

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



Département du Génie Electrique

## Mémoire de Magister

En vue d'obtention du diplôme de magister en

**Électrotechnique**

Option : Machines électriques

Présenté par

**M<sup>elle</sup> HAMZAOUI Ihssen**

Ingénieur d'état en électrotechnique

*Thème*

***Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation  
en vue de son utilisation comme aérogénérateur***

Présenté le 20/01/2008 devant le jury composé de :

<b>Président :</b>	<b>R.IBTIOUEN</b>	<b>Professeur ENP</b>
<b>Rapporteur :</b>	<b>S. MEKHTOUB</b>	<b>Maître de conférences ENP</b>
<b>Examineurs :</b>	<b>O.TOUHAMI</b>	<b>Professeur ENP</b>
	<b>M.O.MAHMOUDI</b>	<b>Professeur ENP</b>
	<b>A.NESBA</b>	<b>Maître de conférences ENS KOUBA</b>

ENP d'Alger 2008

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à mes parents les plus chers que Dieu les garde pour moi*

*A mes frères et ma sœur*

*A mes belles sœurs*

*A toute ma famille et mes amis*

## *Remerciement*

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein des laboratoires des machines électriques du département d'électrotechnique de l'Ecole National Polytechnique d'Alger, sous la direction de conjointe de monsieur S.Mekhtoub maître de conférence au département d'électrotechnique de l'Ecole National Polytechnique d'Alger, à qui je présente l'expression de ma profonde gratitude pour tous les conseils et les encouragements qu'il m'a prodigués pendant toute durée de ce travail.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à monsieur R.IBTIOUEN Professeur à ENP Pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury de ce mémoire.

Mes vifs remerciements vont aussi à monsieur O.TOUHAMI Professeur ENP pour qu'il a porté à ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

Je suis très reconnaissante également à monsieur M.O.MAHMOUDI Professeur à ENP pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de siéger dans ce jury.

Que monsieur A.NESBA Maître de conférences à ENS KOUBA soit vivement remercié pour l'intérêt qu'il manifeste à ce travail en participant à ce jury

A toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer ici), qui ont contribué de près ou de loin directement ou indirectement à l'aboutissement ma famille ainsi que tous mes amis. Enfin, je ne pourrais terminer ce remerciement sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants qui sont à l'origine de tout mon savoir

## Notations

MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation
s, r	: Indice du stator, du rotor
d, q	: Indice des composantes orthogonales directs et en quadrature
$R_s, R_r$	: Résistance statorique, rotorique
$l_s, l_r$	: Inductance propre statorique, rotorique
$M_{sr}$	: Inductance mutuelle stator- rotor
$M_s$	: Inductance mutuelle entre les enroulements du stator
$M_r$	: Inductance mutuelle entre les enroulements du rotor
$\Phi_s, \Phi_r$	: Respectivement flux statorique et rotorique
$\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}$	: Respectivement flux statorique et flux rotorique
$v_s, v_r$	: Tension simple respectivement statorique et rotorique
$\theta_s, \theta_r$	: Angle électrique statorique, rotorique
$\omega_s, \omega_r$	: Pulsation statorique, rotorique
$\omega_m$	: Pulsation mécanique
p	: Nombre de paire de pole
$N_s, N_r$	: Nombre de spire statorique, rotorique
g	: Glissement
$P_e$	: Puissance d'entrée
$S_s$	: Puissance apparente statorique
$S_r$	: Puissance apparente rotorique
P	: Operateur de LAPLACE
$C_{em}$	: Couple électromagnétique
$C_r$	: Couple résistant
$C_{aer}$	: Couple aérodynamique
f	: Coefficient de frottement visqueux
J	: Inertie de la machine
$P_s$	: Puissance active statorique
$Q_s$	: Puissance réactive statorique
$P_{vent}$	: Puissance du vent
$\rho$	: Masse volumique du vent
$V_{vent}$	: Vitesse du vent

$C_p$	: Coefficient de puissance
$B$	: Angle de calage
$P_t$	: Puissance de la turbine
$S_t$	: Surface balayée par la turbine
$\lambda$	: Facteur d'avance
$\Omega_t$	: Vitesse de la turbine
$\Omega_r$	: Vitesse du rotor de la génératrice
$G$	: Multiplicateur mécanique
$C_m$	: Coefficient du couple
$C_{vis}$	: Couple des frottements visqueux
$C_g$	: Couple issu du multiplicateur
$C_t$	: Couple de la turbine
$R$	: Rayon de la turbine

## Sommaire

Notations	01
Introduction Générale	01
<b><u>Chapitre 1</u></b>	<b>Rappel d'un système de conversion autonome la machine asynchrone auto-excitée</b>
1.1 Introduction.....	03
1.2 Modélisation du dispositif.....	03
1.2.1 Modélisation de la machine asynchrone sous l'hypothèse de la linéarité du flux.....	03
a- Représentation de la machine asynchrone dans le plan (a,b,c).....	04
b- Hypothèses simplificatrice.....	04
c- Equation électrique.....	04
d- Equation magnétique.....	04
1.2.1.1 Application de la transformation de park.....	06
a- Equation électrique de la machine dans le repère (d,q).....	06
b- Equation magnétique dans le repère (d,q).....	07
1.2.1.2 Choix du référentiel.....	07
1.2.1.3 Expression du couple électromagnétique.....	09
1.2.1.4 Application à l'autoamorçage à vide.....	09
1.2.1.5 Résultats de simulation .....	10
1.2.2 prise en compte de la saturation magnétique.....	10
a- Développement spatial du flux .....	11
b- Résultats de simulation.....	16
c- Comparaison entre le régime linéaire et sature.....	16
1.2.3 Conclusion .....	16
1.2.4 Modélisation de la charge .....	16
a- Transformation étoile -triangle .....	16
b- Equation de la charge .....	16
c- Structure complète de simulation .....	18
1.3 Analyse des performances de la machine asynchrone auto excitée.....	19
a- L'influence de la variation de la capacité sur l'amorçage de la génératrice...	19
b- L'influence de la variation de la vitesse .....	19
c- Fonctionnement en charge équilibrée.....	20
1-charge purement résistif.....	20
2-cas d'une charge inductive.....	21
d- Fonctionnement en charge déséquilibrée.....	22
1- l'influence de déséquilibre des trois charge purement résistive.....	22
2- déconnexion soudain d'une des trois charge.....	23
3- La déconnexion soudaine d'une capacité.....	23
1.4 Conclusion.....	24
<b><u>Chapitre 2</u></b>	<b>Aperçu sur l'application des machines asynchrones à double alimentation</b>
2.1 Introduction.....	25
2.2 Description générale de la machine asynchrone à double alimentation.....	25

2.2.1 Définition.....	25
2.2.2 Régimes de fonctionnement de la MADA.....	26
2.2.3. Etude de puissance pour la MADA.....	26
2.3. Convertisseur.....	26
2.3.1. Fonctionnement en moteur hypo synchrone.....	27
2.3.2 Fonctionnement en moteur hyper synchrone.....	27
2.3.3 Fonctionnement en génératrice hypo synchrone.....	27
2.3.4 Fonctionnement en génératrice hyper synchrone.....	27
2.4 Domaine d'application de la MADA .....	28
2.5 Application de la MADA dans les systèmes éoliens .....	28
2.5.1 Type de machin électrique utilisée.....	28
2.5.2 Les différentes structures d'alimentation de la MADA .....	30
A- Machine asynchrone à double alimentation « type brushless ».....	30
B- Machine asynchrone à double alimentation « type rotor bobinée ».....	30
C- Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée.....	32
D- Machine asynchrone à double alimentation pont à diodes et pont à thyristor : « structure de Kramer ».....	32
E- Machine asynchrone à double alimentation pont à diodes et pont à transistor : « structure de Kramer ».....	33
F- Machine Asynchrone à Double Alimentation : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.....	33
G- Machine asynchrone à double alimentation : structure de Scherbius avec convertisseurs	
MLI.34	
2.6 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) .....	35
2.6.1. Mise sous forme d'équation d'état.....	35
2.6.2 Couple électromagnétique et puissance.....	36
2.7 Résultats de simulation .....	37
2.8 Conclusion.....	43

### Chapitre3

#### La commande des puissances active et réactive de la MADA par des régulateurs PI

3.1 Introduction.....	44
3.2 Principe de la commande vectorielle de la MADA.....	44
3.3 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique.....	45
3.3.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé.....	46
3.3.2 Relation entre le courant statorique et le courant rotorique.....	47
3.3.3 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques.....	47
3.3.4 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques.....	49
3.4 Type de régulateurs utilisés.....	50
3.5 Résultats de simulation.....	51
3.5.1 Simulation du système sans onduleur.....	51
3.5.2 Interprétation des résultats.....	53
3.5.3 Prise en compte de l'onduleur côté rotor.....	54
3.5.4 Interprétation des résultats.....	60
3.6 Conclusion.....	60

### Chapitre4

#### Cascade Redresseur –Onduleur- MADA

4.1 Introduction.....	61
4.2 Cascade redresseur à deux niveaux- onduleur à deux niveaux-MADA.....	61
4.3 Principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI.....	62

4.4	Contrôle du convertisseur coté réseau.....	62
4.5	Modélisation.....	63
	a- Partie puissance.....	63
	b- Source d'alimentation.....	63
	c- Redresseur à MLI.....	64
	d- La Charge.....	65
4.6	Commande du redresseur en courant par hystérésis.....	65
4.7	Modèle de la boucle de tension.....	66
4.8	Modélisation de la boucle de courant (interne).....	67
4.9	Résultats de simulation.....	69
4.10	Interprétation des résultats.....	72
4.11	Conclusion.....	72

## Chapitre5

## Le Modèle de la MADA Intégrer dans un système éolien

5.1	Introduction.....	73
5.2	Les efférente types des éoliennes.....	73
	a- Les éoliennes à axe vertical.....	73
	b- Les éoliennes à axe horizontal.....	73
5.3	Principaux composante d'une éolienne.....	74
5.4	Principe de fonctionnement.....	75
	a- Les éoliennes à décrochages aérodynamiques.....	75
	b- Les éoliennes à pales orientables.....	76
5.5	Intérêt de la vitesse variable.....	76
5.6	Modélisation d'une turbine éolienne.....	77
	5.6.1 Modélisation de la turbine.....	77
	a)- la puissance d'une éolienne.....	77
	b)-La puissance aérodynamique.....	78
	c)-Le coefficient de puissance.....	78
	5.6.2 Modèle du Multiplicateur.....	79
	5.6.3 Equation dynamique de l'arbre.....	80
	5.6.4 Schéma bloc du modèle de la turbine.....	80
5.7	Les différentes zones de fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable.....	80
	5.7.1 Maximisation de la puissance extraite.....	81
5.8	Résultats de simulation.....	84
5.9	Interprétation des résultats.....	86
5.10	Conclusion.....	86
	Conclusion Générale.....	87
	Annexes.....	89
	Bibliographie.....	91



## Introduction Générale

L'énergie électrique est un facteur essentiel pour le développement et l'évolution des sociétés humaines que ce soit sur le plan de l'amélioration des conditions de vie, ou sur le développement des activités industrielles. Elle est devenue une forme d'énergie indispensable par sa souplesse d'utilisation et par la multiplicité des domaines d'activité où elle est appelée à jouer un rôle plus important. Ces modes de production ainsi que les moyens de production associés sont amenés à subir de profonds changements au cours des prochaines décennies [1].

En effet, les modes de production reposant sur la transformation d'énergie renouvelable (éolien, solaire...), sont appelés à être de plus en plus utilisés dans le cadre du développement durable. Pour réaliser ceci, il est important de disposer de différentes technologies de générateurs telles que les machines synchrones et les machines à aimant permanent. La machine à induction à cage est la plus utilisée, car elle est peu coûteuse, robuste et sa maintenance est très facile et simple. Mais si elle est connectée directement au réseau, ce dernier impose la fréquence et dans ce cas la vitesse d'entraînement doit être constante. De plus si on utilise un convertisseur à son stator, on trouve que la plage de variation de vitesse est plus limitée. Si on utilise un alternateur classique (machine synchrone triphasée) entraîné à vitesse variable, dans ce cas le système est composé d'un convertisseur statique de fréquence situé entre le stator et le réseau et qui permet de transformer la fréquence variable de l'alternateur. Il faut ajouter un compensateur synchrone afin de fournir la puissance réactive consommée par le convertisseur statique, ce qui augmente le coût du système. Tout ceci explique pourquoi on recherche à remplacer ce système.

Dans le domaine de production de l'énergie électrique à vitesse variable, on leur préfère plutôt des machines à rotor bobiné doublement alimentées qui offrent d'excellents compromis performances/coût [2].

Connue depuis 1899, la machine asynchrone à double alimentation MADA. En anglais « *double feild induction machine DFIM* » est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse. Les problèmes de stabilité rencontrés des lors, l'ont fait abandonner pour un temps. Le schéma de raccordement de cette machine consiste à connecter le stator directement au réseau (génératrice non autonome), ou avec des batteries de condensateurs (fonctionnement dit autonome), alors que le rotor est alimenté à travers le convertisseur de puissance contrôlé. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse sont limitées autour de celle de synchronisme.

La MADA utilisée pour la génération d'énergie électrique dans un site isolé ceci est considéré comme une solution écologique intéressante. Le générateur à induction double alimenté est davantage adapté pour cette application, parce qu'il reçoit une vitesse variable sur son arbre, et il doit produire une tension à amplitude et fréquence constantes coté charge, donc pour une génératrice autonome, débitant sur un site isolé, le problème devient plus complexe, car il faut contrôler aussi la tension et la fréquence du coté du stator [3].

Grâce au progrès de l'électronique de puissance, diverses applications de la MADA sont alors devenues possibles dont l'intérêt réside principalement dans les possibilités de contrôle du flux et des puissances pour les régimes caractéristiques hypo et hyper synchrones, cela étant aussi bien dans les fonctionnements moteur que générateur. Dans ce contexte, la théorie de l'orientation du flux, apparue dans le début des années 70 appliquée à la machine asynchrone avec succès a donné lieu à un outil puissant pour son contrôle.

Le développement de la micro-informatique et des systèmes programmés ouvre la voie au contrôle en temps réel des machines électriques. Néanmoins, la difficulté pour commander la machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique est non linéaire, multi variable et fortement couplé vu l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures statoriques et rotoriques. Afin d'obtenir avec la machine asynchrone à double alimentation, des performances semblables à celle de la MCC, il est nécessaire de séparer le contrôle du flux et le contrôle du courant générant le couple électromagnétique. L'apparition de la commande vectorielle constitue une évolution. Par cette technique, et pour la machine asynchrone à double alimentation (MADA), en effectuant un découplage artificiel entre le flux et le couple électromagnétique [13].

Le présent mémoire décrit une étude sur l'utilisation des machines de type asynchrone : machine asynchrone à cage auto excitée pour des petites puissances, et machine asynchrone à double alimentation pour des fortes puissances, pilotée à travers les grandeurs rotoriques, intégrée dans un système éolien.

## **Organisation du mémoire**

Ce mémoire est structuré comme suit :

Le premier chapitre présente un rappel sur les performances et les limites de l'utilisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil auto excitée par un banc de capacités. Pour mener à cette étude, la machine est placée dans plusieurs configurations de charges et de capacités et le régime équilibré et déséquilibré est également étudié.

Dans Le deuxième chapitre, on présentera des généralités sur la MADA, ses applications, ses variantes de fonctionnement et ses avantages suivies par un état de l'art sur la conversion électromécanique à travers les différents types de génératrices utilisées et les convertisseurs qui leur sont associés. Ainsi la modélisation de la MADA est présente, sa mise en équation permettra de simuler son modèle dans le mode moteur et générateur, ceci a pour objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation qui est entraînée par une vitesse fixe. Le stator de la MADA est alimentée par une source triphasée et le rotor est connecté à un onduleur triphasé à MLI, commandé par la stratégie triangulo- sinusoidale. L'alimentation continue de l'onduleur est supposée constante. Les résultats de simulation par Matlab/Simulink seront présentés.

Le quatrième chapitre on a étudié le système complet : machine asynchrone double alimentation –convertisseur. On se met dans le cas le plus pratique où l'alimentation de l'onduleur connectée au niveau du rotor est fournie par un convertisseur triphasé à MLI fonctionnant en redresseur. On aura donc, une cascade basée sur deux convertisseurs à deux niveaux.

L'intégration de la MADA dans un système éolien, est le sujet de la dernière partie de cette mémoire. La modélisation de la turbine et l'élaboration d'une commande adéquate pour le captage du maximum de puissance possible seront faites.

Enfin, ce travail sera terminé par une conclusion générale et quelques perspectives de recherche envisagées.

## Rappel d'un système de conversion autonome la machine asynchrone auto-excitée

### 1.1 Introduction

Le générateur asynchrone caractérisé par sa robustesse et sa simplicité de construction, est la machine la plus utilisée pour produire de l'énergie électrique. On récupère cette énergie sur son stator. Elle est généralement triphasée avec un rotor en cage ou bobiné.

Ce générateur asynchrone présente deux modes de fonctionnements différents :

- Fonctionnement non autonome (couplée au réseau)
- Fonctionnement autonome (isolée, auto excitée)

L'utilisation des machines asynchrones comme générateurs d'électricité est moins courante que celle des alternateurs synchrones. Néanmoins le développement des sources autonomes d'énergie et surtout des systèmes de récupération a vu l'essor rapide de ce type de générateurs qui présente de nombreux avantages par rapport à l'alternateur.

Dans ce chapitre on présente l'étude d'un dispositif de production d'énergie autonome. La machine asynchrone à cage d'écureuil est auto excitée par un banc de capacités. Ce phénomène d'auto excitation est en revanche difficile à maîtriser car les variations de la charge, influent directement sur les valeurs de la tension et de la fréquence délivrées. Afin de déterminer les performances et les limites de fonctionnement de ce dispositif, un modèle de la machine est établi dans un repère diphasé. Le modèle de la charge et des capacités d'auto excitation équilibrées ou non est également établi de façon complètement indépendante du modèle de la machine. Des simulations sont alors effectuées dans différentes configurations, de charges et de déséquilibre.

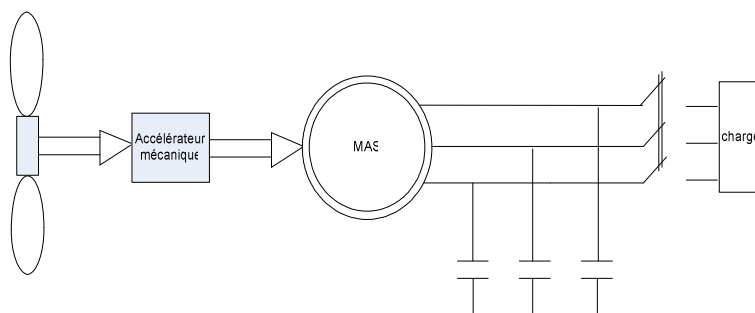


Fig.1.1 : Schéma de fonctionnement du générateur autonome

### 1.2 Modélisation du dispositif

#### 1.2.1 Modélisation de la machine asynchrone sous l'hypothèse de la linéarité du flux

Pour représenter au mieux le comportement d'une machine asynchrone en simulation, il est nécessaire de faire appel à un modèle précis mais suffisamment simple pour que le temps de calcul de la simulation ne soit pas excessif.

### a- Représentation de la machine asynchrone dans le plan (a, b, c)

La machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (1.2).et dont les phases sont repérées respectivement par (as, bs, cs) pour le stator et (ar, br, cr) pour le rotor .L'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phase as, et ar choisies comme axes de référence.

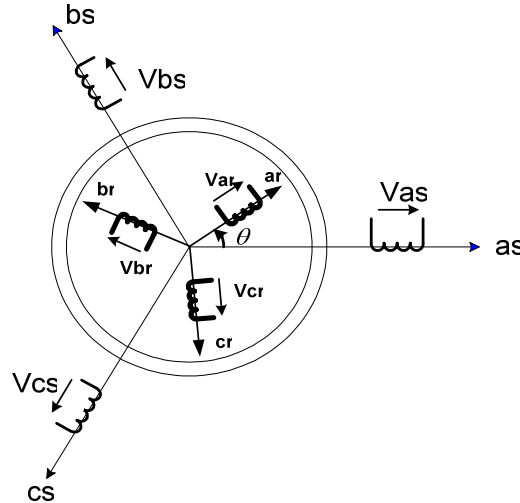


Fig.1.2 : Représentation de la machine asynchrone

### b- Hypothèses simplificatrices

On suppose :

- La f.m.m est à répartition sinusoïdale dans l'entrefer ;
- Les paramètres de la machine sont considérés indépendants de la température ;
- On néglige les harmoniques d'espace ;
- Les pertes fer (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligeables ;
- La saturation du circuit magnétique sera négligeable.

### c- Equations électriques

Les équations électriques de la machine asynchrone pour le stator et le rotor sont données sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt}; \\ [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt}. \end{cases} \quad (1-1)$$

### d- Equations magnétiques

Les équations magnétiques sont données par :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r]; \\ [\Phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}]^T [i_s]. \end{cases} \quad (1-2)$$

En appliquant la transformée de la place, et en remplaçant (1-2) dans (1-1), on obtient :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s][i_s] + P([L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r]) \\ [v_r] = [R_r][i_r] + P([L_{rr}][i_r] + [M_{rs}]^T[i_s]). \end{cases} \quad (1-3)$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

$$[v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} ; \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

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

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

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

Où :  $-[v],[i],[\Phi],[R]$  : sont les vecteurs des tensions, courants, flux et résistances respectivement.

- s ; r : désignent les grandeurs statoriques –rotoriques ;
- $[L_{ss}]$ ,  $[L_{rr}]$  : Vecteurs d'inductances cycliques statorique et rotorique ;
- $[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles ;  $[M_{sr}]^t = [M_{rs}]$  ;
- $l_s, l_r$  : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique ;
- $M_s, M_r$  : Inductances mutuelles entre deux phases respectivement statoriques et rotoriques
- $M_{\max}$  : Mutuelle max entre une phase statorique et une phase rotorique ;
- $\theta$  : est l'écart angulaire entre deux phases, statoriques et rotoriques correspondantes ;
- $P$  : Opérateur de Laplace.

Il est clair que l'équation (1-3) est à coefficients variables puisque la matrice des inductances mutuelles contient des termes qui sont fonction de  $\theta$  donc fonction du temps. C'est cela justement qui rend la résolution analytique de ce système d'équations très difficile. Ceci nous conduit à l'utilisation de la transformation de R.H.Park qui permettra de rendre ces paramètres indépendants de la position  $\theta$ .

### 1.2.1.1 Application de la transformation de R.H.Park.

La transformation de R.H.Park appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires (indice 0), d'axe direct (indice d) et d'axe en quadrature (indice q). Cette transformation s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}$$

La variable  $\mathbf{X}$  peut être une tension, un courant ou un flux.

Ou  $\theta_a$  est l'écart angulaire arbitraire entre l'axe d'une phase dans l'une des armatures (stator ou rotor) et l'axe d'observation d. L'angle  $\theta_a$  prend la valeur  $\theta_s$  pour les grandeurs statoriques et la valeur  $(\theta_r = \theta_s - \theta)$  pour les grandeurs rotoriques.

La matrice de transformation  $P(\theta_a)$  et son inverse est donnée par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; \quad P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

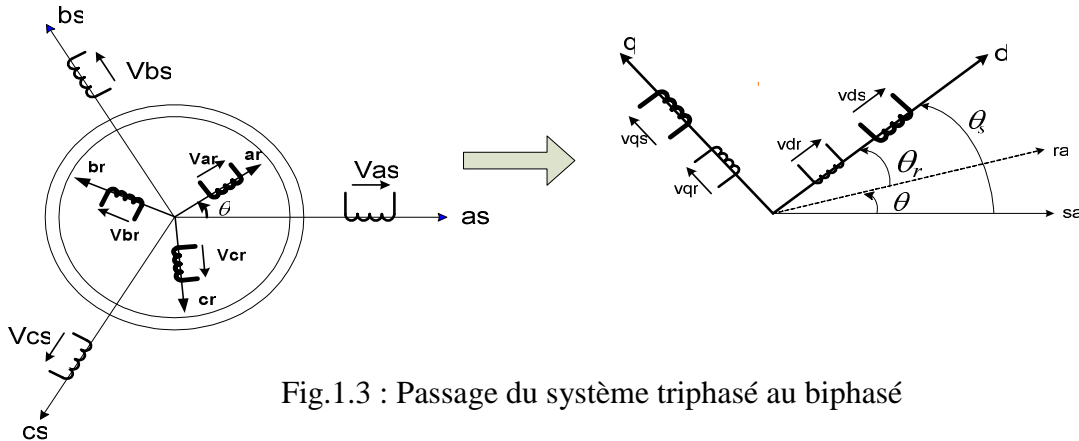


Fig.1.3 : Passage du système triphasé au biphasé

#### a- Equations électriques de la machine dans le repère (d, q)

En multipliant l'équation électrique (1-1) du stator et du rotor par  $P(\theta)$ , et après simplifications on aura :

• Pour le stator :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_a \Phi_{qs}; \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_a \Phi_{ds}. \end{cases} \quad (1-4)$$

Sous forme vectorielle cela donne :  $\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\Phi_s}{dt} + J\omega_a \bar{\Phi}_s$

$$\bullet \text{Pour le rotor : } \begin{cases} v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega)\Phi_{qr}; \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega)\Phi_{dr}. \end{cases} \quad (1-5)$$

Sous forme vectorielle cela donne :  $\bar{v}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + J(\omega_a - \omega_r)\bar{\Phi}_r$

$$\text{Avec } J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} : \text{appelée matrice de rotation}$$

### b- Equations magnétiques dans le repère (d, q)

En multipliant l'équation (1-2) par  $P(\theta)$  et après simplification on obtient

$$\bullet \text{Pour le stator } \begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr}; \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr}. \end{cases} \quad (1-6)$$

$$\bullet \text{Pour le rotor } \begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds}; \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs}. \end{cases} \quad (1-7)$$

#### 1.2.1.2 Choix du référentiel

Les deux systèmes d'équation (1-4) et (1-5) s'écrivent sous la forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & -\omega_a L_s & PM & -\omega_a M \\ \omega_a L_s & R_s + PL_s & \omega_a M & PM \\ PM & -(\omega_a - \omega)M & R_r + PL_r & -(\omega_a - \omega)L_r \\ (\omega_a - \omega)M & PM & (\omega_a - \omega)L_r & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Il est intéressant d'écrire les équations dans un référentiel lié soit à l'une des armatures, soit au champ tournant, selon les objectifs de l'application.

Dans chacun de ces référentiels, les équations de la machine sont plus simples que dans le référentiel quelconque. Il existe pratiquement trois possibilités :

#### a- Référentiel lié au stator

Il se traduit par les relations :

$$\omega_a = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = -\omega$$

On aura le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt}; \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt}; \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \Phi_{qr}; \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1-8)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & 0 & PM & 0 \\ 0 & R_s + PL_s & 0 & PM \\ PM & \omega M & R_r + PL_r & \omega L_r \\ -\omega M & PM & -\omega L_r & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé dans l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation.

### b- Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, on aura :

$$\omega_a = \omega \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad ; \quad \theta_s = \theta + \theta_r \Rightarrow \omega_s = \omega$$

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \Phi_{qs}; \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \Phi_{ds}; \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt}; \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (1-9)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & -\omega L_s & PM & -\omega M \\ \omega L_s & R_s + PL_s & \omega M & PM \\ PM & 0 & R_r + PL_r & 0 \\ 0 & PM & 0 & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires ou la vitesse de rotation est considérée comme constante.

### c- Référentiel lié au champ tournant

Il se traduit par les relations :

$$\omega_a = \omega_s \quad ; \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = g \omega_s = \omega_r$$

On aura le système d'équation suivant :



$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs}; \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds}; \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r; \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r. \end{array} \right. \quad (1-10)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & -\omega_s L_s & PM & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + PL_s & \omega_s M & PM \\ PM & -\omega_r M & R_r + PL_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r M & PM & \omega_r L_r & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Ce type de référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs à fréquence variable. Son modèle permet d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent d'où la facilité de régulation.

### 1.2.1.3 Expression du couple électromagnétique

L'expression générale du couple électromagnétique résulte de la dérivée de la coénergie par rapport à l'angle mécanique de rotation.

Dans le repère d, q l'équation devient :

$$C_e = \frac{pM}{L_s} (\Phi_{qs} i_{dr} - \Phi_{ds} i_{qr}) = pM (i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr}) \quad (1-11)$$

### 1.2.1.4 Application à l'autoamorçage à vide

Nous nous intéressons au phénomène d'autoamorçage à vide en linéaire. La machine fonctionne en génératrice autonome avec un condensateur à ses bornes, pour simplifier nous présentons le schéma équivalent ci-dessous figure (1.4).

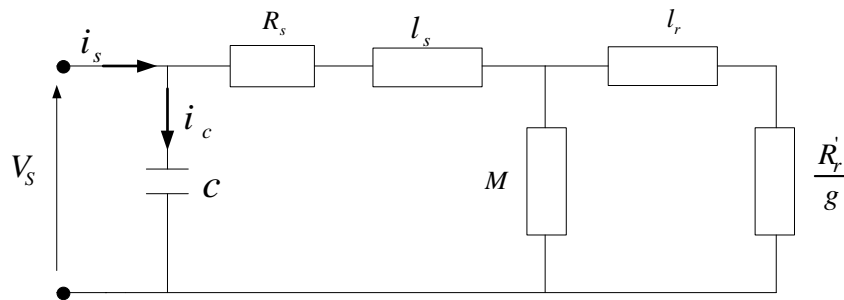


Fig.1.4 : Schéma équivalent en auto amorcée

Pour simuler l'autoamorçage en linéaire il suffit de résoudre le système (1-9) avec les équations d'autoamorçage suivantes :

$$\frac{dv_{ds}}{dt} = \frac{1}{C} i_{ds}$$

$$\frac{dv_{qs}}{dt} = \frac{1}{C} i_{qs}$$

### 1.2.1.5 Résultats de simulation

A l'aide du logiciel MATLAB, la simulation de la machine asynchrone a cage fonctionnement autonome sous l'hypothèse de la linéarisation du flux a été faite. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park (plan (d, q)) liée au Rotor.

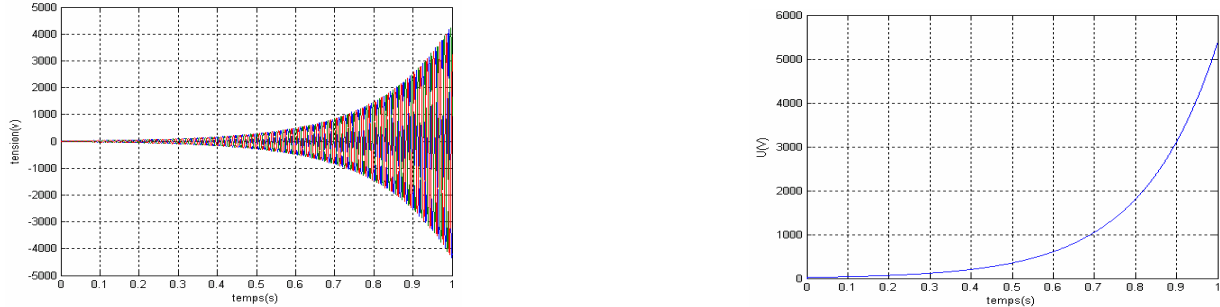


Fig.1.5 : Tension statorique d'autoamorçage avec son enveloppe

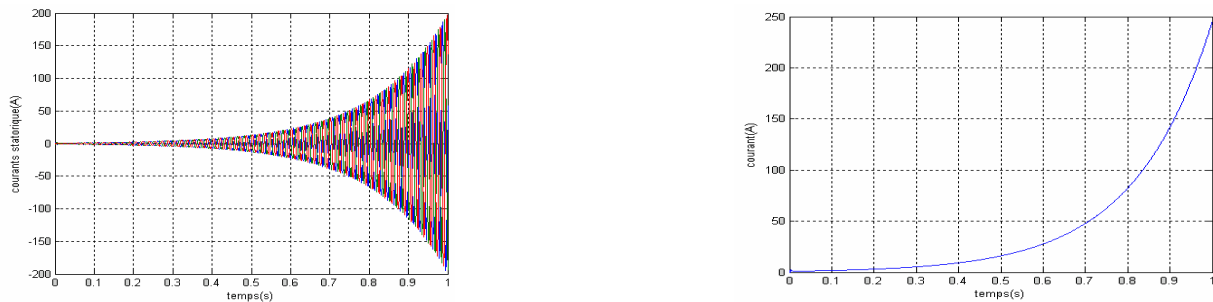


Fig.1.6 : Courant statorique d'autoamorçage avec son enveloppe

Nous remarquons sur les résultats de simulation, pour le phénomène d'autoamorçage avec le modèle linéaire n'a donc lieu pour une machine et un condensateur donné qu'à une vitesse de rotation bien déterminée correspondant à la résonance entre le condensateur et l'inductance de la machine. Le phénomène comme toute résonance linéaire se traduit par une montée exponentielle des courants et tension. Il est bien évident que la tension aux bornes de la machine sera dans la réalité limitée par un phénomène non linéaire qui est dans notre cas la saturation.

