENERALE

la MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné, Connue sa naissances depuis 1899, cette machine est alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor, elle peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le fonctionnement moteur de la MADA donne lieu à une meilleure gestion des puissances par l'adoption de contrôle adéquat de l'alimentation de ses armatures. En fonctionnement générateur, elle convient mieux pour la génération de l'énergie à fréquence constante avec entraînement à vitesse variable (éoliennes). Un des avantages de la double alimentation est que le circuit du rotor peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ainsi au niveau du rotor, un convertisseur de haute commutation pourra être employé afin de réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de minimisation d'harmoniques et d'amélioration des rendements. On distingue alors, deux configurations de l'association de la MADA avec convertisseur de fréquence :

- ❖ MADA avec un convertisseur de fréquence associé au rotor.
- ❖ MADA avec deux convertisseurs de fréquence, l'un associé au rotor et l'autre au stator.

Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à une machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de la commande vectorielle, le but de cette technique 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). Par cette technique (la commande vectorielle), et pour la cas de la MADA le courant rotorique produisant le couple est maintenu en quadrature avec le flux statorique. L'application de cette technique présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour les applications de la production d'énergie (fonctionnement générateur) et des entraînements électriques à vitesse variable (fonctionnement moteur).

L'objectif principal de notre mémoire est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une MADA par utilisation des régulateurs classique PI. La MADA est évaluée et testée pour les deux modes de fonctionnement moteur et générateur.

Notre mémoire est structuré en trois chapitres:

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone à cage. Nous avons commencé ce chapitre par des généralités sur cette machine. Puis, nous avons donné les équations nécessaires pour sa modélisation dans le repère triphasé et biphasé. Dans la dernière partie du chapitre, nous introduirons les résultats de simulation de la MAS dont le mode de fonctionnement à vide et en charge.

Dans le deuxième chapitre, nous avons commencé ce chapitre par des généralités sur la machine asynchrone double alimentation (MADA). Puis, nous avons donné les équations nécessaires pour sa modélisation dans le repère triphasé et biphasé et le modèle de l'onduleur commandé par la technique MLI utilisé pour son alimentation. Dans la dernière partie du chapitre, nous introduirons les résultats de simulation de la MADA associée à des onduleurs dont le mode de fonctionnement à vide et en charge.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle de la MADA avec des régulateurs PI classiques, nous aborderons le principe de l'orientation du flux rotorique, puis un rappel sur les deux méthodes directe et indirecte. La méthode directe d'orientation du flux sera utilisée par la suite, pour le réglage de vitesse de la MADA. Des résultats de simulation et interprétations accompagnent la méthode étudiée. A la fin du chapitre, nous introduirons les résultats de simulation, montrent les performances de la technique commande face aux variations paramétriques de la MADA.

On terminera notre travail par une conclusion générale et des perspectives envisagées pour des travaux futurs.

# CHAPITRE I :

## **ETUDE GENERALE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

## CHAPITRE I

### ETUDE GENERALE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

#### 1.1 Introduction

Les machines asynchrones sont des machines électriques à courant alternatif, sont des machines réversibles, elles permettent de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique dans le cas d'un fonctionnement moteur et de transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique dans le cas d'un fonctionnement générateur [1]. Le terme asynchrone vient du fait que la vitesse de rotation du rotor n'est pas fixée par la fréquence des courants qui traverse le stator c'est-à-dire qu'il existe un glissement ( $g$ ). La majorité des moteurs utilisés dans les secteurs industriel, commercial et domestique sont des moteurs asynchrones notamment à cage d'écureuil. Il est donc important, lors d'études des systèmes d'entraînement électriques d'avoir des modèles précis représentant les machines asynchrones. Dans le présent chapitre nous présentons une étude générale de la machine asynchrone ainsi que sa modélisation par la mise en équations à partir d'hypothèses simplificatrices, la simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park et la mise sous forme d'équation d'état avec des résultats de simulation seront présentés à la fin du chapitre.

#### 1.2 Définition d'une machine asynchrone

On appelle machine asynchrone toute machine électrique qui ayant un nombre de pôles ( $2P$ ) et étant reliée à un réseau d'alimentation de fréquence  $f$ , ne tourne pas exactement à la vitesse asynchrone dite vitesse de synchronisme  $n_s$  défini par l'équation suivante [2]:

$$n_s = \frac{60 f}{p} \quad (1.1)$$

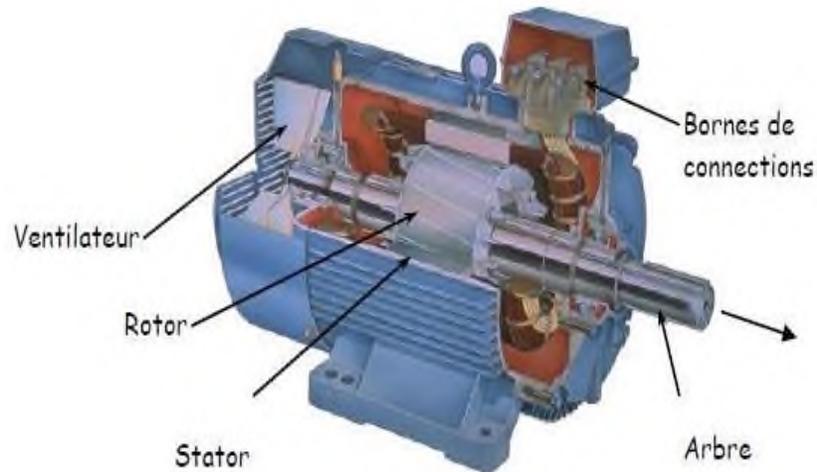


Figure 1.1 Constitution de la machine asynchrone à cage

### 1.3 Symboles et convention de la machine asynchrone

Les différents symboles employés pour représenter la machine asynchrone sont [3] :

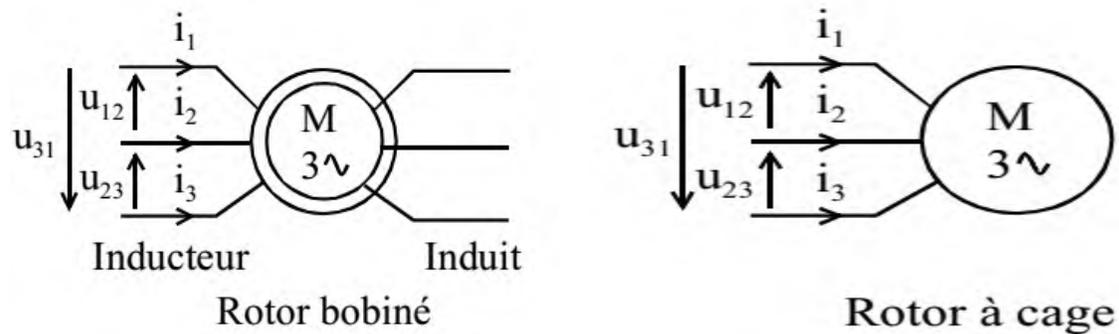


Figure 1.2 Symboles et convention.

### 1.4 Description de la machine asynchrone

Une machine asynchrone comprend généralement :

- ❖ Un stator triphasé (partie fixe) comportant un nombre de paires de pôles ( $P$ ) par phase identique à celui d'une machine synchrone.
- ❖ Un rotor (partie tournante) constitué de conducteurs mis en circuit fermé.
- ❖ L'entrefer : c'est le vide entre le stator et le rotor

#### 1.4.1 Types de rotor

On rencontre deux types de rotor :

**Un rotor bobiné** : l'enroulement est semblable à celui du stator, comporte  $p$  paires de

pôles par phase; les trois paires sont reliées à trois bagues qui permettent d'insérer un rhéostat dans le circuit rotorique. Ce moteur est aussi nommé moteur à bagues [4].

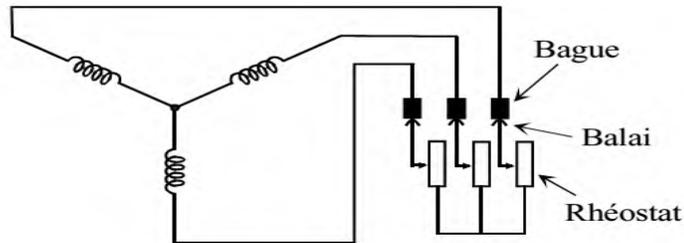


Figure 1.3 machine asynchrone à rotor bobiné

**Un rotor à cage :** le rotor est constitué de barreaux de cuivre ou d'aluminium reliés aux deux extrémités par deux couronnes conductrices. Ce modèle en forme de cage d'écureuil peu coûteux et très robuste est le plus répandu [5].

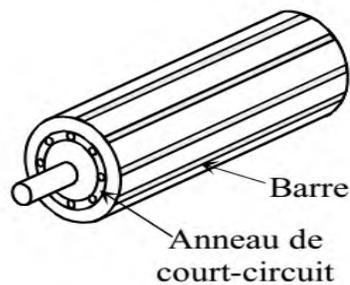


Figure 1.4 rotor à cage d'écureuil

### 1.5 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Le stator crée un champ tournant tourne à une vitesse de synchronisme  $n_s$  qui induit au rotor un système triphasé de courants, créant à leurs tours un champ tournant rotorique. Le champ tournant résultant (du stator et du rotor) et les courants triphasés génèrent un couple électromagnétique qui entraîne le rotor à une vitesse rotorique  $n < n_s$  (loi de Lenz). On change le sens de rotation en permutant deux phases [6].

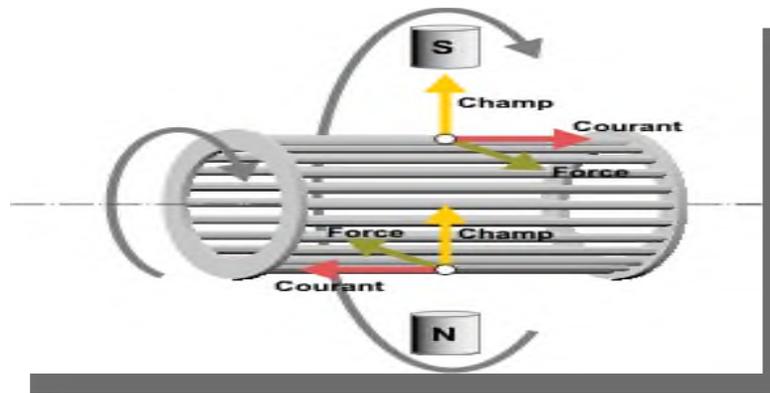


Figure 1.5 Principe du champ tournant

## 1.6 Couplage d'un moteur asynchrone

### 1.6.1 Couplage étoile

Lorsque la tension simple du réseau correspond à la tension d'alimentation des bobinages du stator, il va falloir coupler ces bobinages en «étoile». Deux bobinages sont alors reliés entre deux phases, et la tension d'alimentation de chaque bobinage est égale à la tension simple du réseau.

### 1.6.2 Couplage triangle

Lorsque cette fois c'est la tension composée du réseau qui correspond à la tension d'alimentation des bobinages du stator, il va falloir coupler ces bobinages en «triangle». De cette façon, chacun des bobinages est relié entre deux phases, et ces bobinages sont alimentés à une tension égale à la tension composée du réseau.

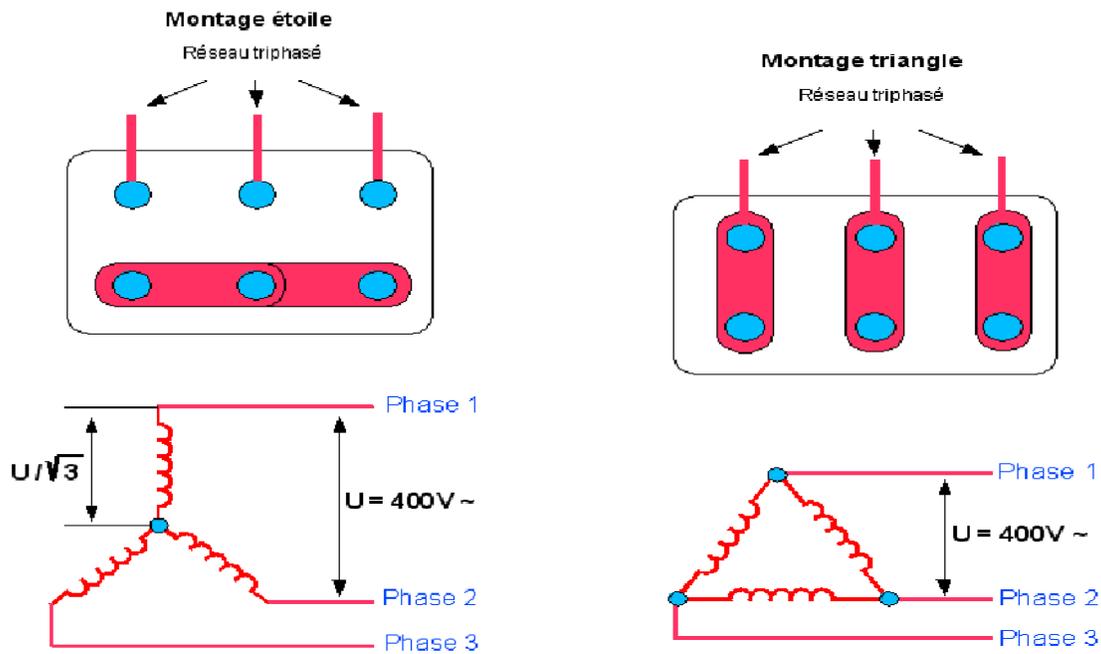


Figure 1.6 Branchement étoile et triangle de la machine asynchrone [7]

### 1.7 Plaque signalétique d'un moteur

Un exemple d'une plaque signalétique du moteur asynchrone à cage d'écureuil indique

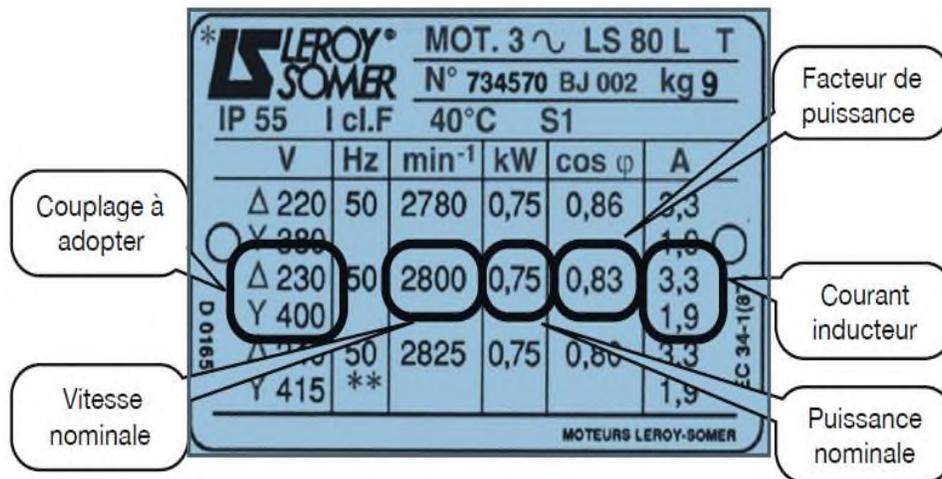


Figure 1.7 Plaque signalétique d'un moteur asynchrone

### 1.8 Glissement

Le glissement mesure l'écart relatif entre la vitesse de rotation de la machine et la vitesse de

synchronisme :

$$g = \frac{ns - n}{ns} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \tag{1.2}$$

Avec :

- ✓  $ns$  : vitesse de synchronisme
- ✓  $n$  : vitesse de rotation du rotor
- ✓  $0 < g \leq 1$  : moteur à l'arrêt
- ✓  $g \approx 0$  : moteur à vide
- ✓  $g < 0$  : générateur asynchrone

### 1.9 Bilan des puissances et rendement

Le bilan énergétique d'une machine asynchrone est illustré par l'arbre de puissance suivant :

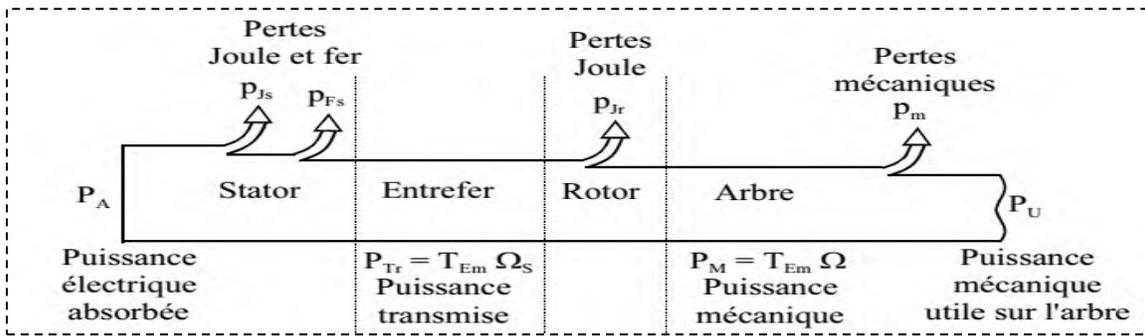


Figure 1.8 arbre des puissances

Avec :

$P_A = \sqrt{3}U_{Eff}I_{Eff}\cos\varphi$	Unités : W=VA
$P_{js} = \frac{3}{2}RI_{Eff}^2$	Unités : W= $\Omega A^2$
$P_{jr} = gP_{Tr}$	Unités : W
$P_M = (1 - g)P_{Tr}$	Unités : W
$P_U = T_U \cdot \Omega$	Unités : W=Nm/rad s

Tableau 1.1 Puissances électriques

### 1.10 Schéma équivalent électrique d'une machine asynchrone

Le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone lié les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques est donné par la figure suivante :

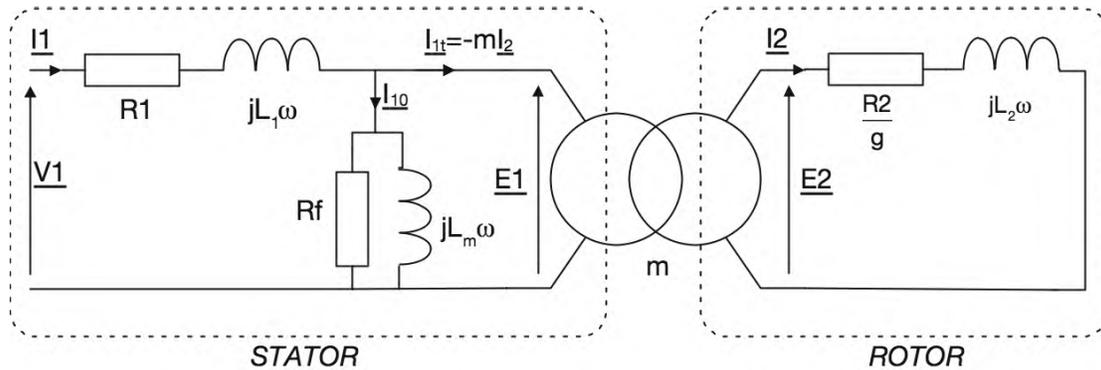


Figure 1.9 modèle d'une machine asynchrone

#### 1.10.1 Modèle linéarité ramené au stator par phase

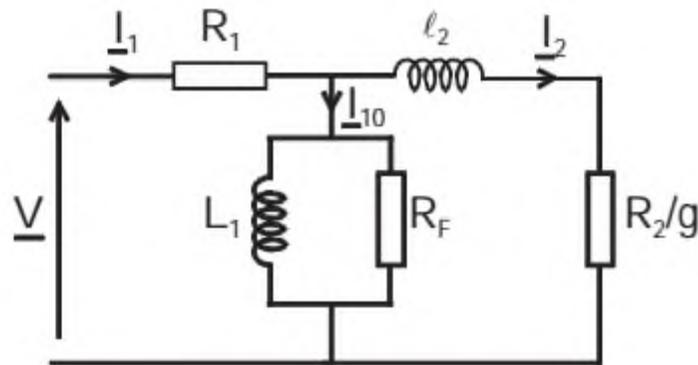


Figure 1.10 Modèle d'une phase ramenée au stator

### 1.11 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

#### 1.11.1 Avantages

- ✓ Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique.
- ✓ Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne

possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

- ✓ Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique.
- ✓ Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent.
- ✓ Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé [8].

### 1.11.2 Inconvénients

- ✓ Dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple.
- ✓ Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.
- ✓ La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres.

## 1.12 Modélisation de la machine asynchrone

Pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone, ou encore, pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente réellement la machine et traduit fidèlement son fonctionnement. Donc il faut que ce modèle recherche l'ensemble des équations reliant les variables internes aux grandeurs externes de la machine asynchrone.

Les différentes approches pour l'étude du modèle du moteur asynchrone reposent sur la résolution des équations électriques, électromagnétisme et mécanique ainsi que sur les différences hypothèses simplificatrices.

### 1.12.1 Hypothèses Simplificatrice pour la modélisation

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc. Ces phénomènes ont des formules mathématiques très complexes quoique leurs influences sur la machine soient négligeables. Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices, pour faire la modélisation, Les plus fréquents et généralement admises dans le modèle de la machine asynchrone sont [9] :

- La machine présente une parfaite symétrie triphasée de construction.
- L'entrefer est de largeur constante, l'effet des encoches est négligé.
- Les résistances sont constantes, la variation avec la température et l'effet de peau sont ignorés.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- Le bobinage statorique est reparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court-circuit.

Ces hypothèses impliquent que :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- L'inductance mutuelle varie d'une façon sinusoïdale entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

### 1.12.2 Equations de la machine asynchrone dans le référentiel (a,b,c)

La figure ci-dessous montre la structure principale de la machine asynchrone triphasée.

- Le stator est formé de trois enroulements décalés de  $120^\circ$  dans l'espace.
- Le rotor peut être modélisé, comme le stator, mais ils sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nul (moteur à cage d'écureuil).
- L'angle  $\theta$  définit la position de la phase rotorique, par rapport à celle de la phase statorique.