### 1.2.2 prise en compte de la saturation magnétique

L'hypothèse de la linéarité n'a plus de sens, la saturation devient indispensable lors de son fonctionnement en générateur. En effet lorsque la machine est entraînée par un dispositif externe, la présence d'un champ rémanent dans le circuit magnétique de la machine crée un couple électromagnétique engendrant une force électromotrice dans les enroulements statoriques. La connexion de capacités sur les phases du stator entraîne alors la création d'un courant réactif qui augmente le champ magnétique de la machine et par conséquent les forces électromotrices. C'est cette réaction cyclique qui permet à la machine d'arriver à un régime permanent situé dans la zone saturée.

La figure (1.7) représente l'évolution de la force électromotrice statorique ainsi que la caractéristique externe du condensateur en fonction du courant magnétisant, pour un fonctionnement à vide de la machine. L'intersection des deux phénomènes entraîne l'amorçage de la machine jusqu'au point de fonctionnement en régime permanent. L'observation de ces courbes montre aisément que deux phénomènes peuvent modifier l'emplacement du point de fonctionnement sur la caractéristique de magnétisation :

- La variation de la capacité d'auto-amorçage qui entraîne une modification de la pente du droit de charge de la capacité
- La variation de la charge connectée sur la machine qui provoque une variation du glissement. Ceci rend la résistance  $R_r/g$  non négligeable et le courant  $I$  est partagé entre l'inductance magnétisant et la résistance rotorique.

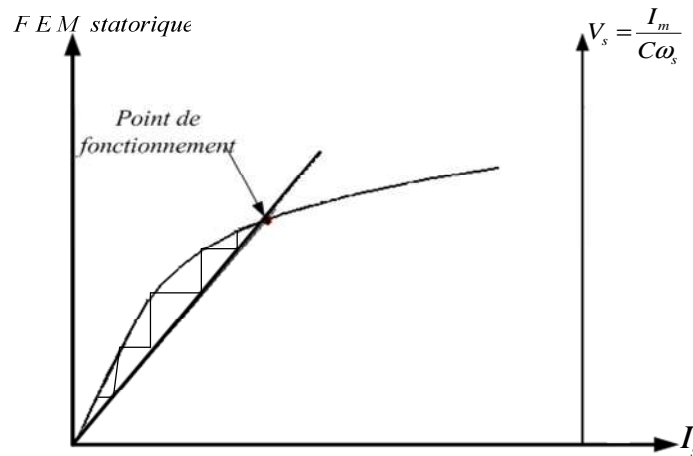


Fig.1.7 : Phénomène d'autoamorçage

Le phénomène peut être modélisé soit par les outils de calcul du champ magnétique soit par l'usage des modèles de circuits classiques inductances saturables.

Dans ce dernier modèle deux procédures sont proposées pour l'implantation de la caractéristique de magnétisation  $\Phi(i)$ .

- La première est l'introduction d'un facteur de saturation [8], [11].
- La seconde (que nous utiliserons) est l'association du phénomène à une variation d'une inductance de magnétisation  $M_{st}$  dit statique et une autre  $M_{dy}$  dit dynamique [16], [10].

### a - Développement spatial du flux

Les deux composantes des vecteurs spatiaux flux et courant sont définis suivant les deux axes d et q figure (1.8). Les flux suivant chaque axe et à travers chaque bobine et la somme d'un flux mutuel et d'un flux de fuites, et on admet que cette dernière composante est indépendante de la saturation.

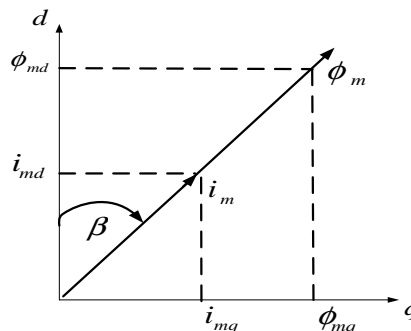


Fig.1.8 : Représentation des vecteurs courants et flux magnétisants.

$$\begin{aligned}\overline{\Phi}_s &= \overline{\Phi}_{\sigma s} + \overline{\Phi}_m \\ \overline{\Phi}_r &= \overline{\Phi}_{\sigma r} + \overline{\Phi}_m\end{aligned}$$

Le flux et le courant magnétisant sont donnés par :

$$\begin{aligned}\overline{\Phi}_m &= M \cdot \overline{I}_m \\ \overline{I}_m &= \overline{I}_s + \overline{I}_r\end{aligned}$$

Avec :  $-\overline{\Phi}_{\sigma s}$ ,  $\overline{\Phi}_{\sigma r}$  respectivement les vecteurs flux de fuite statorique et rotorique ;  
 $-\overline{\Phi}_m$ ,  $\overline{I}_m$  respectivement le vecteur de flux et de courant magnétisant.

$$M = f(I_m)$$

Les composantes du flux et du courant sont :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = M \cdot i_{md} \\ \Phi_{mq} = M \cdot i_{mq} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} i_{md} = i_{ds} + i_{dr} \\ i_{mq} = i_{qs} + i_{qr} \end{cases}$$

Le système d'équation (1-9) s'écrit :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + \frac{d\Phi_{md}}{dt} - \omega \Phi_{qs} ; \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\Phi_{mq}}{dt} + \omega \Phi_{ds} ; \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \frac{d\Phi_{md}}{dt} ; \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\Phi_{mq}}{dt} . \end{cases} \quad (1-12)$$

Pour déterminer la quantité  $\frac{d\Phi_{md}}{dt}$  et  $\frac{d\Phi_{mq}}{dt}$ , nous calculons la dérivée du flux par rapport au temps et après manipulations mathématiques on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{md}}{dt} = L_d \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{mq}}{dt} = L_q \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} \end{cases} \quad (1-13)$$

$$\text{Avec :} \quad \begin{cases} L_d = M_{dy} + \sin(\beta)^2 (M_t - M_{dy}) \\ L_q = M_{dy} + \cos(\beta)^2 (M_t - M_{dy}) \\ L_{dq} = (M_{dy} - M_t) \cdot \sin(\beta) \cdot \cos(\beta) \end{cases} \quad (1-14)$$

$-M_{st} = \frac{\Phi_m}{i_m}$  : représente la mutuelle inductance statique

$-M_{dy} = \frac{d\Phi_m}{di_m}$  : représente la mutuelle inductance dynamique

En pose :

$$m_g = \frac{dM}{di_m} = \frac{M_{dy} - M_t}{i_m} \quad (1-15)$$

$$M_t = \frac{\Phi_m}{i_m}$$

Le système (1-14) devient :

$$\begin{cases} L_d = m_g \frac{i_{md}^2}{i_m} + M_t; \\ L_q = m_g \frac{i_{mq}^2}{i_m} + M_t; \\ L_{dq} = m_g \frac{i_{md} \cdot i_{mq}}{i_m}. \end{cases} \quad (1-16)$$

$-l_d, l_q$  : sont des inductances mutuelles saturables suivant les deux axes

$-l_{dq}$  : est la mutuelle inductance entre les deux axes ou mutuelle d'inter saturation [10]

Le système d'équation (1-12) avec ces nouvelles inductances devient :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + l_s \frac{di_{ds}}{dt} + L_d \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} - \omega_r (l_s i_{qs} + M i_{mq}) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + l_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_q \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} + \omega_r (l_s i_{ds} + M i_{md}) \\ 0 = R_r i_{dr} + l_r \frac{di_{dr}}{dt} + L_d \frac{di_{md}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{mq}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + l_r \frac{di_{qr}}{dt} + L_q \frac{di_{mq}}{dt} + L_{dq} \frac{di_{md}}{dt} \end{cases} \quad (1-17)$$

$-l_s, l_r$  : représentent les inductance de fuites respectivement au stator et au rotor qui seront considérées comme constantes.

Pour revenir aux équations de système (1-12) il suffit de faire :  $m_g = 0$ .

Les deux mutuelles (statique et dynamique) sont déterminées à partir de la courbe de magnétisation. Cette courbe peut être approximée par des fonctions mathématiques adéquats on peut citer parmi ces expression :

$$\phi(I) = a \cdot f_n(I) + \mu_0 I \quad \text{où } f_n(I) = [1 - \exp(-x^n)]^{\frac{1}{n}}$$

$$\phi(I) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k I^k$$

$$\phi(I) = \frac{aI}{b + |I|} + cI$$

$$\phi(I) = \text{arctg}(bI) + cI$$

$$\phi(I) = [M_s + (M_0 - M_s) \exp(-BI^2)]I$$

Pour notre cas, nous adoptons l'approximation suivante :

$$\phi(I) = 0.59 \arctg(0.15 I_m)$$

Ce qui permet de déterminer les deux mutuelles :

$$M_{st} = \begin{cases} 0.078H, & \text{si : } I_m \leq 4.1A \\ \frac{0.59 \arctg(0.15 I_m)}{I_m}, & \text{si : } I_m > 4.1A \end{cases}$$

$$M_{dy} = \frac{0.088}{1 + (0.15 I_m)^2}$$

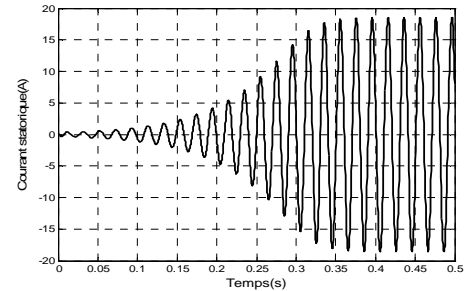
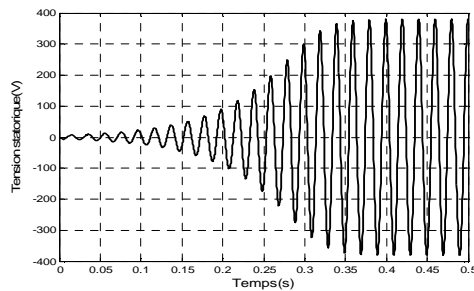
On développe les équations du système obtenu, puis on le met sous forme matricielle :

$$\frac{d[i]}{dt} = -[L_s]^{-1} ([V] + [A][i]) \quad (1-18)$$

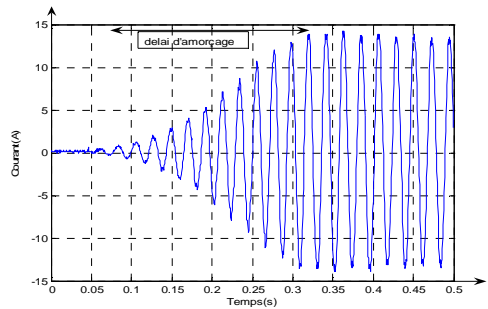
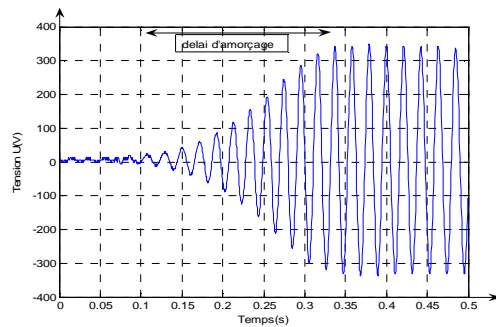
Avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s + L_d & L_{dq} & L_d & L_{dq} \\ L_{dq} & l_s + L_q & L_{dq} & L_q \\ L_d & L_{dq} & l_r + L_d & L_{dq} \\ L_{dq} & L_q & L_{dq} & l_r + L_q \end{bmatrix}; [A] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega(l_s + M) & 0 & -\omega M \\ \omega(l_s + M) & R_s & \omega M & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$\text{et } [V] = [v_{ds} \quad v_{qs} \quad 0 \quad 0]^T \quad ; \quad [i] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^T$$



-a-



-b-

Fig.1.9: Tension et courant d'autoamorçage Pour ( $C=90 \mu\text{F}$  et  $N = 1500 \text{ tr/min}$ )

-a- Obtenu par simulation

-b- Obtenu expérimentalement

En comparant les deux figures (1.9-a et 1.9-b), on observe que la valeur initiale de la tension et le courant, avant le processus d'amorçage est un peu différent en simulations et dans l'essai expérimental. Cette différence est due aux conditions initiales correspondantes à la valeur de l'aimantation rémanente dans le rotor de la machine. En effet celle-ci est différente après chaque utilisation de la machine. Dans nous simulations, cette rémanence est prise en compte par une faible valeur initiale sur un des intégrateurs de flux. Toutefois, lorsque le processus d'amorçage simulé parvient à une valeur équivalente à la valeur initiale de l'essai expérimental (70V en valeur crête) le délai d'amorçage jusqu'au régime permanent est pratiquement équivalent pour les deux essais (de l'ordre de 0.2s).

Les amplitudes des tensions obtenues en régime permanent sont presque équivalentes (360V). Les faibles écarts simulation–expérimentation sont principalement dus aux imprécisions de l'identification de l'inductance magnétisante  $M$ .





L'expression globale de l'impédance  $X_{ij}$  résulte de la mise en parallèle des capacités  $C_{ij}$  et des charges  $Z_{ij}$ , s'exprime alors ainsi

$$\overline{X}_{ij} = \frac{\overline{C}_{ij} \cdot \overline{Z}_{ij}}{\overline{C}_{ij} + \overline{Z}_{ij}} \quad (1-19)$$

Après développement et l'utilisation de la variable de Laplace P, nous obtenons :

$$\overline{X}_{ij} = \frac{\frac{C_k}{P} \left( \frac{1}{C_i C_j} + \frac{1}{C_i C_k} + \frac{1}{C_j C_k} \right) (\overline{Z}_i \overline{Z}_j + \overline{Z}_i \overline{Z}_k + \overline{Z}_j \overline{Z}_k)}{\frac{\overline{Z}_k C_k}{P} \left( \frac{1}{C_i C_j} + \frac{1}{C_i C_k} + \frac{1}{C_j C_k} \right) + (\overline{Z}_i \overline{Z}_j + \overline{Z}_i \overline{Z}_k + \overline{Z}_j \overline{Z}_k)} \quad (1-20)$$

–  $C_{ij}$  : impédance du condensateur placé entre les phases  $i$  et  $j$

### b- Equations de la charge

Lors du phénomène d'auto excitation, nous avons vu que l'interaction entre le courant réactif des condensateurs et le flux crée par la rotation du rotor était responsable de l'auto excitation. Pour reproduire ce phénomène en simulation, il est nécessaire de reconstruire les trois tensions statoriques à partir des courants (variables de sortie). Les tensions ainsi établies sont rebouclées à l'entrée du modèle.

Nous avons donc besoin d'établir l'équation différentielle liant les tensions simples aux courants de lignes en fonction de l'expression de la charge, considérant les différentes tensions et les différents courants comme indiqué sur la figure (1.12)

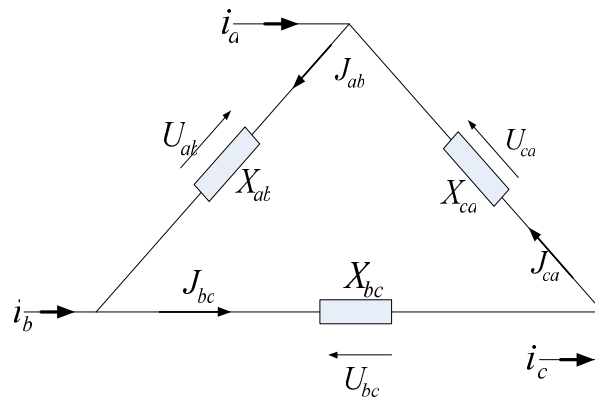


Fig.1.12 : courants de ligne et de phases et tension composées

A partir de l'équation (1-20) et avec :

$$\overline{Z}_i = R_i + L_i P$$

$$\overline{Z}_i \overline{Z}_j = (R_i + L_i P)(R_j + L_j P) = R_i R_j + (R_i L_j + R_j L_i)P + L_i L_j P^2$$

$$(\overline{Z}_i \overline{Z}_j + \overline{Z}_i \overline{Z}_k + \overline{Z}_j \overline{Z}_k) = R_i R_j + R_i R_k + R_j R_k + (R_i L_j + R_j L_i + R_i L_k + R_k L_i + R_j L_k + R_k L_j)P + (L_i L_j + L_i L_k + L_j L_k)P^2$$

Et en posant :

$$RR = R_i R_j + R_i R_k + R_j R_k$$

$$RL = (R_i L_j + R_j L_i + R_i L_k + R_k L_i + R_j L_k + R_k L_j)$$

$$LL = L_i L_j + L_i L_k + L_j L_k$$

$$\frac{1}{CC} = \frac{1}{C_i C_j} + \frac{1}{C_j C_k} + \frac{1}{C_i C_k}$$

Nous obtenons :

$$\frac{\overline{U}_{ij}}{\overline{J}_{ij}} = \frac{RR(C_c \frac{1}{CC}) + RL(C_c)P + LL(C_c \frac{1}{CC})P^2}{LLP^3 + RLP^2 + (RR + L_c C_c \frac{1}{CC})P + R_c C_c \frac{1}{CC}} \quad (1-21)$$

Les tension simples sont liées aux tensions composées par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} U_{ab} - U_{ca} \\ U_{bc} - U_{ab} \\ U_{ca} - U_{bc} \end{bmatrix}$$

Les courants de ligne sont reliés aux courants de phase par :

$$\begin{bmatrix} J_{ab} \\ J_{bc} \\ J_{ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} I_a - I_b \\ I_b - I_c \\ I_c - I_a \end{bmatrix}$$

**c- Structure complète de simulation**

Le schéma de simulation de l'ensemble : Machine asynchrone – capacités d'excitation – charges, est présenté sur la figure (1.13)

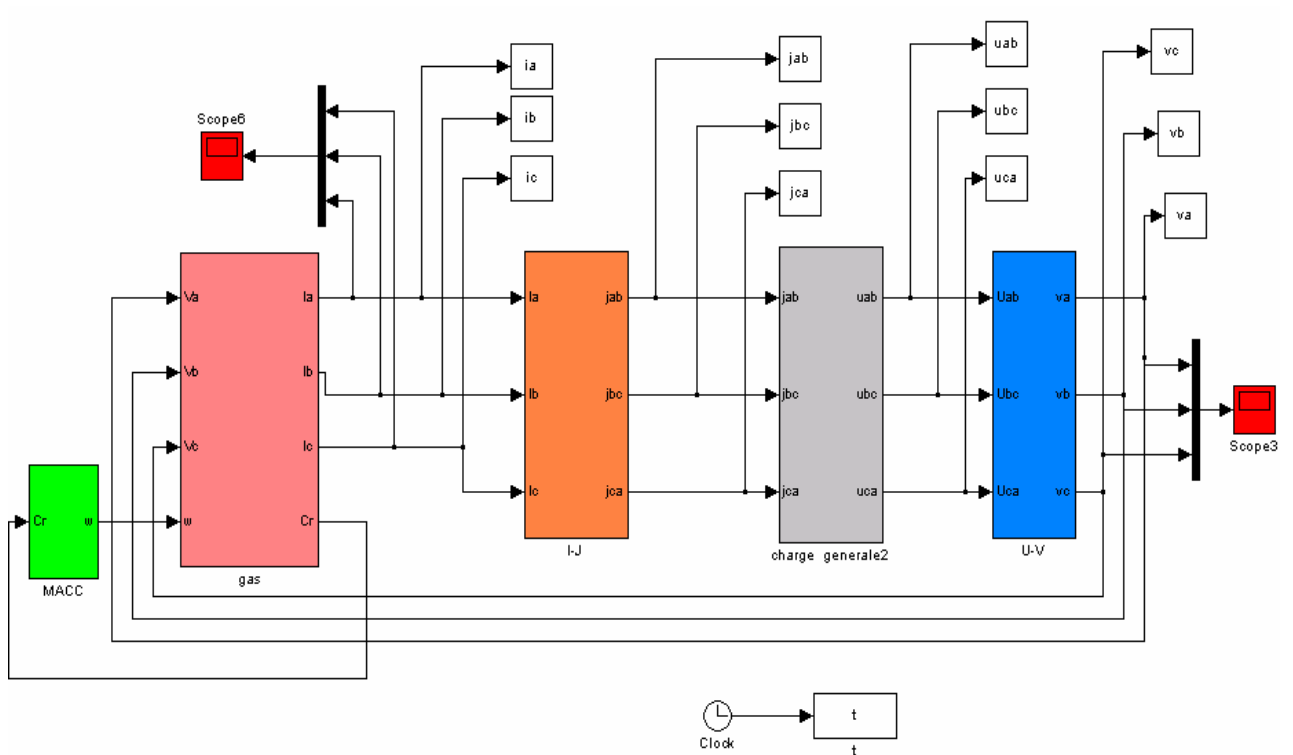


Fig.1.13 : Schéma bloc de la simulation d'une machine asynchrone auto-excitée

### 1.3 Analyse des performances de la machine asynchrone auto excitée

#### a- L'influence de la variation de la capacité sur l'amorçage de la génératrice asynchrone

La machine est entraîné à 1500 tr/min à vide, l'auto-amorçage est alors simulé et présenté sur la figure (1.14) pour les deux valeurs de capacité.

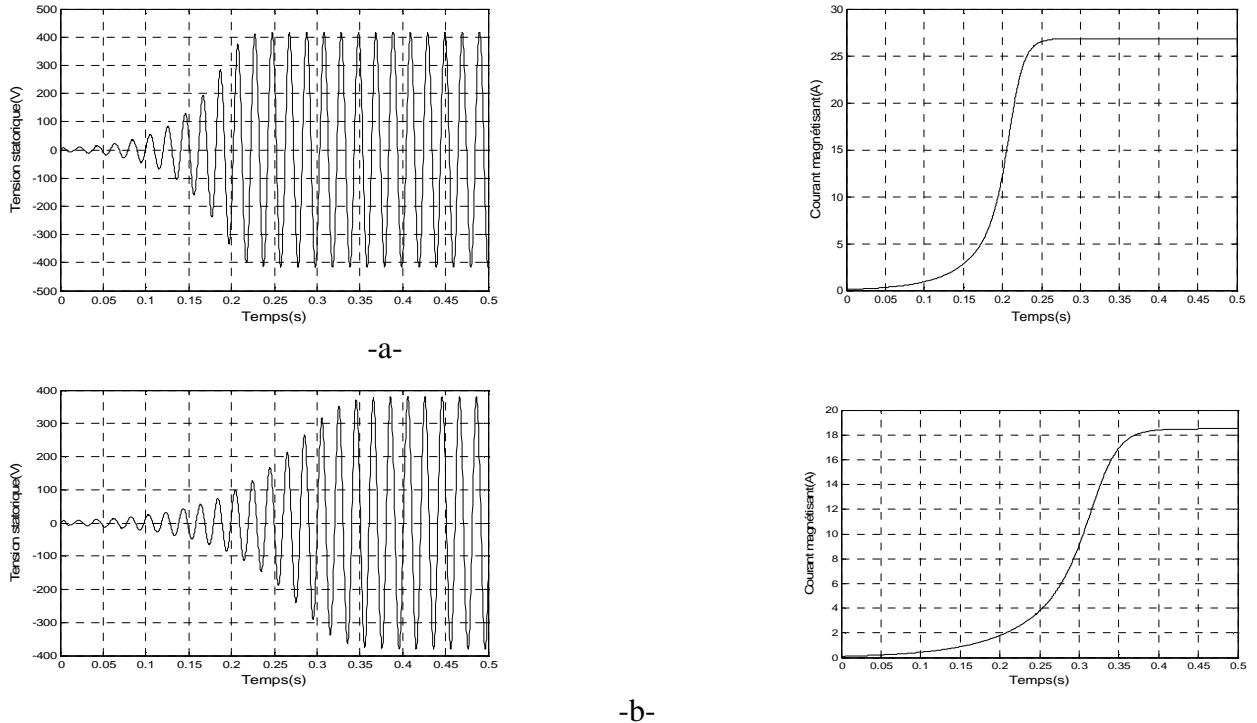


Fig.1.14 : Tension et courant magnétisant d'auto-amorçage

-a- pour (N=1500tr/min, C=120 µF)

-b- pour (N=1500tr/min ; C=90 µF)

#### b- Influence de la variation de la vitesse

Les résultats de simulation présenter sur la figure (1.15) montre, pour un passage de vitesse de 1500tr/min à 1425tr/min, qui présente une variation de 5% provoque une variation de la tension pratiquement de 13% et de la fréquence d'environ 5% et du courant magnétisant de 14% délivré par la machine.

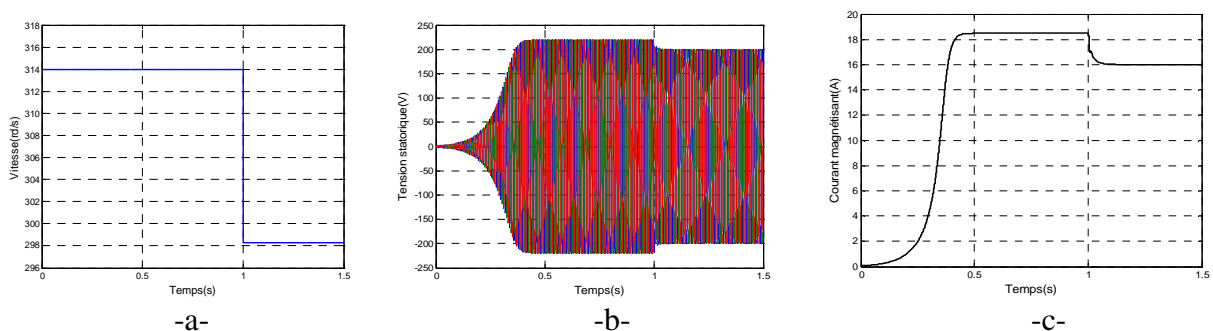


Fig.1.15: l'influence de la variation de la vitesse de rotation sur la tension et le courant magnétisant de la machine pour C=90 µF

a- Vitesse (tr/min)

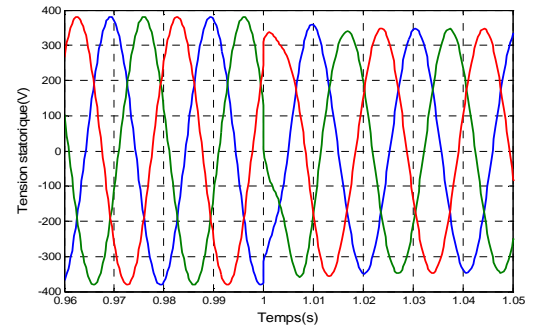
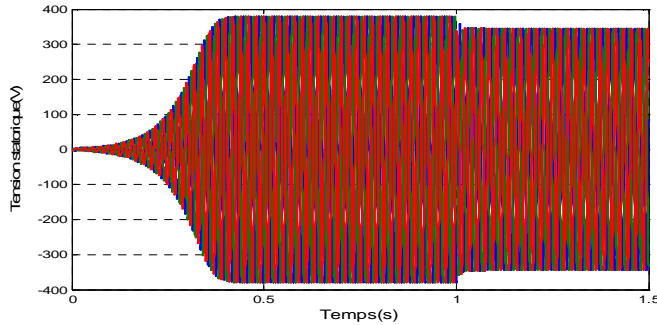
b- Tension statorique (V)

c- Courant magnétisant (A)

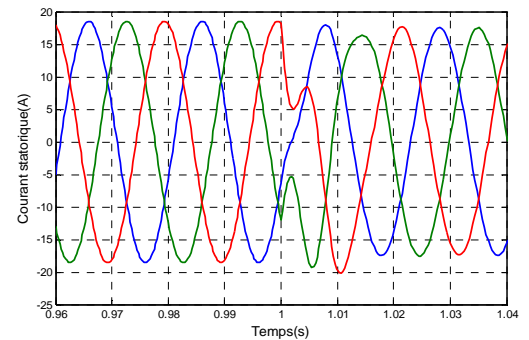
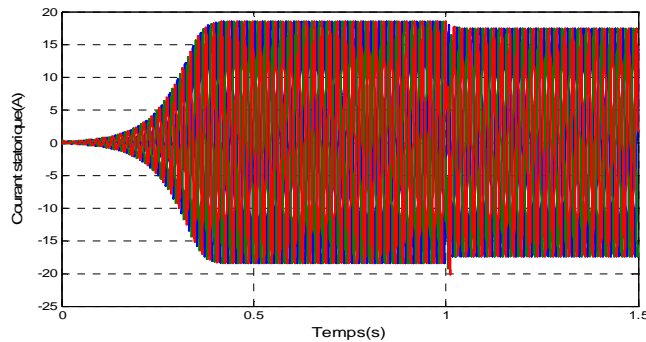
### c- Fonctionnement en charge équilibrée

#### 1-charge purement résistive

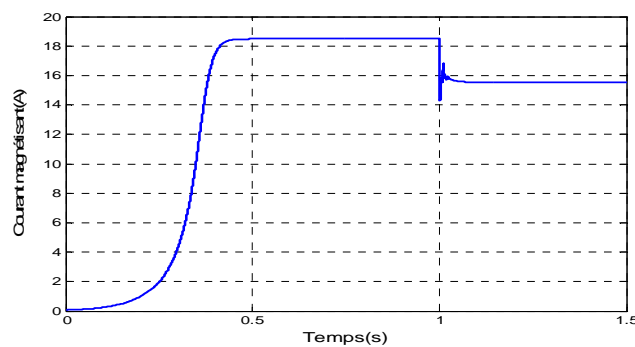
Les résultats de simulation présentés ci-dessous sont ceux obtenus avec le modèle de la machine asynchrone auto-excitée suite à une application d'une charge équilibrée pour les trois phases a, b, c ( $R_a = R_b = R_c = 35\Omega$ ) à l'instant  $t = 1$ s. et cela pour un entraînement de 1500 tr/min, et  $C = 90\ \mu\text{F}$ .



-a-



-b-



-c-

Fig.1.16 : Résultats de simulation suite à une application d'une charge équilibrée ( $R_a, b, c = 35\Omega$ )

- a- Tension statorique avec un zoom
- b- Courant statorique avec un zoom
- c- Courant magnétisant

Pour faire apparaître mieux l'influence de la charge sur les différents paramètres, nous représentons pour les différentes charges résistives l'évolution de la tension et du courant de sortie ainsi que le courant magnétisant sur la figure (1.17).

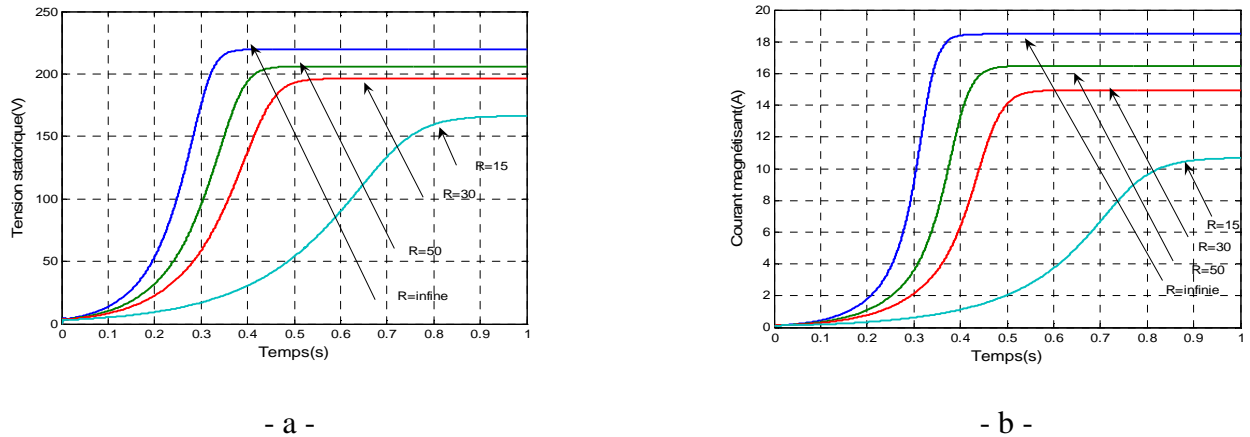


Fig.1.17 : Variation de la tension et du courant magnétisant pour différentes charges résistives (R en  $\Omega$ , C=90 $\mu$ F, N=1500tr/min)  
 - a - Tension statorique  
 - b - Courant magnétisant

Une diminution de la résistance se traduit par l'augmentation du courant, ce qui signifie la diminution de l'effet capacitif, il s'en suit une diminution de la tension.

### 2-cas d'une charge inductive

Pour voir l'influence de la charge inductive sur le fonctionnement du générateur, nous avons connecté la machine à une charge R-L dont la partie résistive est fixe (R=30  $\Omega$ ) et la partie inductive augmente de 0 jusqu'à la valeur limitée pour laquelle la tension est maintenue.

Les résultats de simulation présenter sur la figure (1.18) montre l'influence de la charge inductive sur le fonctionnement du générateur qui est appelé très souvent à alimenter des charges inductives, ce qui démagnétise la machine surtout si les valeurs des condensateurs ne varient pas en conséquence. Alors il y aura un risque de démagnétisation et de voir sa tension chuter et s'annuler.

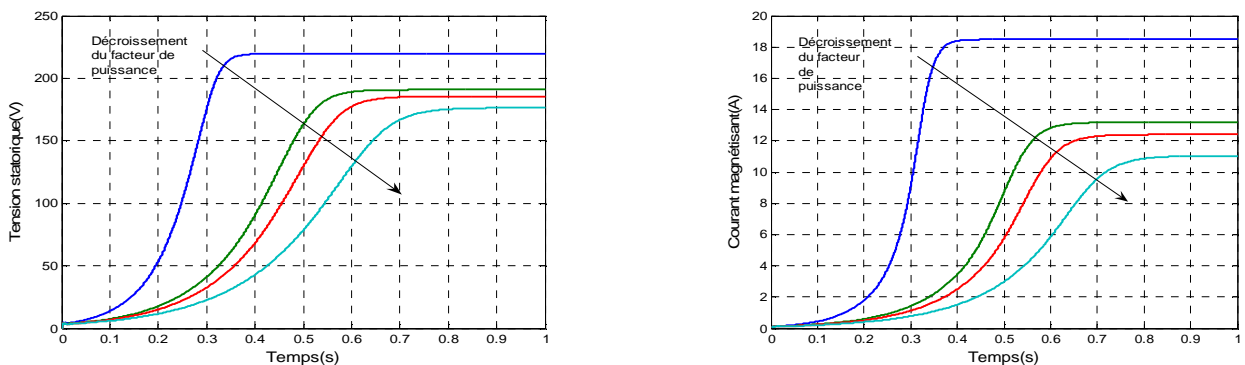


Fig.1.18 : Variation de la tension et du courant magnétisant pour différente valeur de  $\cos(\alpha)$

## d- Fonctionnement en charge déséquilibrée

### 1-Influence du déséquilibre des trois charges purement résistives

Durant le fonctionnement de la machine auto excitée elle subit parfois à des régimes déséquilibre. Le bilan des performances de cette machine se complète par l'analyse du déséquilibre de la charge. Les résultats de simulation présentés sur la figure (1.19) sont ceux obtenus suite à un déséquilibre des trois charges ( $R_a=50, R_b=25 \Omega ; R_c=30 \Omega$ ) pour  $N=1500\text{tr/min}$  et  $C=90\mu\text{F}$ .

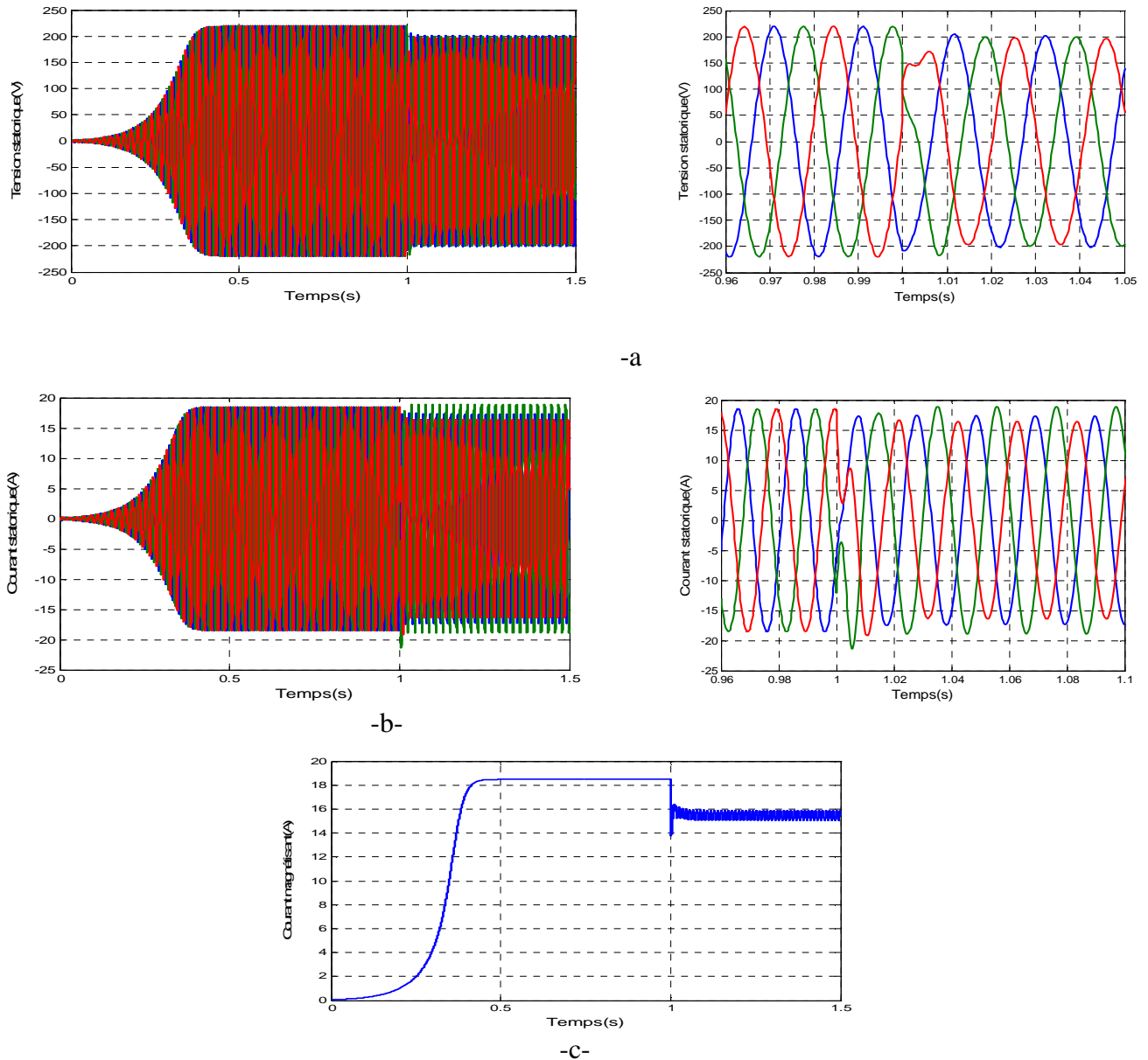


Fig.1.19 : Résultats de simulation suite à une application d'une charge déséquilibrée ( $R_a=50, R_b=25 \Omega ; R_c=30 \Omega$ )

- a- Tension statorique avec un zoom
- b- Courant statorique avec un zoom
- c- Courant magnétisant

Nous pouvons constater sur les résultats de simulation que l'impact est négligeable sur l'amplitude des tensions. Si l'une des trois charges ou l'ensemble devient trop important (réduction importante de la valeur des résistances) la machine se désamorce et il existe alors un risque important de démagnétisation [6].

## 2- Déconnexion soudaine d'une des trois charges

Les résultats de simulation présenter à la figure (1.20) et celle obtenue avec une déconnexion soudaine d'une des trois charges à l'instant  $t=2s$ .

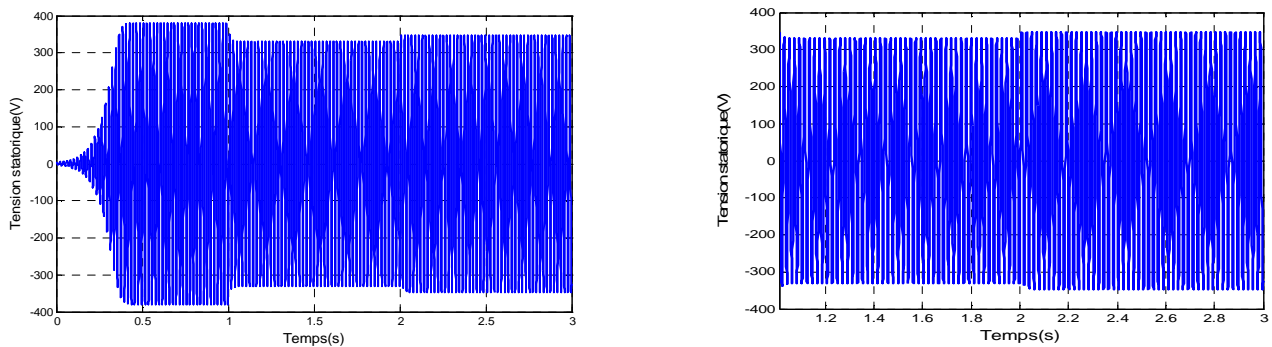


Fig.1.20: L'effet de la déconnexion brusque d'une des trois charges sur la tension statorique

La déconnexion soudaine d'une des trois charges n'a également que peu d'effet sur les amplitudes des tensions statoriques. L'amplitude de la tension augmente légèrement après un régime transitoire. Notons qu'ici la variation de tension est relativement faible car les valeurs des capacités d'excitation choisies ( $120 \mu\text{F}$ ) est élevée par rapport à la capacité minimale nécessaire à l'amorçage qui va entraîner une variation de tension plus importante et voir un désamorçage de la machine [6].

## 3-Déconnexion soudaine d'une capacité

La machine est entraînée à 1500 tr/min sans charge et la valeur des capacités d'auto-excitation est fixée à  $90 \mu\text{F}$ . A  $t=1 s$ , une des trois capacités est brusquement déconnectée figure (1.21). Le fonctionnement en régime déséquilibré obtenu avec les deux capacités restantes n'est pas suffisant pour maintenir le phénomène d'auto excitation. La tension statorique s'écroule alors et un risque de démagnétisation de la machine existe.

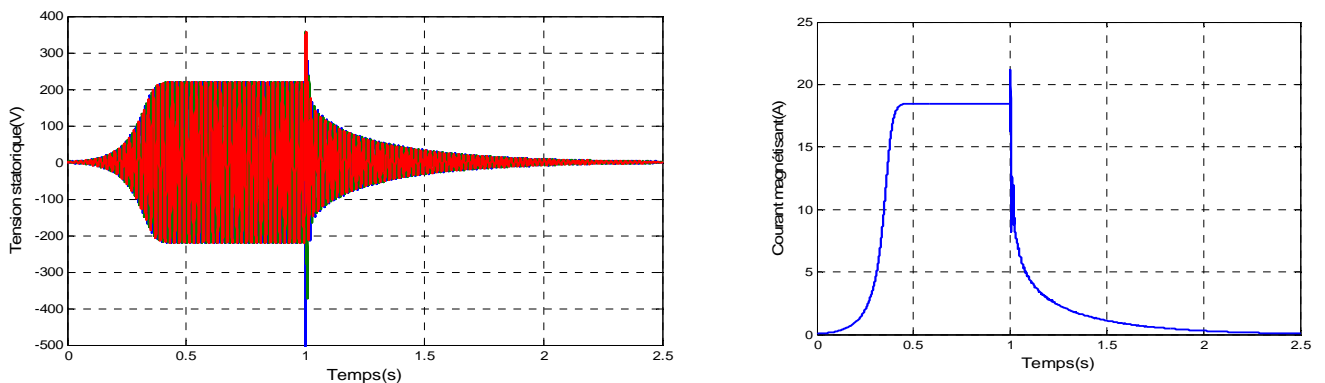


Fig.1.21 : Ecoulement de la tension et du courant suite à la déconnexion brusque d'une capacité

La figure (1.22) présente le résultat de simulation avec trois capacités de 120  $\mu\text{F}$ , dont une est déconnectée à  $t=1$  s. La tension statorique passe alors de 210 à 150 V en valeur crête soit une diminution de 23% après un régime transitoire correspondant à un déplacement du point de fonctionnement sur la courbe de magnétisation.

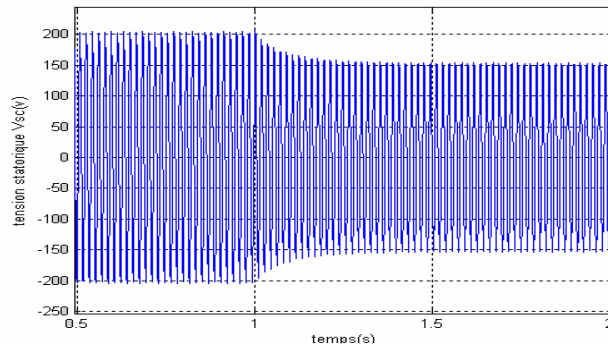


Fig.1.22 : Simulation d'une déconnexion de capacité avec maintien de la tension

Nous pouvons constater que l'utilisation de capacités de fortes valeurs permet de garder le fonctionnement de l'auto excitation en cas de déconnexion brusque. Après un bref régime transitoire, la machine atteint un nouveau régime permanent dans lequel la tension est réduite de façon non négligeable.

## 1.4 Conclusion

Dans cette première partie on a présenté une étude statique et dynamique de la machine asynchrone fonctionnant comme générateur. L'auto excitation de ce dernier exige l'introduction de l'effet de saturation pour avoir le modèle non linéaire de la machine. On a exploité ce modèle et simulé son comportement en régime équilibré et déséquilibré. L'exigence des capacités pour l'auto excitation, et la dépendance de la tension au vitesse et/ou ces capacités présentent une limitation de stabilité pour ce mode de fonctionnement. Celles-ci concernent notamment les variations des tensions et de la fréquence, risques de démagnétisation, fonctionnement sur une plage de vitesse restreinte. Cette limitation pour ce mode de fonctionnement permet son utilisation pour des faibles puissances. Pour les grandes puissances on fait appel à une autre structure, c'est le fonctionnement à double alimentation qui sera le sujet de chapitre suivante.



# Aperçu sur l'application des machines asynchrones à double alimentation

## 2.1 Introduction

Nous avons vu au chapitre 1 que la machine asynchrone auto excitée en fonctionnement génératrice autonome, présente des limitations observés. Lorsqu'elle est directement connectée au réseau, la vitesse de rotation doit rester pratiquement constante de façon à ce que la machine reste proche de la vitesse de synchronisme. Cette restriction entraîne une efficacité réduite de l'éolienne aux vitesses de vent élevées. Pour répondre à cette contrainte, la solution est l'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation [1] [4].

La machine à double alimentation porte un caractère qui permet à cette dernière d'occuper un large domaine d'application. Soit dans les entraînements à vitesses variables (fonctionnement moteur), soit dans les applications à vitesse variables et à fréquence constante (fonctionnement générateur). Dans ce chapitre nous allons présenter une étude générale sur la MADA, ses applications, ses variantes de fonctionnement et ses avantages. Nous essayons d'aborder par la suite la modélisation en mode moteur et générateur, ceci a pour l'objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement, éventuellement lors de son contrôle (commande).

## 2.2 Description générale de la machine asynchrone à double alimentation

### 2.2.1 Définition

La machine asynchrone à double alimentation se compose principalement de deux parties. Le stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classique (figure.2.1), et le rotor (figure 2.2) tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par un entrefer. En principe les circuits électriques du stator sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor est relié aux bagues sur lesquelles glissent des balais. Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le stator de la MADA connecté directement au réseau et le rotor et connecté à un onduleur [3] [6].



Fig. 2.1: stator à induction



Fig.2.2: Rotor bobinée

## 2.2.2 Régimes de fonctionnement de la MADA

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

\* **Stationnaire (g=1)**

Le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence  $f_s$ ; par conséquent, le rotor est le siège d'une F.em induite avec une fréquence  $f_r$  identique avec  $f_s$ . Dans cette condition, la MADA se comporte simplement comme un transformateur.

\* **hypo synchrone (0<g<1)**

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

\***synchrone (g=0)**

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

\***hyper synchrone (g<0)**

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

## 2.2.3 Etude de la puissance pour la MADA

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

$$P_r = -gP_s$$

$$P_m = -(1-g) P_s$$

	Moteur $P_m < 0$	Générateur $P_m > 0$
hypo synchrone $P_s = -(P_m + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
hyper synchrone $P_m = -(P_s + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$

## 2.3 Convertisseur

On peut convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible à l'aide d'un convertisseur de fréquence figure (2.3). Ce dernier est composé d'un redresseur, un bus continu, et un onduleur. Il est réversible en courant puisque la puissance rotorique  $P_r$  transit par le convertisseur dans un sens pour un fonctionnement hyper synchrone, et dans le sens opposé pour un fonctionnement hypo synchrone. L'onduleur devient redresseur et le redresseur devient onduleur avec des dispositifs de marche en moteur ou en générateur .i.e la MADA peut fonctionner dans les quatre quadrants : en moteur ou générateur, en hypo synchrone ou en hyper synchrone.

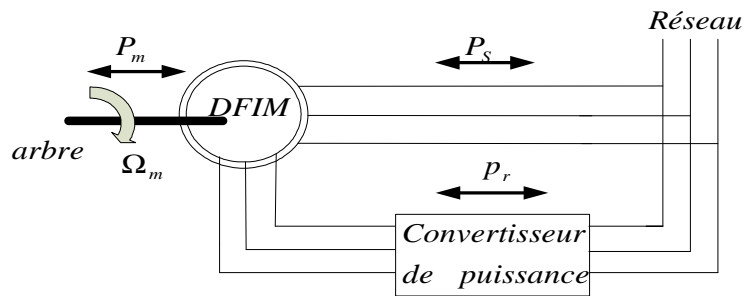


Fig.2.3 : Machine asynchrone double alimenté

### 2.3.1 Fonctionnement en moteur hypo synchrone

La puissance du stator est constante et la puissance du glissement est envoyée de nouveau au réseau, figure (2.4.a). Ici la fréquence de glissement dans le rotor crée un champ tournant dans le même sens que celui du stator et la vitesse du rotor  $\omega_r = \omega_s - \omega_g$ .

### 2.3.2 Fonctionnement en moteur hyper synchrone

Le glissement devient négatif lorsqu'on augmente la vitesse au-delà de la vitesse de synchronisme la puissance est absorbée par le rotor, figure (2.4.b). La puissance du glissement compose la puissance du stator, le surplus de puissance dans le stator est injecté dans le réseau. Pour pouvoir réaliser ce mode, on inverse l'ordre des phases du cycloconvertisseur de sorte que le champ tournant induit par la fréquence du glissement soit en opposition de phase avec celui du stator.

### 2.3.3 Fonctionnement en génératrice hypo synchrone

Lors d'un freinage, le rotor entraîné par la charge et l'énergie mécanique est converti en énergie électrique. Le stator fournira de l'énergie électrique au réseau dans la gamme hypo synchrone de vitesse, le rotor absorbe la puissance du glissement et la direction du champ magnétique est identique à celle du champ du stator figure (2.4.c)

### 2.3.4 Fonctionnement en générateur hyper synchrone

Ici la puissance est absorbée par le stator, le rotor fournit alors la puissance de glissement figure (2.4.d)

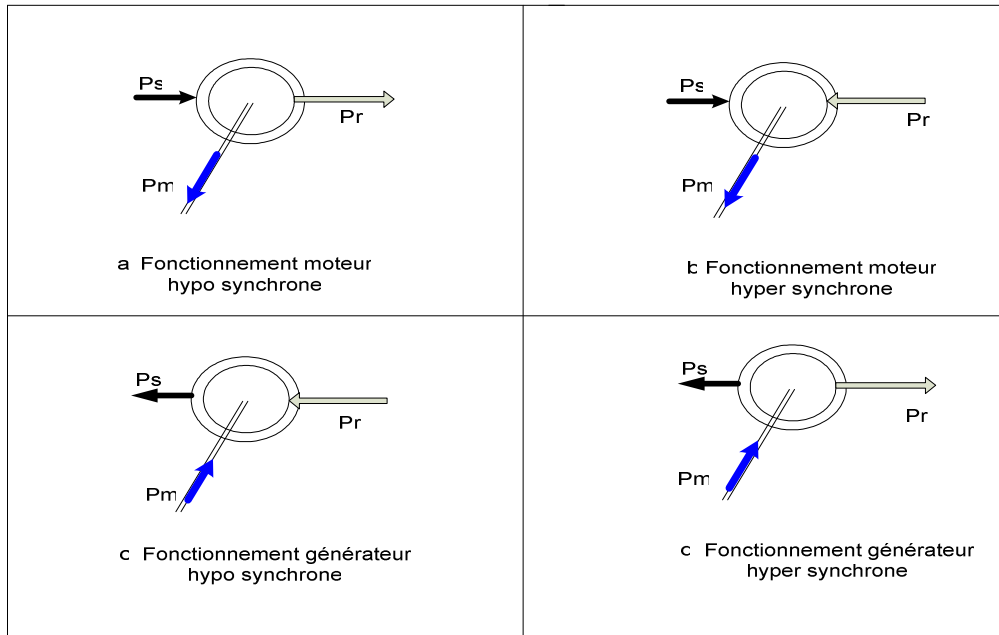


Fig.2.4 : les quatre quadrants de fonctionnement de la MADA

## 2.4 Domaine d'applications de la MADA

La machine à double alimentation offre de nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone classique et synchrone. surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utilisée dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante, comme les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éolienne et hydraulique, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau [7].

## 2.5 Application de la MADA dans les systèmes éoliens

Pour l'application dans un système éolien, le mode de fonctionnement en génératrice est intéressant. En effet si la plage de variation de vitesse ne dépasse pas ( $\pm$ ) 30% en de ça ou au delà de la vitesse de synchronisme, la machine est capable de débiter une puissance allant de 0,7 à 1,3 fois la puissance nominale [6], [14].

### 2.5.1 Type de machine électrique utilisée

Les éoliennes actuellement installées peuvent être classées selon deux catégories : les éoliennes à vitesse fixe sont les premières à avoir été développées, elles contenaient pour la plus part un générateur asynchrone à cage d'écureuil. Dans cette technologie, la génératrice asynchrone est directement couplée au réseau, sa vitesse mécanique est alors imposée par la fréquence du réseau et par le nombre de paire de pôles de la génératrice figure (2.5.a). En effet c'est une technologie qui a fait preuve d'une simplicité d'implantation, une fiabilité et un faible coût, ce qui permet une installation rapide de certaines de KW.

Cependant, pour des puissances supérieures au MW, ce sont les éoliennes à vitesse variable qui se développeront à l'avenir. En effet ces dernières présentent deux structures :

➤ La première configuration figure (2.5.b), basée sur une machine asynchrone à cage pilotée au stator de manière à fonctionner à vitesse variable par des convertisseurs statiques. L'introduction de convertisseurs de puissance entre le générateur et le réseau donne lieu à un découplage entre la fréquence du réseau électrique et la vitesse de rotation de la machine. Ceci entraîne une amélioration du rendement énergétique du système. La vitesse variable permet également d'améliorer la qualité de la puissance électrique produite. L'inconvénient principal de ce genre de système est le surcoût introduit par l'incorporation des convertisseurs. Il devient relativement important pour les éoliennes de grande taille de plus les performances des composants électroniques utilisés par ces convertisseurs tel que les transistors IGBT diminuent à partir d'une certaine puissance.

➤ La deuxième configuration figure (2.5.c) basée sur une machine asynchrone à double alimentation et à rotor bobiné. La vitesse variable est réalisée par l'intermédiaire des convertisseurs de puissance situés au circuit rotorique. La plus grande partie de la puissance est directement distribuée au réseau par le stator, et moins de 25% de la puissance totale passe par les convertisseurs de puissance à travers le rotor. Ceci donne l'occasion d'utiliser des convertisseurs plus petits et donc moins coûteux. L'inconvénient de ce système est la présence de balais au rotor, ce qui demande un travail de maintenance plus important.

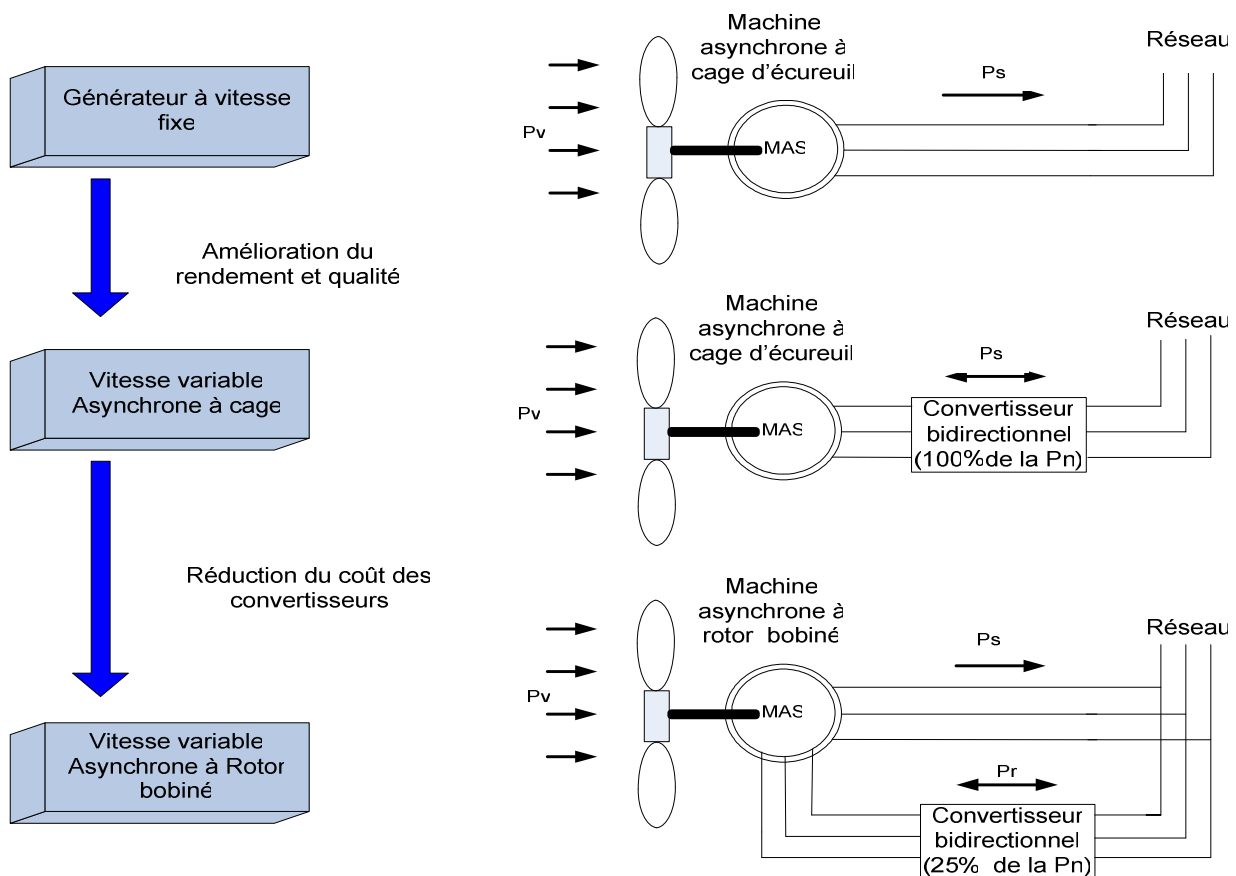


Fig.2.5 : Evolution de la configuration électrique

Aujourd'hui, 80% des nouveaux aérogénérateurs contiennent des générateurs asynchrones doublement alimentés (à rotor bobiné). Plusieurs technologies de machines asynchrones à double alimentations ainsi que plusieurs dispositifs d'alimentation sont envisageables et sont présentes [14], [6].

## 2.5.2 Les différentes structures d'alimentation de la MADA

### A- Machine asynchrone à double alimentation « type brushless »

Pour réaliser une double alimentation par le stator, la machine asynchrone est munie de deux bobinages statoriques distincts figure (2.6). Un des bobinages est directement connecté au réseau et constitue le principal support de transmission de l'énergie générée. On peut contrôler la vitesse de la génératrice autour d'un point de fonctionnement en agissant sur les tensions appliquées au second bobinage statorique qui sera appelé enroulement d'excitation. Cet enroulement possède un autre nombre de paire de pôles que celui du premier bobinage. Il est connecté à des convertisseurs d'électronique de puissance qui sont dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la turbine, le coût s'en trouve réduit.

La machine n'a pas de contacts glissants mais possède deux stators à nombre de paire de pôles différent ce qui augmente son diamètre et sa complexité de fabrication. Il a été vérifié que cette structure génère des puissances fluctuantes sur le réseau [14].

Ce système n'a pas été exploité industriellement mais existe à l'état de prototype

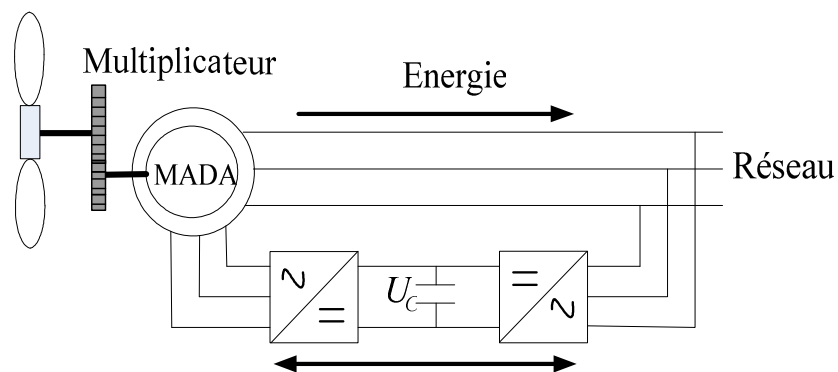


Fig.2.6 : Machine asynchrone à double bobinage statorique

### B- Machine asynchrone à double alimentation « type rotor bobinée »

Malgré la présence des contacts glissants, la majorité des projets éoliens reposent sur l'utilisation de la machine asynchrone pilotée par le rotor [24], [26]. L'insertion d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau, mais également pour les vitesses supérieures au synchronisme, du rotor vers le réseau. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance.

La figure (2.7) montre le schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné pilotée par le rotor.

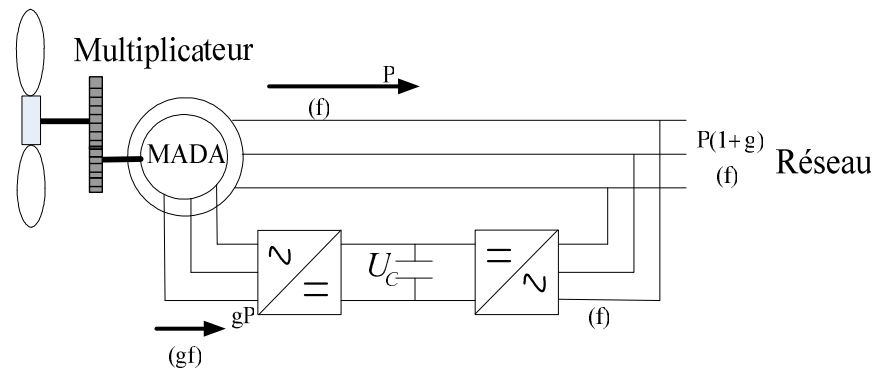


Fig.2.7 : Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor

Pour expliquer son principe de fonctionnement, en négligeant toutes les pertes. En prenant en compte cette hypothèse, la puissance  $P$  est fournie au stator et traverse l'entrefer : une partie de cette puissance fournie,  $(1-g)P$ , est retrouvée sous forme de puissance mécanique ; le reste,  $gP$  sort par les balais sous forme de grandeurs alternatives de fréquence  $gf$ . Ces grandeurs, de fréquence variable, sont transformées en énergie ayant la même fréquence que le réseau électrique, auquel elle est renvoyée, par l'intermédiaire du deuxième convertisseur. Donc le réseau reçoit  $(1+g)P$ . Les bobinages du rotor sont accessibles grâce à un système de balais et de collecteurs comme il est illustré sur la figure (2.8).