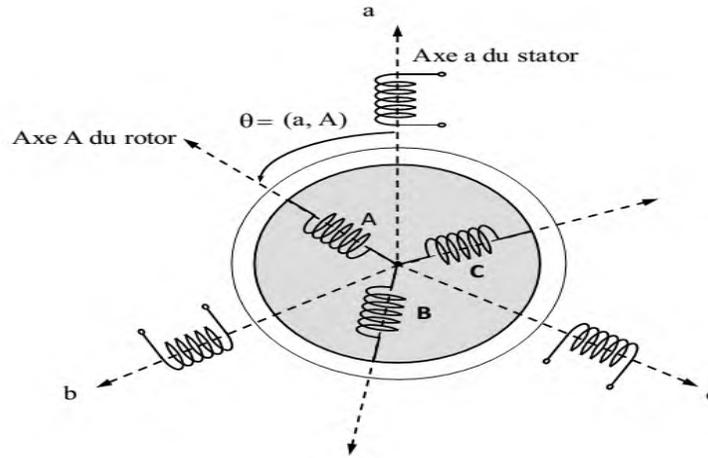


Figure 1.11 Représentation d'une machine asynchrone triphasée

### a. Les Equations Electriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont données par :

$$\text{Au stator : } \begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (1.3)$$

$$\text{Au rotor : } \begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = 0 \\ V_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} = 0 \\ V_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (1.4)$$

On résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$\begin{bmatrix} V_{a_s} \\ V_{b_s} \\ V_{c_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{a_s} \\ i_{b_s} \\ i_{c_s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{a_s} \\ \varphi_{b_s} \\ \varphi_{c_s} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Au rotor : (Le rotor étant en court-circuit, alors ses tensions sont nulles)

$$\begin{bmatrix} V_{a_r} \\ V_{b_r} \\ V_{c_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{a_r} \\ i_{b_r} \\ i_{c_r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{a_r} \\ \varphi_{b_r} \\ \varphi_{c_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Avec :

$V_{abc_s}$  : Les trois tensions statoriques.

$V_{abc_r}$  : Les trois tensions rotoriques.

$i_{abc_s}$  : Les trois courants statoriques.

$i_{abc_r}$  : Les trois courants rotoriques.

$\varphi_{abc_s}$  : Les flux des trois phases statoriques.

$\varphi_{abc_r}$  : Les flux des trois phases rotoriques.

$R_s$  : Résistances statoriques.

$R_r$  : Résistances rotoriques.

### b. Les Equations Magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone. Les équations magnétiques représentant les flux statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} [\varphi_{abc_s}] = [L_s] \cdot [i_{abc_s}] + [M_{sr}] \cdot [i_{abc_r}] & (\text{au stator}) \\ [\varphi_{abc_r}] = [L_r] \cdot [i_{abc_r}] + [M_{rs}] \cdot [i_{abc_s}] & (\text{au rotor}) \end{cases} \quad (1.7)$$

Avec :

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

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$[L_s]$  : Matrice des coefficients d'inductance statorique.

$[L_r]$  : Matrice des coefficients d'inductance rotorique.

$[l_s]$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$[M_s]$  : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$[l_r]$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$[M_r]$  : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$[M_{sr}]$  : Matrice des coefficients d'inductance mutuelle du rotor sur le stator.

$[M_{rs}]$  : Matrice des coefficients d'inductance mutuelle du stator sur le rotor.

$m$  : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statoriques et une phase rotorique.

$\theta_r$  : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

### c. Les Equations Mécanique:

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

$$[C_{em}] = p \cdot [i_{abc_s}]^t \cdot \frac{d}{dt} \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{abc_r}] \quad (1.8)$$

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suivant

$$[C_{em}] = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \cdot \Omega + C_r \quad (1.9)$$

Avec :

$J$ : Moment d'inertie total des masses tournantes

$\Omega$ : Vitesse angulaire du rotor

$c_{em}$  : Couple électromagnétique

$f_r$  : Coefficient de frottement visqueux

$c_r$  : Couple de la charge

### Remarque importante :

Les équations (I.5), (I, 6) sont à des coefficients variables entraînant la complexité de résolution de ce modèle. Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant de ces paramètres.

### 1.13 Transformation de Park

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale

suivie d'une rotation , les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [10].

### 1.13.1 Choix Du Référentiel:

Pour modéliser la machine asynchrone il faut exprimer leur grandeur dans un repère  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  qui fait un angle électrique  $\theta_r$  avec le rotor et qui fait également un angle électrique  $\theta_s$  avec le stator mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants, On peut fixer le repère  $\mathbf{d}, \mathbf{q}$  au stator, au rotor ou au champ tournant [11], il dépend généralement des objectifs de l'application.

#### a. Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  sont immobiles par rapport au stator  $\omega_{réf} = \mathbf{0}$ . Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [11].

#### b. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  sont immobiles par rapport au rotor, tournant à une vitesse  $\omega$  donc  $\omega_{réf} = \omega = \mathbf{p} \cdot \Omega$ . L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [7].

#### c. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où  $(\omega_{réf} = \omega_s)$  et  $(\omega_r = \omega_s - \omega)$ . Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, ....etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [9].

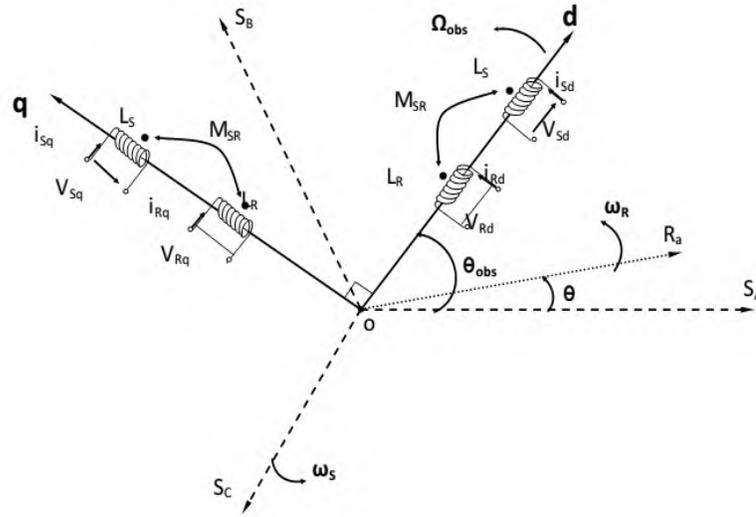


Figure 1.12 Choix du référentiel

### 1.13.2 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq de park

#### Les équations électriques

Par application de la transformée (d, q) sur les équations du repère (a, b, c) de la machine asynchrone (voir annexe A), dans notre travail on choisit un référentiel lié au champ tournant on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (1.10)$$

La vitesse angulaire électrique du repère (d, q) définie par :

$$\omega_{dq} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad (1.11)$$

#### Les équations Magnétiques :

Par application de la transformée (d, q) sur les équations (I.8) on obtient [7] :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (1.12)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} L_s = l_s - m_s \\ L_r = l_r - m_r \\ M = \frac{3}{2} m_{sr} \end{cases} \quad (1.13)$$

Où :

$L_s$ : est l'inductance cyclique du stator.

$L_r$ : est l'inductance cyclique du rotor.

$M$ : est l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

### Les équations du couple :

Par l'application de La transformation de Park qui conserve la puissance instantanée, on obtient l'expression de puissance et du couple mécanique instantané :

$$\begin{cases} P_{méc} = \omega_s \cdot (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) = C_{méc} \cdot \omega_s \\ C_{méc} = (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \end{cases} \quad (1.14)$$

En exploitant les expressions des flux statoriques et en appelant  $p$  le nombre de paires de pôles, il est possible d'établir d'autres expressions du couple toutes égales [8] :

$$\begin{cases} C_e = p \cdot (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \\ C_e = p \cdot (\varphi_{qr} \cdot i_{dr} - \varphi_{dr} \cdot i_{qr}) \\ C_e = p \cdot M \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \\ C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}) \end{cases} \quad (1.15)$$

#### 1.14 Représentation d'état du système

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère les tensions statorique ( $V_{sd}, V_{sq}$ ) comme variables de commande, le couple résistant ( $C_r$ ) comme perturbation, les courants statoriques, les flux rotoriques ( $i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}$ ) comme variables d'état et le référentiel choisi est celui du champ tournant. On aura le schéma bloc suivant, « Figure .

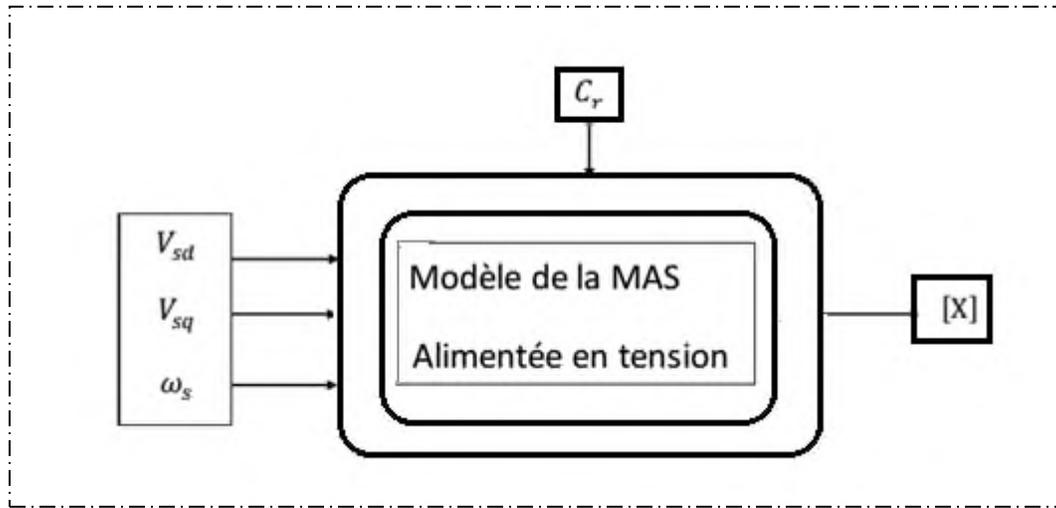


Figure 1.13 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension

Pour le flux statorique, A partir de deux équations (1.12), on obtient :

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{\varphi_{rd} - M \cdot I_{sd}}{L_r} \\ I_{rq} = \frac{\varphi_{rq} - M \cdot I_{sq}}{L_r} \end{cases} \quad (1.16)$$

On remplace les expressions des courants  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  de l'équation (1.10) dans les deux équations (1.12) :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot \left( \frac{\varphi_{rd} - M \cdot I_{sd}}{L_r} \right) \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot \left( \frac{\varphi_{rq} - M \cdot I_{sq}}{L_r} \right) \end{cases} \quad (1.17)$$

Par simplification de l'équation (1.17) étend utilisant le coefficient de dispersion, on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot \sigma \cdot I_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot \sigma \cdot I_{sq} + \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_{rq} \end{cases} \quad (1.18)$$

On fait la dérivation pour l'équation (1.18), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = L_s \cdot \sigma \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = L_s \cdot \sigma \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (1.19)$$

Avec :

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

- Pour le flux rotorique, à partir de deux équations (1.1), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -R_r \cdot I_{rd} + \omega_r \cdot \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -R_r \cdot I_{rq} - \omega_r \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.20)$$

On remplace les expressions des courants  $I_{rd}$  et  $I_{rq}$  de l'équation (1.20), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -T_r^{-1} \cdot \varphi_{rd} + T_r^{-1} \cdot M \cdot I_{sd} + \omega_r \cdot \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -T_r^{-1} \cdot \varphi_{rq} + T_r^{-1} \cdot M \cdot I_{sq} - \omega_r \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.21)$$

Avec :  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  et  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$

$T_r$  : Constante de temps rotorique.

$T_s$  : Constante de temps statorique.

- Pour le courant statorique, à partir des équations précédentes et après plusieurs étapes de calcul et simplifications, on obtient l'équation finale suivante :

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \cdot V_{sd} - \left( \frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma \cdot T_r} \right) \cdot I_{sd} + \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{(1-\sigma)}{M \cdot \sigma \cdot T_r} \cdot \varphi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma \cdot M} \cdot \omega \cdot \varphi_{rq} \quad (1.22)$$

- Pour le courant rotorique, A partir des équations précédentes et après plusieurs étapes de calcul et simplifications, on obtient l'équation finale suivante :

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \cdot V_{sq} - \left( \frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma \cdot T_r} \right) \cdot I_{sq} - \omega_s \cdot I_{sd} + \frac{(1-\sigma)}{M \cdot \sigma \cdot T_r} \cdot \varphi_{rq} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma \cdot M} \cdot \omega \cdot \varphi_{rd} \quad (1.23)$$

- Sachant que :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (1.24)$$

Avec :  $X$  : vecteur d'état.

$A$  : matrice d'évolution d'état du système.

$B$  : matrice de commande.

$U$  : vecteur du système de commande.

$$\text{Où : } \begin{cases} X = [I_{sd} I_{sq} \varphi_{sd} \varphi_{sq}]^T \\ U = [V_{sd} V_{sq} 00]^T \end{cases} \quad (1.25)$$

➤ A partir des équations précédentes on peut écrire le modèle matriciel d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{\varphi}_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{(1-\sigma)}{M \cdot \sigma T_r} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \cdot \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \cdot \omega & \frac{(1-\sigma)}{M \cdot \sigma T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{(1-\sigma)}{M \cdot \sigma T_r} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \cdot \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \cdot \omega & \frac{(1-\sigma)}{M \cdot \sigma T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

### 1.15 Simulation

Le moteur est alimenté par un système de tensions triphasées. La figure (I.14) représente le schéma bloc du modèle obtenu, ce dernier sera simulé à l'aide du logiciel Simulink/MATLAB. Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés dans l'annexe (A).

- En première cas, on va simuler le fonctionnement de la machine asynchrone

alimenté directement par un réseau 220/380V, 50Hz et sans l'application d'une charge, c'est à dire que la machine fonctionne à vide ( $C_r = 0$ ).

- En deuxième cas, une perturbation du couple ( $C_r = 50\text{N.m}$ ) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ( $t = 3\text{s}$ ) et les résultats de simulation sont regroupés dans les figures ci-dessous.

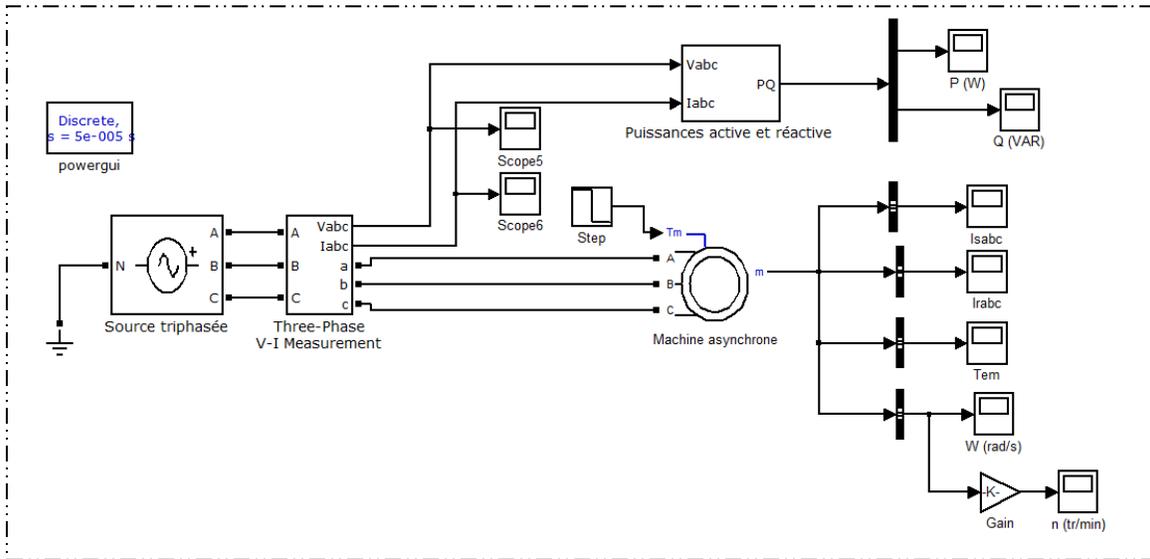


Figure 1.14 schéma de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau

### 1.16 Résultats de la simulation de la MAS alimentée directement par le réseau

#### 1.16.1 Premier cas : fonctionnement en mode moteur

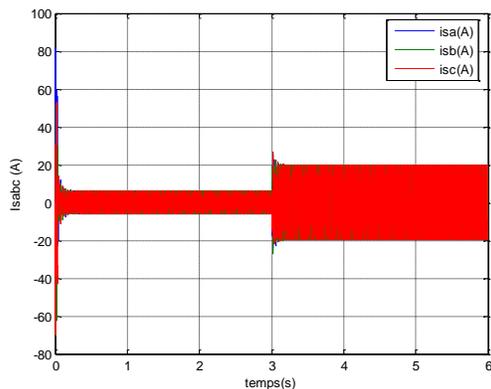


Figure 1.15 Courants statorique

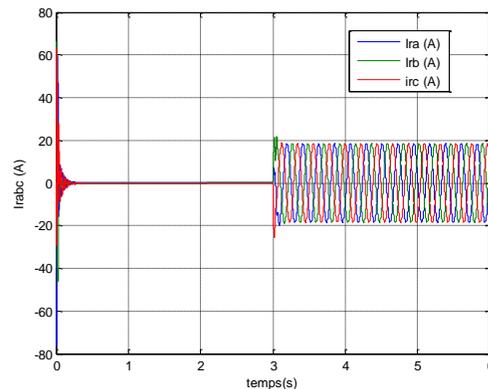


Figure 1.16 Courants rotorique

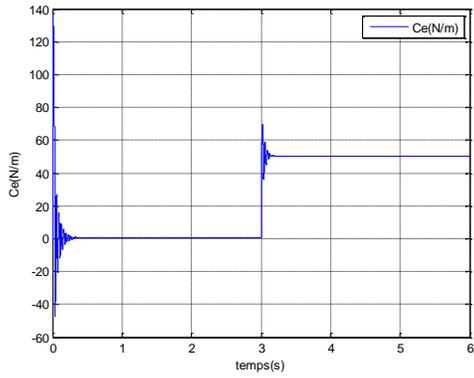


Figure 1.17 Couple électromagnétique

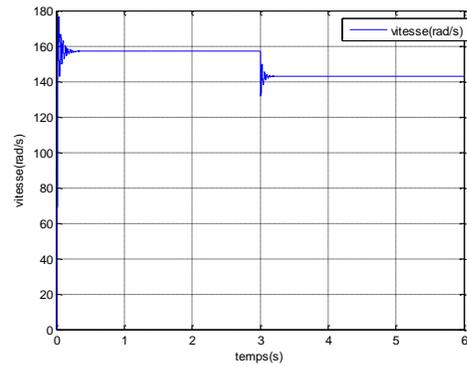


Figure 1.18 vitesse du rotor

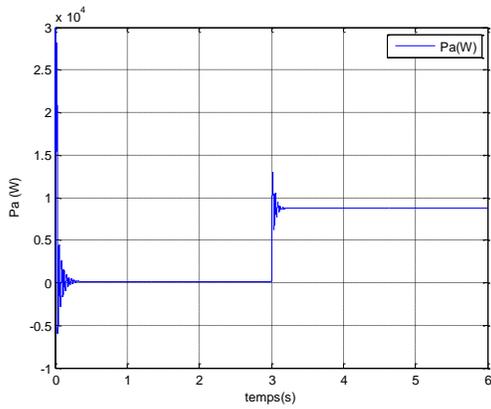


Figure 1.19 puissance active

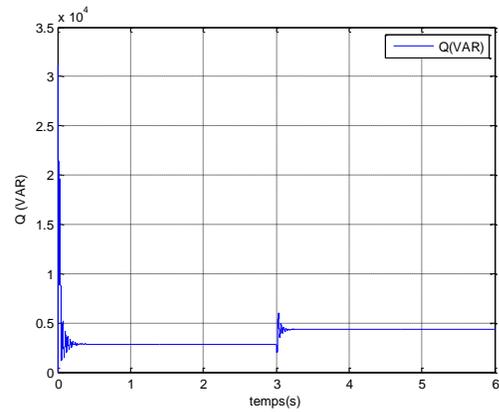


Figure 1.20 puissance réactive

**1.16.2 Deuxième cas : fonctionnement en mode génératrice**

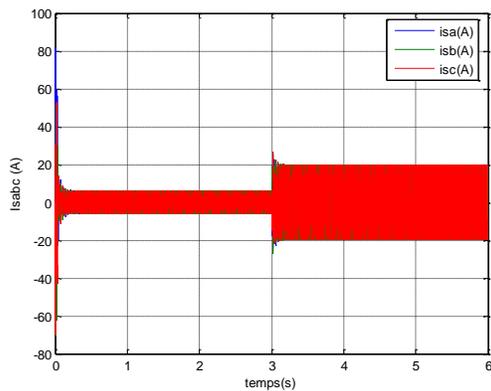


Figure 1.21 Courants statorique

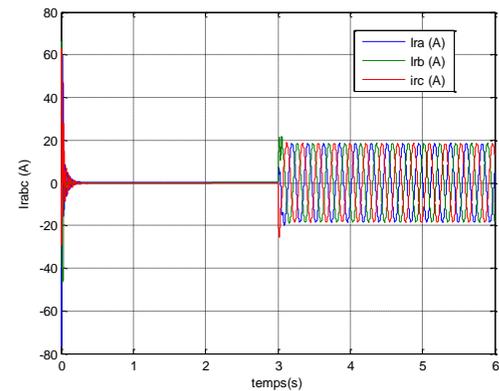


Figure 1.22 Courants rotorique

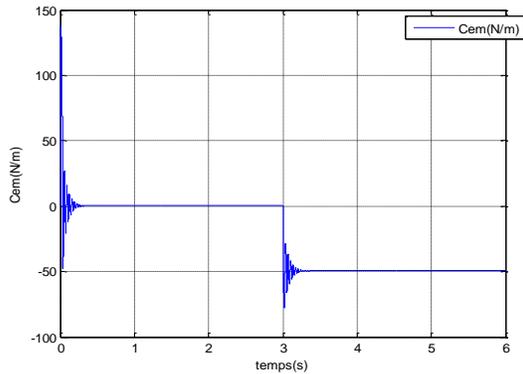


Figure 1.23 Couple électromagnétique

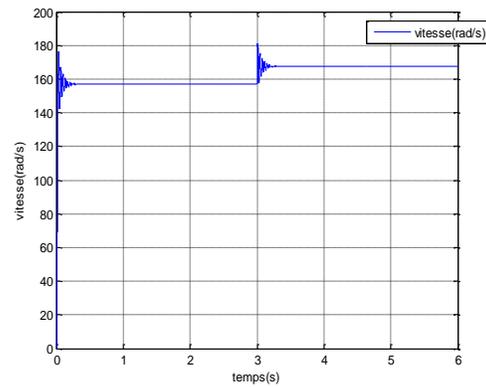


Figure 1.24 vitesse du rotor

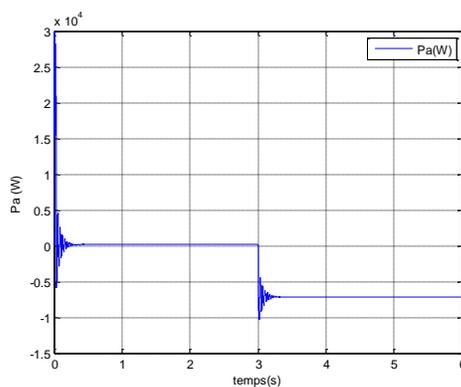


Figure 1.25 puissance active

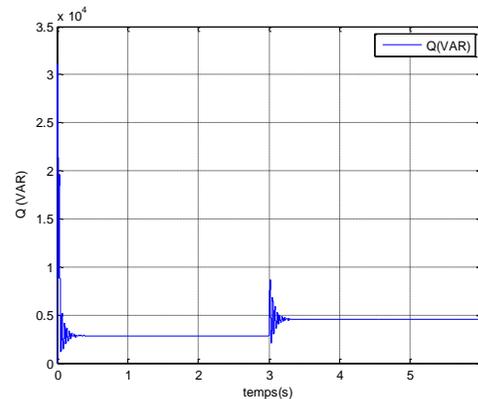


Figure 1.26 puissance réactive

### 🚧 Interprétation des résultats de simulation

Dans les deux cas précédents, l'examen des courbes montrent que le démarrage à vide de la machine permet d'avoir aux premiers instants, les courants statoriques présentes des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances, le régime permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives.