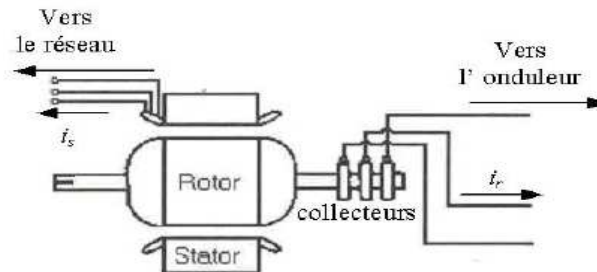


Fig.2.8 : Machine asynchrone à rotor bobiné avec des bagues collectrices

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

$$\frac{E_r}{E_s} = \frac{N_r}{N_s} \cdot \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (2-1)$$

$N_r$  et  $N_s$  : sont respectivement le nombre de spires des bobinages rotorique et statorique ;

$\omega_s$  et  $\omega$  : sont respectivement les pulsations de synchronisme et mécanique de la machine ;

Le courant dans le stator et le rotor est défini comme dans le cas d'un transformateur parfait :

$$\frac{i_r}{i_s} = \frac{N_s}{N_r} \quad (2-2)$$

Donc le rapport entre  $S_r$  au rotor et la puissance  $S_s$  au stator devient :

$$\frac{S_r}{S_s} = \frac{i_r}{i_s} \cdot \frac{E_r}{E_s} = g \quad (2-3)$$

L'équation (2-3) montre que pour une puissance constante transmise au stator, plus on transmet de la puissance par le rotor et, plus on augmente le glissement. La pulsation au stator (imposée par le réseau) étant supposée constant, il est donc possible de contrôler la vitesse de la génératrice en agissant simplement sur la puissance transmise au rotor via le glissement  $g$ .

### C- Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la figure (2.9), le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO. Le contrôle de l' IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone.

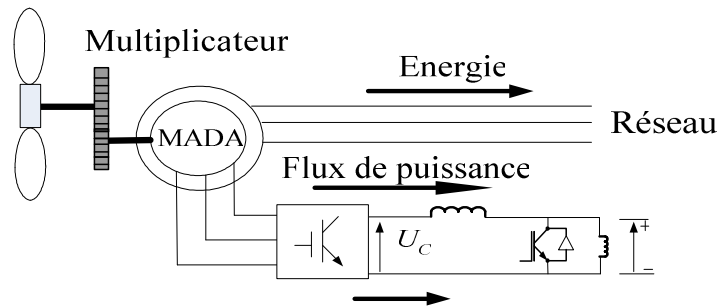


Fig.2.9 : MADA avec un control du glissement par dissipation de la puissance rotorique

### D- Machine asynchrone à double alimentation pont à diodes et pont à thyristor : « structure de Kramer »

Une première structure pour l'alimentation électrique consiste à utiliser un pont à diodes et un pont à thyristors, cette structure est appelée « montage de Kramer ». Les tensions entre bagues sont redressées par le pont à diodes. L'onduleur à thyristors non autonome applique à ce redresseur une tension qui varie par action sur l'angle d'amorçage [14]. Ce dispositif permet de faire varier la plage de conduction des diodes, de rendre variable la puissance extraite du circuit rotorique et donc le glissement de la génératrice asynchrone figure (2.10). Le principal avantage est que l'onduleur est assez classique, et moins coûteux, puisqu'il s'agit d'un onduleur non autonome dont les commutations sont assurées par le réseau.

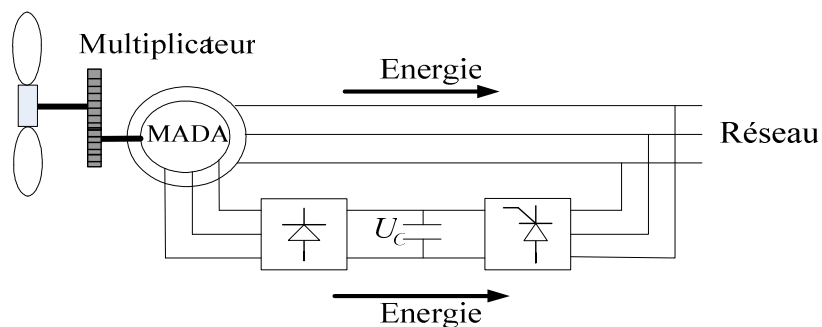


Fig.2.10: MADA alimentée par un pont à diodes et thyristor



### E- Machine asynchrone à double alimentation pont à diodes et pont à transistor : « structure de Kramer »

Les onduleurs à commutation naturelle constitués des thyristors de la structure précédente sont remplacés par des onduleurs à commutation forcée et à modulation de largeurs d'impulsions (MLI) constitués par des transistors de puissance, comme il est illustré sur la figure (2.11).

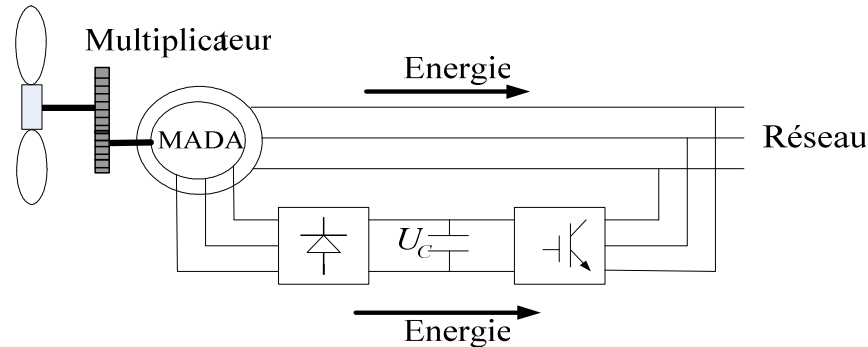


Fig.2.11 : MADA alimentée par un pont à diodes et un onduleur MLI

#### a - Avantages

- Ce type d'onduleur fonctionne à fréquence élevée, et n'injecte pas de courants harmoniques ;
- Cette structure permet aussi de contrôler le flux de la puissance réactive.

#### b- Inconvénients

- La structure ne permet pas d'asservir la vitesse de la génératrice ;
- Elle permet de magnétiser la machine asynchrone par le biais du bus continu, ce qui alourdit le dispositif en terme de coût et de complexité de mise en oeuvre. Les enroulements statoriques du moteur sont alors soumis à des  $dv/dt$  importants qui peuvent réduire leur durée de vie.

### F- Machine Asynchrone à Double Alimentation : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

L'association redresseur- onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur figure (2.12), cette configuration possède les mêmes caractéristiques que la précédente, sauf que l'énergie de glissement peut être transférée dans les deux sens. Ce montage est aussi connu sous la dénomination «topologie statique Scherbius » celui-ci utilisé dans la figure ci-dessous est conçu pour des valeurs de fréquence rotorique très inférieures à celle du réseau autrement dit pour des glissements très faibles. Ainsi, ceci permet l'utilisation de thyristor qui est intéressant du point de vue coût. Comme le flux de la puissance est bidirectionnel, il est possible d'augmenter ou de diminuer l'énergie de glissement et ainsi faire fonctionner la machine en génératrice ou en moteur.

Une telle structure a été utilisée pour une éolienne de 750KW dont la vitesse de la turbine varie entre 20 et 25 tr/min, avec un convertisseur dimensionné pour 200 KW.

L'utilisation du cycloconvertisseur génère par conséquent des harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cycloconvertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT commandés en MLI

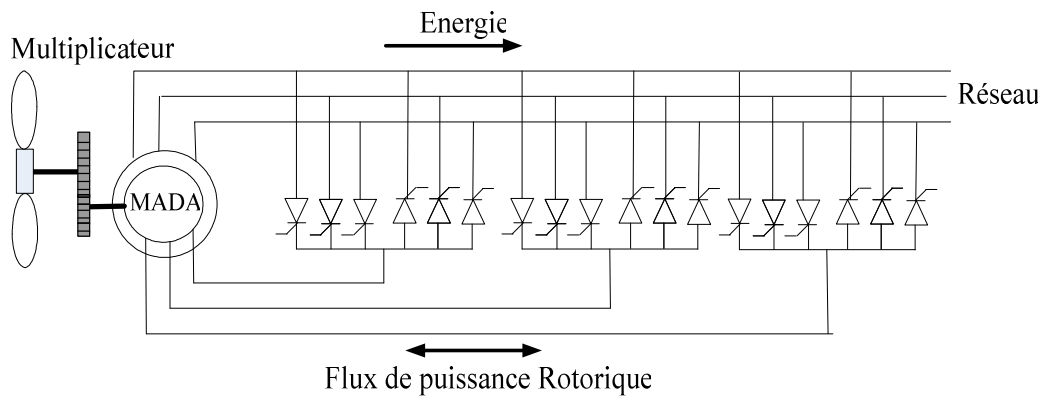


Fig.2.12 : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

### G- Machine asynchrone à double alimentation : structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Une autre structure intéressante figure (2.13) utilise deux ponts triphasés d'IGBT commandables à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO [6].

L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en modulation de largeur d'impulsions, dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées).

Ce choix permet un contrôle du flux et de la vitesse de rotation de la génératrice asynchrone du côté de la machine et un contrôle des puissances actives et réactives transitée du côté réseau. Cette configuration hérite des mêmes caractéristiques que la structure précédente. La puissance rotorique est bidirectionnelle, la bi-directionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hypo synchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Il est à noter cependant que le fonctionnement en MLI de l'onduleur du côté réseau permet un prélèvement des courants de meilleure qualité.

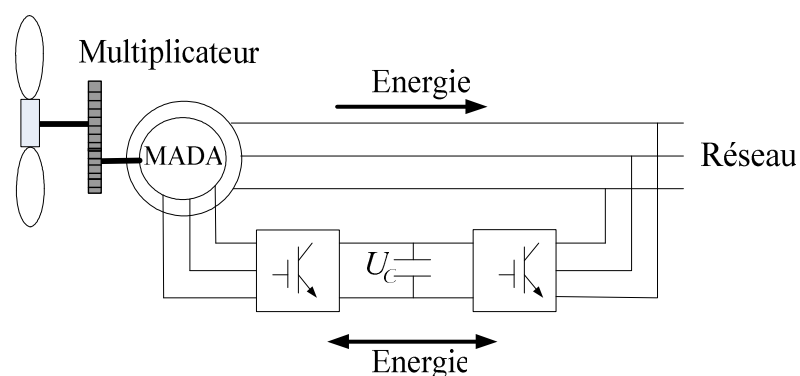


Fig.2.13 : structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

## 2.6 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation (MADA)

Le modèle de la MADA est équivalent au modèle de la machine asynchrone à cage exposé dans le chapitre 1. En effet lors de cette modélisation, on assimile la cage d'écurueil à un bobinage triphasé. La seule différence réside dans le fait que ces enroulements ne sont plus systématiquement en court-circuit par conséquent les tensions diphasées rotoriques du modèle que l'on rappelle ci-après ne sont pas nulles.

Par raison de simplicité, nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale
- Les paramètres de la machine sont considérés indépendants de la température
- On néglige le phénomène de la saturation
- Entrefer constant
- Effet des encoches est négligé
- L'inductance de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte

Sous les hypothèses précédentes et dans un repère d-q tournant à la vitesse de synchronisme ou les composantes ( $X_d, X_q$ ) sont liées aux grandeurs réelles ( $X_a, X_b, X_c$ ) par la transformation de park, comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

La variable X peut être une tension, un courant ou un flux, les équations de la MADA sont les suivantes :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases}$$

### 2.6.1 Mise sous forme d'équation d'état

Ces équations peuvent être disposées sous la forme de représentation d'état. On choisit pour vecteur d'état le vecteur de courant  $\begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^T$ , on trouve les équations d'état sous forme matricielle :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -M \omega_s \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega) M & R_r & -(\omega_s - \omega) L_r \\ (\omega_s - \omega) M & 0 & (\omega_s - \omega) L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
[L]^{-1} &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} & ; & [K1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \\
[K2] &= \begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 & -M \\ L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & -M & 0 & -L_r \\ M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix} & ; & [K3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

En considérant les composantes en (d, q) l'équation d'état prend la forme :

$$[v] = [A][X] + [L][\dot{X}]$$

$$\frac{d}{dt}[X] = [L]^{-1}[v] - [L]^{-1}[A][X]$$

$$[A] = [K1] + [K2]\omega_s + [K3]\omega$$

### 2.6.2 Couple électromagnétique et puissance

L'expression générale du couple électromagnétique résulte de la dérivée de la coénergie par rapport à l'angle mécanique de rotation.

Dans le repère d-q l'équation devient :

$$C_e = P \frac{M}{L_s} (\Phi_{qs} \cdot i_{dr} - \Phi_{ds} \cdot i_{qr})$$

Pour la vitesse on remarque qu'on a deux cas :

#### Cas moteur

L'équation du mouvement s'écrit sous la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_e - C_r$$

#### Cas générateur

La vitesse d'entraînement de la MADA est fixe.

Les puissance active et réactive du stator et du rotor sont respectivement données par :

$$\begin{aligned}
\bullet \text{Pour le stator :} & \begin{cases} P_s = R_e(u_s \cdot i_s^*) \\ Q_s = I_m(u_s \cdot i_s^*) \end{cases} & \begin{cases} P_s = (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs}) \\ Q_s = (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} \cdot i_{qs}) \end{cases} \\
\bullet \text{Pour le rotor :} & \begin{cases} P_r = R_e(u_r \cdot i_r^*) \\ Q_s = I_m(u_r \cdot i_r^*) \end{cases} & \begin{cases} P_s = (v_{dr} i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{qr}) \\ Q_s = (v_{qr} i_{dr} - v_{dr} \cdot i_{qr}) \end{cases}
\end{aligned}$$

## 2.7 Résultats de simulation

A l'aide de logiciel MATLAB, la simulation de la machine asynchrone à cage et la machine asynchrone à double alimentation pour les deux types de fonctionnement moteur et générateur a été faites. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de R.H.Park. (Plan (d, q)) lié aux champs tournant. Les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus par le modèle d'une machine de puissance 4 KW.

➤ Les résultats de simulation de la machine asynchrone fonctionnement moteur à rotor en court circuit et présentée sur les figure (2.14), (2.15), (2.16), (2.17) concernant respectivement la vitesse et le couple, les composante du flux statoriques et sont résultante, les composante du courant statoriques et rotoriques et son résultante.

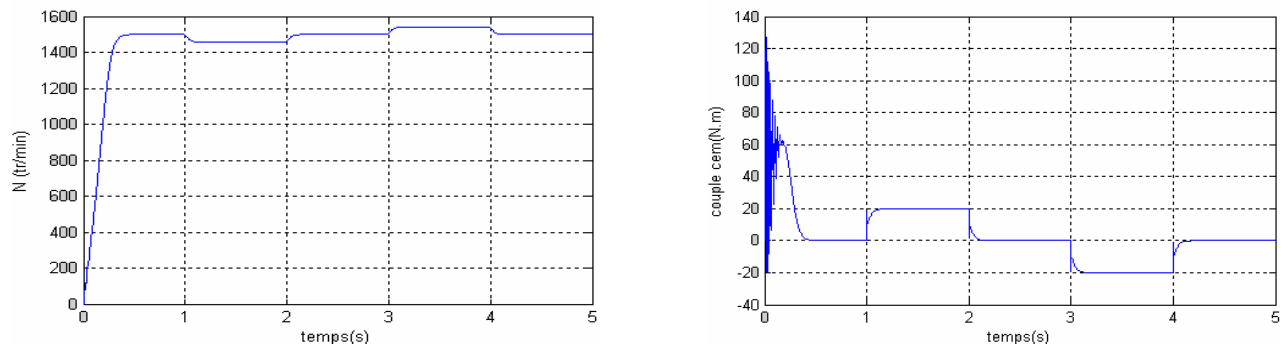


Fig.2.14 : Vitesse et le couple électromagnétique

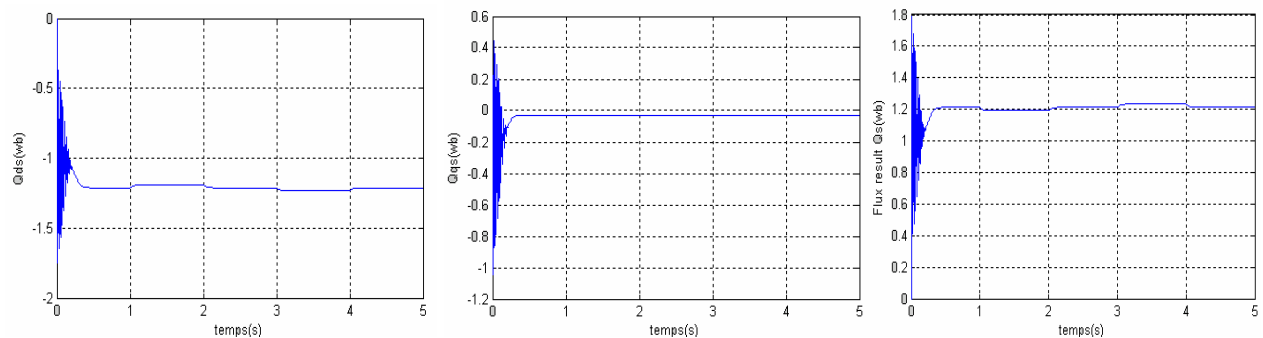


Fig.2.15 : Les composantes du flux statorique avec son résultant

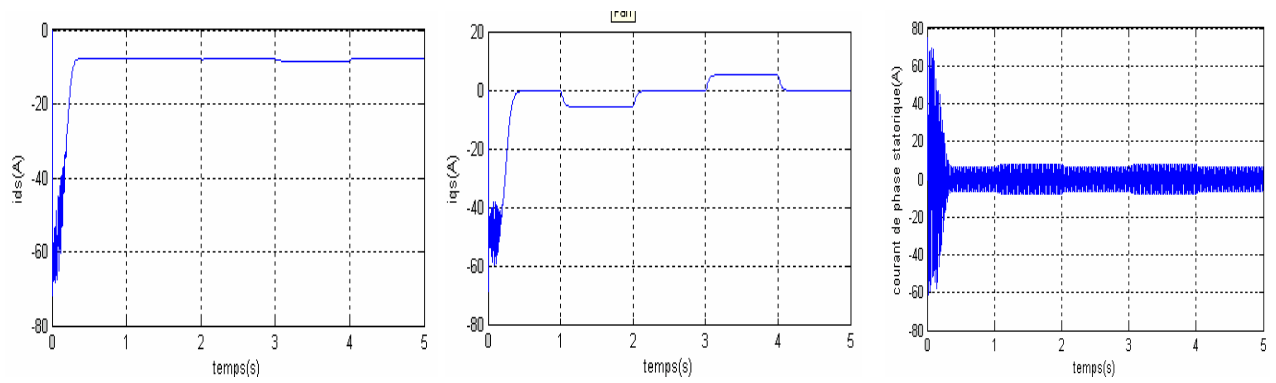


Fig.2.16 : Les composantes du courant statoriques avec son résultant

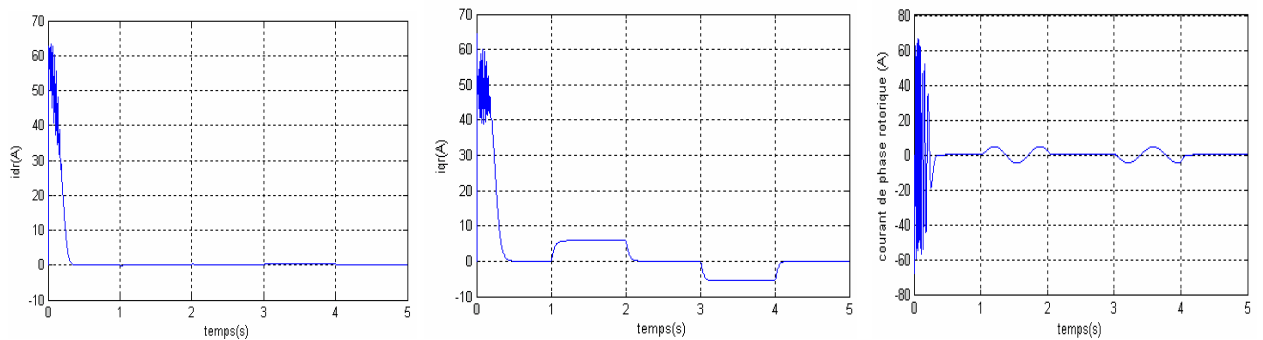


Fig.2.17 : Les composantes du courant rotoriques avec son résultant

La simulation s'effectue au départ d'un démarrage à vide. On remarque que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine, après que le régime permanent s'est établi, on applique un couple de charge à la machine  $C_r = +20 \text{ Nm}$  dans un intervalle limité, par la suite on applique un couple  $C_r = -20 \text{ N.m}$ , après l'application de cette perturbation, nous observons une bonne stabilité de la machine. Néanmoins, nous remarquons une variation de la vitesse traduite par un glissement supplémentaire (+g, ou -g). Notons qu'à vide la vitesse du rotor est proche de la vitesse de synchronisme (glissement nul), au moment où on applique un couple résistant  $C_r = +20 \text{ N.m}$ , la vitesse diminue (augmentation du glissement) et pour  $C_r = -20 \text{ N.m}$ , la vitesse augmente (diminution du glissement) le couple électromagnétique répond au couple résistant ainsi que les courants de phase, mais nous remarquons que ces deux grandeurs présentent des pics gênants (les effets du régime transitoire), qui peuvent endommager la machine. Comme on peut souligner un autre point important, c'est la variation notée au niveau du flux lors de l'application du couple résistant, ceci met en évidence l'absence de découplage.

➤ Les résultats de simulation montrés sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus par le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation, fonctionnement moteur, alimenté directement par deux sources de tensions triphasées parfaites. L'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50 Hz et d'amplitude 220V, et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de 12 V et une fréquence égale à 10Hz. Les figures (2.17), (2.18), (2.19), (2.20) illustrant la vitesse, le courant rotorique, le courant statorique, le couple électromagnétique.

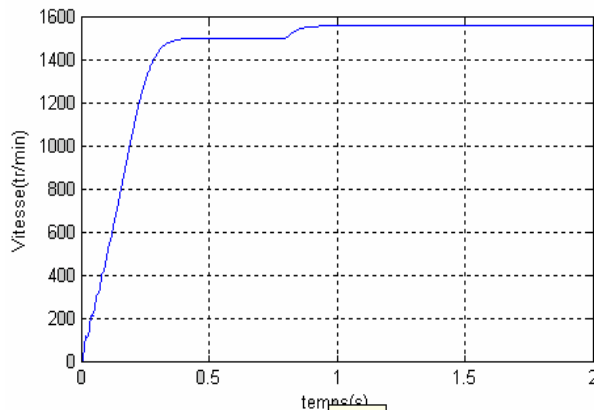


Fig.2.18: Résultats de simulation  
vitesse –temps

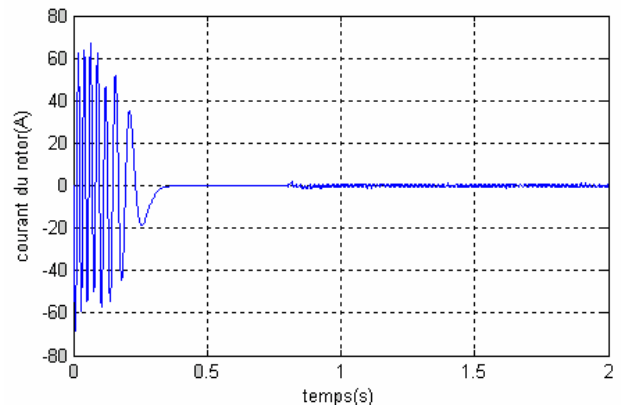


Fig.2.19 : Résultats de simulation du  
courant rotorique

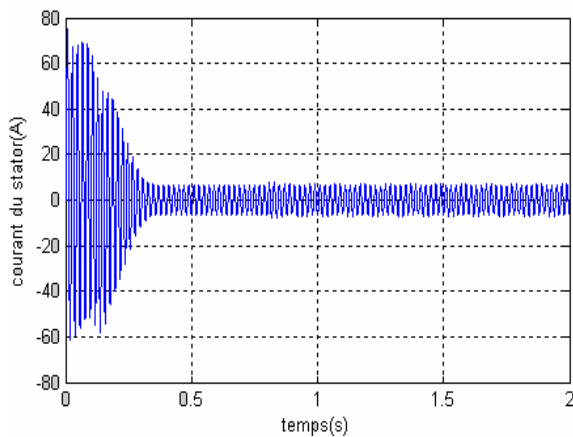


Fig.2.20: Résultats de simulation  
du courant statorique

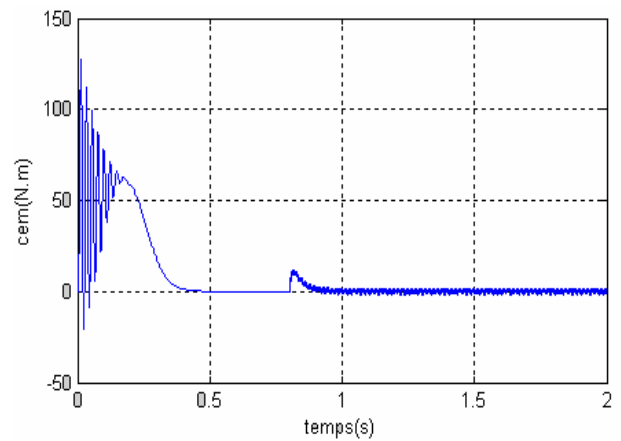


Fig.2.21 : Résultats de simulation du  
couple (N.m)

Les résultats de simulation de la MADA reportés sur les figures au dessus, montre clairement les capacités de la MADA à fonctionner en régime hyper synchrone même si la fréquence statorique est fixée à 50Hz. La MADA ne peut démarrer directement en mode double alimentée, elle doit avoir un rotor en court-circuité pour sa mise en marche en asynchrone.

- Nous avons présenté sur les figures ci-dessous les résultats de simulation d'une machine asynchrone à cage, entraînée à une vitesse fixe proche de la vitesse de synchronisme.  
A  $t=1s$  : échelon de vitesse passe de 1480 tr/min à 1500 tr/min.  
A  $t=2s$  : échelon de vitesse passe de 1500 tr/min à 1520 tr/min.

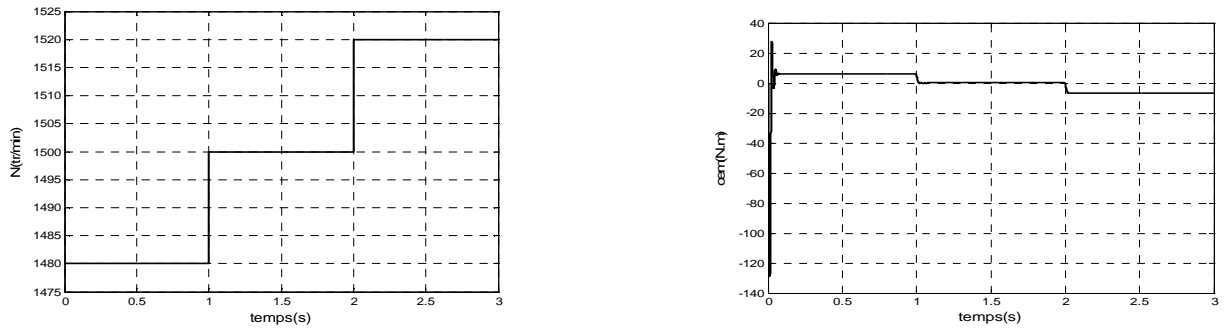


Fig.2.22 : Vitesse de rotation et le couple électromagnétique

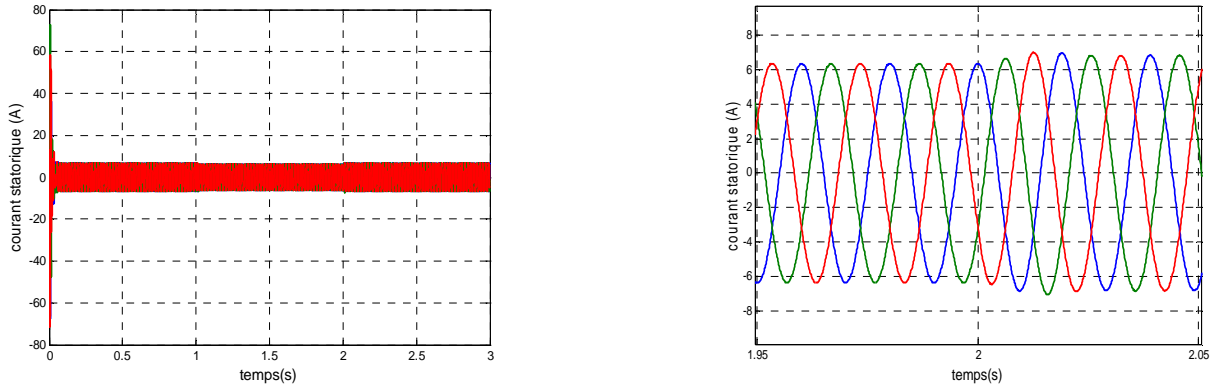


Fig.2.23 : Le courant statorique avec un zoom

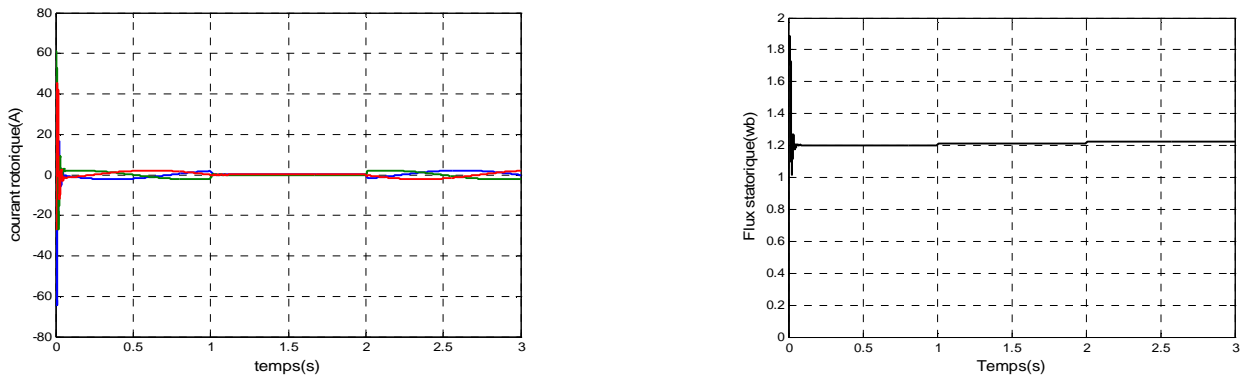


Fig.2.24 : Le courant rotorique et le flux statorique

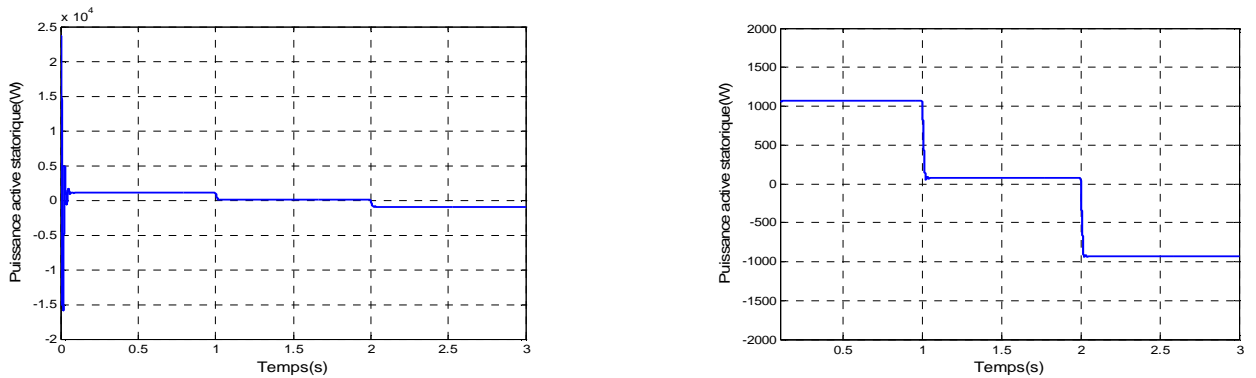


Fig.2.25 : Puissance active statorique avec un zoom



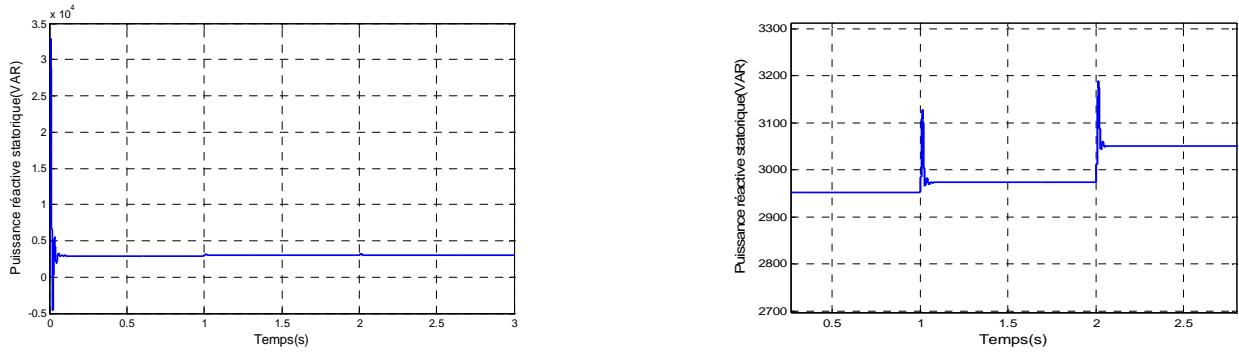


Fig.2.26 : Puissance réactive statorique avec un zoom

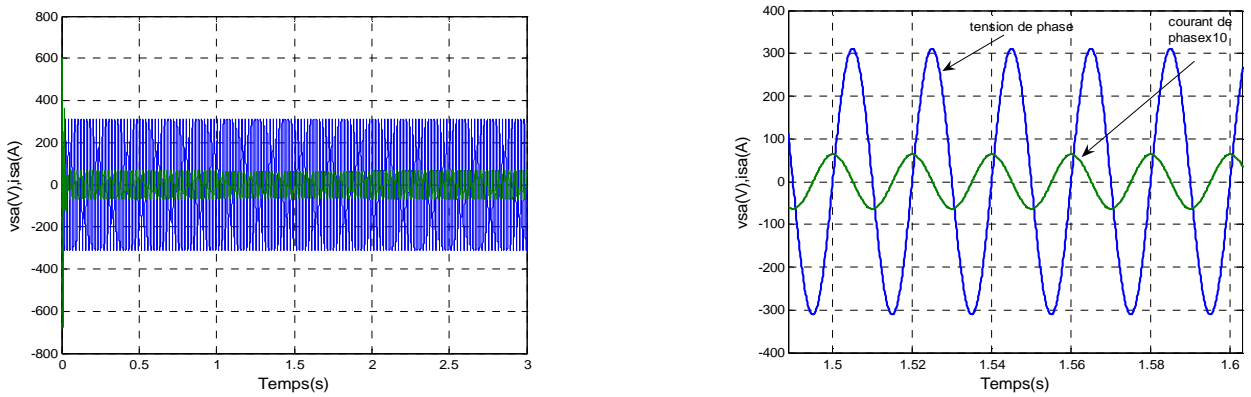


Fig.2.27 : Tension et courant d'une phase statorique avec un zoom

Les résultats de simulation montrent que la vitesse fixe le point de fonctionnement moteur ou générateur pour une machine asynchrone à cage. En effet la machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur.