Pendant le régime transitoire, le couple est électromagnétique fortement pulsatoire, présentes aux premier instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro. Lors de l'application de la charge à

l'instant de  $t=3s$ , le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant ( $C_r$ ), on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. On remarque aussi que les courants rotoriques sont évolués selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

On peut constater aussi que :

Les courbes de courants statoriques et rotoriques de la machine sont les mêmes en mode de fonctionnement moteur et générateur

La vitesse rotorique est inférieure à la vitesse de synchronisme (157 ras/s) dans le cas du fonctionnement moteur et elle est supérieure à la vitesse de synchronisme dans le cas du fonctionnement générateur.

Le couple électromagnétique est positif et dont sa valeur égale à la valeur du couple de charge (50 Nm) dans le cas du fonctionnement moteur et il est négatif dans le cas du fonctionnement générateur avec sa valeur qui égale à la valeur du couple de charge (50Nm).

Les deux courbes de puissance actives dans le cas du fonctionnement moteur elle positive et il est négative dans le cas du fonctionnement générateur tant que l'allure de la courbe de puissance réactive reste la même dans les deux cas.

### **I.17 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté une étude générale de la machine asynchrone. En suite sa modélisation dans le repère triphasé et biphasé basé sur la théorie de Park a été faite, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé. L'introduction d'un couple de charge montre le comportement statique et dynamique de la machine et le mode fonctionnement en moteur et en générateur.



# CHAPITRE II

## **ETUDE ET MODELISATION DE LA MADA**

## CHAPTER II

### ETUDE ET MODELISATION DE LA MADA

#### 2.1 Introduction

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est très utilisée en plusieurs domaines industriels, elle présente plusieurs avantages par rapport à tous les autres types de machines à vitesse variable, son utilisation dans la chaîne de conversion électromécanique en tant que générateur ou moteur a connu une croissance spectaculaire au cours des dernières années. Dans ce travail, nous présenterons une étude générale de la MADA, sa modélisation et son mode d'alimentation et de fonctionnement. Nous débuterons par une brève exposition de la chaîne de puissance retenue dans ce travail, formée des convertisseurs statiques et de la machine à étudier. Ensuite, nous définirons un modèle mathématique de la machine en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé (abc). Nous réduirons l'ordre du système et éliminerons la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductances et la position du rotor par l'application de la transformation de Park. Cette transformation nous permettra de donner une nouvelle modélisation de la MADA dans le référentiel biphasé (dq). Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension chargé de la conversion continu-alternatif et leur commande à MLI. Une série de simulations a été envisagée dans le but de vérifier les performances statiques et dynamiques de la MADA dans cas du fonctionnement moteur et générateur.

#### 2.2 Machine asynchrone double alimentation (MADA)

Machine asynchrone double alimentation (MADA), de l'anglais, Doubly Fed Induction Machine (DFIM), est connue depuis 1899, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. En réalité, La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures; la machine asynchrone à double alimentation, MADA, 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. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un

empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne. Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général [12], figure 2.1.

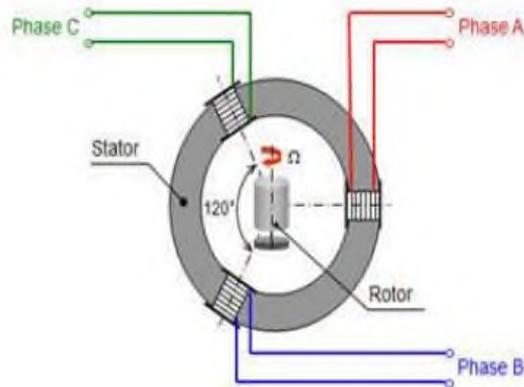


Figure 2.1 Constituants de la MADA

### 2.3 Structure de MADA

La MADA présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles vient s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [13]. (figure 2.2).

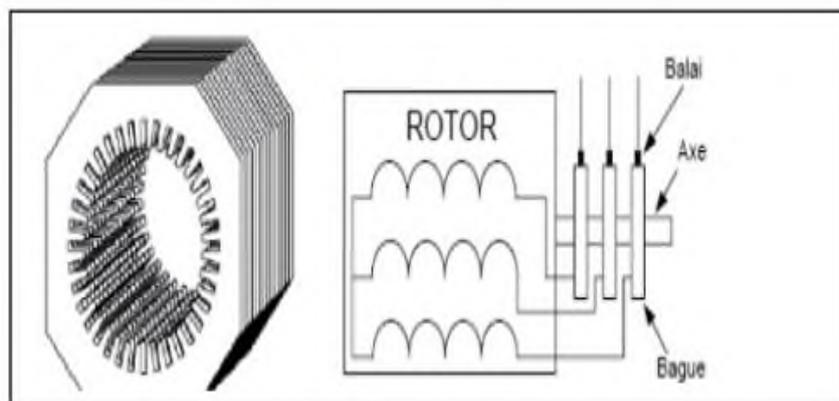


Figure 2.2 Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

### 2.3.1 Machine asynchrone à double alimentation type "rotor bobiné"

La machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation présente un atout considérable, le bénéfice du fonctionnement à vitesse variable est un grand avantage. Etant donné que la puissance rotorique transitée est moindre, le coût des convertisseurs s'en trouve réduit en comparaison avec une éolienne à vitesse variable alimentée au stator par des convertisseurs de puissance. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance. Une seconde raison est la possibilité de régler la tension au point de connexion où est injectée cette génératrice [14], figure 2.3.

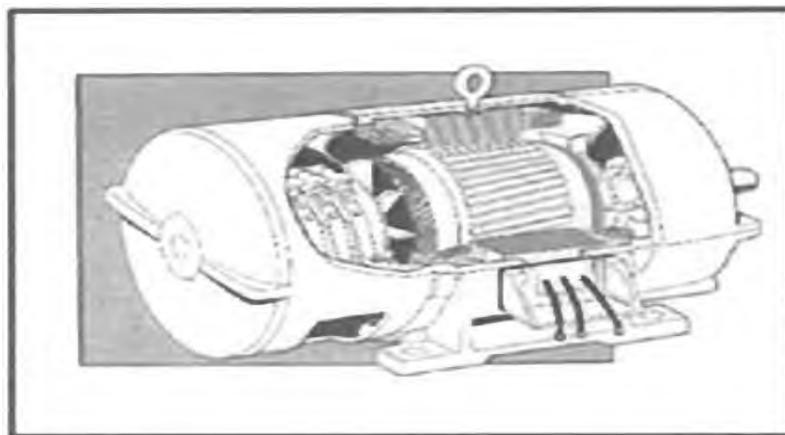


Figure 2.3 Machine asynchrone à rotor bobiné

### 2.4 Principe de fonctionnement de la MADA

Le principe de fonctionnement de la MADA est basé sur la théorie du champ tournant. Le système de tensions triphasées de fréquence  $f_s$  appliquées au stator d'un moteur asynchrone ayant  $p$  paires de pôles, génère dans le stator une force magnétomotrice  $E_s$  de vitesse synchrone ( $\Omega_s$ ). Le rotor quant à lui est alimenté par une source triphasée de fréquence  $f_r$  et qui génère une force magnétomotrice  $E_r$  de vitesse ( $\Omega_r$ ). La machine asynchrone à double alimentation que nous allons étudier est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné muni de bagues. Dans le cas où les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, le rotor tourne à la vitesse de glissement ( $\omega$ ) par rapport au stator ( $\omega = \omega_s - \omega_r$ ), terek a figure (2.4).

Avec :

$\omega_s$ ,  $\omega_r$  et  $\omega$  sont respectivement, les pulsations des fréquences: statorique, rotorique et de glissement. Dans ce cas, le glissement est défini par la relation suivante [15]:

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.1)$$

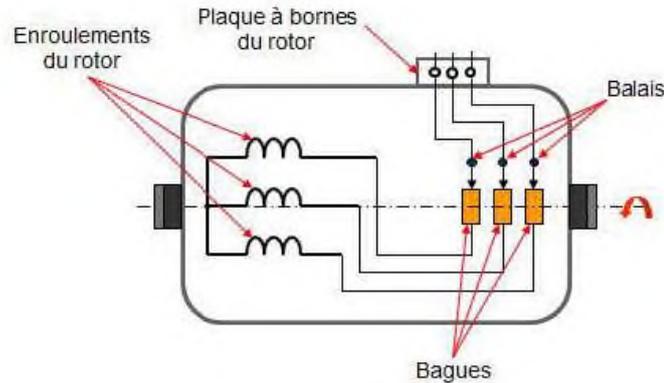


Figure 2.4 Structure du rotor bobiné.

## 2.5 Régimes de fonctionnement de la MADA

### 2.5.1 Régime stationnaire

( $\omega_r=0 \Rightarrow g=1$ ), dans ce cas seul le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence  $f_s$ . Par conséquent le rotor est le siège d'une  $E_{e.m.}$  induite mais, il n'y a pas de courant qui circule dans son circuit, donc aucun couple n'existe dans cette machine. Dans ces conditions, le rotor était bloqué et la MADA se comporte comme un transformateur.

### 2.5.2 Régime hypo-synchrone

( $\omega_r < \omega_s \Rightarrow 0 < g < 1$ ), le glissement est positif, cela signifie que le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator. Dans ce cas, la fréquence  $f_r$  du rotor commence à décroître et plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus  $f_r$  tend vers 0. De même, la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.

### 2.5.3 Régime synchrone

( $\omega_r = \omega_s \Rightarrow g=0$ ), lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence  $f_r$  du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne "voit" aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier ( $\omega_{sr}=0$ ), par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.

### 2.5.4 Régime hyper-synchrone

( $\omega_r > \omega_s \Rightarrow g < 0$ ), par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et le glissement devient négatif, ce que signifie que l'ordre de succession de phase du rotor s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

## 2.6 Modes de fonctionnement de la MADA

En générale, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur, Cependant la commande des tensions rotoriques permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper-synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur ou générateur [16], figure 2.5.

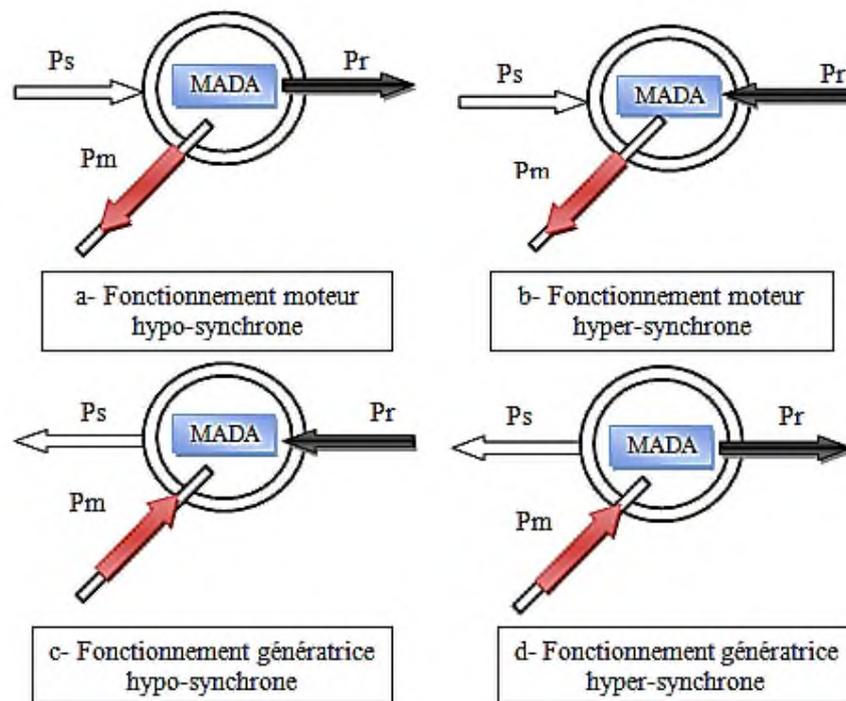


Figure 2.5 Les quatre modes de fonctionnement de la MADA.

### 2.6.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone (a)

- La puissance est fournie par le réseau au stator.
- La puissance de glissement est renvoyée au réseau.
- La vitesse de rotation est inférieure au synchronisme.
- La machine asynchrone à cage peut être fonctionnée ainsi mais la puissance de glissement est Alor dissipée en pertes Joule dans le rotor [17].

### 2.6.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone (b)

- La puissance fournie par le réseau va au rotor et au stator.
- La vitesse de la machine est au-dessus de la vitesse de synchronisme,
- La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [17].

### 2.6.3 Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone (c)

- La puissance est fournie par le stator au réseau.

- Une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.
- La vitesse de rotation est en-dessous de la vitesse de synchronisme.
- La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [17].

#### **2.6.4 Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone ( d)**

- La puissance est fournie par le stator au réseau.
- La puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau.
- La vitesse de la machine est au-dessus de la vitesse de synchronisme.
- La machine asynchrone à cage peut fonctionner dans les mêmes conditions mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [17].

### **2.7 Avantage et inconvénients de la MADA :**

#### **2.7.1 Avantage de la MADA**

- ✓ La MADA présente plusieurs avantages à savoir
- ✓ Le courant de démarrage est moins élevé que le moteur à cage
- ✓ Le couple de démarrage est supérieur que le moteur à cage
- ✓ La vitesse peut être réglée par un convertisseur de fréquence et la capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse de synchronisme
- ✓ L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert de puissance et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [18]
- ✓ 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 rétorques
- ✓ La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale

#### **2.7.2 Inconvénients de la MADA**

- ✓ Un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs).
- ✓ Elle est plus volumineuse qu'une machine asynchrone à cage de puissance équivalente l'aspect multi-convertisseurs et par conséquent le prix
- ✓ Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage .

### **2.8 Domaines d'application de la MADA**

La machine asynchrone à double alimentation peut être utilisée dans plusieurs applications

Industrielles telles que [18]:

- ✓ Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.
- ✓ Éoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable.
- ✓ Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.
- ✓ La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- ✓ La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime.
- ✓ Les applications de levage, ascenseurs, monte-charge, etc. sont visées.
- ✓ Génération des réseaux de bord des navires ou des avions.

## **2.9 Modélisation d'une machine asynchrone de la MADA**

Dans le présent chapitre, nous présenterons la modélisation classique de la MADA et de son alimentation. Nous définirons un modèle mathématique de la machine qui montre ces 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 une nouvelle modélisation de la MADA dans le référentiel biphasé de Park noté usuellement (d, q, O). Une série de simulations a été envisagée, non seulement dans le but de vérifier les performances de la 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.

### **2.9.1 Hypothèses simplificatrices**

Afin de modéliser le MADA un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées. Ainsi nous supposerons que [19] :

- ✓ la machine est de construction symétrique équilibrée, tant au rotor qu'au stator,
- ✓ le rotor est bobiné, les bobinages sont triphasés au stator et au rotor et possèdent p paires de pôles, l'entrefer est d'épaisseur et de perméabilité constante, donc que l'effet d'encoche est négligé.
- ✓ la saturation du circuit magnétique est négligeable, et sa perméabilité constante
- ✓ les pertes ferromagnétiques dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligeables,

- ✓ les pertes mécaniques sont négligeables,
- ✓ la distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale,
- ✓ l'effet de peau est négligé, donc la densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs,
- ✓ la résistance des différents enroulements de la machine est constante,
- ✓ l'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ces hypothèses ont pour conséquences [16]:

- les inductances propres entre les enroulements statoriques sont constantes,
- les inductances propres entre les enroulements rotoriques sont constantes,
- les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient de manière sinusoïdale avec la position des enroulements,
- les flux magnétiques sont additifs.

### 2.9.2 Modèle triphasé de la MADA dans le repère (abc)

La machine asynchrone est représentée sur la figure (2.6) par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle  $\theta$  repère le décalage de l'axe de la phase rotorique par rapport à l'axe fixe de la phase statorique [17].

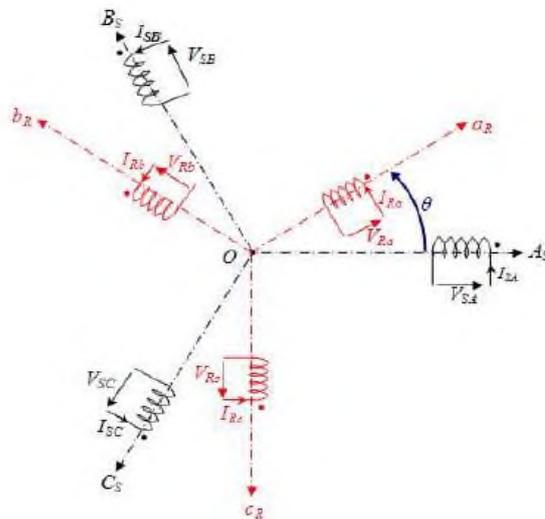


Figure 2.6 Représentation de la MADA triphasée

#### 2.9.2.1 Les équations générales de la machine asynchrone triphasée

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor .les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

#### Equations électriques de la MADA

A partir de la loi de Faraday qui donne la relation entre la tension  $V$  aux bornes d'une bobine de résistance  $R$ , d'inductance  $L$ , le courant  $i$ , et la variation de flux

✓ pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_S \cdot i_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_S \cdot i_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_S \cdot i_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (2.2)$$

✓ pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (2.3)$$

Alors,

$$[V_{sabc}] = [R_S] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d[\Phi_{sabc}]}{dt} \quad (2.4)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d[\Phi_{rabc}]}{dt}$$

( 2.5)

Ou :

$$[V_S] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; [I_S] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \text{ et } [R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \text{ et } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Avec :

$[R_S]$  : Matrice des résistance statorique,

$[R_r]$  : Matrice des résistance rotorique ,

$[V_S]$  :vecteur de tension stator,

$[V_r]$  : vecteur de tension rotor

$[I_S]$  ,  $[I_r]$  : vecteur de courants de stator et rotor .

### Equations magnétiques de la MADA

D'après la notion de flux l'induction propre et mutuelle nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{sr}] [I_s] \end{cases} \quad (2.8)$$

Tel que :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

D'autre part :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Avec :

$M_0$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor (leurs axes magnétiques sont ,alors ,alignés).

$[M_{sr}]$  : l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

$[M_{rs}]^T$  : matrice des inductance mutuelle.

En remplaçant les flux par leurs expressions dans ((2.4), on obtient :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[[L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r]] \\ [v_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[[L_{rr}] [I_r] + [M_{sr}] [I_s]] \end{cases} \quad (2.11)$$

### Equation mécanique de la MADA

L'étude des régimes transitoires fait intervenir, en plus des grandeurs électriques, les grandeurs mécaniques. Ainsi , pour compléter le modèle ,nous devons ajouter l'équation mécanique déduite à partir du théorème des moments est donnée comme suit :

$$c_{em} = c_r + f_r \Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.12)$$

$$c_f = f_r \Omega \quad (2.13)$$

$J$ : Moment d' inertie total des masses tournantes

$\Omega$  : Vitesse angulaire du rotor

$c_{em}$  :Couple électromagnétique

$f_r$  : Coefficient de frottement visqueux

$c_r$  :Couple de la charge

### 2.9.3 Transformation de Park

Le modèle de la MADA dans le référentiel  $(A, B, C)$  étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. Le but des transformations matricielles est de le simplifier, cette simplification doit réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance avec la position du rotor, c'est-à-dire obtenir un modèle caractérisé par un système d'équation à coefficients constant [20].

### 2.9.3.1 Représentation de la MADA dans un repère biphasé (dq)

La MADA est représentée par son modèle de Park dont les équations sont établies dans un référentiel lié au champ tournant où les puissances sont conservées par l'utilisation de la transformation de Clarke  $(a-b-c/\alpha-\beta/d-q)$ . Les équations de la MADA dans un repère tournant à la vitesse électrique  $\omega_s$  et pour un rotor tournant à la vitesse électrique  $\omega_r$ , sont données comme suit :

#### Equations électriques

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_{coor} \cdot \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} - \omega_{coor} \cdot \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_{coor} - \omega) \cdot \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_{coor} - \omega) \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.14)$$

Avec :

$\omega_{coor}$  : Pulsation du référentiel d'axe  $(d, q)$  ;

$\omega$  : Pulsation mécanique du rotor.

#### Equations des flux

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec :

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

#### Equations mécaniques

$$\begin{cases} C_{em} = P(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \\ C_{em} = P(\varphi_{qr} \cdot i_{dr} - \varphi_{dr} \cdot i_{qr}) \\ C_{em} = P M (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \\ C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}) \end{cases} \quad (2.16)$$

#### Equations des puissances actives et réactives

$$\begin{cases} P_s = (v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs}) \\ Q_s = (v_{qs} \cdot i_{ds} + v_{ds} \cdot i_{qs}) \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\begin{cases} P_r = (v_{dr} \cdot i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{qr}) \\ Q_r = (v_{qr} \cdot i_{dr} + v_{dr} \cdot i_{qr}) \end{cases} \quad (2.18)$$

### 2.9.4 Modèle de la machine en représentation d'état

La représentation d'état de la MADA dépend du repère et du choix des variables d'état pour les équations électriques. On écrit les équations dans le repère  $(d, q)$  car c'est la solution la plus générale. Le choix des variables d'état, dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation. On choisit pour notre cas le vecteur d'état suivant :

$[I_{sd}, I_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}]^T$ . On écrit le modèle de la machine utilisée pour la commande sous forme d'un système d'équations d'état [2]:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (2.19)$$

Avec

X : vecteur d'état du système,

A : matrice d'état du système,

B : matrice de commande,

U : vecteur de commande  $[V, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}]^T$

Y : vecteur de sortie,

C : matrice d'observation.

#### 2.9.4.1 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension

Introduisons, pour le modèle complet de la machine, un vecteur d'état formé, en plus des quatre courants, de la vitesse et de la position angulaire. Le couple de charge sera considéré comme une entrée perturbatrice. L'entrée étant constituée des quatre tensions d'alimentation, ce nouveau vecteur d'état nous amène à la représentation suivante [21] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & (a\omega + \omega_s) & a_3 & a_5\omega & 0 & 0 \\ -(a\omega + \omega_s) & -a_1 & -a_5\omega & a_3 & 0 & 0 \\ a_4 & -a_6\omega & -a_2 & (\omega_s + \frac{\omega}{\sigma}) & 0 & 0 \\ a_6\omega & a_4 & -(\omega_s + \frac{\omega}{\sigma}) & -a_2 & 0 & 0 \\ -m_1 I_{qr} & m_1 I_{dr} & 0 & 0 & -m_2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 & -b_3 & 0 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & -b_3 & 0 \\ -b_3 & 0 & b_2 & 0 & 0 \\ 0 & -b_3 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -m_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Avec :

$$a = \frac{1-\sigma}{\sigma}, \quad a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s}, \quad a_2 = \frac{R_R}{\sigma L_R}, \quad a_3 = \frac{R_R M_{sr}}{\sigma L_s L_R}, \quad a_4 = \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_R}, \quad a_5 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s}, \quad a_6 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_R}$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad b_2 = \frac{1}{\sigma L_R}, \quad b_3 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_R}$$

$$m_1 = \frac{P^2 M_{sr}}{J}, \quad m_2 = \frac{f}{J}, \quad m_3 = \frac{P}{J}$$

La relation (2.20) montre que la machine doublement alimentée est un système non linéaire dans la mesure où le couple est un produit croisé des courants dont se déduit la vitesse. En plus, ce système est non stationnaire car toutes les grandeurs sont susceptibles de varier en fonction du temps.

### 2.10 Choix de référentiel

Les équations de la machine utilisée peuvent être exprimées dans trois référentiels selon le positionnement de ses axes par rapport aux axes de la machines [22].

- *Référentiel lié au stator.*
- *Référentiel lié au rotor.*
- *Référentiel lié au champ tournant.*

#### Référentiel lié au stator

Ce référentiel est choisi dans le cas où la variation de vitesse de rotation est importante [20]

$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_m \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega_m \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega_m \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.21)$$

### Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est choisi dans les problèmes des régimes transitoires ou la vitesse de rotation est constante [19] :

$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (2.22)$$

### Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est sauvant choisie dans le cas ou la fréquence d'alimentation est constante et sur cette base que nous avons fait ce choix [19].

$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_m \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.23)$$

Nous avons choisi dans notre cas le système d'axe (d,q) lié au champ tournant car il est le plus approprié, en particulier pour les machines asynchrones a double alimentation. Il permet de ramener les grandeurs variable à des grandeurs continues et ainsi les calculs seront plus simplifiés .En plus le chois de référentiel repose sur la stratégie de commande et les grandeurs à commander.

### 2.11 Modélisation du système d'alimentation

La figure (2.7), illustre le schéma de l'association Convertisseurs–MADA, l'ensemble comprend :

- Un redresseur d'entrée.
- Un filtre passe bas comportant un condensateur de forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension à l'entrée de l'onduleur.

- Un onduleur de tension.
- La machine

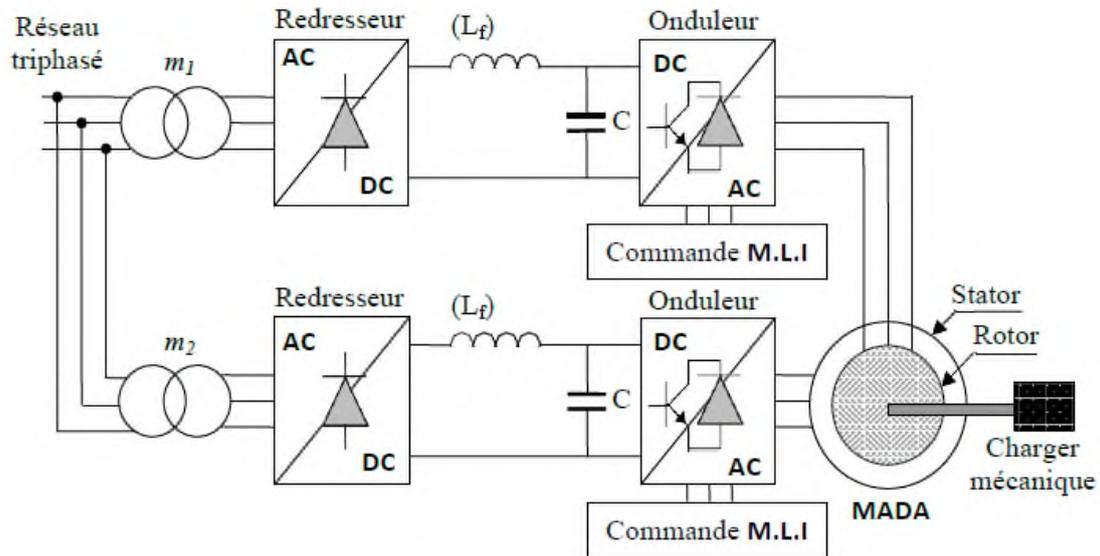


Figure 2.7 Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation.

### ❖ Le redresseur

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif (alternatif/continue).

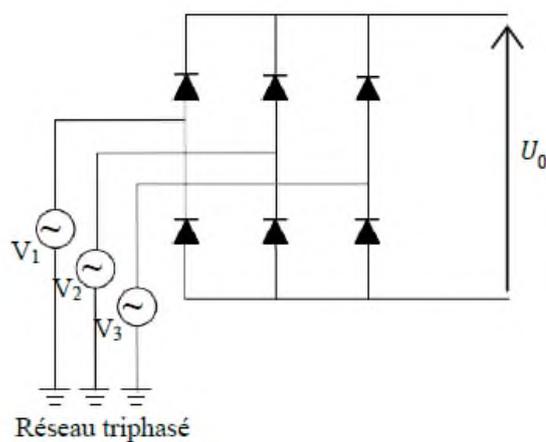


Figure 2.8 Structure du redresseur triphasé

Si nous considérons l'expression des tensions simples de la forme suivante :

$$\begin{cases} V_1 = V_m \cdot (\omega \cdot t) \\ V_2 = V_m \cdot (\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V_m \cdot (\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.24)$$

Les diodes sont supposées idéales, la tension redressée peut être déterminée par :

$$V_0 = V_{moy} = \frac{1}{\pi/3} \int_0^{\pi/3} V_m \left[ \sin(\omega \cdot t) - \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \cdot d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_m \quad (2.25)$$

### ❖ Le filtre passe bas

La tension obtenue en sortie du redresseur n'est pas sans ondulations, elle est donc superposée à une composante alternative, d'où la nécessité d'utiliser un filtre passe bas afin d'atténuer l'effet de cette composante. Un filtre passe bas est un quadripôle dont la tension de sortie doit être faiblement amortie pour le fondamental et le plus possible pour les harmoniques [21]. Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur [23].

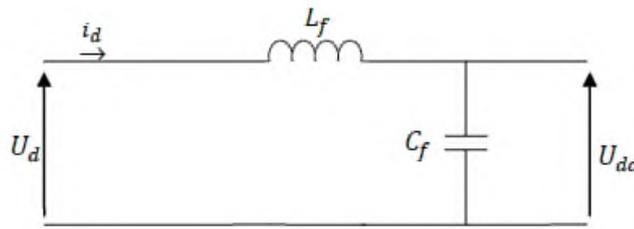


Figure 2.9 Structure du filtre LC passe bas.

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L_f \frac{di_d}{dt} + R I_d + U_{dc}(t) \quad (2.26)$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I(t)) \quad (2.27)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtre}}{U_{redresseé}} = \frac{1}{(\sqrt{L_f C_f} s)^2 + 1} \quad (2.28)$$

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

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \times \frac{1}{2\pi} \quad (2.29)$$

### ❖ 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. 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 220/380V-50Hz [24].

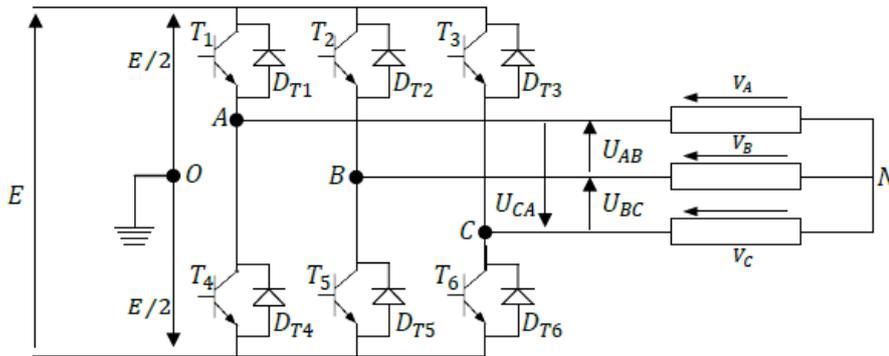


Figure 2.10 Représentation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

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 (bien que le branchement d'une charge en triangle soit envisageable). 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 impairs différents 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.

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (2.30)$$

Par addition on a :

$$V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} \quad (2.31)$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique

donc :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} = 0 \quad (2.32)$$

$$\text{d'où} \quad V_{ON} = \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (2.33)$$

On remplace (2.33) dans (2.30), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (2.34)$$

On peut écrire le système (2.31) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2}S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2}S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2}S_3 \end{cases} \quad (2.36)$$

tel que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 \text{ si } K_1 \text{ fermé si non } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 \text{ si } K_2 \text{ fermé si non } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 \text{ si } K_3 \text{ fermé si non } S_3 = -1 \end{cases}$$

On remplace (2.35) dans (2.36), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Le système (2.37) 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  $T1, T2, T3$  (les états de  $T4, T5, T6$  sont respectivement complémentaires de ceux de  $T1, T2, T3$ ).

$T_1$	$T_2$	$T_3$	$V_{AO}$	$V_{BO}$	$V_{CO}$	$V_A$	$V_B$	$V_C$	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$
F	F	F	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	0
F	O	F	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	E	-E	0
F	F	O	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$E/3$	$-E/3$	$-2E/3$	0	E	-E
F	O	O	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	E	0	-E
O	F	F	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	-E	0	E
O	O	F	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	0	-E	E
O	F	O	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	-E	E	0

O	O	O	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0	0	0	0
---	---	---	--------	--------	--------	---	---	---	---	---	---

Tableau 2.1 Etablissement des expressions des tensions simples et composées.

À partir de ce résultat, on peut donner le modèle de l'onduleur triphasé, figure (2.11), sous forme de schéma bloc que l'on implantera sous Simulink.

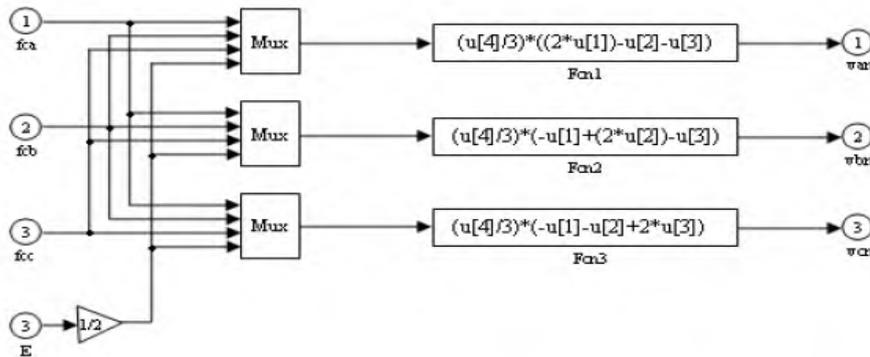


Figure 2.11 Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.

❖ **Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)**

La technique de modulation de largeur d'impulsion retenue dans cette étude est la méthode à MLI triangula-sinusoïdale. Le principe montré dans la figure (2.12) consiste à comparer chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer par un signal triangulaire de haute fréquence (porteuse). Les intersections des ondes modulantes avec l'onde triangulaire, déterminent les impulsions de commande (S1, S2, S3) de l'onduleur [25].

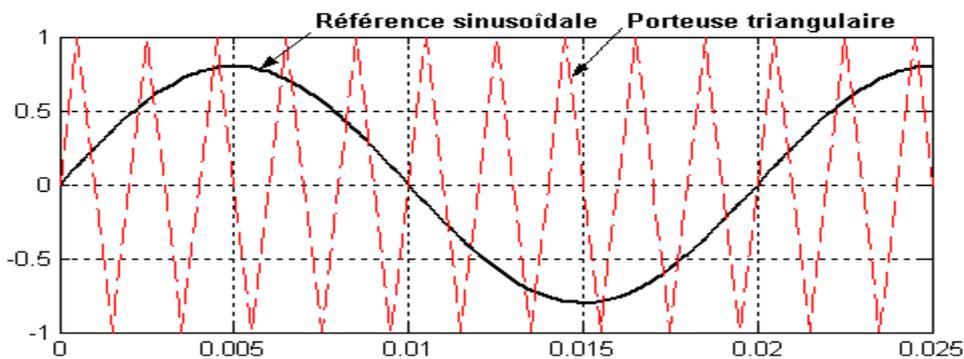


Figure 2.12 Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle

❖ **Simulation de la MADA connectée au réseau par un onduleur de tension**

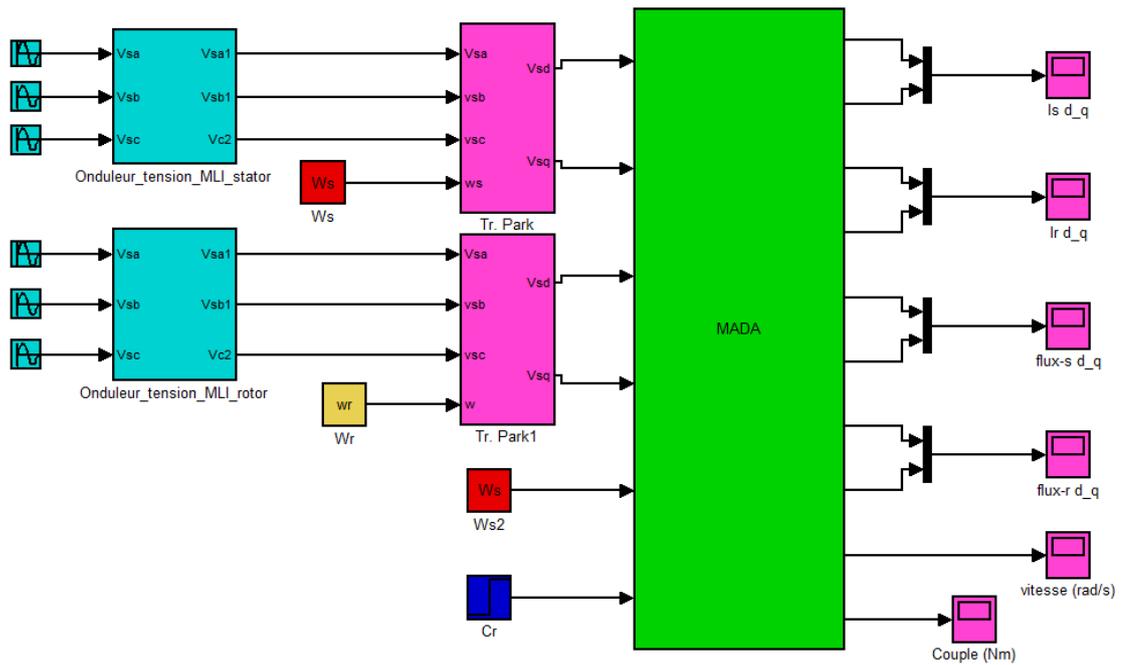


Figure 2.13 Bloc de simulation de la MADA connectée au réseau par un onduleur de tension

## 2.12 Résultats de simulation

La machine asynchrone à double alimentation dont les paramètres sont donnés dans l'annexe (B), est alimentée par un réseau triphasé équilibré en premier cas, puis par des onduleurs de tensions à MLI au niveau du rotor et stator dans le deuxième cas. La MADA est chargée avec un couple  $Cr$  de  $\pm 10\text{Nm}$  à l'instant de 3s, Les résultats de simulation obtenus sont donnés par les figures ci-après.

### 2.12.1 La MADA est alimentée directement par le réseau

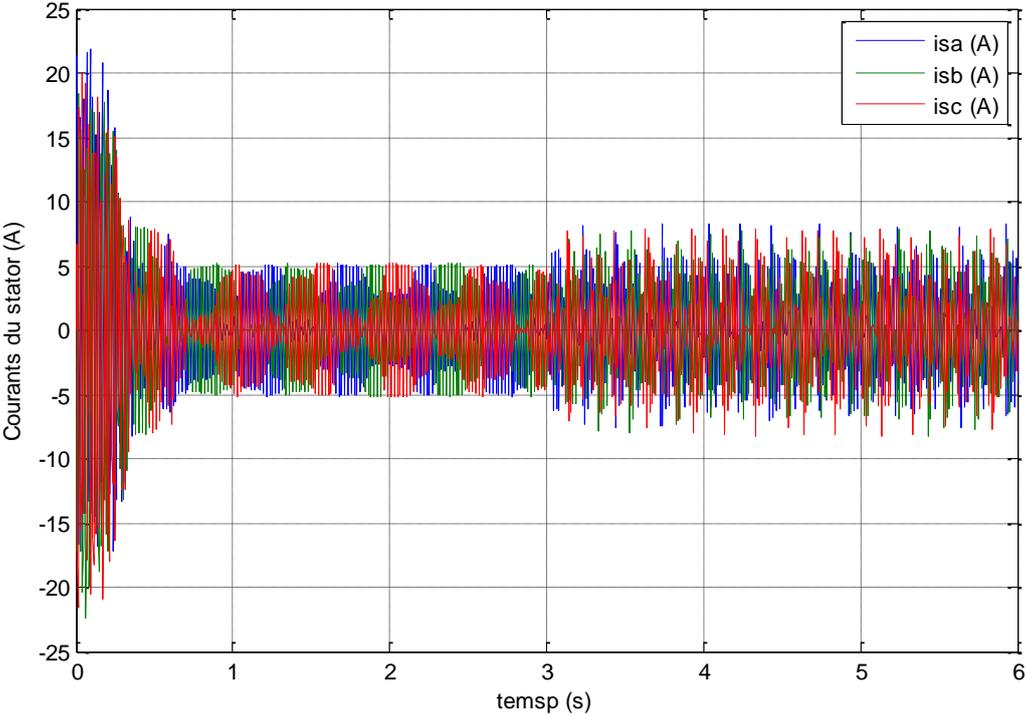


Figure 2.14 Courants statorique de la MADA connectée au réseau

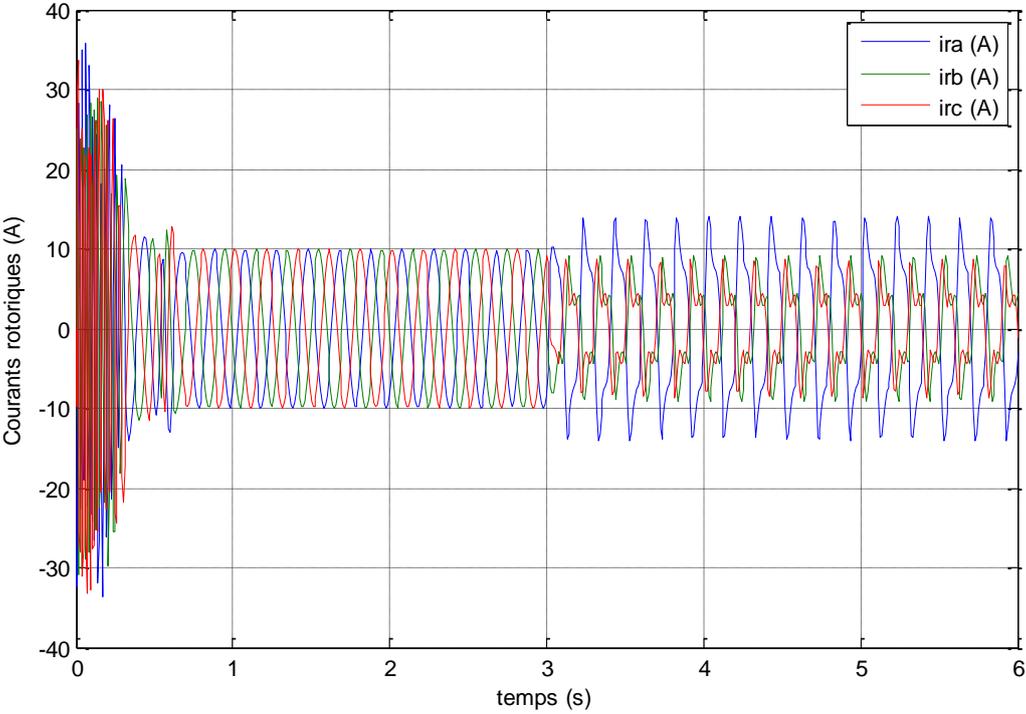


Figure 2.15 Courants rtoriques de la MADA connectée au réseau

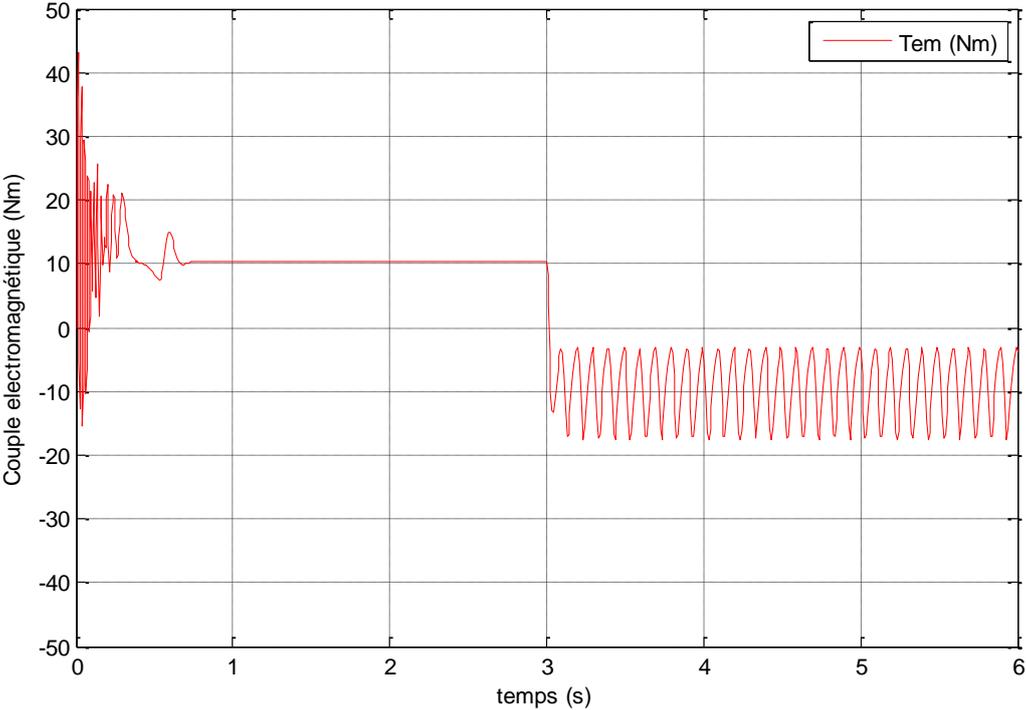


Figure 2.16 Couple électromagnétique de la MADA avec (Cr±10Nm à 3s)