➤ Les figures ci dessous sont ceux obtenus pour le modèle de MADA, entraînée à une vitesse fixe égale à 1425 tr/min, alimentée directement par deux sources de tension triphasée parfait. L'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50Hz et d'amplitude de 220V, et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de 12V et une fréquence égale à la fréquence rotorique.

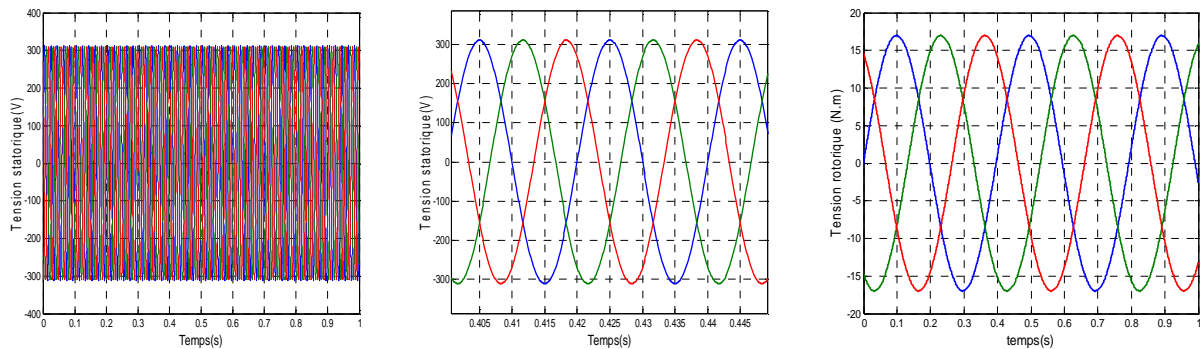


Fig.2.28 : Les tensions triphasées appliquées au stator et celle appliquée au rotor de la MADA

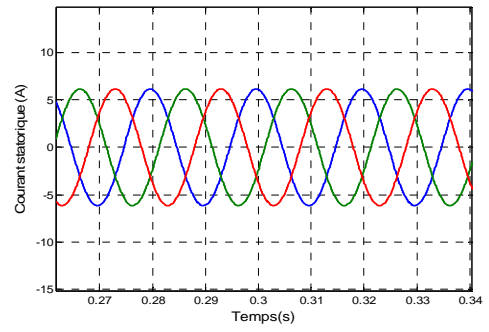
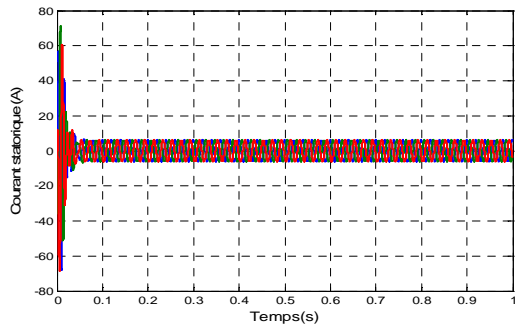


Fig.2.29 : Les courants statoriques triphasés avec un zoom

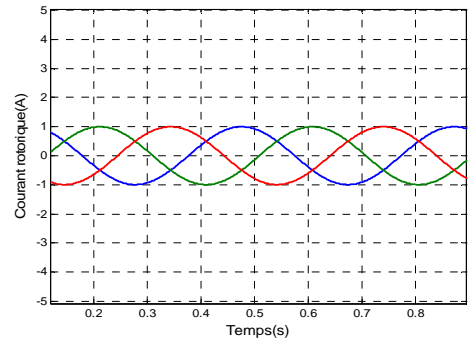
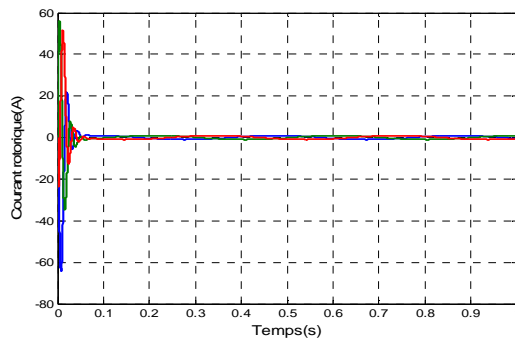


Fig.2.30 : Les courants rotoriques triphasés avec un zoom

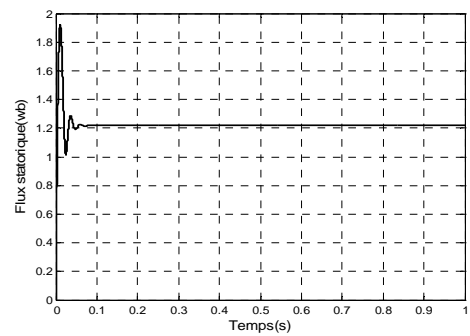
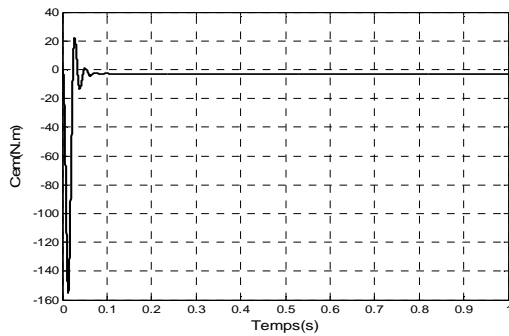


Fig.2.31 : Le couple électromagnétique et le flux statorique

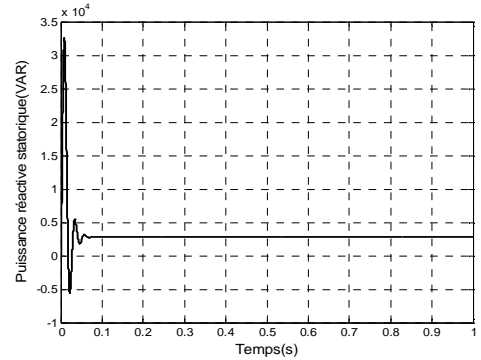
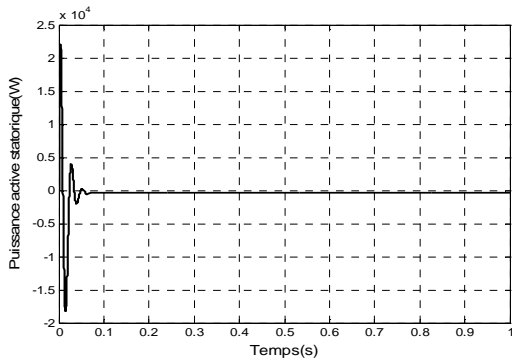


Fig.2.32 : La puissance active et réactive statorique

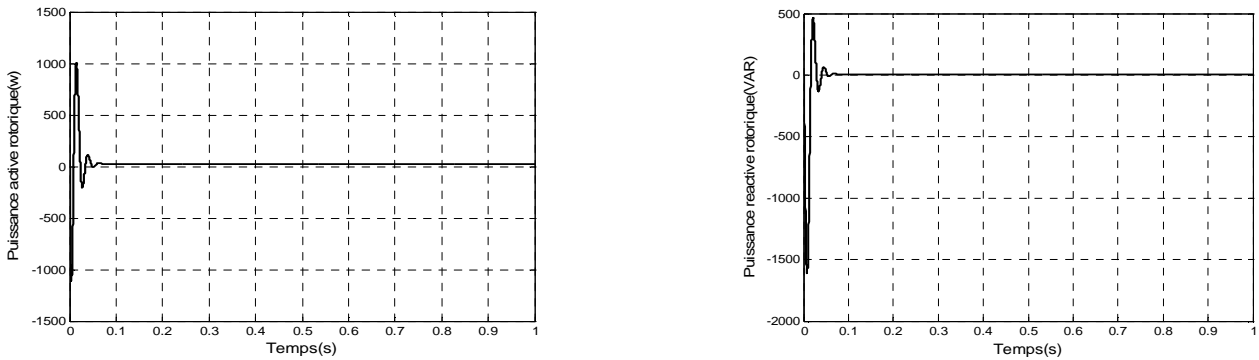


Fig.2.33 : La puissance active et réactive rotorique

Les résultats de simulation obtenus montrent que pendant le régime dynamique, le couple électromagnétique est négatif atteint au démarrage une valeur maximale  $-120\text{N.m}$ . On constate ainsi l'importance des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage, après un temps égal à environ  $0,05\text{s}$ , ils se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales avec une fréquence de  $50\text{Hz}$  pour les courants statoriques.

## 2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait en premier une description générale de la machine asynchrone à double alimentation. Dans le but d'étudier le comportement de cette dernière nous avons établi un modèle dynamique en tenant compte certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MADA est un système à équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps, la transformation de R.H.Park nous a permis de simplifier.

Les résultats de simulation montrent que pour le fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. Ainsi l'étude comparative entre les deux modes de fonctionnement de la MADA fait apparaître la stabilité pour le cas de fonctionnement générateur par rapport au moteur.

Ce modèle sera exploité pour étudier la stratégie de commande de la machine asynchrone à double alimentation en puissance active et réactive au chapitre suivant.

## La commande des puissances actives et réactives de la MADA par des régulateurs PI

### 3.1 Introduction

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [18].

Dans cette optique, nous avons proposé une loi de commande pour la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en génératrice. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [6].

### 3.2 Principe de la commande vectorielle de la MADA

Dans la commande vectorielle, la MADA est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Cette analogie est représentée par la figure (3.1).

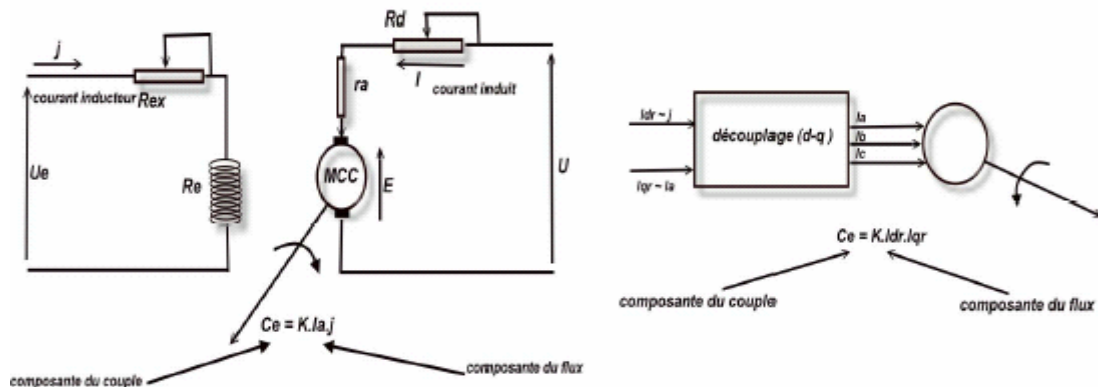


Fig.3.1: Commande d'une MCC et commande vectorielle d'une MADA

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle de moteurs électriques, et dont l'étymologie nous ramène à une notion élémentaire, mais très importante de l'électromagnétisme. A savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant et placé dans une région où règne un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités du courant et du champ donnés quand le vecteur courant sera perpendiculaire au vecteur champ.

Appliquée aux moteurs électriques, cette propriété est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courant et les vecteurs flux résultants. Si le principe est naturellement appliqué pour les MCC, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif; par conséquent, le contrôle par flux orienté des machines à courant alternatif est une commande par orientation de ces deux grandeurs. [19][2].

De nombreuses variétés ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer, suivant la source d'énergie :

- 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 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

On rappelle d'abord le système équations différentielles de la machine [6], [14].

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} ; \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} . \end{cases} \quad (3-1)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} ; \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} . \end{cases} \quad (3-2)$$

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

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = -\alpha_s \Phi_{ds} + \omega_s \Phi_{qs} + \alpha_s M i_{dr} + v_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = -\alpha_s \Phi_{qs} - \omega_s \Phi_{ds} + \alpha_s M i_{qr} + v_{qs} \\ \frac{di_{dr}}{dt} = -\gamma_r i_{dr} + \omega_r i_{qr} + \alpha_s \beta \Phi_{ds} - \beta p \omega \Phi_{qs} - \beta v_{ds} + \frac{1}{\sigma_r} v_{dr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = -\gamma_r i_{qr} - \omega_r i_{dr} + \alpha_s \beta \Phi_{ds} + \beta p \omega \Phi_{ds} - \beta v_{qs} + \frac{1}{\sigma_r} v_{qr} \end{cases} \quad (3-3)$$

Avec :

$$\alpha_s = R_s / L_s ; \sigma_r = L_r (1 - M^2 / L_s L_r) ; \beta = M / (L_s \sigma_r) ; \gamma_r = R_r / \sigma_r + (R_s M^2) / L_s^2 \sigma_r ; \\ \mu = 3M / 2L_s .$$

P : le nombre de paires de pôles

L'équation d'état prend la forme :

$$\frac{d[X]}{dt} = [A][X] + [B][U]$$

Ou :

$$X = [\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^T, \quad U = [v_{ds} \quad v_{qs} \quad v_{dr} \quad v_{qr}]^T$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma_r & \omega_r & \alpha_r \beta & -\beta P \omega \\ \omega_r & -\gamma_r & \beta P \omega & \alpha_s \beta \\ \alpha_s M & 0 & -\alpha_s & \omega_s \\ 0 & \alpha_s M & \omega_s & -\alpha_s \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} -\beta & 0 & 1/\sigma_r & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & 1/\sigma_r \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### 3.3.1 Choix du référentiel pour le modèle diphasé

En orientant un des flux, le modèle obtenu de la MADA se simplifie et le dispositif de commande qui en résulte l'est également. Un contrôle vectoriel de cette machine a été conçu en orientant le repère de Park pour que le flux statorique suivant l'axe  $q$  soit constamment nul [14], [9], [20], [25].

Nous pouvons écrire :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s, \quad \Phi_{qs} = 0$$

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt}; \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds}. \end{cases} \quad (3-4)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr}; \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr}. \end{cases} \quad (3-5)$$

Dans le repère triphasé a, b, c, la tension aux bornes d'une phase n du stator s'exprime par la relation générale :

$$v_{ns} = R_s i_{ns} + \frac{d\Phi_{ns}}{dt} \quad (3-6)$$

Si l'on néglige la résistance  $R_s$ , cette relation devient [6]:

$$v_{ns} \approx \frac{d\Phi_{ns}}{dt} \quad (3-7)$$

Cette relation montre qu'un repère lié au flux statorique tourne alors à la même vitesse angulaire que le vecteur tension statorique et qu'il est en avance de  $(\pi/2)$  sur ce même vecteur. Toujours dans l'hypothèse d'un flux statorique constant, on peut écrire :

$$v_{ds} = 0, \quad v_{qs} = v_s$$

Le principe d'orientation de la tension et du flux statorique est illustré sur la figure (3.2)

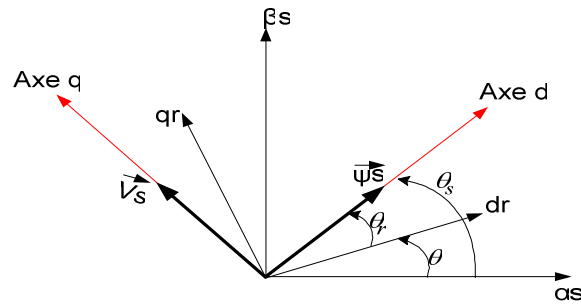


Fig.3.2 : Orientation de la tension et de flux statorique

Dans l'hypothèse où le flux  $\Phi_{ds}$  est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator). Le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendants du courant rotorique d'axe q.

L'expression du couple électromagnétique devient alors :

$$C_e = P \frac{M}{L_s} \Phi_{ds} \cdot i_{qr} \quad (3-8)$$

Le courant  $i_{qr}$  sera rendu variable par action sur la tension  $v_{qr}$ , le flux peut être contrôlé par le réglage du courant  $i_{dr}$ . Ce dernier est rendu variable par action sur la tension  $v_{dr}$  [14], [6].

En utilisant les simplifications ci-dessus, nous pouvons simplifier les équations des tensions et des flux statoriques comme suit :

$$\begin{cases} v_{qs} = v_s = \omega_s \Phi_{ds} = \omega_s \Phi_s ; \\ v_{ds} = 0. \end{cases} \quad (3-9)$$

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s = L_s i_{ds} + M i_{dr} ; \\ \Phi_{qs} = 0 = L_s i_{qs} + M i_{qr} . \end{cases} \quad (3-10)$$

### 3.3.2 Relation entre le courant statorique et le courant rotorique

A partir des équations des composantes directes et quadrature du flux statoriques (équation 3.10), Nous pouvons écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\Phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (3-11)$$

### 3.3.3 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

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

$$\begin{cases} P_s = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} ; \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} . \end{cases} \quad (3-12)$$

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

$$\begin{cases} P_s = v_s i_{qs} ; \\ Q_s = v_s i_{ds} . \end{cases} \quad (3.13)$$

En remplaçant  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  par leurs expressions données à l'équation (3.11), nous obtenons :

$$\begin{cases} P_s = -v_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \frac{v_s \Phi_s}{L_s} - \frac{v_s M}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (3.14)$$

A partir de l'équation (3-9), on peut avoir :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s = v_s / \omega_s$$

L'expression de la puissance réactive  $Q_s$  devient alors :

$$Q_s = \frac{v_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{v_s M}{L_s} i_{dr} \quad (3.15)$$

Afin de montrer que la commande par orientation du flux statorique permet d'avoir un découplage effectif des grandeurs réelles (couple, vitesse) de la MADA, on considère les tensions rotoriques  $v_{dr}$ ,  $v_{qr}$  comme variable de commande qui sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté et les courants rotoriques  $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$  comme variable d'état. Ces grandeurs sont fonction des grandeurs de consigne  $P_{ref}$  et  $Q_{ref}$ .



Fig.3.3 : Bloc du F.O.C (*feild oriented control*)

$$\begin{cases} P_{s\ ref} = -v_s \frac{M}{L_s} i_{qrref} \\ Q_{s\ ref} = \frac{v_s \Phi_s}{L_s} - \frac{v_s M}{L_s} i_{drref} \end{cases} \quad (3-16)$$

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



### 3.3.4 Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques

D'abord, pour les flux on a :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr}; \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr}. \end{cases} \quad (3-17)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds}; \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs}. \end{cases} \quad (3-18)$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs expressions, on aura :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{dr} + \frac{M v_s}{\omega_s L_s}; \\ \Phi_{qr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{qr}. \end{cases} \quad (3-19)$$

Ces expressions des flux rotoriques d'axe d et q sont alors intégrées aux expressions tensions rotoriques diphasées de l'équation (3-5). Nous obtenons alors :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \frac{di_{dr}}{dt} - g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{qr}; \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \frac{di_{qr}}{dt} + g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{dr} + g \omega_s \frac{M v_s}{\omega_s L_s}. \end{cases} \quad (3-20)$$

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

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} - g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{dr} + g \omega_s \frac{M v_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (3-21)$$

En appliquant la transformation de Laplace à ces deux équations, on obtient :

$$\begin{cases} v_{dr} = \left[ R_r + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) P \right] i_{dr} - g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{qr} \\ v_{qr} = \left[ R_r + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) P \right] i_{qr} + g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{dr} + g \omega_s \frac{M v_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (3-22)$$

- $v_{dr}$  et  $v_{qr}$  sont les composantes déphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus ;
  - $\left[ L_r - (M^2/L_s) \right]$  est le terme de couplage entre les deux axes ;
  - $\left[ g \omega_s (M v_s / \omega_s L_s) \right]$  représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.
- Les équations (3.14), (3.22) permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler figure (3.4).

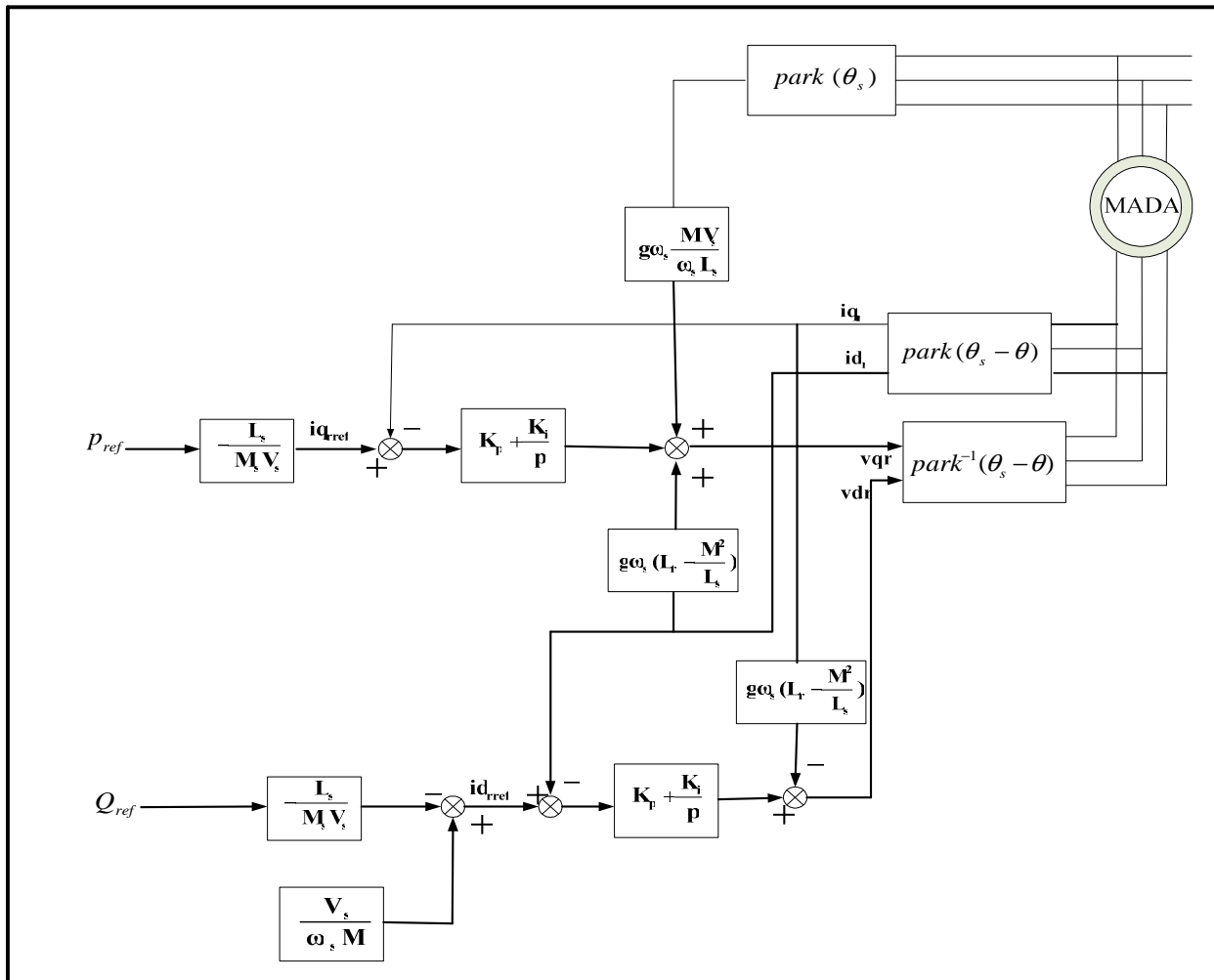


Fig.3.4 : Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux statorique de la MADA alimenté en tension

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactives statoriques. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence du couplage près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur. Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau [6].

### 3.4 Type de régulateurs utilisés

Nous allons maintenant procéder à la synthèse de régulateurs nécessaires à la réalisation de la commande en puissance active et réactive de la MADA. Le régulateur Proportionnel Intégral (PI) reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industrielle. Les régulateurs de chaque axe ont pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances actives et réactives de références et la puissance active et réactive mesurée. Le dimensionnement du régulateur PI est présentée dans l'annexe 2. Dans notre cas, la variable Y à contrôler est remplacée par  $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$ , P et Q.

### 3.5 Résultats de simulation

#### 3.5.1 Simulation du système sans onduleur

Ce paragraphe va permettre d'analyser les résultats obtenus par simulation, utilisé avec le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, sans réglage de vitesse (vérification de découplage) avec un démarrage à vide puis avec application d'une puissance active  $P = -3000\text{W}$  entre  $t=1\text{s}$  et  $t=3\text{s}$ , et une puissance réactive entre  $t=2\text{s}$  et  $t=4\text{s}$ . Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande vectorielle en puissance actives et réactives statorique appliquée à la MADA.

- Machine entraînée à une vitesse fixe 1440 tr/min.
- Entre les instant  $t=1\text{s}$  et  $t=3\text{s}$  : échelon négatif pour la puissance active ( $P_{\text{ref}}$  passe de 0 à  $-3000\text{W}$ )
- Entre les instant  $t=2\text{s}$  et  $t=4\text{s}$  : échelon positif pour la puissance réactive ( $Q_{\text{ref}}$  passe de 0 à  $1000\text{VAR}$ )

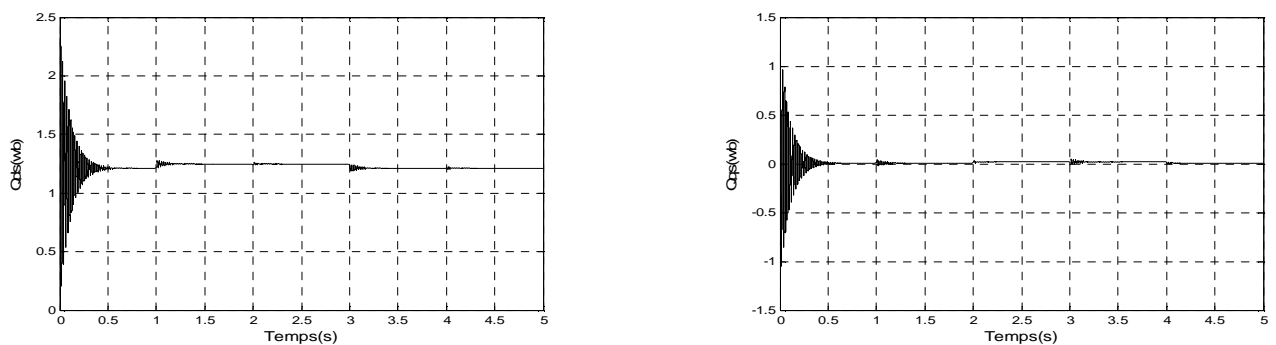


Fig.3.5 : Le flux statorique selon l'axe d et q

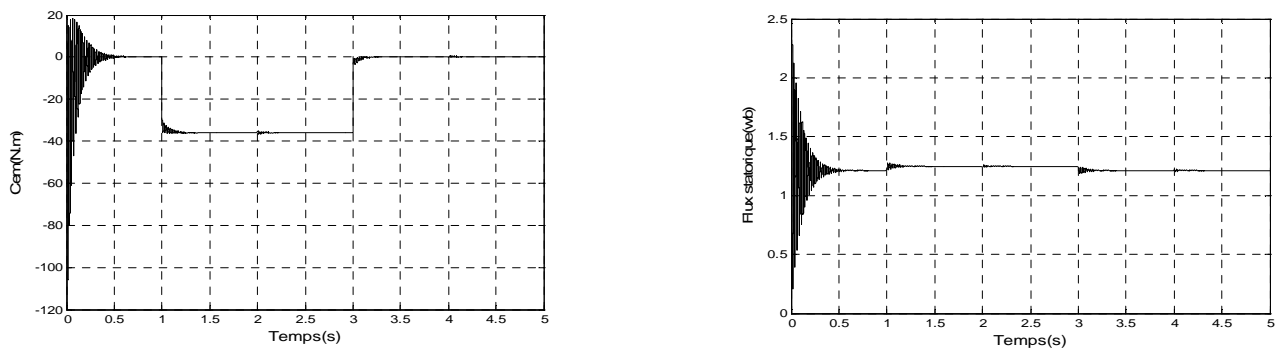


Fig.3.6 : Le couple électromagnétique et le flux statorique résultant

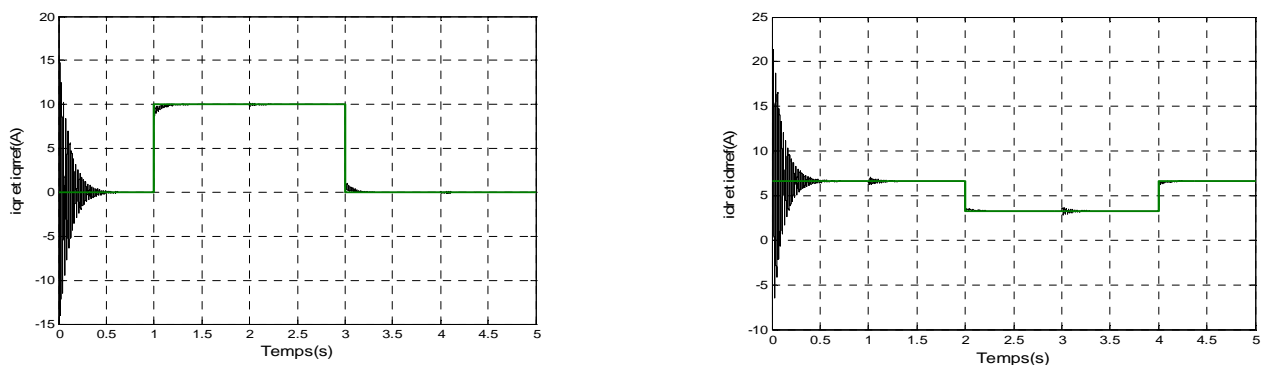


Fig.3.7 : Les deux composantes du courant rotorique avec sa référence

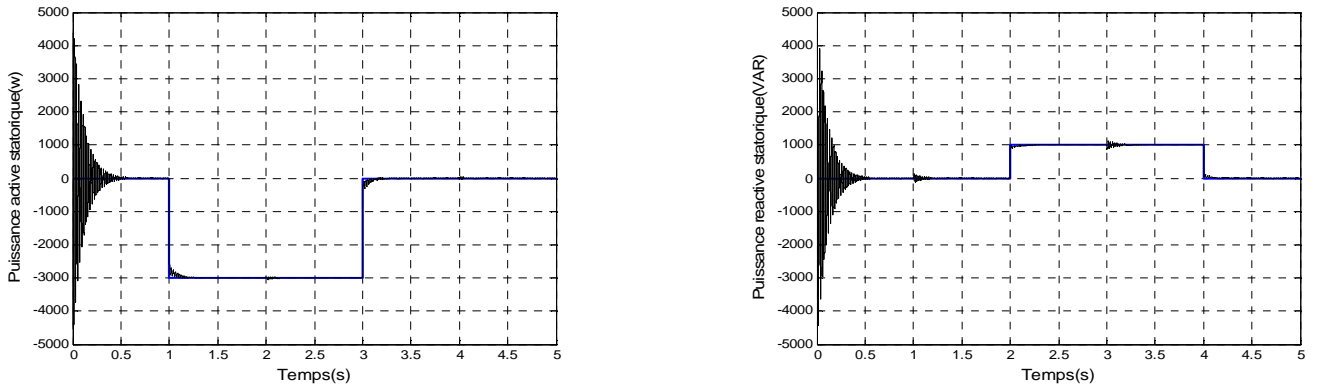


Fig.3.8 : La puissance active et réactive statorique

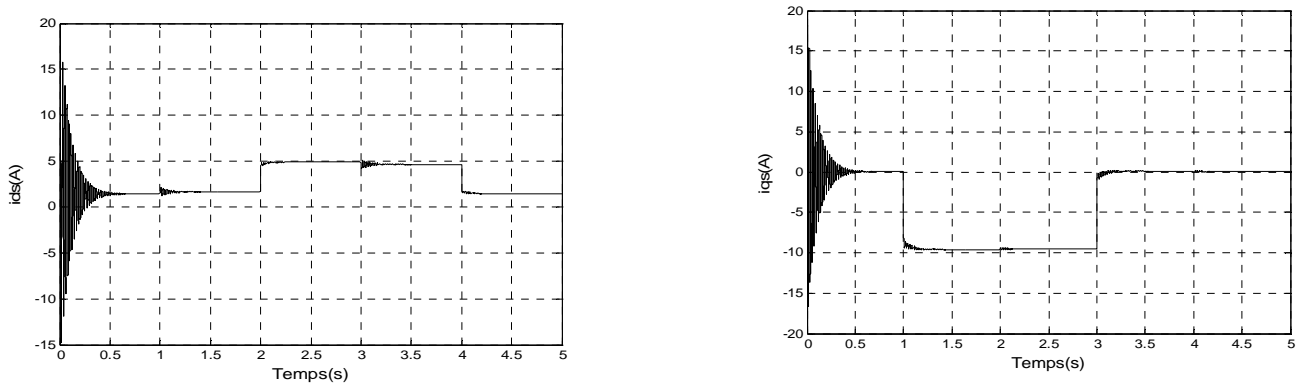


Fig.3.9 : Le courant statorique selon l'axe d et q

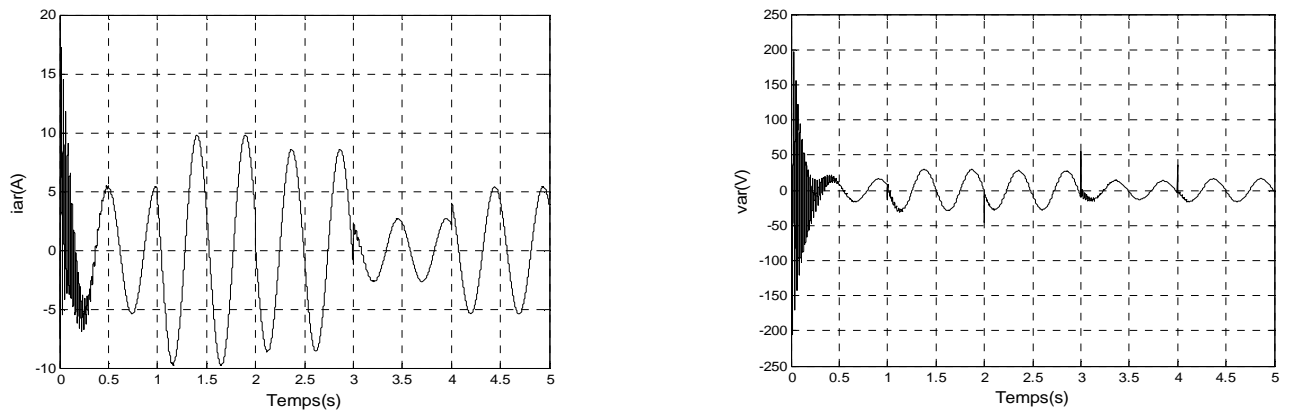


Fig.3.10 : Le courant et la tension d'une phase rotorique avec un zoom

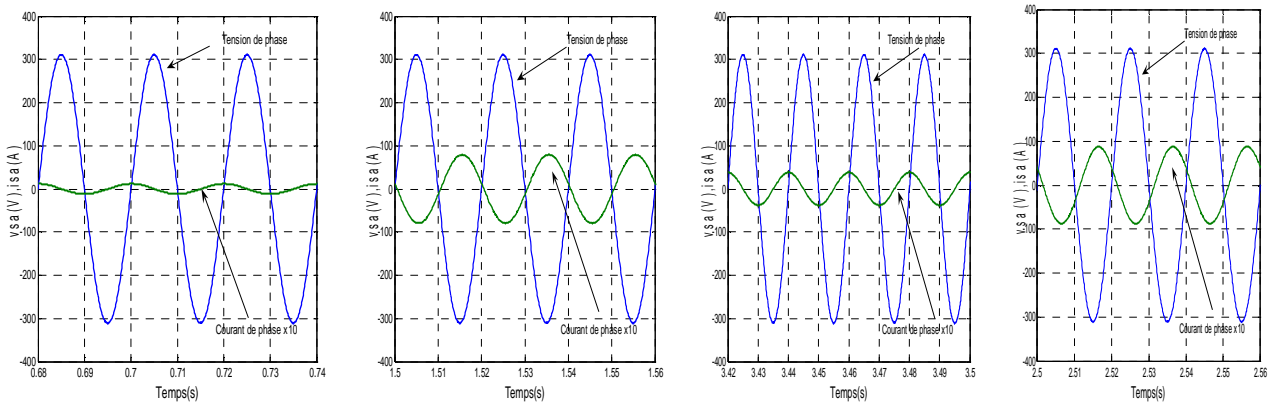
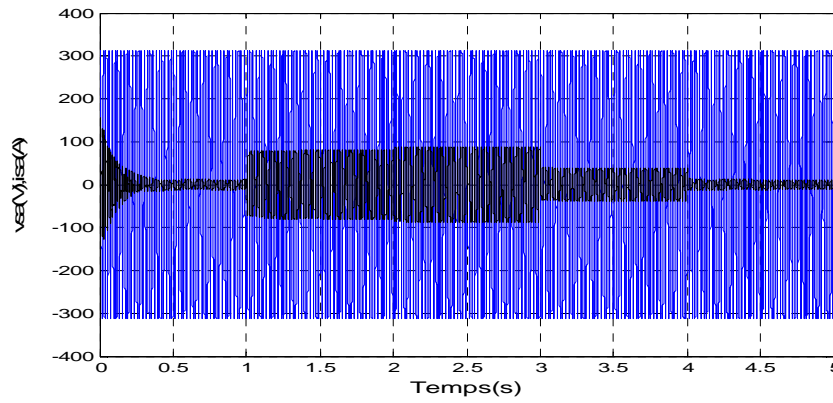


Fig.3.11 : Courant et tension d’une phase statorique avec un zoom entre les différents instants

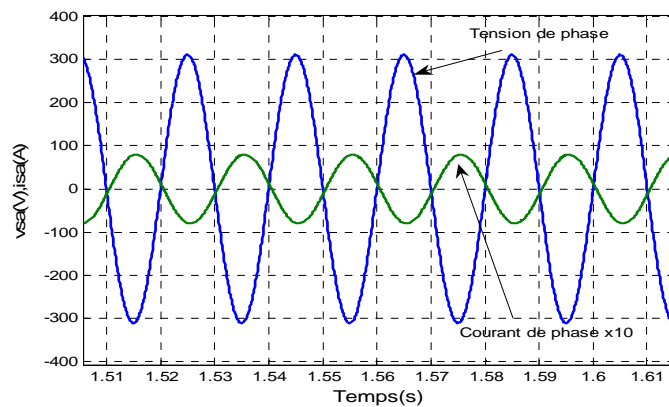


Fig.3.12 : tension et courant d’une phase statorique

### 3.5.2 Interprétation des résultats

- Les résultats de simulation présentent les différentes courbes obtenus par la commande des puissances actives et réactives générées au niveau du stator de la MADA, cette commande permet de découpler les expressions de la puissance active et réactive du générateur ou encore celle du flux et du couple. La composante quadrature du courant rotorique  $i_{qr}$  contrôle le couple électromagnétique, et la composante directe  $i_{dr}$  contrôle la puissance réactive échangée entre le stator et le réseau.

- Nous pouvons constater que le flux statorique suit sa référence suivant l'axe (d) avec une composante quadrature presque nulle, ce qui signifie que le découplage de la machine est réalisé avec succès.
- La puissance active du côté statorique est négative entre les instant  $t=1s$  et  $t= 3s$  ce qui signifie que le réseau dans ce cas est un récepteur de l'énergie fournie par la MADA.
- La puissance réactive est nulle entre les instant  $t=1s$  et  $t=2s$ , c'est une condition de fonctionnement de la MADA pour avoir un facteur de puissance unitaire. On retrouve ainsi le découplage si avantageux des moteurs à courant continu.
- La fréquence des courants rotoriques vaut  $gfs = 2Hz$

Nous pouvons également observer la présence d'une erreur statique sur les deux axes ceci est du au fait que dans ce mode de contrôle, la puissance n'est pas mesurée directement mais est plutôt reconstruite à partir de la mesure des courants rotoriques. Ce sont en fait ces mêmes courants qui sont asservis. Or les équations utilisées pour la reconstruction sont basées sur le modèle simplifié qui néglige la résistance  $R_s$ .

Cette technique nous a permis d'obtenir des courants triphasés statoriques parfaitement sinusoïdaux sans harmoniques, cela est illustré par la figure (3.12) qui représente un courant et une tension d'une même phase statorique (la phase a).

Les deux composantes du courant au rotor sont commandées par deux PI donnant les références de la tension au rotor .Cette tension est ensuite commandées par une MLI.

### 3.5.3 Prise en compte de l'onduleur côté rotor

Le rotor de la MADA est connecté au bus continu par l'intermédiaire d'un onduleur de tension. La tension de sortie de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur.

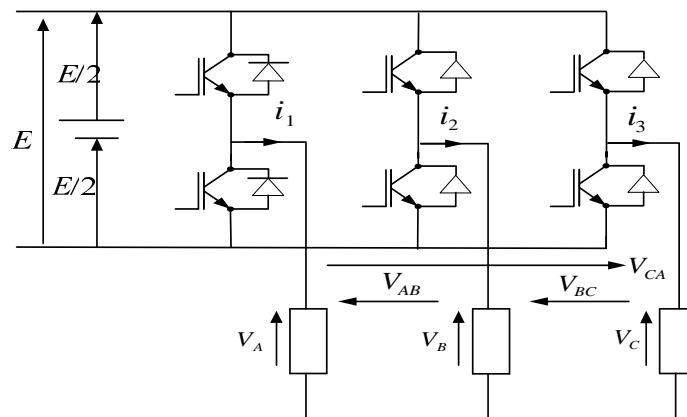


Fig.3.13 : Onduleur triphasé à deux niveaux

### Modélisation de largeur d'impulsion MLI

Elle consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Au niveau électronique, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse (tension à haute fréquence de commutation). La valeur du rapport de fréquences entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur [24]. Celui-ci est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{rA} \\ V_{rB} \\ V_{rC} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{array}{lll} V_{AO} = E/2S_1 & S_1 = 1 & \text{Si } K_1 \text{ fermé } (v_{r1} \geq v_p) \quad \text{Si non } S_1 = -1 \\ V_{BO} = E/2S_2 & \text{Ou } S_2 = 1 & \text{Si } K_2 \text{ fermé } (v_{r2} \geq v_p) \quad \text{Si non } S_2 = -1 \\ V_{CO} = E/2S_3 & S_3 = 1 & \text{Si } K_3 \text{ fermé } (v_{r3} \geq v_p) \quad \text{Si non } S_3 = -1 \end{array}$$

$S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  sont des fonctions logiques correspondant à l'état des interrupteurs de l'onduleur (+1 lorsque l'interrupteur haut d'un bras de l'onduleur est fermé, -1 quand il est ouvert) et E est la tension du bus continu. Dans notre étude côté rotor, nous nous limiterons à un transfert de puissance du réseau vers le rotor. Le bus continu est donc fixe et imposé par un convertisseur côté réseau. Dans ce qui suit, nous avons utilisé la technique MLI avec la fréquence de la porteuse (dents de scie) choisie entre 500Hz et 2 KHz.

Les résultats de simulation présenter sur les figure ci-dessous, nous permet de présenter les performances de la conduite de la MADA alimentée par un onduleur à deux niveaux commandée par la stratégie triangulo-sinusoidal, avec un démarrage à vide puis avec application d'une puissance active  $P = -3000W$  entre  $t=1s$  et  $t=3s$ , et une puissance réactive entre  $t=2s$  et  $t=4s$  pour deux fréquence de porteuse ((a)  $f_p=500Hz$ ) et ((b)  $f_p=2KHz$ ).

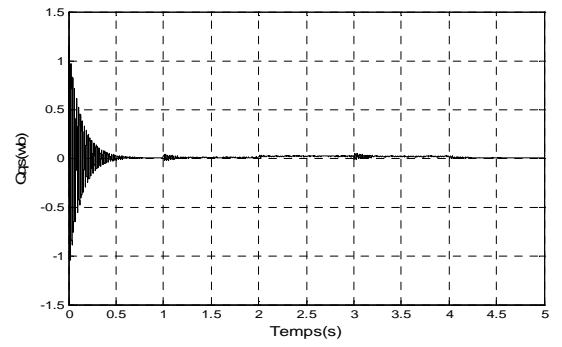
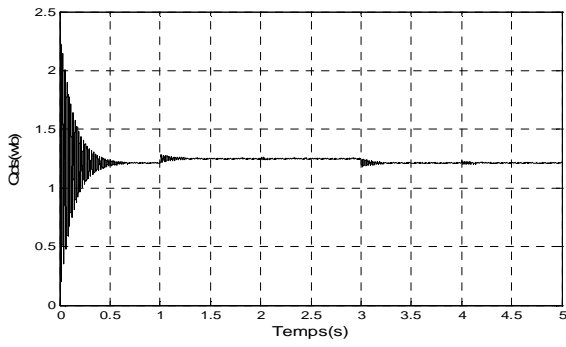


Fig.3.14 : Le flux statorique selon l'axe d et q

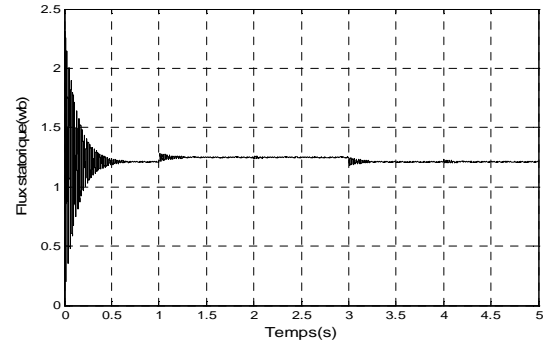
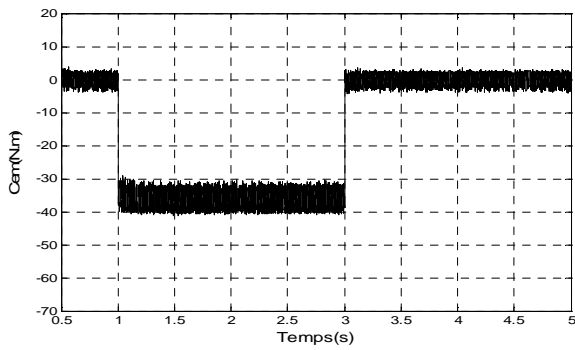


Fig.3.15 : Le couple électromagnétique et le flux statorique résultant

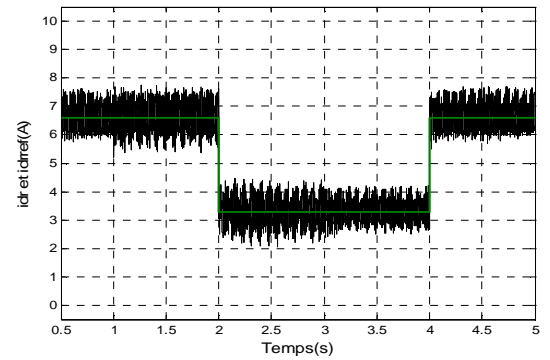
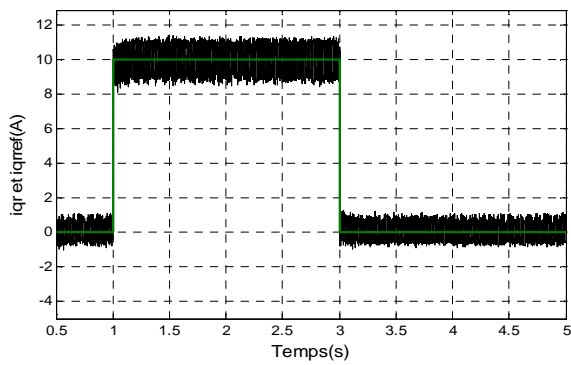


Fig.3.16 : les deux composantes du courant rotorique avec leur référence

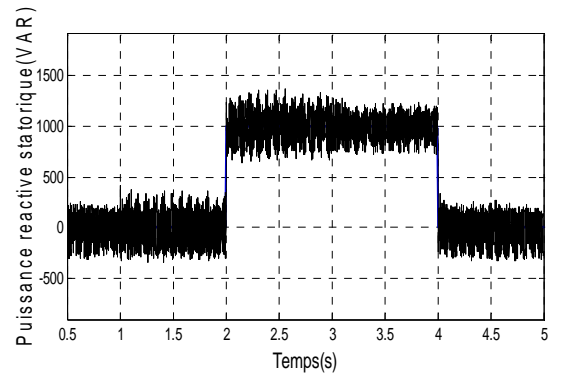
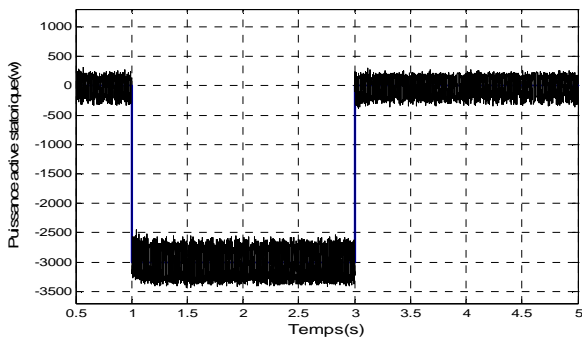


Fig.3.17 : La puissance active et réactive statorique

(a)



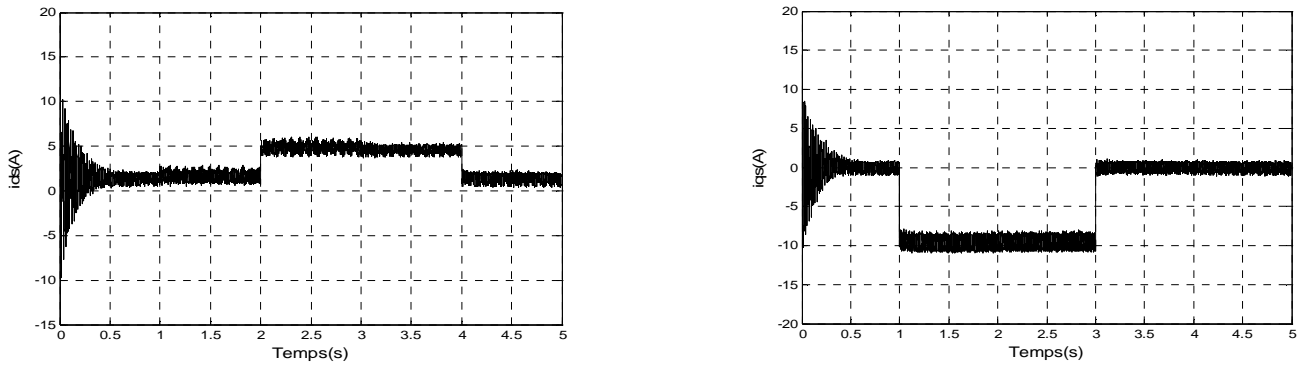


Fig.3.18 : Le courant statorique selon l'axe d et q

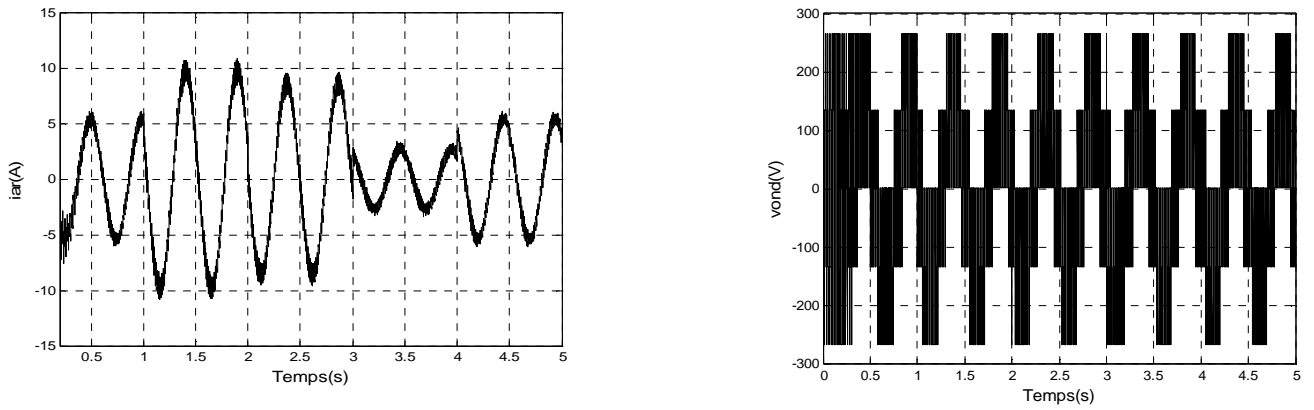


Fig.3.19 : Le courant rotorique et la tension ondulée

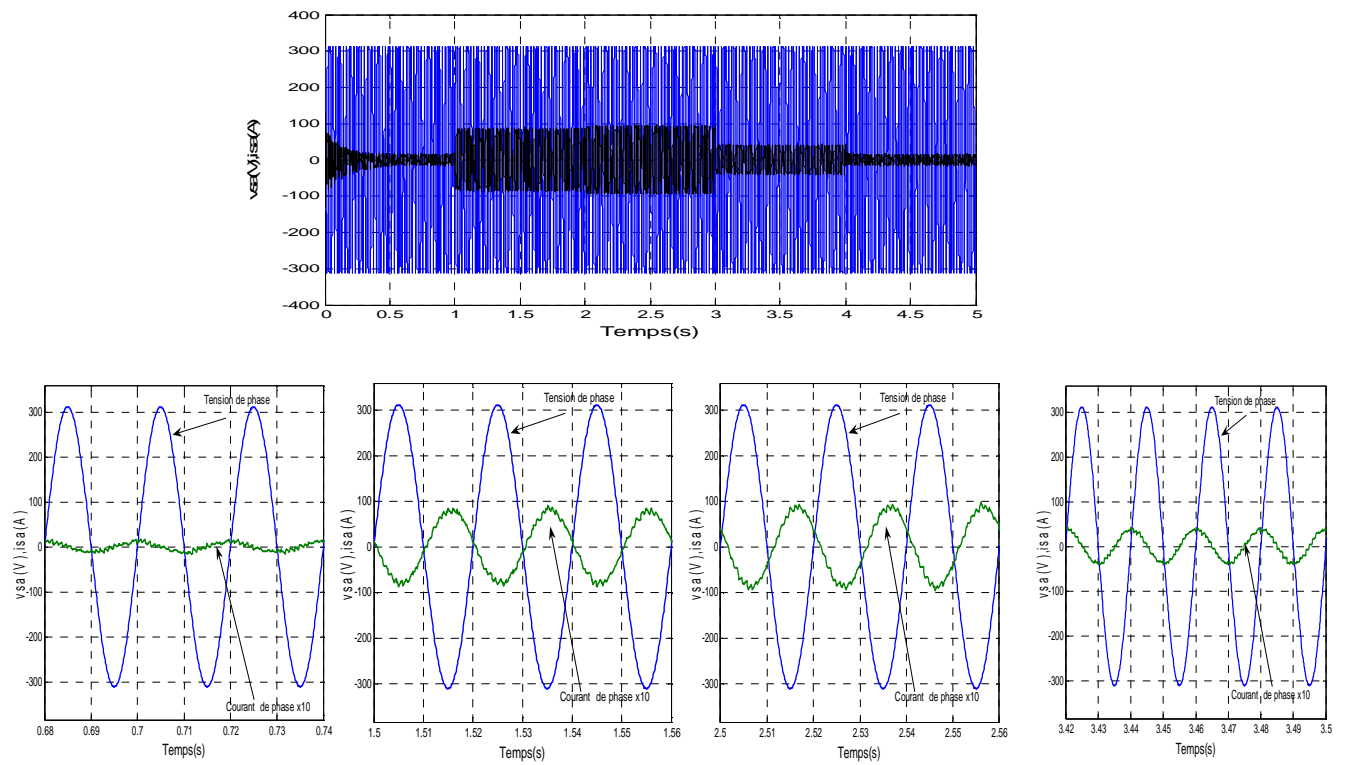


Fig.3.20 : Courant et tension d'une phase statorique avec un zoom entre les différent instant (a)

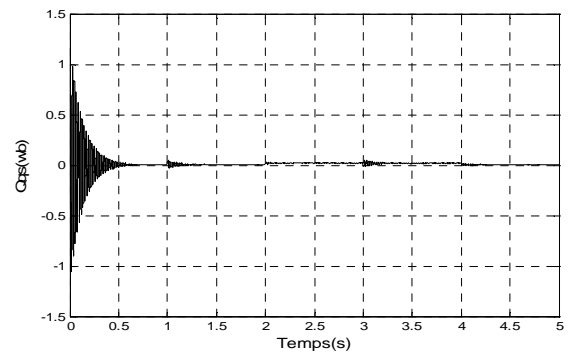
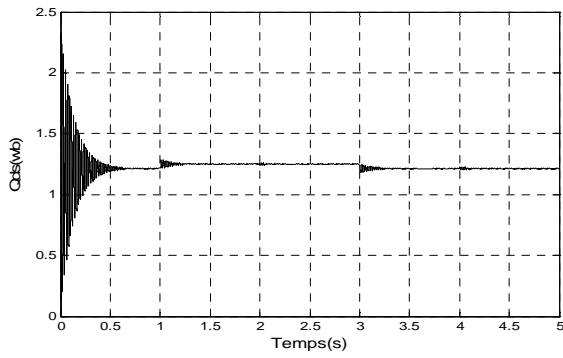


Fig.3.21 : Le flux statorique selon l'axe d et q

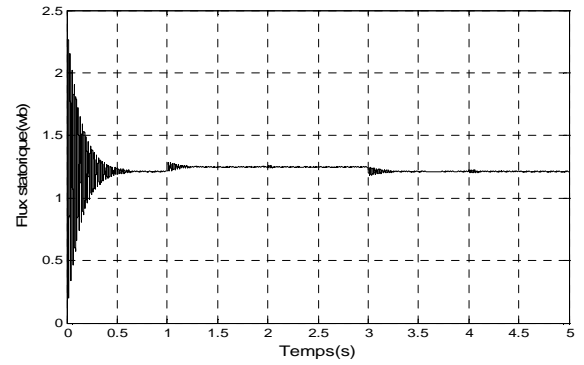
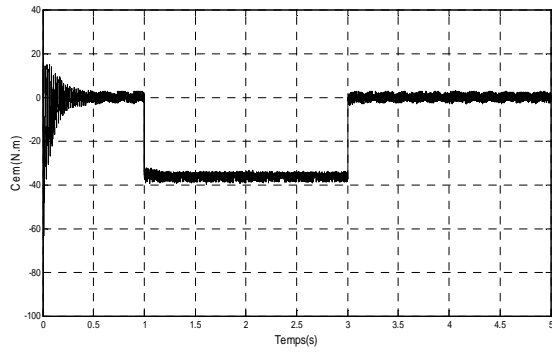


Fig.3.22 : Le couple électromagnétique et le flux statorique résultant

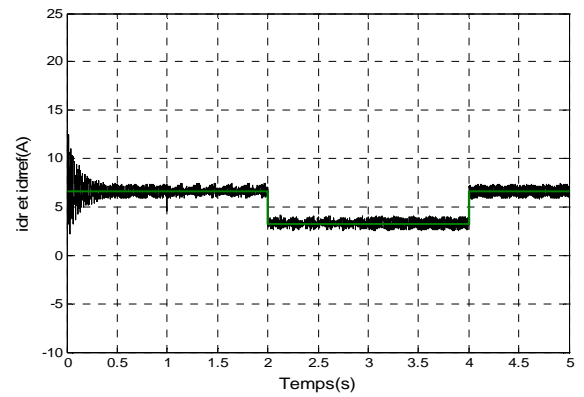
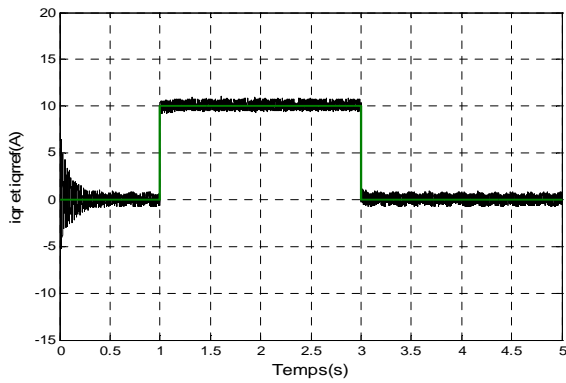


Fig.3.23 : les deux composantes du courant rotorique avec leur référence

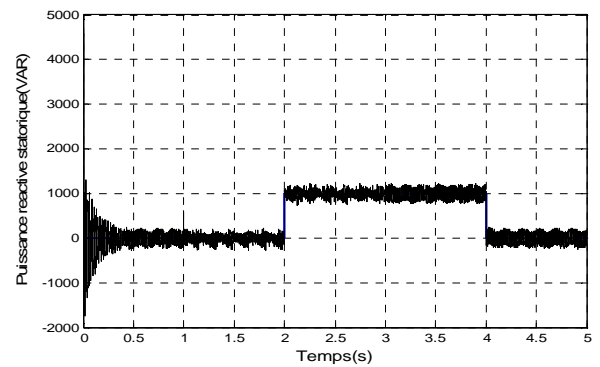
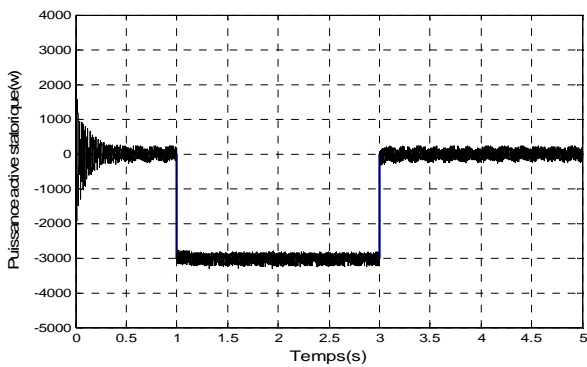


Fig.3.24 : La puissance active et réactive statorique

(b)