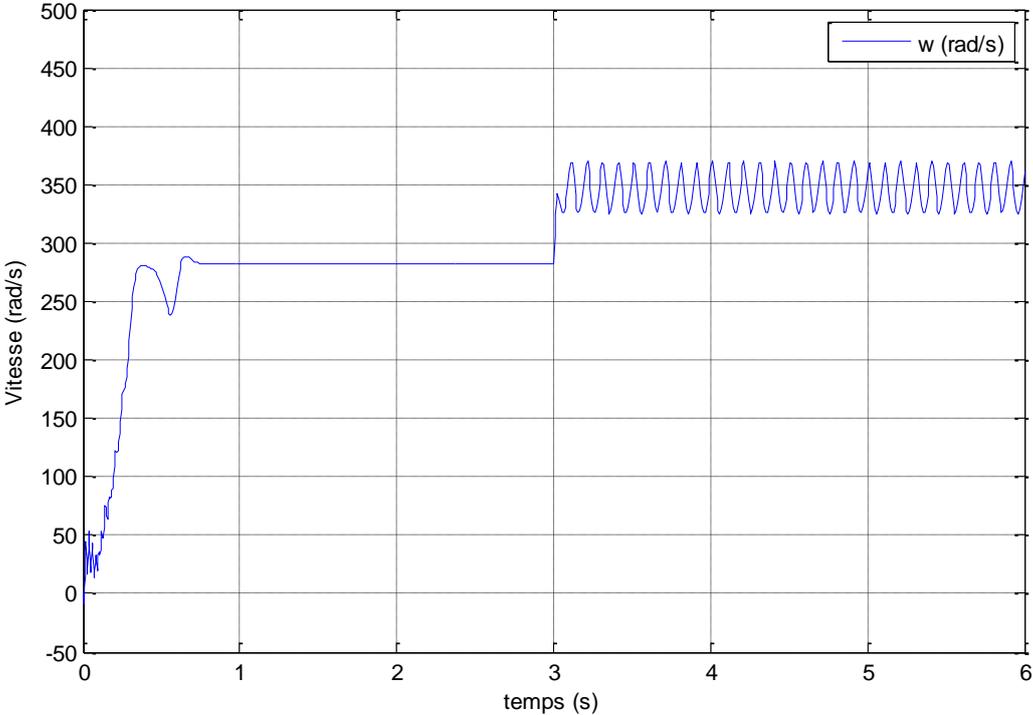


Figure 2.17 Vitesse de La MADA (rad/s) avec (Cr±10Nm à 3s)

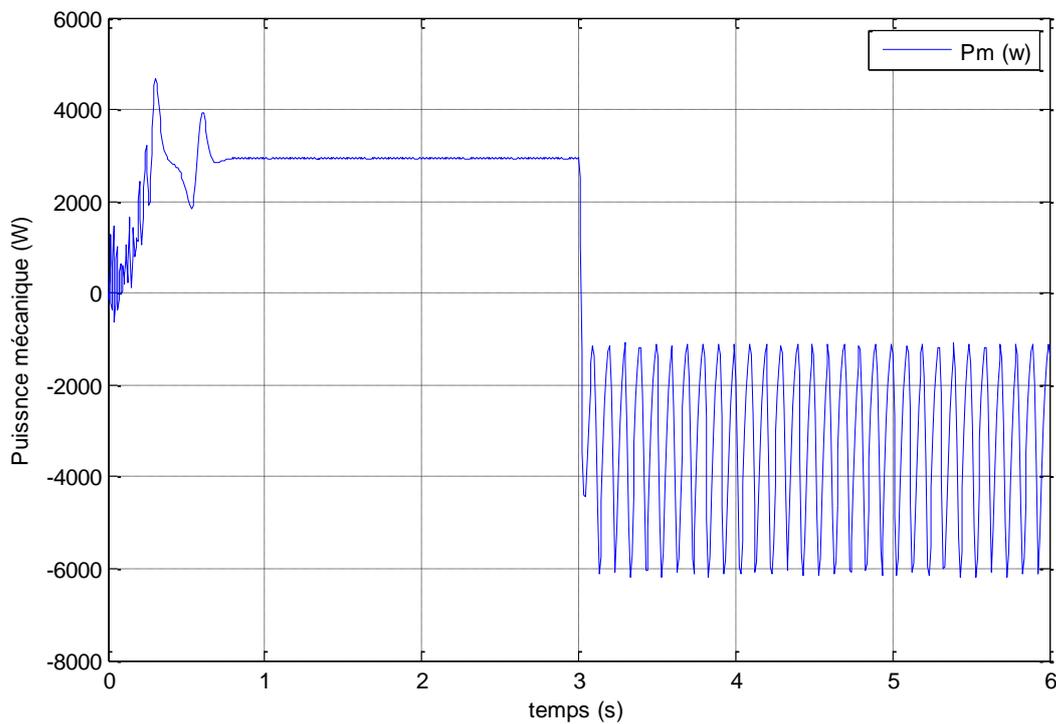


Figure 2.18 Puissance de la MADA avec ( $C_r \pm 10 \text{ Nm}$  à 3s)

Les courbes de courants statoriques et rotoriques de la machine sont sinusoïdaux dans le fonctionnement de la MADA en mode moteur avec un couple de charge positif égale à +10 Nm et la vitesse ne dépasse pas sa valeur de synchronisme de ( $\omega_s=311 \text{ rad/s}$ ), à l'instant de 3s le couple de charge change sa valeur est devient négatif de -10 Nm les grandeurs précédents présentent une grande perturbation et la puissance mécanique change sa valeur alors dans ce cas la machine fonctionne en mode générateur avec surchargé.

### **2.12.2 La MADA est alimentée par un onduleur de tension au niveau du stator et du rotor**

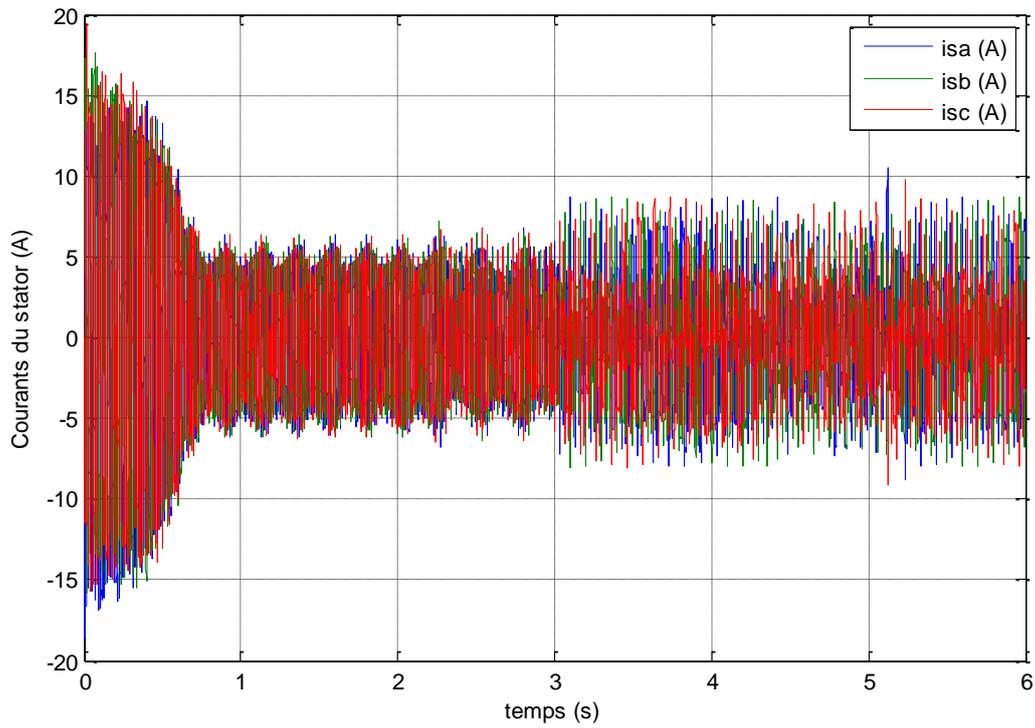


Figure 2.19 Courants du stator de la MADA alimentée par un onduleur

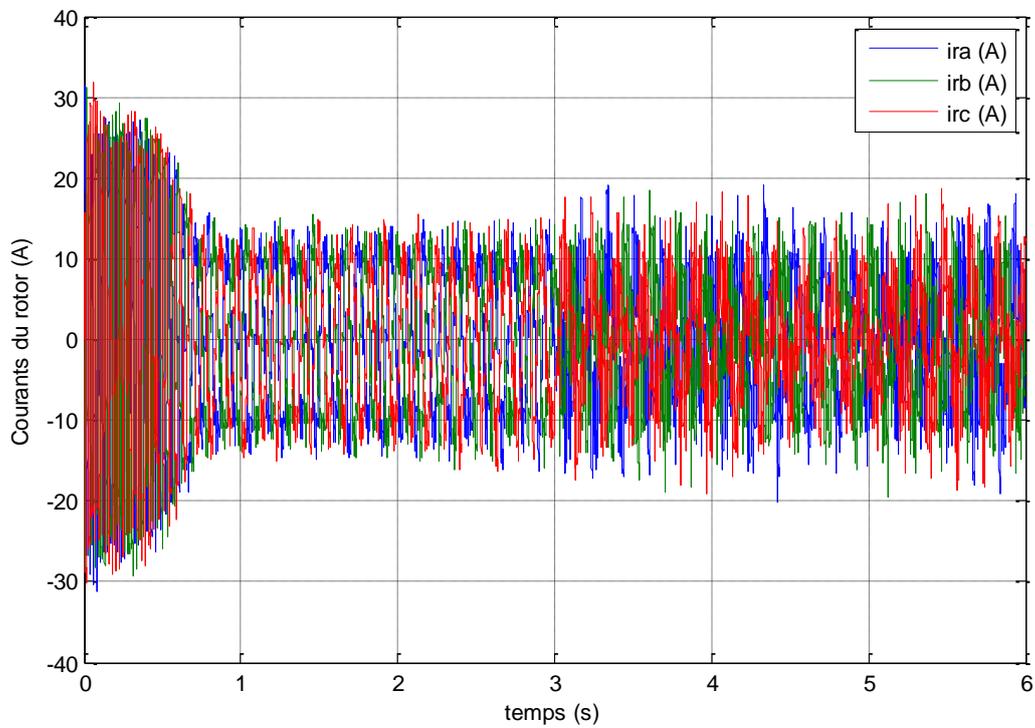


Figure 2.20 Courants du rotor de la MADA alimentée par un onduleur

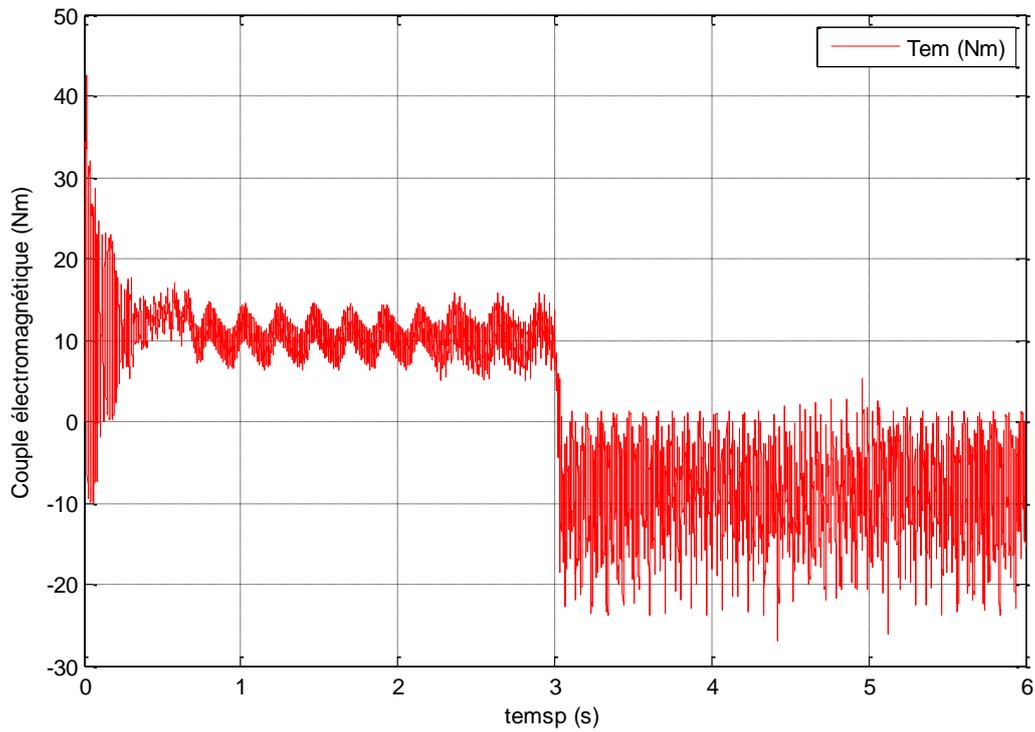


Figure 2.21 Couple électromagnétique de la MADA alimentée par un onduleur avec ( $C_r \pm 10\text{Nm}$  à 3s)

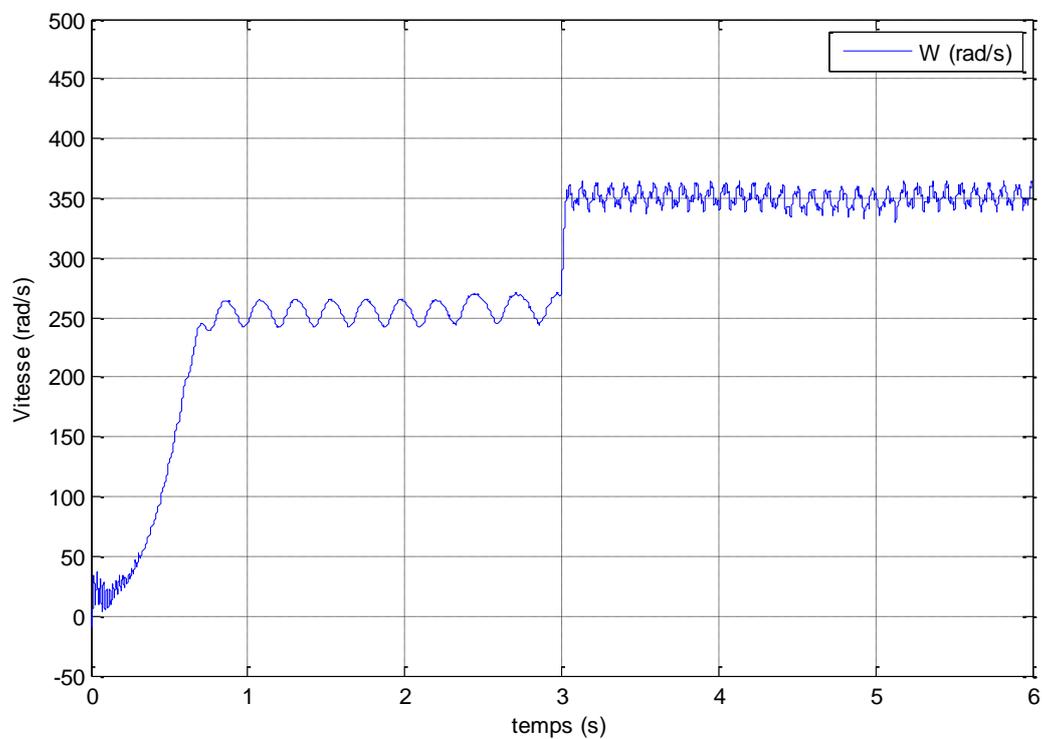


Figure 2.22 Vitesse de La MADA (rad/s) par un onduleur avec ( $C_r \pm 10\text{Nm}$  à 3s)

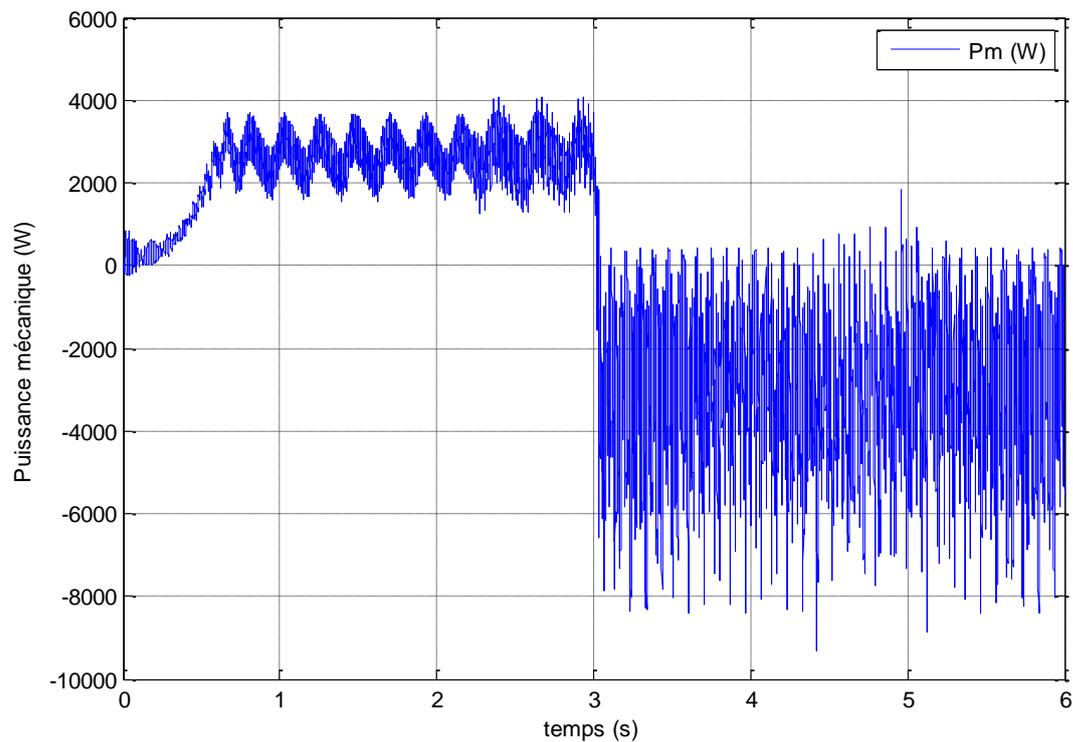


Figure 2.23 Puissance de la MADA par un onduleur avec ( $C_r \pm 10 \text{ Nm}$  à 3s)

Dans le deuxième cas, les courbes de simulation des courants statoriques et rotoriques présentent une grande perturbation notamment dans le cas du fonctionnement de la MADA en génératrice à l'instant de 3s avec une vitesse supérieure à la vitesse de synchronisme ( $\omega_s = 311 \text{ rad/s}$ ), la machine présente des ondulations due à la présence des onduleurs de tension ainsi que la machine travaille en surcharge à partir de l'instant  $t=3$ s, on remarque aussi que la puissance mécanique change sa valeur et devient négative avec grande ondulation.

### 2.13. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle, en régime quelconque, de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande de la machine. On constate dans les résultats de simulation sans et avec un onduleur de tension de la MADA que cette machine pose de sérieux problèmes de stabilité en boucle ouverte, à cet effet, le recours aux commandes bouclées, notamment la commande vectorielle de la MADA est devenue indispensable. alors, le chapitre suivant sera consacré à la

---

commande vectorielle de la MADA, qui permet d'avoir un comportement dynamique et statique stable et semblable à celui d'une machine à courant continu.

# CHAPITRE III

## COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

## CHAPITRE III

### COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

#### 3.1 Introduction

Depuis plusieurs années, plusieurs travaux de recherche ont été réalisés et proposés pour remédier le problème de 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 essentiellement dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse [19]. A cet effet, la technique de la commande vectorielle est l'une des techniques les plus utilisées pour la commande des machines électriques. Elle repose sur une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. Cependant, cette technique de commande basée sur l'orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable notamment dans la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur. Dans ce chapitre nous présenterons une étude sur le comportement de la machine asynchrone à double alimentation en commande vectorielle, nous nous appliquons loi de commande de la MADA basée sur l'orientation du flux rotorique.

#### 3.2 Généralités sur la commande vectorielle

La commande vectorielle a été proposée en 1971 par Blashke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'états, le second le choix du repère. Cela permet d'avoir une structure de commande découplée. Cette dernière est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électriques. Elle nous permet d'obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. Ou bien, elle nous permet d'assimiler le comportement d'une machine

asynchrone à celui de la machine à courant continu, où le couple électromagnétique est proportionnel au courant d'induit [28]. Des nombreux types de commande ont été présentés dans la littérature, que l'on peut classer suivant la source d'énergie [29] :

- ❖ *Commande en tension.*
- ❖ *Commande en courant.*

Suivant l'orientation du repère :

- ❖ *Le flux rotorique.*
- ❖ *Le flux statorique*
- ❖ *Le flux d'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.*

### 3.3 Principe de la commande vectorielle

La technique de la commande vectorielle repose sur l'orientation du flux dans la machine (MADA) au stator, au rotor ou dans l'entrefer suivant l'un des deux axes (d) ou (q). Donc le Contrôle des courants suivant l'axe  $d$  va déterminer l'état magnétique de la machine, alors que le contrôle des courants suivant l'axe  $q$  nous assure le couple nécessaire. Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante [26] où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent.