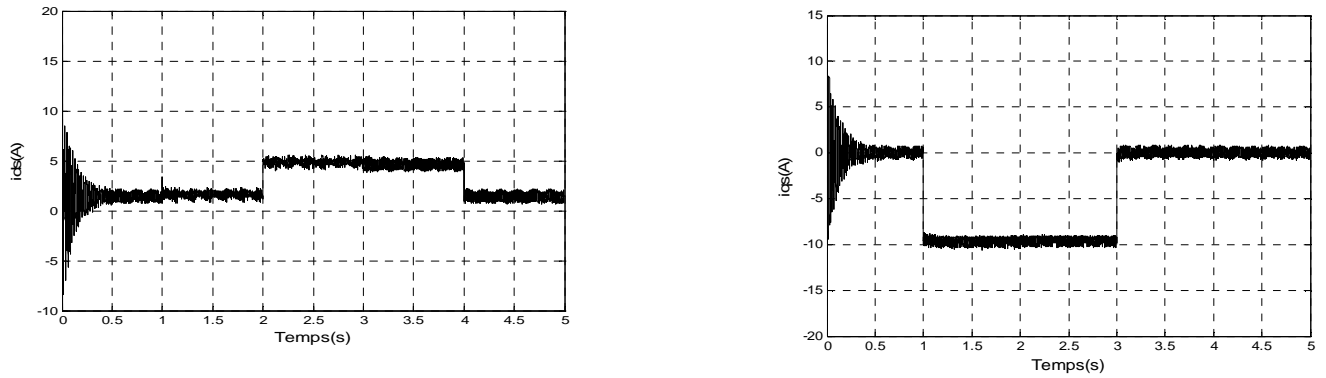


Fig.3.25 : Le courant statorique selon l'axe d et q

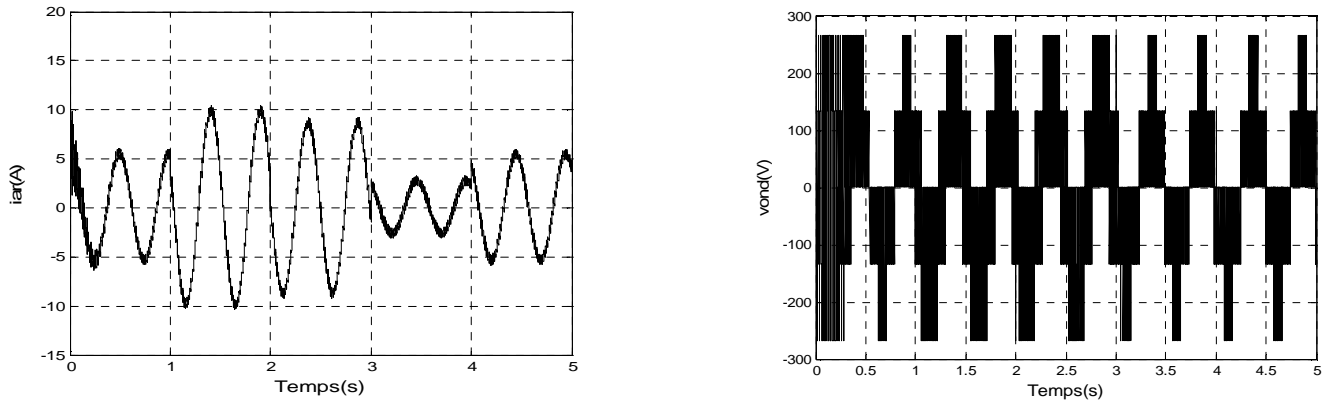


Fig.3.26 : Le courant rotorique et la tension ondulée

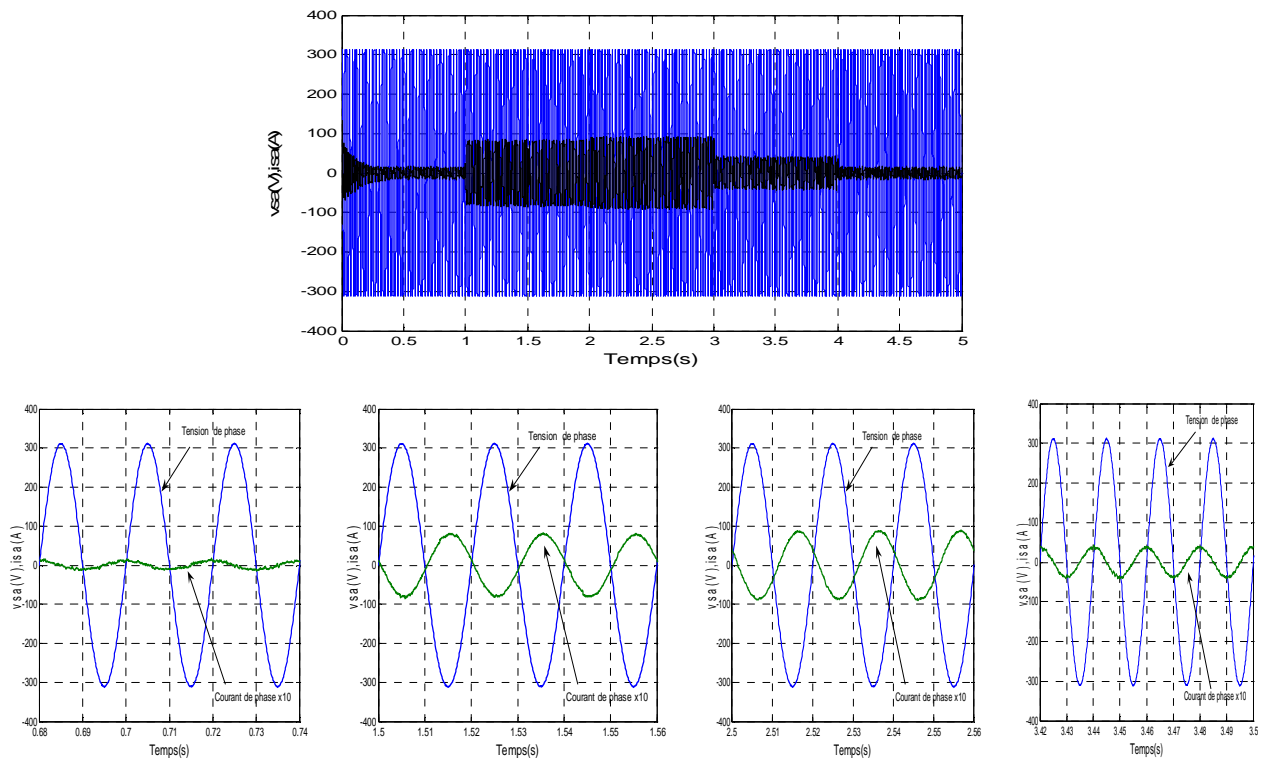


Fig.3.27 : Courant et tension d'une phase statorique avec un zoom entre les différent instant (b)

### 3.5.4 Interprétation des résultats

- Les figure (a) et (b) montrent les variations des différentes grandeurs lorsque l'onduleur rotorique est pris en compte dans les simulations.
- la tension obtenue à la sortie de l'onduleur à MLI fait apparaître clairement deux seuils correspondant à  $1/3$  et  $2/3$  de  $400V$  valeur de la tension du bus continu .
- Les puissances actives et réactives et les courants  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  s'identifient à leurs références, de même pour le couple électromagnétique qui atteint au démarrage une valeur maximale de  $-120N.m$
- La fréquence des courants rotoriques vaut  $g.fs=2Hz$
- Des faible oscillations pour une fréquence de porteuse  $f_p=2KHz$

## 3.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation. Le choix sur l'orientation du flux a été pris en orientant le flux statorique selon l'axe d. La méthode du flux orienté est appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus réponde. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. A partir de la simulation numérique, on a constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux statorique permet de découpler le flux et les puissances de sorte que la composante directe du courant rotorique contrôle la puissance réactive, et la composante en quadrature contrôle la puissance active. Ceci nous permet d'obtenir des performances dynamiques élevées similaires à celle de la MCC. A la fin de ce chapitre on a présente les résultats de simulation dans le cas de l'association de l'onduleur avec la MADA dont le but d'obtenir une alimentation variable en tension et en fréquence à partir d'une source continu et cela pour deux fréquences de porteuse  $f_p$  différentes, cette dernière nous a permis de voir l'influence de  $f_p$  sur l'alimentation.

## Cascade Redresseur –Onduleur- MADA

### 4.1 Introduction

Dans le troisième chapitre, on a supposé que la tension dans l'étape continue était constante, mais cette tension est également délivrée en pratique par un redresseur. Les redresseurs totalement commandés prennent aujourd'hui une place de plus en plus importante en électrotechnique. Ils sont utilisés généralement comme étage d'entre des onduleurs dans les entraînements à vitesse variables.

Dans ce chapitre, notre étude sera basée sur la structure de "cherbius" avec convertisseurs à MLI présentée auparavant (chapitre2).

### 4.2 Cascade redresseur à deux niveaux- onduleur à deux niveau- MADA

Le cascade présentée à la figure (4.1), comporte deux convertisseurs à MLI, chaque convertisseur a six interrupteurs (transistors IGBT) qui peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture. L'utilisation de ce type de convertisseurs permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsion dont la modularité permet de limiter les perturbations.

Plusieurs études récentes montrent la viabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable [1], [6], [14]. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise le fonctionnement en hypo synchrone et le contrôle du facteur de puissance coté réseau. Le convertisseur est alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine si le glissement reste inférieur à +30% autour du synchronisme .

De plus, le fonctionnement hyper synchrone permet de produire de l'énergie de stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau. On trouve ainsi la puissance totale produite alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire [23].

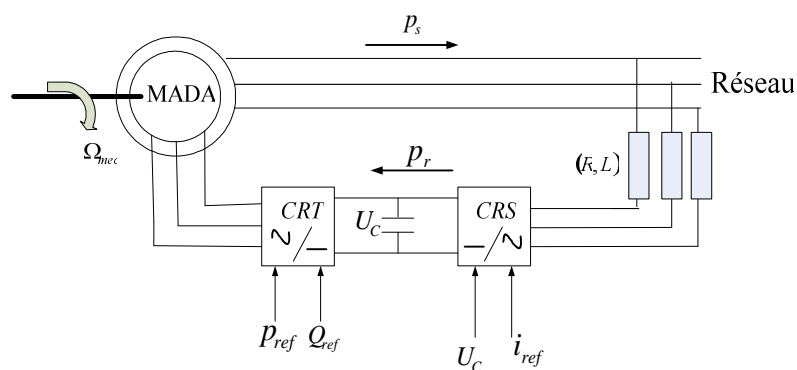


Fig.4.1 : Structure de la cascade du redresseur du courant à MLI à deux niveaux-Onduleurs de tension à deux niveaux –MADA

Dans notre étude la machine est entraînée par une vitesse en régime hypo synchrone ( $N < N_s$ ), la puissance rotorique est donc absorbée. Le convertisseur coté rotor (CRT) fonctionne en onduleur

à MLI à deux niveaux. L'onduleur règle l'amplitude et la fréquence du signal à envoyer vers le rotor de la MADA. Le convertisseur coté réseau (CRS) fonctionne comme redresseur. Il transforme le signal fourni par le réseau en signal continu.

Le passage par le bus continu est indispensable pour permettre à l'onduleur de régler amplitude et la fréquence.

### 4.3 Principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI

La structure de la cascade est celle représentée sur la figure (4.1). Les deux convertisseurs interposés entre le rotor de la MADA et le réseau sont de type MLI à deux niveaux, bidirectionnels en puissance. Le modèle du convertisseur connecté au rotor a été déjà présenté dans le troisième chapitre où les signaux de commande sont déterminés en appliquant la commande vectorielle à la MADA. Le convertisseur coté réseau aura le même modèle que l'autre, sauf que les signaux de commande seront déterminés en faisant un asservissement de la tension du bus continu.

Le redresseur à MLI à le même principe de fonctionnement qu'un hacheur élévateur. La tension de sortie d'un redresseur à MLI est toujours supérieure à sa tension d'entrée, pour cela il faut régler cette tension de sortie suite à la nécessité de la charge utilisée. Pour accomplir cette tâche, la tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence. Ce type de convertisseur peut opérer en redresseur ou en onduleur. Quand le courant  $I_{ch}$  est positif (Opération redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus d'énergie à partir du réseau, le bloc de commande prend l'énergie d'alimentation en produisant des signaux appropriés à l'amorçage des transistors. De cette façon l'écoulement de courant du coté alternatif vers le coté continu, et la tension de condensateur est récupérée. Inversement, quand  $I_{ch}$  devient négatif (Opération Onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande à la commande la décharge du condensateur et renvoyé l'énergie vers le réseau [21].

L'avantage de la commande MLI ne s'arrête pas au contrôle de la puissance active, mais la puissance réactive également, permettant à ce type de convertisseur de corriger le facteur de puissance du réseau. Ainsi, la commande MLI nous permet d'avoir une bonne qualité de signal (formes sinusoïdales), ramenant le contenu harmonique vers des fréquences élevées et par la suite la facilité de filtrage.

### 4.4 Contrôle du convertisseur coté réseau

L'objectif de ce convertisseur est de maintenir la tension du bus continu constante quelle que soit l'amplitude et le sens de la puissance.

Le principe de fonctionnement de ce convertisseur consiste à mesurer la tension de bus continu et de la comparée à une valeur de référence désirée. Après une correction par un régulateur PI (Proportionnel Intégral), on obtient la puissance active de référence qui va nous fixer par la suite la valeur du courant de référence.

Le réglage de la tension du bus continu est réalisé par une boucle externe (les courants transités sont eux réglés par une boucle interne).

### 4.5 Modélisation

#### a- Partie puissance

La figure (4.2) montre la structure du redresseur de courant triphasée à deux niveaux, se compose de trois étages du circuit de puissance, le réseau, le convertisseur MLI, et la charge.

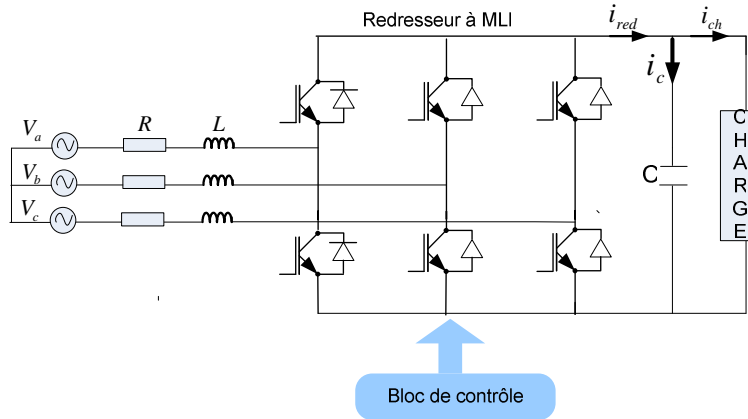


Fig.4.2: Schéma du circuit de puissance

#### b- Source d'alimentation

La source est modélisée par une f.e.m triphasée sinusoïdale en série avec une inductance L et une résistance R qui représentent l'impédance totale de la ligne figure (4.3).

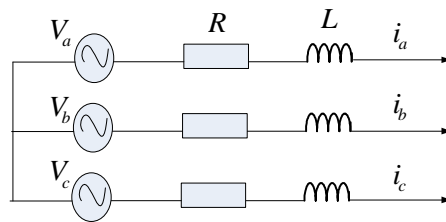


Fig.4.3 : Schémas de la source d'alimentation

A l'équilibre, avec des impédances des trois phases identiques, les tensions de ligne et les courants fondamentaux sont exprimés comme suit :

$$V_{resj} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(j-1)) \tag{4-1}$$

$$i_{resj} = I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(j-1) + \varphi) \tag{4-2}$$

- $V_m$  : L'amplitude de la tension ;
- $i_m$  : L'amplitude du courant ;
- $\omega$  : La fréquence angulaire ;
- $\varphi$  : Déphasage entre le courant et la tension.

On s'assure que :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{4-3}$$

Les équations de tension pour un système triphasé équilibré, sans raccordement du fil neutre, peuvent être écrites comme suit figure (4.3):

$$V_{res} = V_{ind} + V_{an} \quad (4-4)$$

$$V_{res} = R.i_L + L \frac{di_L}{dt} + V_{an} \quad (4-5)$$

$$C \frac{du_c}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (4-6)$$

Le système d'équations différentielles, donnant le courant ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) dans chaque phase est donné par l'équation (4-7) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_a - V_{an} \\ V_b - V_{bn} \\ V_c - V_{cn} \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

Ou :

$-V_a ; V_b ; V_c$  : les tension de lignes.

$-V_{an} ; V_{bn} ; V_{cn}$  : les tensions à l'entrée du convertisseur.

### C -Redresseur à MLI

Le redresseur à MLI donné par la figure (4.2) est constitué de six IGBT avec six diodes antiparallèles pour assurer la continuité du courant. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Il est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique  $S_j$  selon la figure (4.2) [7].

On définit les fonctions logiques de connexion par :

$$S_j = 1 \quad \text{Si } T_i \text{ fermé est } T_i' \text{ et ouvert}$$

$$S_j = -1 \quad \text{Si } T_i \text{ ouvert est } T_i' \text{ fermé}$$

Avec :  $j= a, b, c$  et  $i= 1, 2,3$ .

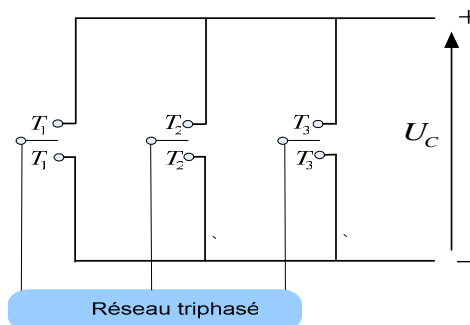


Fig.4.4 : Représentation des interrupteurs d'un convertisseur AC/DC triphasé

Ainsi les tensions entre lignes sont données par :

$$U_{ab} = U_c \cdot (S_a - S_b)$$

$$U_{bc} = U_c \cdot (S_b - S_c)$$

$$U_{ca} = U_c \cdot (S_c - S_a)$$

(4-8)



Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice de conversion du convertisseur. Les tensions simples  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  s'expriment par la relation (4-9) :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

Le courant redressé est donné par :

$$i_{red} = [S_a \quad S_b \quad S_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

#### d- La Charge

Ce bloc est constitué d'une capacité  $C$  (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance  $R$ , modélisant la charge continue figure (4.5).

La tension  $U_c$  aux bornes de la charge et le courant redressé, est donnée par les deux expressions (4.11) et (4.12) :

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{i_{red} - i_{ch}}{C} \quad (4-11)$$

$i_{ch}$  : courant de la charge.

$i_{red}$ : courant redressé.

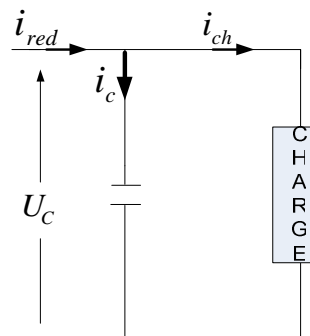


Fig.4.5 : Schéma du bloc de la charge.

L'équation de  $i_{red}$  dépend de la nature de la charge :

➤ A vide :  $i_{ch} = 0$

➤ Pour une charge résistive  $R$ :  $i_{ch} = \frac{U_c}{R}$  (4.12)

## 4.6 Commande du redresseur en courant par hystérésis

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, l'amplitude et la fréquence. Le principe de cette stratégie est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de références [2].

En utilisant la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est le suivant :

$$\begin{aligned} \text{Si } \varepsilon_k &\geq \Delta_i \Rightarrow B_{ki} = 0 \\ \text{Si } \varepsilon_k &\leq -\Delta_i \Rightarrow B_{ki} = 1 \\ \varepsilon_k &= i_{resk} - i_{refk} \end{aligned}$$

$\Delta_i$  : La largeur de la bande d'hystérésis

#### 4.7 Modèle de la boucle de tension

Avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes, la modélisation de la boucle de tension est basée sur le principe de conservation de la puissance instantanée. Cette boucle impose la valeur efficace du courant de référence du réseau [14].

- **Puissance d'entrée :**

$$P_e = \sum_{j=1}^3 (V_{resj} \cdot i_{resj} - R \cdot i_{resj}^2 - \frac{l}{2} \frac{di_{resj}^2}{dt}) \quad (4-13)$$

- **Puissance de sortie :**

$$P_s = U_{red} i_{red} = U_{red} (i_c + i_{ch}) \quad (4-14)$$

En applique le principe de la conservation de la puissance et négligeant les pertes dissipée par effet joule dans la résistance R du réseau, on peut écrire :

$$P = \sum_{j=1}^3 V_{resj} \cdot i_{resj} = \frac{1}{2} l \sum_{j=1}^3 \frac{di_{resj}^2}{dt} + U_{red} i_{red} \quad (4-15)$$

Avec :

$$\begin{aligned} V_{resj} &= \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(j-1)) \\ i_{resj} &= \sqrt{2} I_{eff} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(j-1)) \end{aligned}$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions  $V_{resj}$  correspondantes, on peut écrire :

$$U_{red} i_{red} = U_C i_{red} = 3 \cdot V_{eff} I_{eff} \quad (4-16)$$

La relation (4.16) nous donne :

$$i_{red} = \frac{3 \cdot V_{eff} I_{eff}}{U_C}$$

On obtient la tension du bus continu à partir de l'intégration du courant capacitif [5].

$$\frac{dU_C}{dt} = \frac{1}{C} i_c \Rightarrow i_c = C \frac{dU_C}{dt} = i_{red} - i_{ch} \quad (4-17)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow C U_C \cdot P &= i_{red} - i_{ch} \\ \Rightarrow U_C \cdot &= \frac{1}{C \cdot P} i_c \end{aligned} \quad (4-18)$$

Le modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux niveaux est présenté sur la figure (4.6).

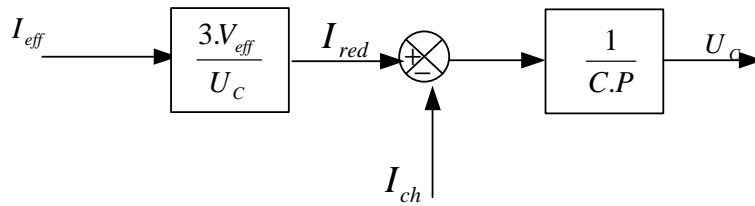


Fig.4.6 : Modèle de la tension du redresseur triphasée à deux niveaux

## 4.8 Modélisation de la boucle de courant (interne)

### a- contrôle des courants cotés réseau

Le dispositif de commande permet d'imposer égaux les courants transités à leurs références. Les puissance active et réactive transitées sont données comme suit [14].

$$\begin{cases} P_r = v_{dr} i_{dr} + v_{qr} i_{qr} ; \\ Q_r = v_{qr} i_{dr} - v_{dr} i_{qr} . \end{cases} \quad (4-19)$$

A partir de ces relations, une possibilité de réguler les courants du coté réseau est envisagée on imposant des références pour la puissance active  $P_{ref}$  et réactive  $Q_{ref}$ .

$$\begin{cases} v_{qr-mes} \cdot P_{rref} = v_{dr-mes} \cdot v_{qr-mes} i_{dr-ref} + v_{qr-mes}^2 i_{qr-ref} ; \\ v_{dr-mes} \cdot Q_{rref} = v_{qr-mes} \cdot v_{dr-mes} i_{dr-ref} - v_{dr-mes}^2 i_{qr-ref} . \end{cases} \quad (4-20)$$

$$\begin{cases} v_{dr-mes} \cdot P_{rref} = v_{dr-mes}^2 i_{dr-ref} + v_{dr-mes} \cdot v_{qr-mes} i_{qr-ref} ; \\ v_{qr-mes} \cdot Q_{rref} = v_{qr-mes}^2 i_{qr-ref} - v_{qr-mes} \cdot v_{dr-mes} i_{dr-ref} . \end{cases} \quad (4-21)$$

Ces deux systèmes d'équations nous permettent d'avoir les courants de référence à imposer qui sont donnés par :

$$i_{dr-ref} = \frac{P_{rref} \cdot v_{dr-mes} + Q_{rref} \cdot v_{qr-ref}}{v_{dr-mes}^2 + v_{qr-mes}^2} \quad (4-22)$$

$$i_{qr-ref} = \frac{P_{rref} \cdot v_{qr-mes} - Q_{rref} \cdot v_{dr-ref}}{v_{dr-mes}^2 + v_{qr-mes}^2} \quad (4-23)$$

Donc, le but du système de commande est d'obtenir au primaire du transformateur des courants identiques à ceux du réseau. La représentation sous forme d'un schéma bloc du dispositif de commande est donnée sur la figure (4.7).

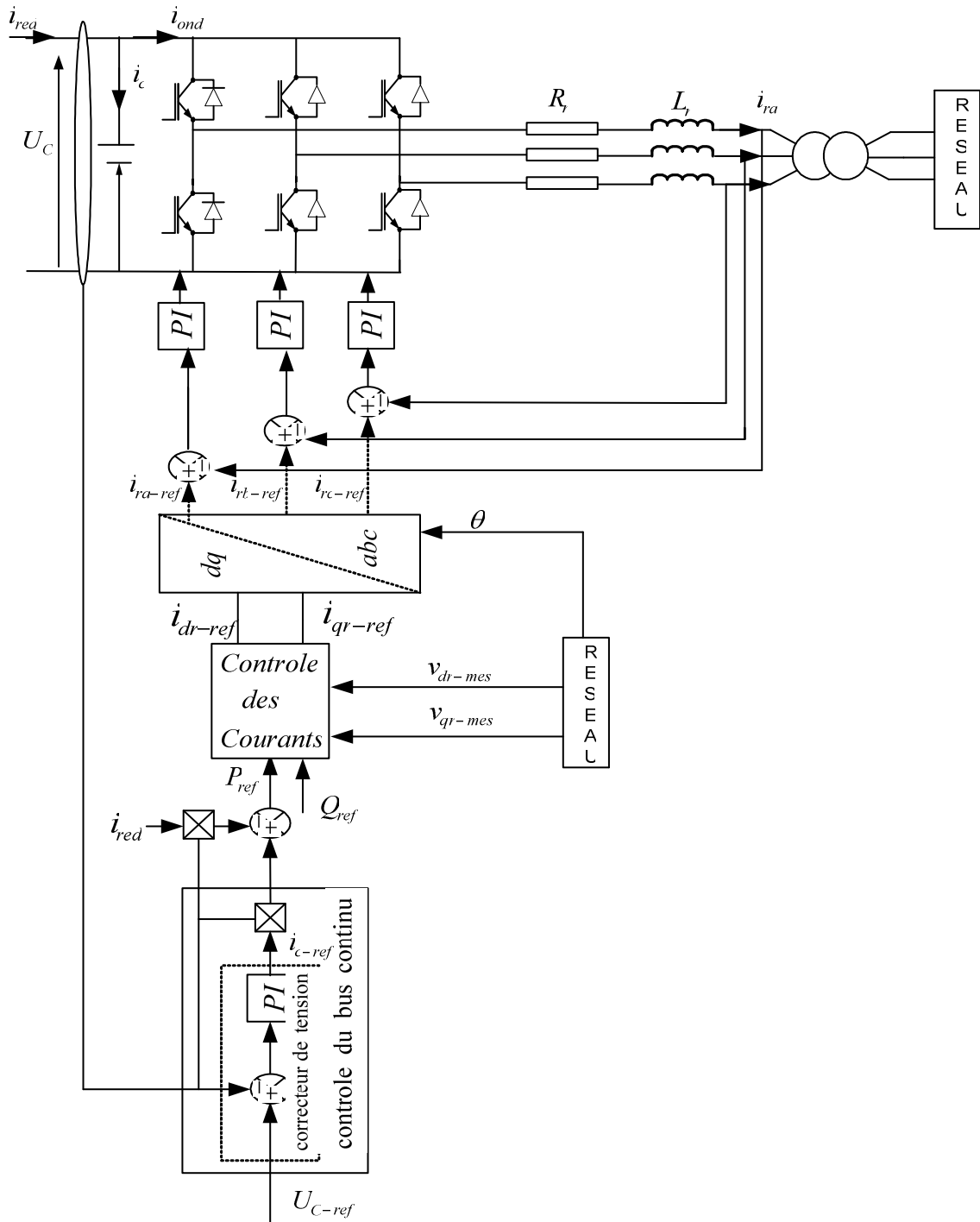


Fig.4.7 : Représentation sous forme d'un schéma bloc du contrôle de la liaison au réseau

L'asservissement des courants du réseau se faisait par des boucles internes, afin de minimiser le contenu harmonique dans les courants et avoir un facteur de puissance pratiquement unitaire. Le schéma bloc du principe de la régulation en cascade d'un redresseur de courant est celui de la figure (4.8)

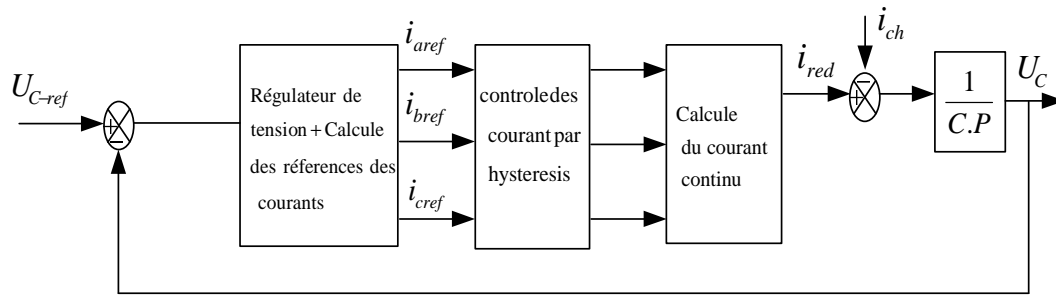


Fig. 4.8 : Schéma bloc du principe de la régulation en cascade du redresseur de courant à MLI

### 4.9 Résultats de simulation

Les figures ci-dessous représentent les résultats obtenus d’une cascade MADA-Convertisseur. Le redresseur MLI à deux niveaux coté réseau commandé par la stratégie à hystérésis en courant, et l’onduleur MLI à deux niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale avec une fréquence de porteuse  $f_p = 2\text{KHz}$ .