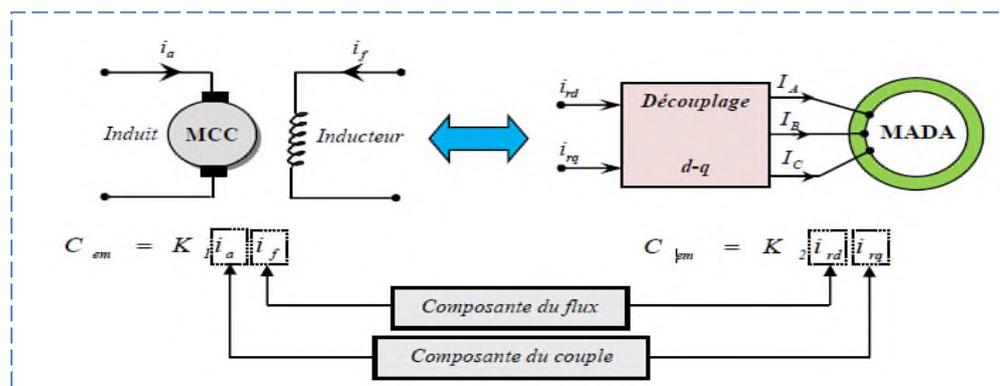


Figure 3.1 Schéma de principe du découplage de la MADA par analogie avec la MCC

### 3.4 Les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle

## COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

### 3.4.1 Avantages

La commande vectorielle a les avantages suivants

- ✓ Elle est basée sur le modèle transitoire.
- ✓ Elle est précise et rapide.
- ✓ Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.
- ✓ Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.

### 3.4.2 Inconvénients

Elle a également certains inconvénients

- ✓ Très chère et coûteuse.
- ✓ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- ✓ De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.
- ✓ Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle  $\theta_s$  estimé.
- ✓ La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

## 3.5 Les différents types de commande vectorielle

### 3.5.1 Commende vectorielle directe

En anglais : Direct Field Oriented Control ou DFOC, cette méthode d'orientation du flux est basée sur la détermination de la position instantanée, le module et la phase du flux dans la machine pour assurer un découplage entre le couple et le flux quel que soit le régime de fonctionnement. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine [14].

Pour cela deux procédés sont utilisés :

#### ❖ La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur.

Le flux est mesuré à partir des capteurs (sondes à effet de Hall, spires de mesure), ces dernières donnent des valeurs locales du flux, ces valeurs doivent être traitées pour obtenir le flux global. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles et ne peuvent travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables [17].

### ❖ Méthodes mathématiques

L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [17].

#### 3.5.2 Commande vectorielle indirecte

En anglais : Indirect Field Oriented Control ou IFOC , à l'encontre de la méthode directe, la méthode indirecte de commande est proposée par Hasse , elle consiste à estimer la position du flux à partir du modèle de la MADA et de régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir du modèle de la machine en régime transitoire [14]. Mise à part l'adjonction d'un capteur de position, cette commande indirecte est plus simple que la commande directe, mais les performances qui en découlent sont plus faibles. L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température.

#### 3.6 Méthode d'orientation indirecte du flux appliquée à la MADA

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence. Dans la commande vectorielle, le flux est orienté selon l'axe d de façon à ce que sa composante selon l'axe q soit nulle. Nous pouvons donc, orienter l'un des trois flux afin d'obtenir un couple maximal. On distingue :

- *Orientation du flux statorique avec les conditions :  $\phi_{sd} = \phi_s$  et  $\phi_{sq} = 0$*
- *Orientation du flux rotorique avec les conditions :  $\phi_{rd} = \phi_r$  et  $\phi_{rq} = 0$*
- *Orientation du flux d'entrefer avec les conditions :  $\phi_{md} = \phi_m$  et  $\phi_{mq} = 0$*

#### 3.7 Orientation du flux rotorique avec les conditions : $\phi_{rd} = \phi_r$ et $\phi_{rq} = 0$

Dans ce cas, le flux  $\phi_r$  est aligné avec  $\phi_{rd}$  Alors, On peut représenter ce type d'orientation par la figure 3.2.

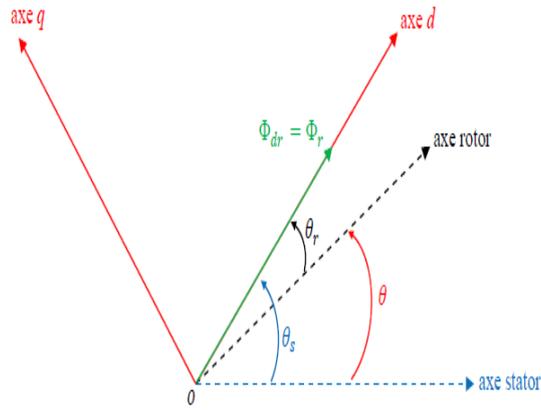


Figure 3.2 Orientation du flux rotorique

Avec :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{rq} = 0 \quad (3.1)$$

Donc, l'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{sq} \quad (3.2)$$

Nous pouvons alors écrire les équations liant les courant rotoriques aux courants statoriques.

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r = L_r \cdot i_{rd} + M_{sr} \cdot i_{sd} \\ \Phi_{rq} = 0 = L_r \cdot i_{rq} + M_{sr} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (3.3)$$

**Donc :**

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\Phi_r - M_{sr} \cdot i_{sd}) \\ i_{rq} = -\frac{M_{sr}}{L_r} \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (3.4)$$

### 3.8 Commande vectorielle appliquée à la MADA

Les équations des tensions de la MADA sont :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (3.5)$$

Les équations liant des flux sont :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (3.6)$$

### 3.8.1 Etude de la méthode D. LECOQ

Cette méthode a été introduite par D. LECOQ, elle est retenue dans ce travail pour assurer le découplage des courants. Cette méthode est très utilisée en pratique à cause de leurs performances techniques et leur simplicité de mise en oeuvre. Elle demande l'utilisation de quatre correcteurs de courant. Dans le but d'obtenir un bon découplage entre les grandeurs suivant les axes  $d$  et  $q$ , il définit des nouvelles tensions transformées comme suit [30] :

$$\begin{cases} V_{tds} = V_{ds} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{dr} \\ V_{tdr} = V_{dr} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{ds} \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} V_{tqs} = V_{qs} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{qr} \\ V_{tqr} = V_{qr} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{qs} \end{cases} \quad (3.8)$$

En se basant sur l'orientation du flux rotorique et en imposant un facteur de puissance unitaire au rotor, nous aurons [26] :

$$\begin{cases} \Phi_{qr} = 0 \rightarrow I_{qr} = -\frac{M_{sr}}{L_r} I_{qs} \\ I_{dr} = 0 \\ I_{ds} = \frac{\Phi_{dr}}{M_{sr}} \end{cases} \quad (3.9)$$

D'où :

$$\begin{cases} V_{tds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - R_r \frac{M_{sr}}{L_r} I_{dr} - \Phi_{qs} \omega_s + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{qr} (\omega_s - \omega) \\ V_{tqs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} - R_r \frac{M_{sr}}{L_r} I_{qr} + \Phi_{ds} \omega_s - \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{dr} (\omega_s - \omega) \\ V_{tdr} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{dI_{dr}}{dt} - R_s \frac{M_{sr}}{L_s} I_{ds} - \Phi_{qr} (\omega_s - \omega) + \frac{M_{sr}}{L_s} \Phi_{qs} \omega_s \\ V_{tqr} = R_r I_{qr} + \sigma L_r \frac{dI_{qr}}{dt} - R_s \frac{M_{sr}}{L_s} I_{qs} - \Phi_{dr} (\omega_s - \omega) - \frac{M_{sr}}{L_s} \Phi_{ds} \omega_s \end{cases} \quad (3.10)$$

Soit :

$$\begin{cases} V_{tds} = V_{tdsc} + V_{tdsc1} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + V_{tdsc1} \\ V_{tqs} = V_{tqsc} + V_{tqsc1} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + V_{tqsc1} \\ V_{tdr} = V_{tdrc} + V_{tdrc1} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + V_{tdrc1} \\ V_{tqr} = V_{tqrc} + V_{tqrc1} = R_r I_{qr} + \sigma L_s \frac{dI_{qr}}{dt} + V_{tqrc1} \end{cases} \quad (3.11)$$

Où :

$V_{tdsc1}$ ,  $V_{tqsc1}$ ,  $V_{tdrc1}$  et  $V_{tqrc1}$  sont considérés comme des termes de compensation.

Cette méthode nous donne la même fonction de transfert entre les courants et les tensions d'un même axe au stator ainsi qu'au rotor, on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{I_{qs}(s)}{V_{tqsc}(s)} = \frac{I_{ds}(s)}{V_{tds}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_s s} \\ \frac{I_{qr}(s)}{V_{tqrc}(s)} = \frac{I_{dr}(s)}{V_{tdrc}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_r s} \end{cases} \quad (3.12)$$

Le schéma de régulation associé à chacun des quatre courants est donné par la figure suivante:

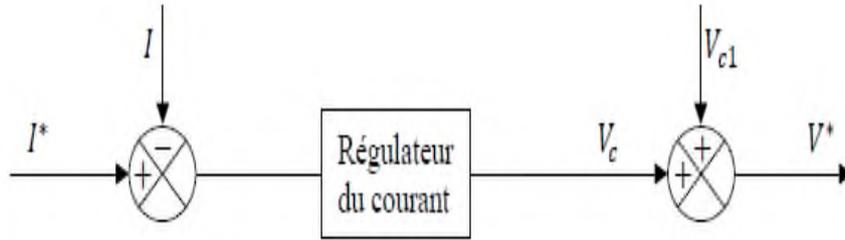


Figure 3.3 Schéma de régulation d'un courant par la méthode de LECOCQ

Dans cette configuration, le flux est imposé par le courant  $I_{ds}$  alors que le couple est l'image inverse du courant  $I_{qr}$ . Cette méthode donne des résultats très satisfaisants pour des fréquences rotoriques faibles [26]. De plus, le flux simulé est légèrement sensible aux variations paramétriques de la machine surtout à l'instant d'application d'une consigne de couple ou de vitesse, ce problème est essentiellement lié à la saturation des correcteurs de courants .

### 3.8.2 Commande vectorielle avec découplage par compensation

À partir de l'équation (3.11), les fonctions de transfert reliant les composantes statoriques et rotoriques de chaque axe sont données par :

$$\frac{I_{sq}(s)}{V_{tSq}(s)} = \frac{I_{sd}(s)}{V_{tSd}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (3.13)$$

ET :

$$\frac{I_{Rq}(s)}{V_{tRq}(s)} = \frac{I_{Rd}(s)}{V_{tRd}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r s} \quad (3.14)$$

Ces fonctions de transfert sont du premier ordre et quasi-identiques ; chacune est une fonction des paramètres de la machine (du rotor et du stator respectivement). Les différentes références des courants à réguler pour une orientation du flux rotorique et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire au rotor sont :

$$\begin{cases} I_{sd}^* = \frac{1}{M_{SR}} \varphi_{Rd} ; I_{sq}^* = \frac{L_R}{\rho \cdot M_{SR} \cdot \varphi_{Rd}^*} C_{em}^* \\ I_{Rd}^* = 0 ; I_{Rq}^* = -\frac{1}{\rho \cdot \varphi_{Rd}^*} C_{em}^* \end{cases} \quad (3.15)$$

Ainsi la structure de la régulation des courants est représentée sur les figures 3.4 et 3.5.

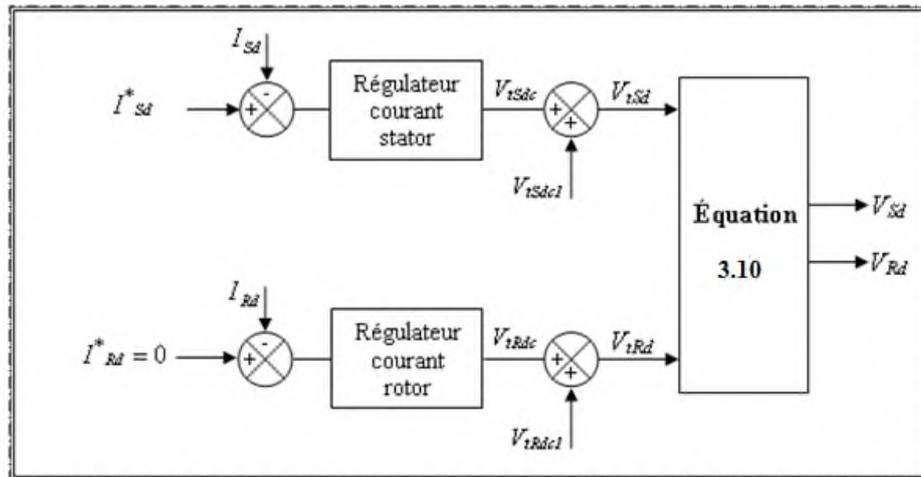


Figure 3.4 Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe d.

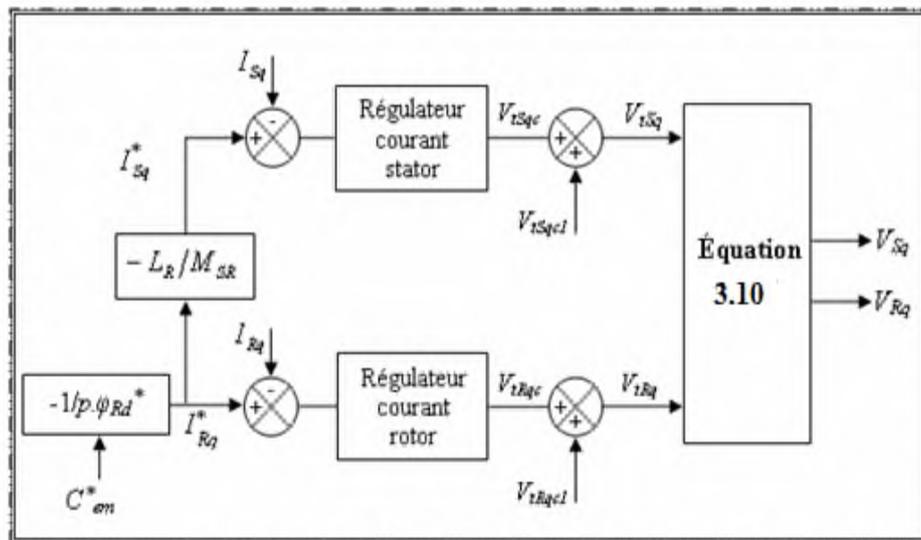


Figure 3.5 Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe q.

### 3.9 Calcul des régulateurs

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral I élimine l'erreur statique en régime permanent [27]. Dans notre commande,

on a utilisé trois régulateurs PI pour bien contrôler la vitesse, le flux et le couple de la machine asynchrone.

**3.9.1 Régulateur des courants statoriques**

On rappelle la fonction de transfert reliant les composantes statoriques de chaque axe de la MADA :

$$\frac{I_{sq}(s)}{V_{tsqc}(s)} = \frac{I_{sd}(s)}{V_{tsd}(s)} = \frac{1/R_s}{1+\sigma T_s s} \tag{3.16}$$

Avec:

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

Les composantes du courant statorique ( $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$ ), ont la même boucle de régulation donnée par la figure (3.6).

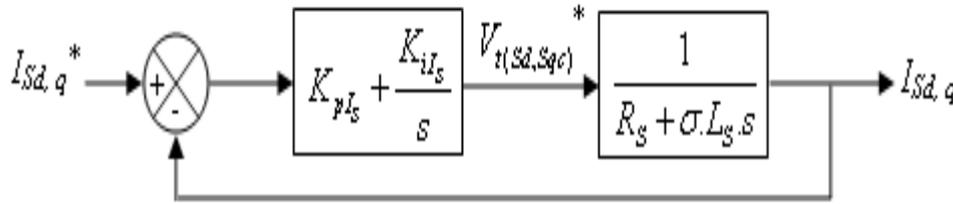


Figure 3.6 Schéma bloc de régulation des courants statoriques.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$H_{I_s}(s) = \frac{I_{sdq}}{I_{sdq}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_s R_s} (K_{pI_s} s + K_{iI_s})}{s^2 + s \left[ \frac{1 + K_{pI_s}/R_s}{\sigma T_s} \right] + \frac{K_{iI_s}}{\sigma T_s R_s}} \tag{3.17}$$

Avec :

	$K_{pI_s}$	$K_{iI_s}$
Correcteur PI	$(2\xi\omega_0\sigma T_s - 1)R_s$	$\omega_0^2\sigma T_s R_s$

Tableau 3.1 Paramètres des correcteurs des courants statoriques

**3.9.2 Régulateur des courants rotoriques**

On rappelle la fonction de transfert reliant les composantes rotoriques de chaque axe de la MADA :

$$\frac{I_{Rq}(s)}{V_{tRqc}(s)} = \frac{I_{Rd}(s)}{V_{tRd}(s)} = \frac{1/R_R}{1+\sigma T_R s} \tag{3.18}$$

Avec:

$$T_R = \frac{R}{R_R}$$

La même chose que pour la partie statorique, les composantes du courant rotorique ( $I_{rd}, I_{rq}$ ), ont la même boucle de régulation donnée par la figure (3.7).

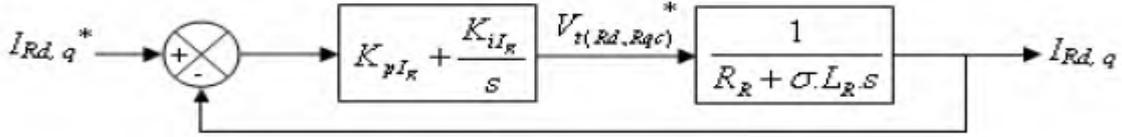


Figure 3.7 Schéma bloc de régulation des courants rotoriques.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$H_{I_R}(s) = \frac{I_{Rdq}}{I_{Rdq}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_R R_R} (K_{pI_R} s + K_{iI_R})}{s^2 + s \left[ \frac{1 + K_{pI_R}/R_R}{\sigma T_R} \right] + \frac{K_{iI_R}}{\sigma T_R R_R}} \quad (3.19)$$

La même procédure effectuée pour les correcteurs des courants statoriques est appliquée aux correcteurs des courants rotoriques. Les paramètres des correcteurs sont donc les mêmes. Ils sont donnés dans le tableau (3.2).

	$K_{pIR}$	$K_{iIR}$
Régulateur PI	$(2\xi\omega_0\sigma T_R - 1)R_R$	$\omega_0^2\sigma T_R R_R$

Tableau 3.2 Paramètres des correcteurs des courants statoriques

### 3.9.3 Régulateur du flux $\varphi_{Rd}$

La boucle externe est consacrée à la régulation du flux rotorique (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale. Le schéma bloc de la chaîne de régulation du flux rotorique est donné à la figure (3.8).

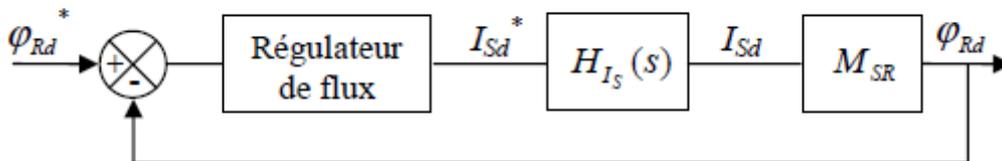


Figure 3.8 Schéma bloc de régulation du flux rotorique.

La fonction de transfert en boucle ouverte du flux est donnée par :

$$G_\varphi(s) = M_{SR} \cdot C_\varphi(s) \cdot H_{I_S}(s) = C_\varphi(s) \frac{M_{SR}}{1 + \tau_i s} \quad (3.20)$$

Où  $H_{I_S}(s)$  est la fonction de transfert en boucle fermée du courant statorique et  $\tau_i$  est sa constante de temps.

La boucle du flux doit répondre au cahier de charges suivant :

- Erreur statique nulle.
- Temps de réponse plus grand que celui du courant et inférieur à celui de la vitesse.
- Amortissement quasi-unitaire.

Le choix d'un correcteur à action proportionnelle et intégrale (PI) répondra bien à ce cahier de charges. Soit :

$$C_{\varphi}(s) = K_{p\varphi} + \frac{K_{i\varphi}}{s} \quad (3.21)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$H_{\varphi}(s) = \frac{\varphi_{Rd}}{\varphi_{Rd}^*} = \frac{\frac{M_{SR}}{\tau_i}(K_{p\varphi} \cdot s + K_{i\varphi})}{s^2 + s \left[ \frac{1 + K_{p\varphi} \cdot M_{SR}}{\tau_i} \right] + \frac{M_{SR} \cdot K_{i\varphi}}{\tau_i}} \quad (3.22)$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les paramètres du correcteur seront :

	$K_{p\varphi}$	$K_{i\varphi}$
Régulateur PI	$(2\xi\omega_0\tau_i - 1)/M_{SR}$	$\omega_0^2\tau_i/M_{SR}$

Tableau 3.3 Paramètres du correcteur du flux rotorique

### 3.10 Régulation de vitesse de la MADA

Il est bien connu que la régulation de vitesse des machines asynchrones avec des correcteurs PI ne permet pas d'obtenir de très bonnes performances lorsque la consigne de vitesse varie considérablement (dépassement important de la réponse de vitesse). En effet, lors d'une variation importante de la consigne de vitesse, le correcteur PI se trouve devant un écart important, ce qui provoque une forte action proportionnelle du correcteur qui se traduit par un dépassement de la vitesse du moteur [27]. Une des solutions qui peuvent être utilisées pour remédier ce problème consiste à adoucir la consigne de vitesse, c'est-à-dire, filtrer la vitesse de consigne par l'introduction d'un filtre de fonction de transfert de la forme :

$$\frac{\Omega_f^*}{\Omega^*} = \frac{1}{1 + sT_f} \quad (3.23)$$

Où :  $\Omega_f^*$  est la vitesse de référence filtrée,  $fT$  est la constante du temps du filtre.

#### 3.10.1 Synthèse du régulateur PI de vitesse

L'équation mécanique de la MADA est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (3.24)$$

**Avec :**

$J$  : moment d'inertie de la MADA.

$f$  : coefficient de frottement visqueux de la MADA à vide.

$C_r$  : couple de charge.

$W$  : vitesse mécanique.

$C_{em}$  : couple électromagnétique.

Nous rappelons que notre commande est celle d'un contrôle à flux rotorique orienté, donc on a :

$$C_{em} = \frac{p \cdot M_{SR} \cdot \varphi_{Rd}}{L_R} I_{sq} = \frac{p \cdot M_{SR} \cdot \varphi_{Rd}^*}{L_R} I_{sq} = K_{em} \cdot I_{sq} \quad (3.25)$$

**Et**

$$J \frac{d\Omega}{dt} = K_{em} I_{sq} - f \cdot \Omega - C_r \quad (3.26)$$

En appliquant la transformée de Laplace à cette dernière équation, nous trouvons :

$$\Omega(s) = \frac{K_{em} \cdot K_m}{1 + T_m \cdot s} I_{sq}(s) - \frac{K_m}{1 + T_m \cdot s} C_r(s) \quad (3.27)$$

$$\text{Avec : } K_m = \frac{p}{f} \quad \text{et} \quad T_m = \frac{J}{f}$$

$C_r(s)$  joue le rôle d'une entrée perturbatrice pour la vitesse, l'entrée principale étant  $I_{sq}(s)$ .

Ainsi, le schéma bloc de la régulation sera conforme à celui de la figure (3.9).

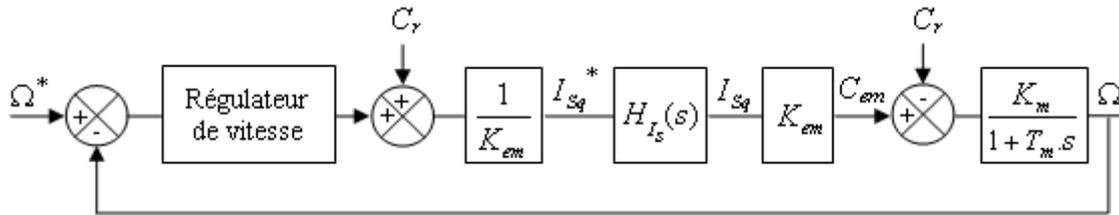


Figure 3.9 Chaîne de régulation de la vitesse.

Dans ce schéma,  $H_{Is}(s)$  est la fonction de transfert en boucle fermée du courant  $I_{sq}(s)$ .

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour cette boucle seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles des courants. La fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse corrigée est donnée par :

$$C_{\Omega}(s) = C_{\Omega}(s) \cdot H_{Is} \frac{K_{em} \cdot K_m}{1 + T_m \cdot s} \quad (3.28)$$

Un correcteur PI vérifiera le cahier de charges exigé, avec :

$$C_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} \left( 1 + \frac{1}{K_{i\Omega} \cdot s} \right) \quad (3.29)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K_{p\Omega} \cdot s + K_m \cdot K_{i\Omega}}{T_m}}{s^2 + s \cdot \left( \frac{1 + K_m \cdot K_{p\Omega}}{T_m} \right) + \frac{K_m \cdot K_{i\Omega}}{T_m}} \quad (3.30)$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI :

	$K_{p\Omega}$	$K_{i\Omega}$
Régulateur PI	$(2\xi\omega_0 T_m - 1)/K_m$	$\omega_0^2 T_m / K_m$

Tableau 3.4 Paramètres du régulateur PI de la vitesse.

### 3.11 Résultats de la simulation et interprétation

Le schéma bloc de l'ensemble est donné par la figure ci-dessous, les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour la commande de la MADA en mode moteur et générateur équipé de la commande vectorielle directe développée dans le présent chapitre, sont exposés respectivement sur les figures ci-dessous.

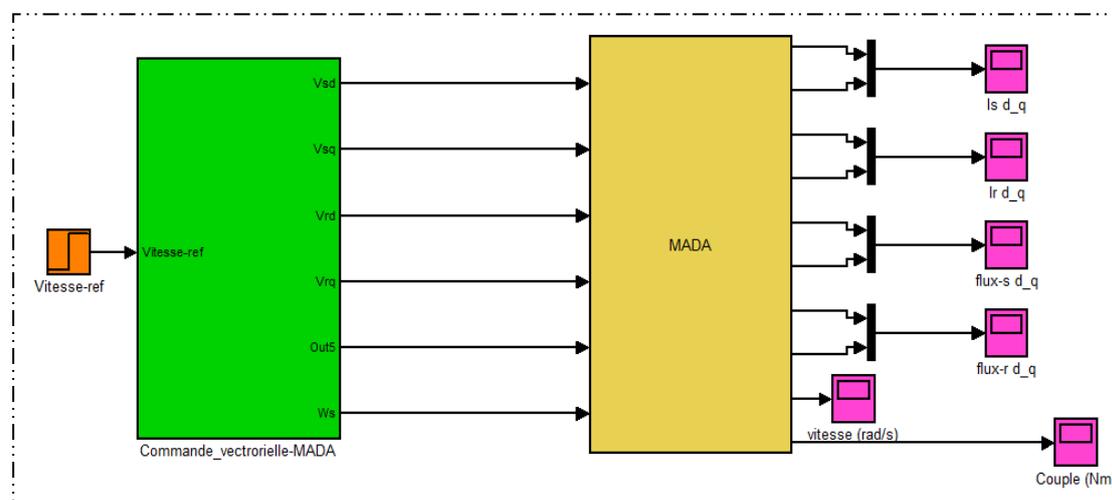


Figure 3.10 Schéma bloc d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MADA

#### 3.11.1 Fonctionnement de la MADA à vide

Les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MADA dans le fonctionnement à vide avec un couple de charge nul sont représentés par la figure suivante :

**1<sup>er</sup> cas : Fonctionnement de la MADA en mode générateur avec ( $C_r=10\text{Nm}$  à  $t=2\text{s}$ )**

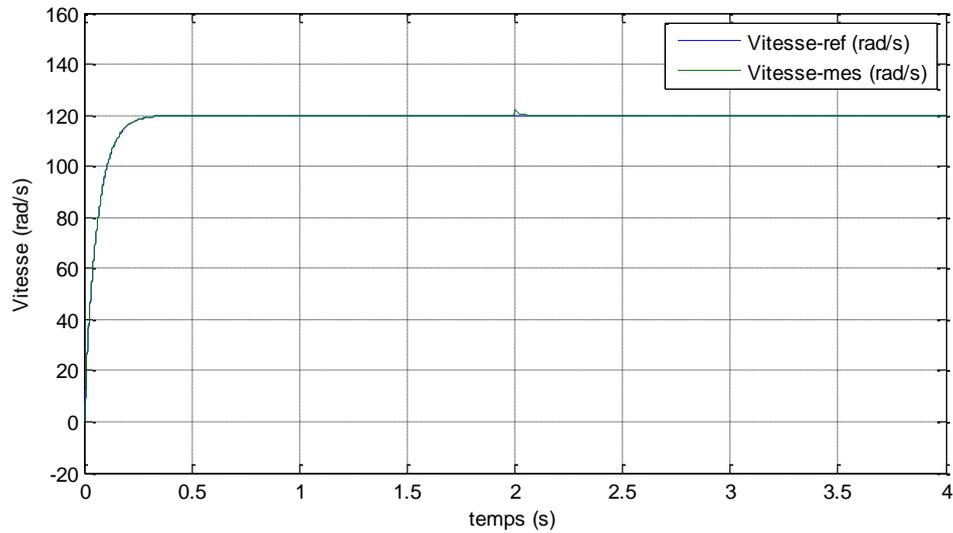


Figure 3.11 Vitesse de rotation de la MADA en mode générateur

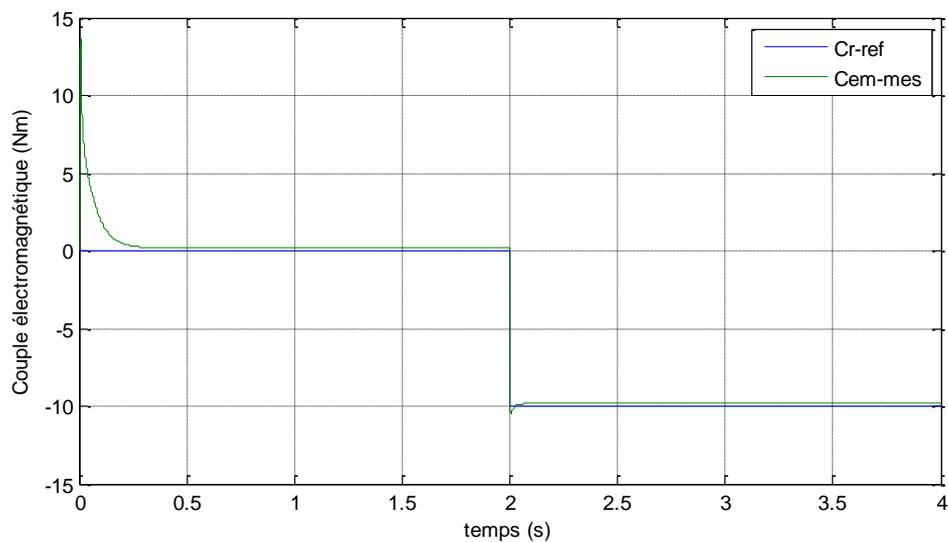


Figure 3.12 Couple de la MADA en mode générateur

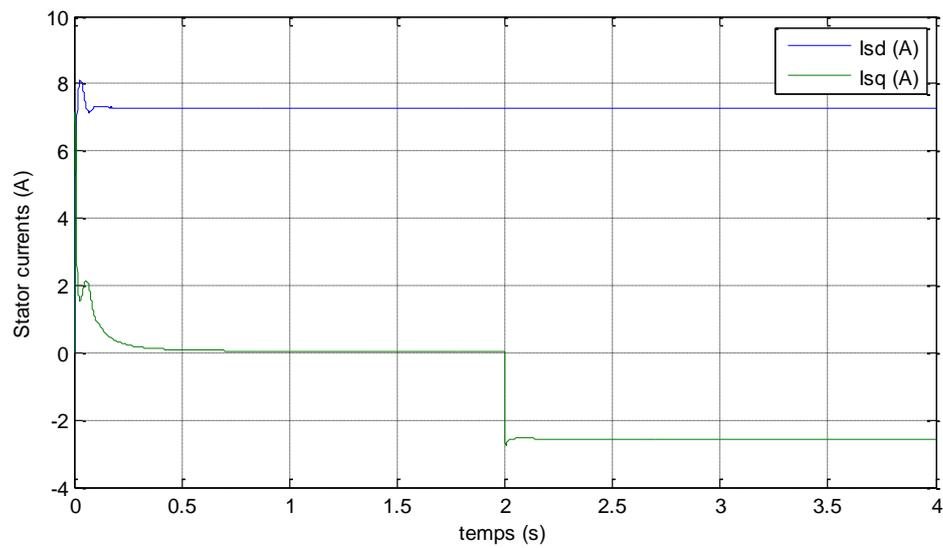


Figure 3.13 Courants du stator de la MADA en mode générateur

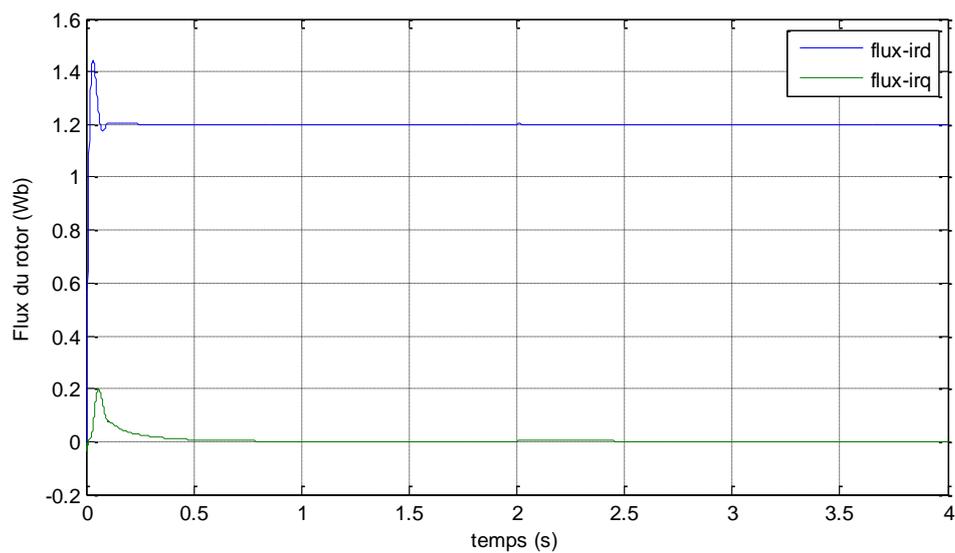


Figure 3.14 flux du rotor de la MADA en mode générateur

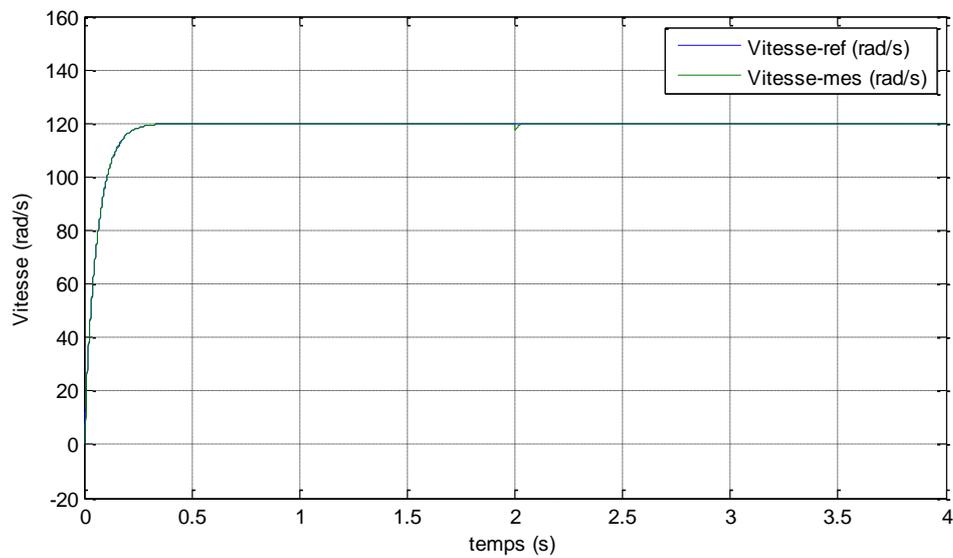
**2<sup>ème</sup> cas : Fonctionnement de la MADA en mode moteur avec ( $C_r=10\text{Nm}$  à  $t=2\text{s}$ )**

Figure 3.15 Vitesse de rotation de la MADA en mode moteur

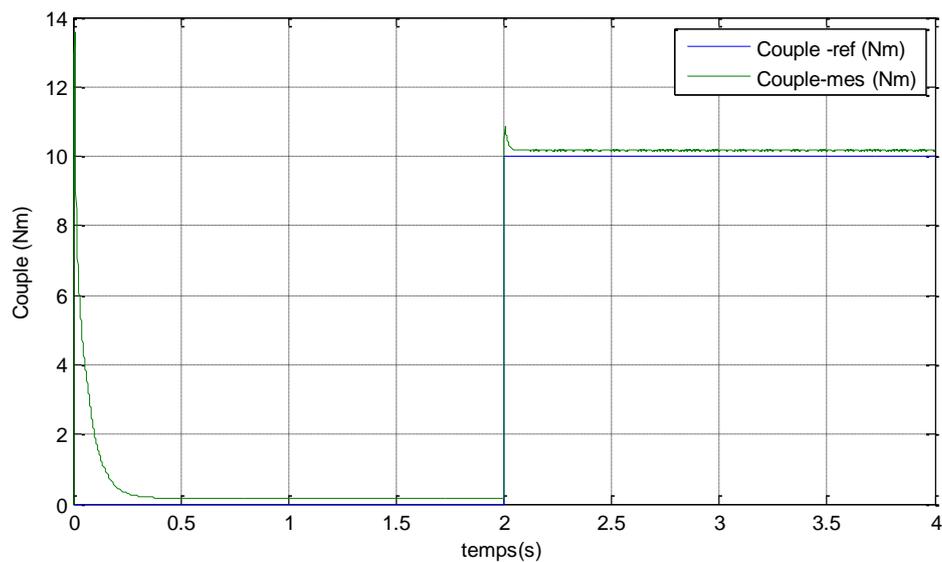


Figure 3.16 Couple de la MADA en mode moteur

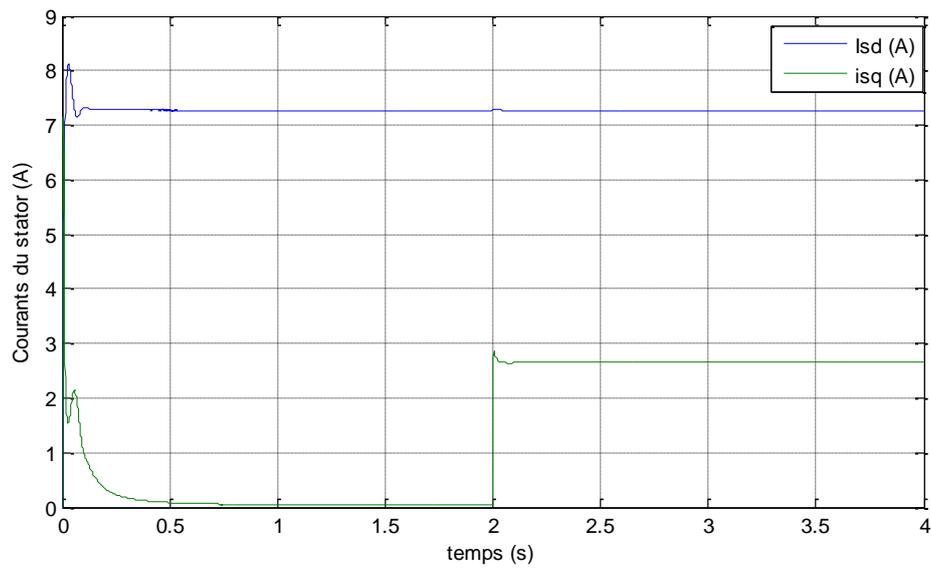


Figure 3.17 Courants du stator de la MADA en mode moteur

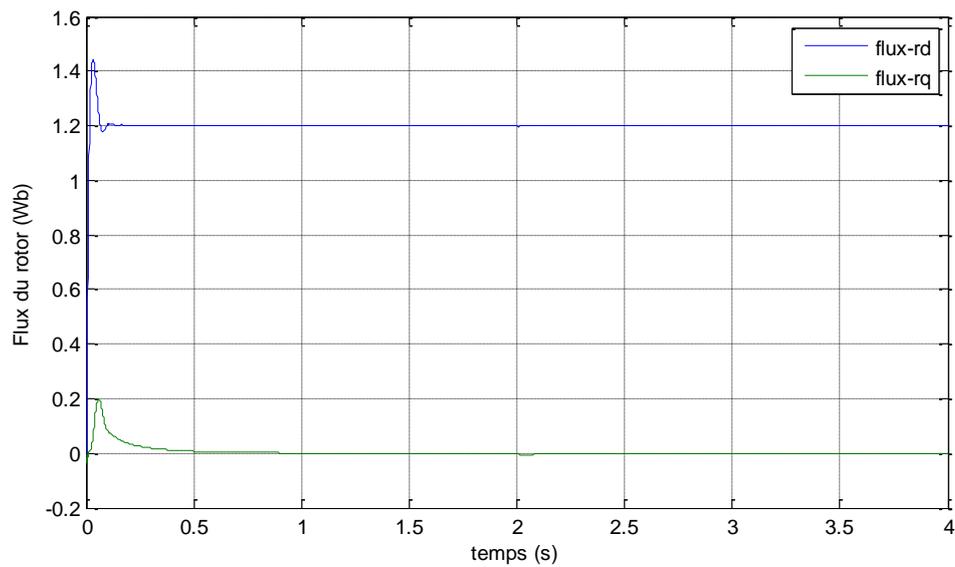


Figure 3.18 flux du rotor de la MADA en mode moteur

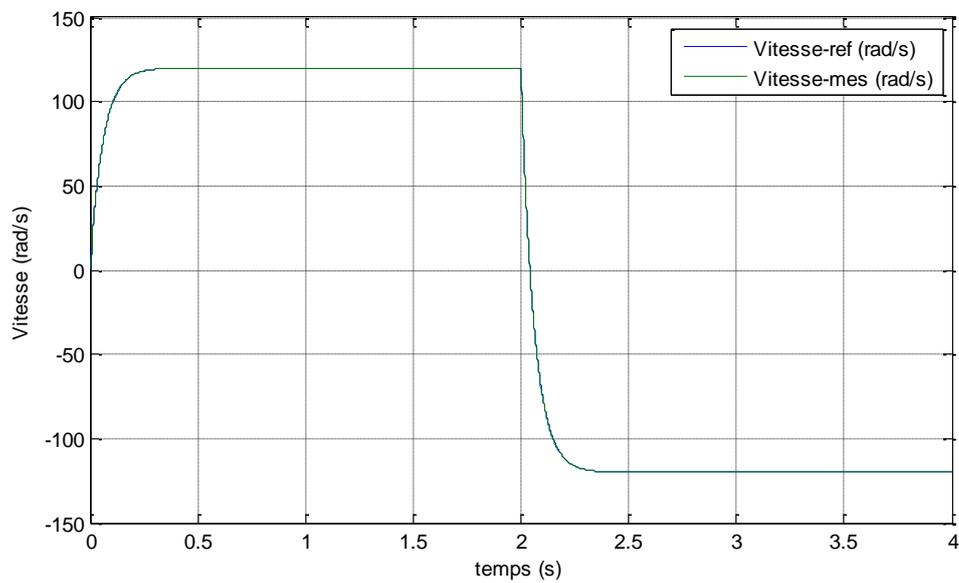
**3<sup>er</sup> cas : Fonctionnement de la MADA avec inversement de vitesse à t=2s**

Figure 3.19 Vitesse de rotation de la MADA en mode moteur avec inversement de sens de rotation de vitesse à t=2s

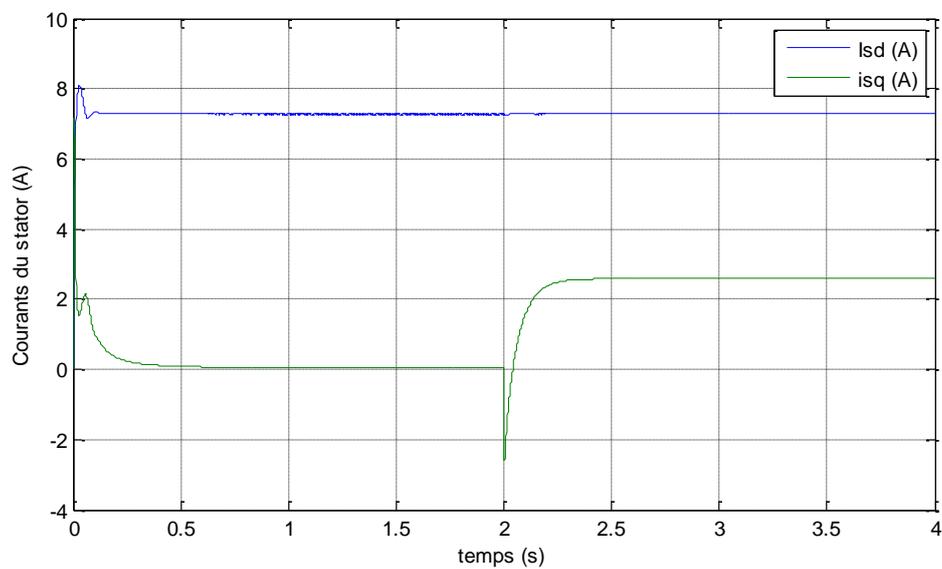


Figure 3.20 Courants du stator de la MADA en mode moteur avec inversement de sens de rotation de vitesse à t=2s

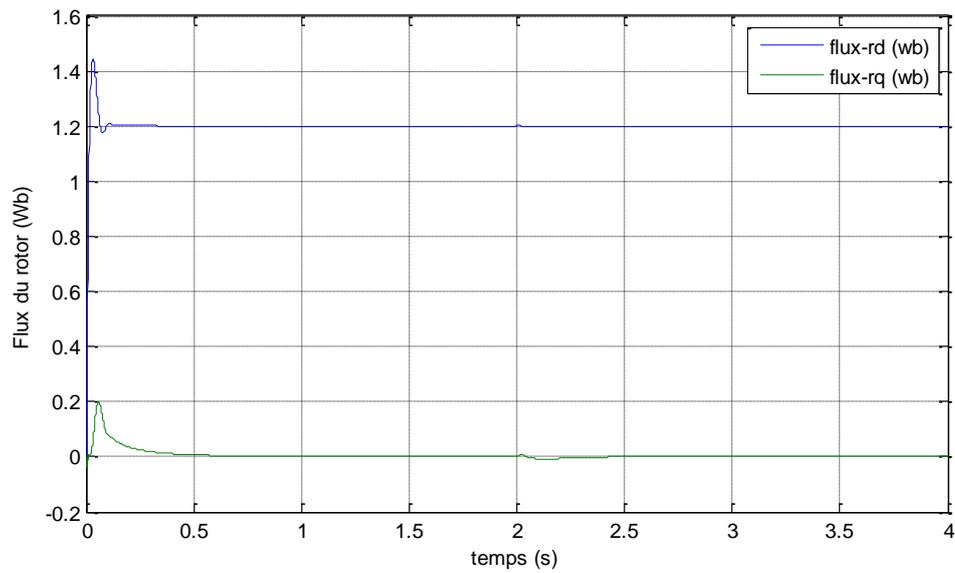


Figure 3.21 flux du rotor de la MADA en mode moteur avec inversement de sens de rotation de vitesse à  $t=2s$

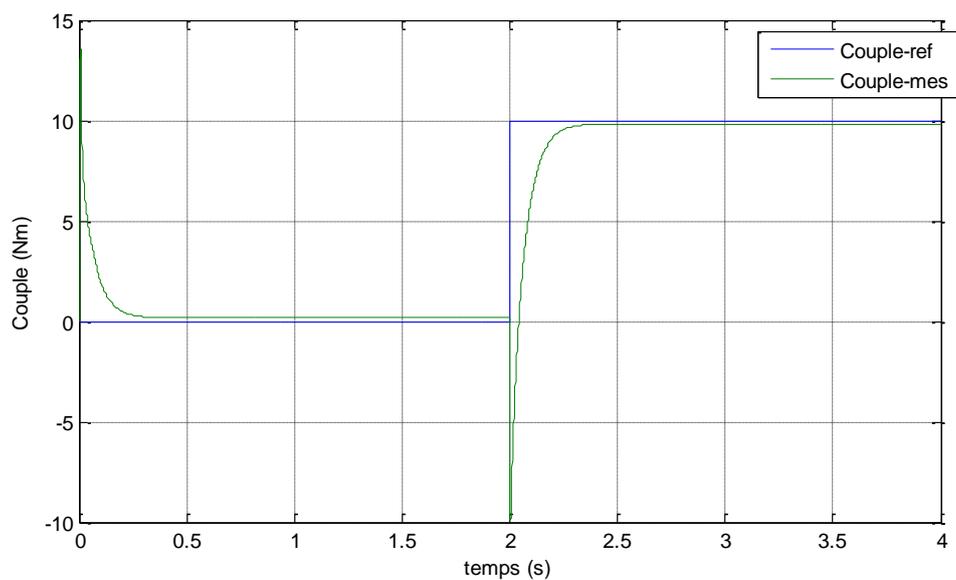


Figure 3.22 Couple de la MADA en mode moteur avec inversement de sens de rotation de vitesse à  $t=2s$

### 3.11.2 Interprétation des résultats

D'après les figures ci-dessus, on remarque que :

La vitesse reste constante dans les deux modes de fonctionnement de la MADA, et suit parfaitement sa référence fixée à 120 rad/s dans les différents, elle rejoint rapidement à sa consigne avec l'introduction d'un couple de charge  $C_r = 10\text{Nm}$  à l'instant  $t = 2\text{s}$ . Même chose pour l'inversion de vitesse, elle poursuit bien et parfaitement sa valeur de référence (120 rad/s et  $-120\text{ rad/s}$ ) à l'instant de l'inversion  $t = 2\text{s}$ . Après l'application d'un couple résistant (10N.m) à l'instant 2s. La vitesse garde les mêmes allures en régulation et en poursuite. A l'instant de présence du couple résistant, elle diminue mais à cause du régulateur PI, la vitesse revient à sa valeur nominale après un temps de  $t = 0.3\text{s}$ . le couple suit toujours la valeur du couple de charge en régime permanent, il présente une légère dépassement pendant le démarrage ( fait un pic) et lorsque le couple change sa valeur à l'instant  $t=2\text{s}$ .

Le flux rotorique dépend toujours de la valeur de la référence avec un temps de réponse. Il change sa valeur avec l'introduction d'un couple de charge. Le courant statorique biphasé ne dépasse pas 8A mais son allure présente des pics en régime transitoire (pendant le démarrage). On remarque que dans le principe de commande vectorielle montre que l'allure du courant statorique dans l'axe q et l'allure du flux rotorique dans l'axe q sont nuls (dépend donc au valeur imposé du flux rotorique) dans le fonctionnement à vide de la MADA, et ils présentent certain valeurs dans le fonctionnement en charge. La vitesse et le couple suit parfaitement ces valeurs de références imposée due à la présence de la commande vectorielle et le rôle important du régulateur PI utilisé dans cette technique de commande. Les résultats obtenus montrent l'importance de la commande vectorielle dans la MADA en les deux modes de fonctionnement moteur et générateur, les grandeurs obtenues donnent des bonnes performances statique et dynamique.

### 3.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude complète concernant la machine asynchrone double alimentation (MADA) à commande vectorielle, premièrement, nous avons exposé le principe de la commande vectorielle puis nous avons développé le modèle de la commande vectorielle de la MADA afin de réaliser une série de simulations, dans le but d'évaluer les performances de cette technique en poursuite, en régulation et face aux variations paramétriques de la MADA en mode moteur et

---

générateur. Les résultats de simulation que nous avons obtenus sont satisfaisants et donnent des bonnes performances statique et dynamique de la MADA.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

## CONCLUSION GENERAL

Au cours de notre travail, nous avons étudié la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par régulateur PI classique.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté une étude générale sur la machine asynchrone, sa constitution et son principe de fonctionnement, ces avantages et inconvénients, en suite, nous avons établi son modèle mathématique après une simplification par application de la transformation de Park. Ce modèle est transformé sous forme d'un schéma bloc pour pouvoir le valider par le logiciel Matlab/Simulink, des résultats sur le fonctionnement à vide et en charge de la machine à cage ont été présentés et discutés.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté une étude détaillée sur La MADA, son principe de fonctionnement en mode moteur et générateur ainsi que sur sa modélisation dans le repère triphasé et biphasé. Une représentation sous forme de modèle d'état pour répondre aux mieux aux exigences du contrôle et de l'observation à été effectué. Le modèle repose sur les équations différentielles décrites dans le référentiel de Park. Ensuite, une série de simulation de la MADA à été effectuée en utilisant deux types d'alimentations : directe à partir d'une source de tension triphasée et à travers un onduleur commandé par la technique MLI.

Dans le dernier chapitre, nous avons appliqué la commande vectorielle à flux rotorique orienté après avoir maîtriser son principe de fonctionnement. Les régulateurs intégrés dans cette commande sont les régulateurs PI classiques. Les résultats obtenus par la commande vectorielle montrent bien ses performances en régulation et en poursuite. Ce qui nous a permis d'affirmer que la commande vectorielle à base du régulateur PI offre une excellente robustesse au contrôle de la MADA face au variation paramétrique de celle-ci, mais un inconvénient réside dans le calcul et le bon dimensionnement de ce type des régulateurs.

Les perspectives de recherche de ce travail, nous proposons l'utilisation de la commande et l'application de la technique avancée telles que : logique floue, réseaux de neurones, système hybride, la commande DPC,... pour le contrôle et la commande afin d'améliorer les performances et garantir une grande robustesse de la MADA.

# ANNEXE

**Annexe A**

<b>Paramètre</b>	<b>Grandeur (Unité)</b>	<b>Valeur</b>
Tension de source	$V_{eff}$ (V)	400
Fréquence de source	F(Hz)	50
Résistance statorique	$R_s$ ( $\Omega$ )	1.405
Résistance rotorique	$R_r$ ( $\Omega$ )	1.395
Inductance de fuite statorique	$l_s$ (H)	0.005839
Inductance de fuite rotorique	$l_r$ (H)	0.005839
Mutuelle inductance	$l_m$ (H)	0.1722
Nombre de paires de pôles	p	2
Inertie	J ( $kg.m^2$ )	0.0131
Coefficient de frottements visqueux	F (N.m.s)	0.002985
Couple résistant a vide	$C_r$ (N.m)	0
Couple résistant en charge	$C_r$ (N.m)	50

*Tableau 1 : Paramètres de la MAS utilisée dans les simulations*

**Transformation de Park**

La transformation de Park est un outil mathématique qui a permis la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphas alternatif à un système diphasé (repère **d, q, o**) continu, donc elle permet d'obtenir un système d'équation à coefficients constants ce qui simplifie sa résolution Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées dans un même repère (axe direct **d** et axe en quadrature **q**). La transformation de Park définie par la matrice de rotation **[p( $\theta$ )]** est donnée sous la forme suivante :

$$= [p(\theta)] [X]_{abc} [X]_{dq}$$

**Telle que :**

## Paramètres de simulation

$$[\mathbf{p}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$[\mathbf{p}(\theta)]$ : Matrice de transformation de Park.

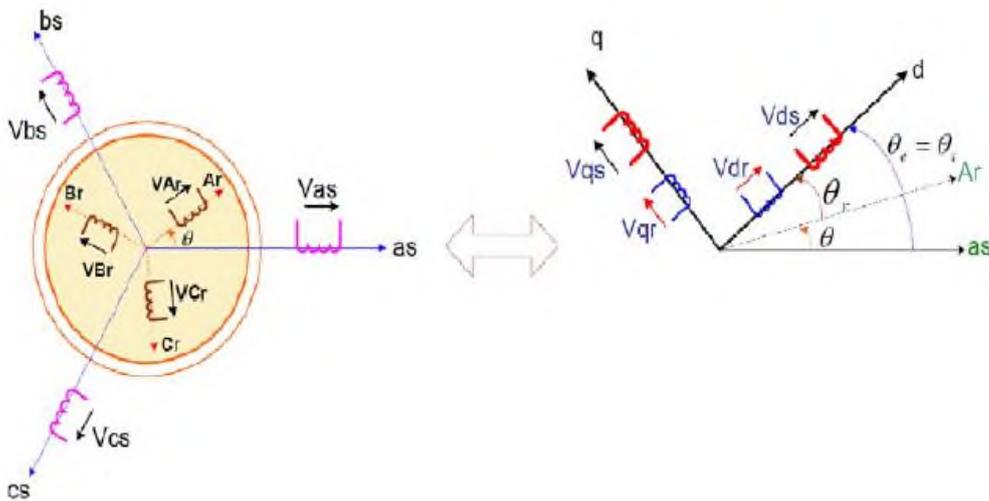
On utilise la matrice inverse de PARK pour arriver aux équations précédentes dans le plan abc on appliquant la relation :

$$= [\mathbf{p}^{-1}(\theta)] [\mathbf{X}]_{dq} [\mathbf{X}]_{abc}$$

Telle que la matrice inverse de PARK :

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} [\mathbf{p}^{-1}(\theta)]$$

Dans le cas de la conservation de la puissance nous avons  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$



**Figure 1** Passage du triphasé au biphasé

La figure 2 montre le principe de la transformation de Park

## Paramètres de simulation

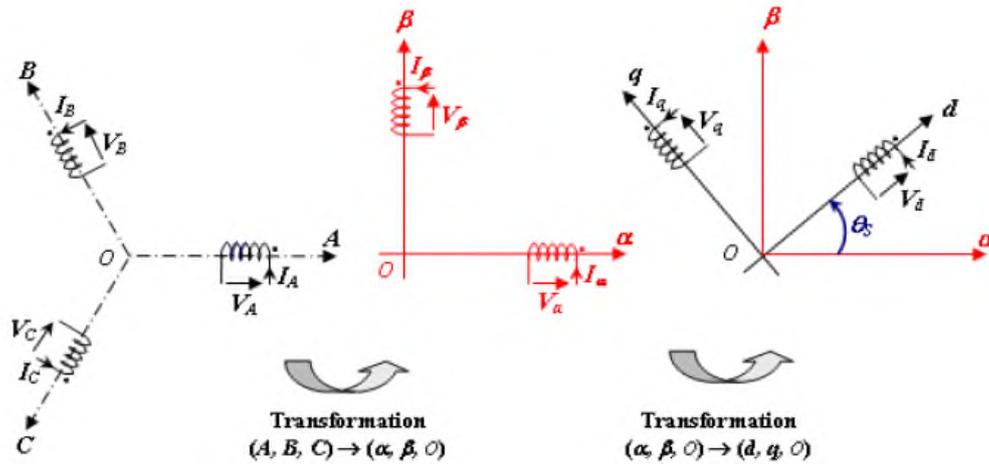


Figure 2: Décomposition de la transformation de Park.

### Annexe B

Paramètre	Grandeur (Unité)	Valeur
Résistance statorique	$R_s (\Omega)$	1.75
Résistance rotorique	$R_r (\Omega)$	1.68
Inductance de fuite statorique	$l_s (H)$	0.295
Inductance de fuite rotorique	$l_r (H)$	0.104
Mutuelle inductance	$l_m (H)$	0.165
Nombre de paires de pôles	$p$	2
Inertie	$J (kg.m^2)$	0.01
Coefficient de frottements visqueux	$F (N.m.s)$	0.0027
	$Z$	$1 - ((0.165^2)/(0.295 * 0.104))$
Constante de temps statorique.	$T_s$	$0.295/1.75$
Constante de temps rotorique.	$T_r$	$0.104/1.68$
Couple résistant a vide $T_r$	$C_r (N.m)$	0
Couple résistant en charge	$C_r (N.m)$	$\pm 10$

**Tableau 2** : Paramètres de la MADA utilisée dans les simulations

### Annexe C

## Paramètres de simulation

---

Paramètre	Grandeur	Valeur
régulateur de vitesse	$K_{p_v}$	4
	$K_{i_v}$	250
	$K_{p_i}$	40
	$K_{i_i}$	2729.8

*Tableau 3 : Paramètres du régulateur de vitesse*



# BIBLIOGRAPHIE

## Chapitre 1

- [1] :Gauthier François, ‘‘ calcul des paramètres de la machine asynchrone ‘‘ thèse diplôme de de maîtrise ès sciences appliquées (génie électrique), université de montréal décembre 2017.
- [2] : Ben kadem Somia et Ben mebarek Dalila, « Commande d’une machine asynchrone à double alimentation pour la production d’énergie éolienne». Thèse de Master Université ahmed Draia Adrar 2017/2018.
- [3] : HAMADOU Adil et NESSISSEN Abdelkader, ‘‘ Modélisation numérique d’un moteur asynchrone à cage d’écureuil ‘‘ Thèse de Master Université Djilali BOUNAAMA - Khemis Miliana 2015.
- [4] : C.birouche et N.kichou ‘‘ dimensionnement d’un moteur asynchrone triphasé à cage d’écureuil’’ .thèse d’ingénieur d’état en électrotechnique Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou 2012/2013.
- [5] : Belacel Mohammed et BOUDINA Seid , ‘‘ Modélisation et simulation les défauts rotoriques d’un moteur asynchrone à cage d’écureuil ‘‘ .Thèse de Master Université Akli mohand Oulhadj – Bouira 2017/2018.
- [6] : Bekhouche – Youcef et Hadj Arab – Rachid et Skendraoui – Farid, ‘‘ Modélisation et commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone ‘‘ Thèse d’ingénieur d’état en electrotechnique Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou 2011.
- [7] : Gherbi Allel Et Abbad Abdellah, ‘‘ Commande D’un Moteur Asynchrone Par La Logique Floue Adaptative ‘‘.These de Master, Universite De Bouira 2017/2018.
- [8] : HAMADOU Adil et NESSISSEN Abdelkader , ‘‘ Modélisation numérique d’un moteur asynchrone à cage d’écureuil’’,Thèse de Master, Université Djilali BOUNAAMA - Khemis Miliana 2015.
- [9] :Tamrabet Hanen, ‘‘robustesse d’un contrôle vectoriel de structure minimale d’une machine asynchrone’’ Thèse d’ingénieur d’état en Electrotechnique Université annaba le : 2005/2006.
- [10] : Alia Salim et Guedda Smail, ‘‘ Commande Vectorielle d’une Machine à Induction ‘‘ Thèse MASTER ACADEMIQUE ,Université EchahidHamma Lakhdar d’El-Oued 2018.
- [11] : METROUH Mohamed et MOUSSI Rafik , ‘‘ Identification d’une machine asynchrone à cage ‘‘, Thèse de MASTER, UNIVERSITE MOULOUUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU 2017.

## Chapitre 2

- [12] : Tifour Samy Imed, “ Commande Vectorielle d’une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation Couplée au Réseau ”, Thèse de MASTER, Université Constantine 1,2013/2014.
- [13] : Hakim Bennani, “ machine asynchrone a double alimentation Les lois de commande en régime permanent ” Thèse de études supérieures et postdoctorales ,Université Laval 2011.
- [14] : Rabah Sadaoui,“Analyse et commande de la machine asynchrone à double alimentation ”,Thèse de la maîtrise en génie électrique, université du Québec 2017.
- [15] : TARIK AYOUB, “ Analyse et commande quatre quadrants de la machine asynchrone à double alimentation ” Thèse de L'école de Génie , Université du Québec en Abitibi Témiscamingue 2013.
- [16] : Mesai Ahmed hamza et Nadir Kais , “ commande de la machine asynchrone à double alimentation – apport des techniques de l’intelligence artificielle” , thèse de master université Djilali liables de sidi-bel-abbesse juin 2017.
- [17] : Zidani Mohamed Yazid,“ contribution a la commande d’un MADA Apport des technique de l’intelligence artificielle ”, Thèse du doctorat université Mostefa ben Boulaid-Batna 2 2018/2019.
- [18] : BOUMAZA AHLEM et BOUALI FATIMA ZAHRAA, “ Étude et Simulation de la Machine Asynchrone Double Alimentée (MADA) ” Thèse de MASTER, UNIVERSITE LARBI BEN M’HIDI DE OUM ELBOUAGHI 2012.
- [19] : BEKAKRA Youcef ,“Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées“,Thèse de Magister , Universitaire d’El-oued 2010.
- [20] : AMOUCHAS Nabil et BOUTALEB Amine , “ Commande vectorielle d’une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI ” , these de MASTER, Université M’Hamed Bougara, Boumerdes 2015/02016.
- [21] :BOUDJEMAA Zine Laabidine, "Commande Vectorielle sans capteur de vitesse de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par régulateur pi-flou" , thèse de Magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique d'Oran, 2009.
- [22] : BOUSEKKINE Yacine et BAKOUCHE Yacine , “ Etude des performances d’une MADA alimentée par deux onduleurs à trois niveaux ” , thèse de Master, Université A.MIRA Bejaïa 2017/2018.
- [23] : BEN HARZALLAH Salim, DERARDJA Mounir, "Modélisation et commande vectorielle d’un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC (Application à la conduite

d'une Machine Asynchrone)", Thèse de Master de l'université M'Hamed Boguerra, Boumerdes, 2011/2012.

[24] FENNI Atmane, "Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)", thèse de Magister de l'université Mohamed Khider de Biskra, 19 décembre 2013.

[25] BERREZZEK farid, "Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister de l'université Badji Mokhtar, Annaba, 2006.

### Chapitre 3

[26] : ABDELLI Houaria, " Commande par Mode de Glissement d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation ",Thèse de MAGISTER, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran .

[27] :A.MEZOUAR,"Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques (application à la commande des machines asynchrones)", Thèse de Doctorat d'Etat, Université Djillali Liabès, Sidi Bel Abbès (Algerie), 2006.

[28] MELLOUL Ahmed, "Simulation et diagnostic d'une machine asynchrone à double alimentation d'une éolienne", Mémoire de Magister de l'Université Ferhat Abbas, Setif, 2011.

[29] : BENNOUR Cherif, "Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation", Mémoire de Magister de l'Université Mohamed Khider, Biskra, 19 novembre 2012.

[30] SALLOUM Georges, "Contribution à La Commande Robuste De La Machine Asynchrone A Double Aliment", Thèse de Doctorat de L'Institut national polytechnique de Toulouse, 13 Mars 2007.