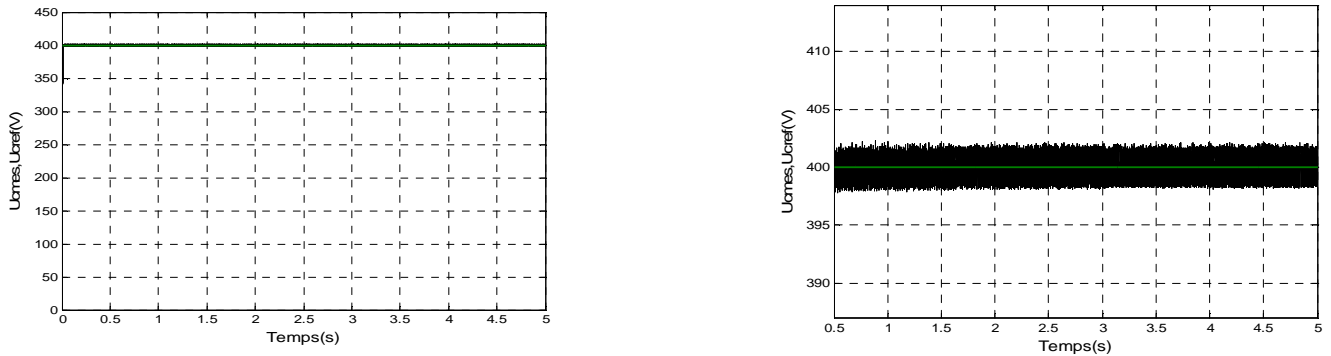


Fig. 4.9 : La tension continu avec un zoom

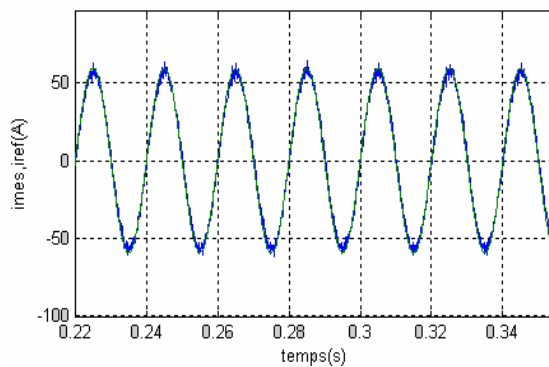


Fig. 4.10 : Le courant mesuré et sa référence

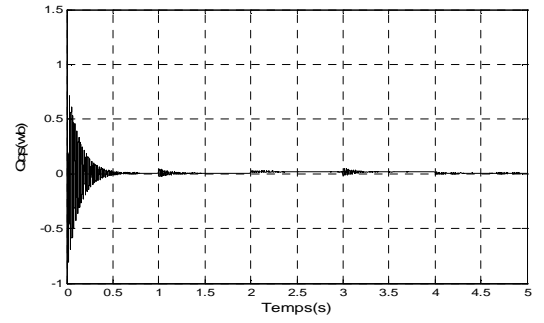
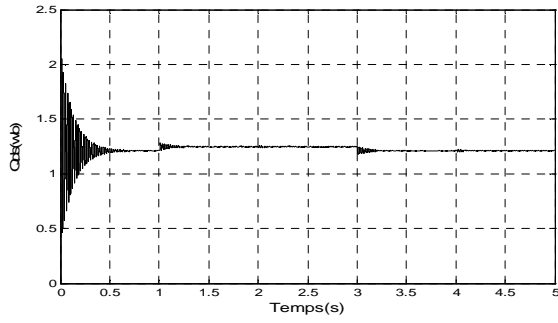


Fig.4.11 : Le flux statorique selon l'axe d et q

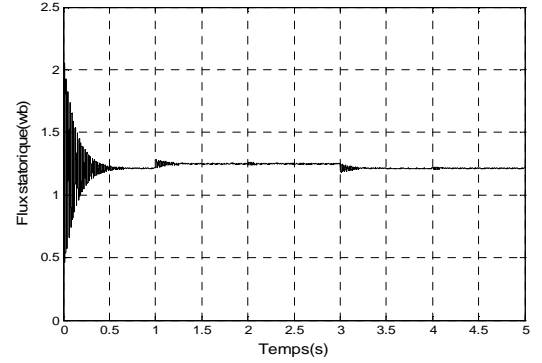
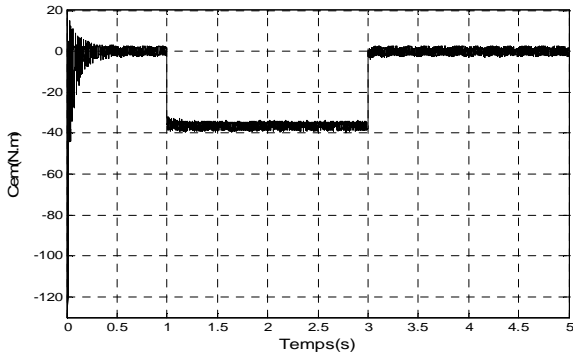


Fig.4.12 : Le couple électromagnétique et le flux statorique résultant

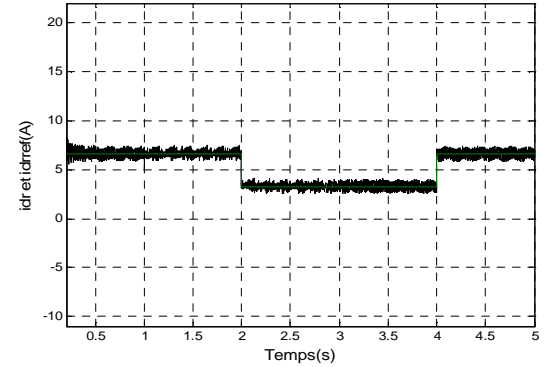
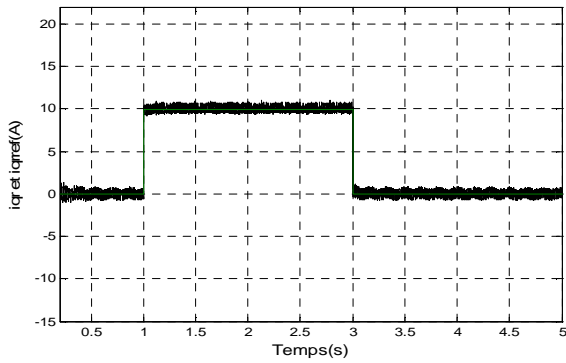


Fig.4.13 : les deux composantes du courant rotorique avec leur référence

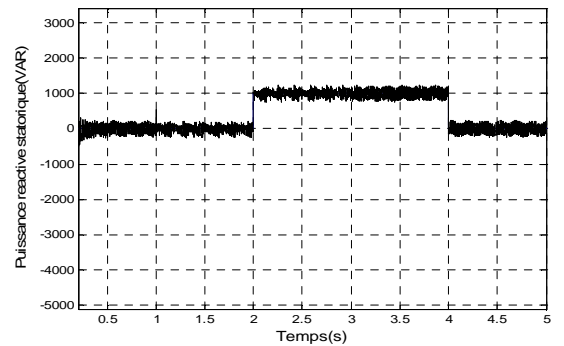
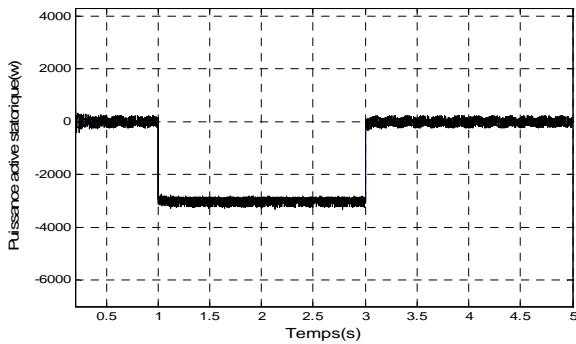


Fig.4.14 : La puissance active et réactive statorique

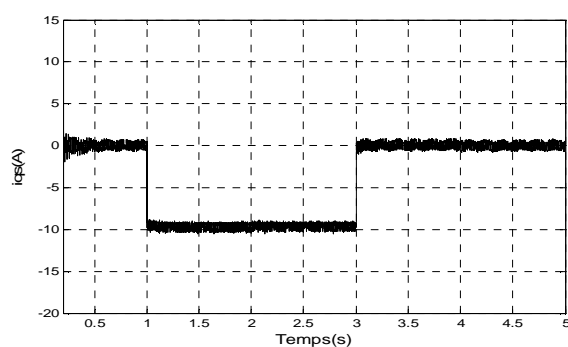
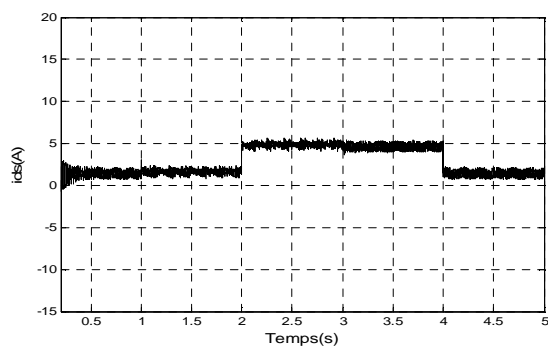


Fig.4.15 : Le courant statorique selon l'axe d et q

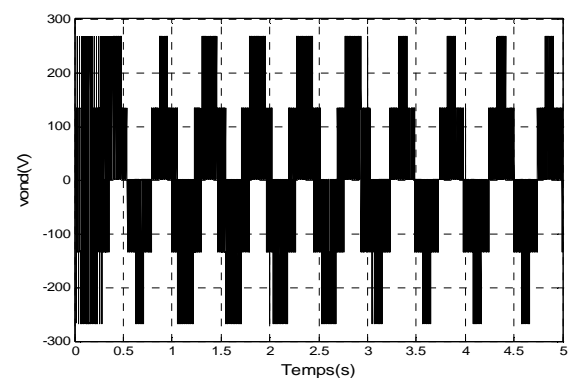
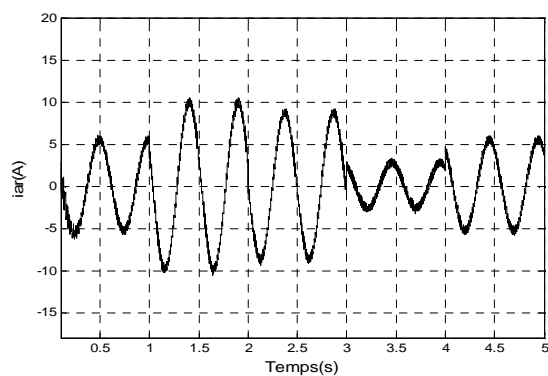


Fig.4.16 : Le courant rotorique et la tension ondulée

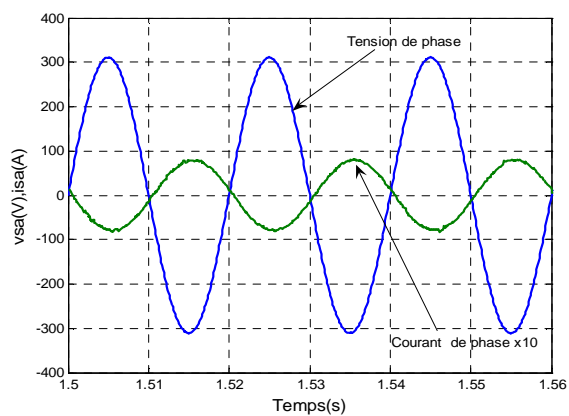
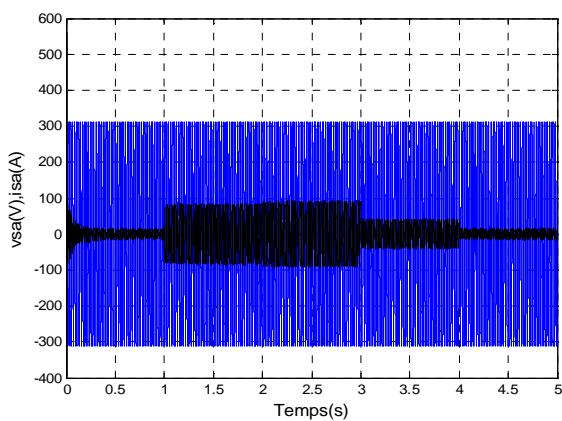


Fig.4.17 : Courant et tension d'une phase statorique avec un zoom

Les résultats de simulation montre que toutes les grandeurs et similaires à ceux trouvés avec une alimentation continue parfaite. Un bon suivi de consigne pour les puissances actives et réactives statorique est constaté. Les courants du réseau suit parfaitement leurs références. La tension à la sortie du convertisseur coté réseau est à deux niveaux ou son amplitude dépend de la valeur de la tension du bus continu qui est 400V. On constate que la tension d'entrée de l'onduleur à deux niveaux ( $U_c$ ) atteint sa référence.

#### **4.10 Conclusion**

On a présenté dans ce chapitre, l'étude d'une cascade basée sur deux convertisseurs MLI à deux niveaux (redresseur à deux niveaux et onduleur à deux niveaux) associés à une génératrice asynchrone à double alimentation. La modélisation et l'application du redresseur à MLI nous a permis la régulation de la tension du bus continu qui est utilisée pour alimenter l'onduleur connecté au rotor de la MADA. D'après les résultats de simulation on a constaté que cette méthode de commande nous permet de fixer la tension du bus continu d'une part, et d'autre part elle nous permettre de bien contrôler le facteur de puissance coté réseau.



## Le Modèle de la MADA intégrer dans un système éolien

### 5.1 Introduction

Une éolienne a pour rôle de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, ses différents éléments constituant une éolienne sont conçus pour maximiser cette conversion énergétique [14]. L'objectif est d'avoir un bon compromis entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice. Pour satisfaire cela, l'éolienne doit comporter deux systèmes qui permettent de la contrôler mécaniquement (orientation des pales de l'éolienne, orientation de la nacelle), et électriquement (Machine électrique associé a électronique de commande).

On s'intéresse dans ce chapitre à la modélisation de la turbine éolienne ainsi qu'à son contrôle. Puis, une intégration de la MADA et établit.

### 5.2 Les différents types des éoliennes

On classe les éoliennes suivant la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée l'hélice. Il existe principalement deux grandes familles : celle à axe vertical et celles à axe horizontal.

#### a- Les éoliennes à axe vertical :

ces types d'éoliennes a fait l'objet de nombreuses recherches .Dans ce type l'arbre est perpendiculaire au sol ; il présente l'avantage de ne pas nécessiter de système d'orientation des pales et posséder une partie mécanique (multiplicateur et génératrice )au niveau du sol , donc pas besoin de munir la machine d'une tour, facilitant ainsi les interventions de maintenance ; mais elle présente certaines caractéristiques pénalisantes : elle ne peut pas démarrer seule(nécessité d'un dispositif de lancement), les pales sont plus chères à construire et engendre un niveau de bruit important ;faible rendement aérodynamique,et grand sensibilité de  $C_p$  à la vitesse et provoquée une fluctuations importantes de puissance. Toutes ces raisons ont conduit à l'abandon de la technologie des éolienne à axe vertical figure1.2-a.

#### b- Les éoliennes à axe horizontal :

Les éoliennes à axe horizontal beaucoup plus largement employée, même si elles nécessitent très souvent un mécanisme d'orientation des pales, présentent un rendement aérodynamique plus élevé, démarrent de façon autonome et présentent un faible encombrement au niveau du sol. Dans ce type d'éoliennes l'arbre est parallèle au sol .Le nombre de pales utilisé pour la production d'électricité varie classiquement entre 1et 3, le rotor tripale étant le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolienne [5], [6]. Ce type d'éolienne a pris le dessus sur celles à axe vertical car elles représentent un coût moins important figure1.2-b.



a)- axe vertical



b)- axe horizontal

Fig.5.1 : Type d'éolienne

### 5.3 Principales composantes d'une éolienne

En général une éolienne est constituée de trois éléments principaux : la **tour** ou mât qui est l'élément porteur, une **nacelle** et l'ensemble **rotor – pales**.

**La tour**, c'est un élément porteur, généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique, doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. La tour a la forme d'un tronc en cône ou, à l'intérieur, sont disposés les câbles de transport de l'énergie électrique, les éléments de contrôle, les appareillages de connexion au réseau de distribution ainsi que l'échelle d'accès à la nacelle.

**La nacelle**, qui regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres, multiplicateur, roulement, le frein à disque qui permet d'arrêter le système en cas de surcharge, le générateur qui est généralement une machine synchrone ou asynchrone et les systèmes hydrauliques ou électriques d'orientation des pales (frein aérodynamique) et de la nacelle (nécessaire pour garder la surface balayée par l'aérogénérateur perpendiculaire à la direction du vent).

**Les pales**, qui permettent de capter la puissance du vent et la transférer au rotor. Le nombre de pales qui sont fixées sur le rotor a relativement peu d'influence sur les performances d'une éolienne. Plus le nombre de pale est grand plus le couple de démarrage sera grand et plus la vitesse de rotation sera petite [4]. Les turbines unies et bipales ont l'avantage de peser moins, mais elles produisent plus de fluctuations mécaniques. Elles ont un rendement énergétique moindre, et sont plus bruyantes puisqu'elles tournent plus vite. Elles provoquent une perturbation visuelle plus importante de l'avis des paysagistes. De plus, un nombre pair de pales doit être évité pour des raisons de stabilité.

Le **moyeu**, c'est le support des pales. Le moyeu doit être capable de supporter des à-coups importants, surtout au démarrage de l'éolienne, ou lors de brusques changements de vitesse du vent. C'est pour cette raison que le moyeu est entièrement moulé, et non réalisé par soudure, bien que sa forme soit ainsi plus difficile à réaliser. Tous ces éléments sont représentés sur la figure (5.2).

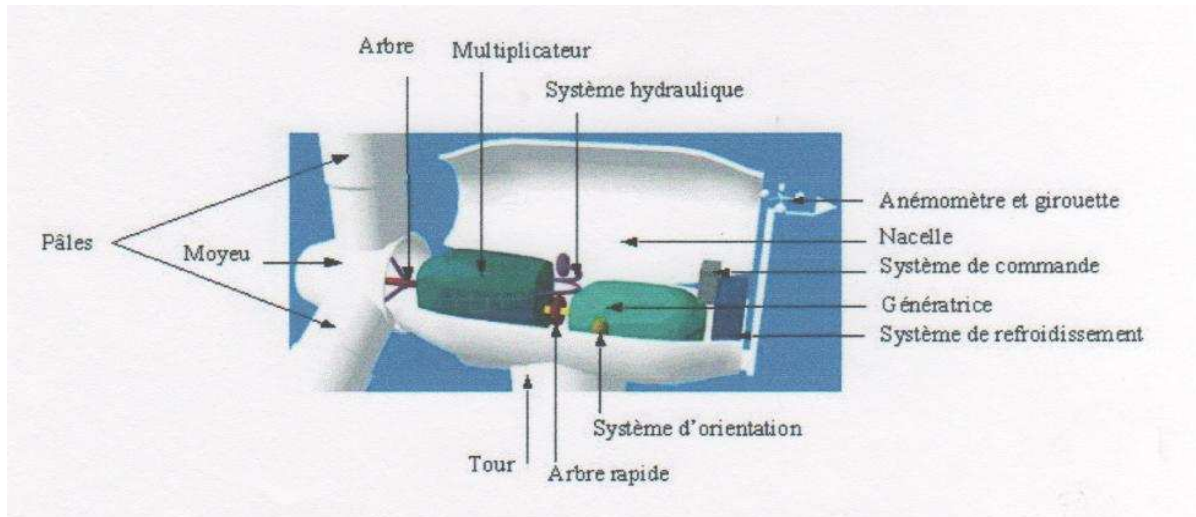


Fig.5.2 : Eléments constituant une éolienne

## 5.4 Principe de fonctionnement

A la hauteur de la nacelle souffle un vent de vitesse  $V_{vent}$ . Tant que cette vitesse est en dessous de la vitesse de seuil, les pales sont en drapeau (la surface de ces derniers est perpendiculaire à la direction du vent) et le système est à l'arrêt. A la vitesse seuil détectée par l'anémomètre, un signal est donné par le système de commande pour la mise en fonctionnement, le mécanisme d'orientation fait tourner la nacelle face au vent, les pales sont ensuite placées avec l'angle de calage éolienne et commence à tourner. Une puissance  $P_{vent}$  est alors captée et transmise à l'arbre avec un coefficient de performance. Au rendement du multiplicateur pré, cette même puissance est retransmise à l'arbre de la génératrice à une vitesse plus élevée. Cette puissance mécanique va enfin être transformée en puissance électrique débitée par la machine. On distingue alors deux cas, soit l'éolienne est reliée au réseau de distribution (directement ou à travers des convertisseurs statiques), soit elle alimente en autonome une charge isolée à travers ou sans les convertisseurs statiques [14].

Pour le cas d'un fonctionnement de l'éolienne à vitesse fixe (connectée directement au réseau), On distingue deux technologies : les éoliennes à décrochages aérodynamique, et les éoliennes à pales orientables.

### a- Les éoliennes à décrochages aérodynamiques :

Les éoliennes à décrochages aérodynamiques générant une puissance électrique variable dont la valeur maximale correspondent en générale à la puissance nominale de la machine. En dessous de cette valeur, la puissance fournie croît avec la vitesse du vent, au delà, la puissance fournie décroît avec la vitesse du vent [14].figure (5.3).

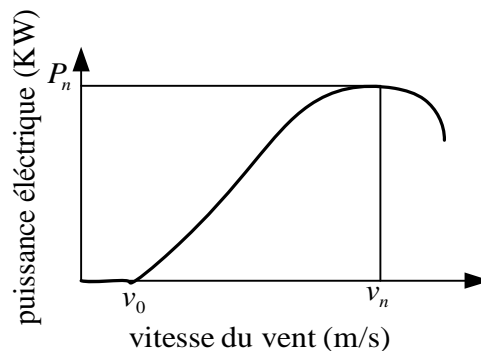


Fig.5.3 : Génération à puissance électrique variable (pales fixes, décrochages aérodynamique)

On définit :

- $P_n$  : La puissance nominale de l'éolienne
- $v_0$  : C'est la valeur de la vitesse pour laquelle le rotor de la turbine commence à tourner.
- $V_n$  : La valeur de la vitesse pour laquelle la puissance nominale est atteinte.

Pour obtenir cette caractéristique de puissance, les pales (fixes) sont conçues avec un profil qui permet d'obtenir une décroissance brusque de la portance à partir d'une vitesse donnée pour laquelle la puissance doit être diminuée. Au delà de cette vitesse de vent, la puissance diminue très rapidement et un fonctionnement à puissance nominale constant n'est donc pas possible.

Pour les machines de fortes puissances, on trouve également le système à décrochage aérodynamique qui est obtenu progressivement grâce à un dispositif permettant un débattement des pales contre le vent.

L'orientation des pales étant très réduite, le dispositif mécanique est technologiquement plus simple et moins coûteux que le système à orientation des pales.

### b- Les éoliennes à pales orientables :

L'utilisation d'un système d'orientation des pales permet, par une modification aérodynamique, de maintenir constant la puissance de la machine en fonction de la vitesse du vent et pour une vitesse du vent supérieure à  $V_n$  [9] figure (5.4).

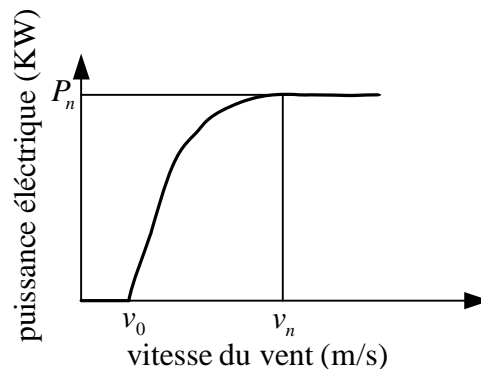


Fig.5.4 : Génération à puissance électrique constant (pales orientables)

## 5.5 Intérêt de la vitesse variable

On donne sur la figure (5.5) la caractéristique générale de la puissance convertie par une turbine éolienne en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent.

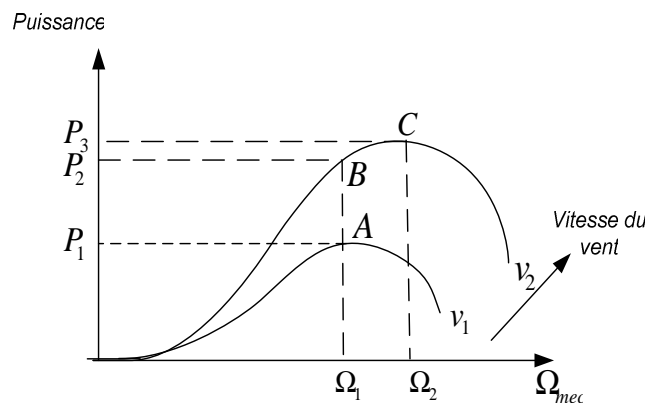


Fig.5.5 : Caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent

Pour une vitesse du vent  $v_1$  et une vitesse mécanique de la génératrice  $\Omega_1$ , on obtient une puissance nominale  $P_1$  (point A). Si la vitesse du vent passe de  $v_1$  à  $v_2$ , et que la vitesse de la génératrice reste inchangée (cas d'une éolienne à vitesse fixe), la puissance  $P_2$  se trouve sur la 2ème caractéristique (point B). La puissance maximale se trouve ailleurs sur cette caractéristique (point C). Si on désire extraire la puissance maximale, il est nécessaire de fixer la vitesse de la génératrice à une vitesse supérieur  $\Omega_2$ , **il faut donc rendre la vitesse mécanique variable en fonction de la vitesse du vent pour extraire le maximum de la puissance générée.**

Les techniques d'extraction maximale de puissance consistent à ajuster le couple électromagnétique de la génératrice pour fixer la vitesse à une valeur de référence  $\Omega_{ref}$  calculée pour maximiser la puissance extraite.

Pour faire mieux apparaître l'influence de la variation de la vitesse mécanique en fonction de la vitesse du vent on s'intéresse à la modélisation de la turbine.

## 5.6 Modélisation d'une turbine éolienne

### 5.6.1 Modélisation de la turbine :

La turbine qui sera modéliser comporte trois pales de longueur  $R$ , fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse  $\Omega_{turbine}$ , qui entraînera une génératrice (MADA) à travers un multiplicateur de vitesse de gain  $G$ .

La figure (5.6) montre le schéma d'une turbine éolienne

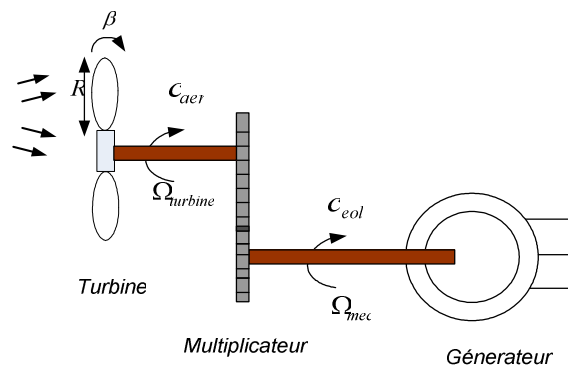


Fig.5.6 : Schéma de la turbine éolienne

#### a)- la puissance d'une éolienne

La puissance cinétique du vent à travers un disque éolien de rayon  $R$ , est donnée par la relation suivante [14] :

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \rho \cdot S \cdot V_{vent}^3 = \frac{1}{2} \rho \cdot \pi \cdot R^2 V_{vent}^3 \quad (5.1)$$

- $\rho$  : masse volumique de l'air (celle-ci est de 1,25 Kg/m en atmosphère normale) ;
- $S$  : c'est la surface circulaire balayée par la turbine, le rayon du cercle est déterminé par la longueur de la pale.
- $R$  : correspond pratiquement à la longueur de la pale ;
- $V_{vent}$  : est la vitesse du vent (en m/s).

Nous remarquons que la puissance est directement proportionnelle à la surface balayée par le rotor, mais surtout **au cube de la vitesse** du vent.

### b)-La puissance aérodynamique

Toutefois, toute l'énergie ne peut être captée, car la vitesse du vent n'est pas nulle après l'éolienne. On introduit alors un coefficient  $C_p$  appelé coefficient de performance, qui dépend des caractéristiques aérodynamiques des pales. Ce coefficient correspond au rendement du rotor de l'éolienne [1], [6], [14]. La puissance sur l'arbre du rotor ou la puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit :

$$P_{aéro} = C_p P_v = C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2} \quad (5.2)$$

–  $C_p$  : coefficient de puissance défini comme suit :

$$C_p = (0.5 - 0.0167(\beta - 2)) \cdot \sin\left[\frac{\pi(\lambda + 0.1)}{18.5 - 0.3(\beta - 2)}\right] - 0.00184 \cdot (\lambda - 3) \cdot (\beta - 2) \quad (5.3)$$

–  $\beta$  : angle d'orientation des pales ;

–  $\lambda$  : est le ratio de vitesse défini comme étant le rapport entre la vitesse linéaire des pales  $\Omega_{turbine} \cdot R$ , et la vitesse du vent  $V$ .

$$\lambda = \frac{\Omega_{turbine} \cdot R}{v} \quad (5.4)$$

–  $\Omega_{turbine}$  : Vitesse de la turbine.

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique est déterminé directement par :

$$C_{aéro} = \frac{P_{aéro}}{\Omega_{turbine}} = C_p \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad (5.5)$$

### c)- Le coefficient de puissance

Le  $C_p$  représente le rapport de la puissance récupérée sur la puissance récupérable. Ce coefficient présente un maximum de  $16/27$  soit  $0,59$  [6] [5]. C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative  $\lambda$ .

Les caractéristiques de  $C_p$  en fonction de  $\lambda$  pour différentes valeurs de l'angle de calage  $\beta$  sont illustrées sur la figure (5.7).

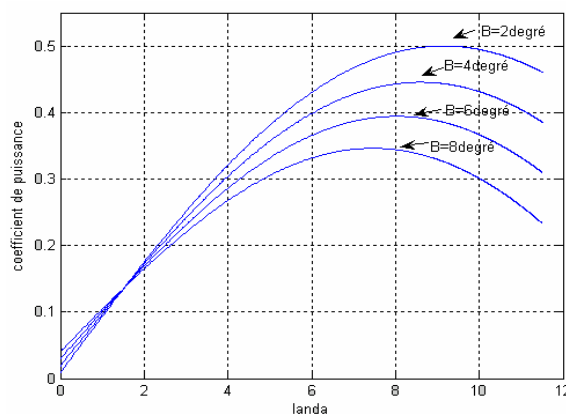


Fig.5.7 : Evolution du coefficient de puissance de l'éolienne (angle de calage fixe)

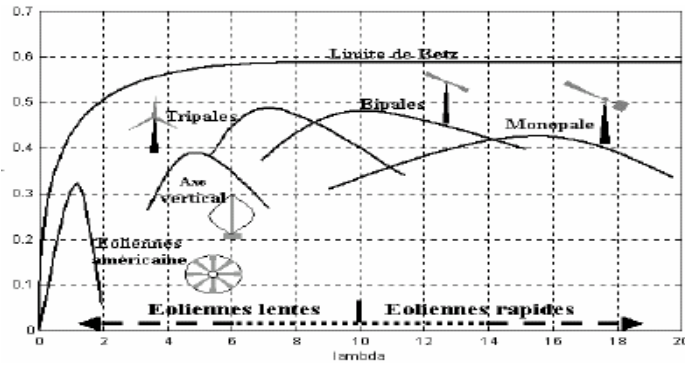


Fig.5.8 : Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes

Les éoliennes à marche lente sont munies d'un grand nombre de pales (entre 20 et 40), leur inertie importante impose en général une limitation du diamètre à environ 8 m. Leur coefficient de puissance figure (5.8) atteint rapidement sa valeur maximale lors de la montée en vitesse mais décroît également rapidement par la suite. Les éoliennes à marche rapide sont beaucoup plus répandues et pratiquement toutes dédiées à la production d'énergie électrique. Elles possèdent généralement entre 1 et 3 pales fixes ou orientables pour contrôler la vitesse de rotation. Les pales peuvent atteindre des longueurs de 60 m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts.

Les éoliennes tripales sont les plus répandues car elles représentent un compromis entre les vibrations causées par la rotation et le coût de l'aérogénérateur, de plus, leur coefficient de puissance atteint des valeurs élevées et décroît lentement lorsque la vitesse augmente. Elles fonctionnent rarement au dessous d'une vitesse de vent de 3 m/s [14].

### 5.6.2 Modèle du Multiplicateur :

Le multiplicateur adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse de la génératrice figure (5.7), elle est modélisée mathématiquement par les équations suivantes :

$$C_g = \frac{C_{aéro}}{G} \quad (5.6)$$

- $C_g$  = couple issu du multiplicateur ;
- $C_{aéro}$  = couple aérodynamique ;
- $G$  = Gain du multiplicateur.

Pour la vitesse, on aura :

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (5.7)$$

### 5.6.3 Equation dynamique de l'arbre

La modélisation de la transmission mécanique se résume donc comme suit [5] :

$$J_t \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \sum des\ couple = C_{mec} \quad (5.8)$$

- $J_t$  : c'est l'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice
- $C_{mec}$  : c'est le couple mécanique, ce dernier prend en compte :
  - Le couple électromagnétique produit par la génératrice  $C_{em}$  ;
  - Le couple de frottement visqueux  $C_{vis}$  ;
  - Et le couple issu du multiplicateur  $C_g$ .

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (5.9)$$

Le couple résistant du aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux  $f$  :

$$C_{vis} = f\Omega_{mec} \quad (5.10)$$

#### 5.6.4 Schéma bloc du modèle de la turbine

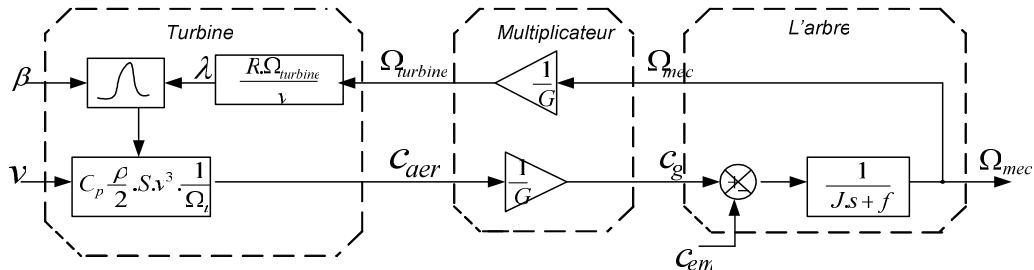


Fig.5.9:Schéma bloc du modèle de la turbine

La turbine génère le couple aérodynamique (équation (5.5)) qui est appliquée au multiplicateur.

Les entrées de la turbine sont :

- La vitesse du vent ;
- L'angle d'orientation des pales ;
- La vitesse de rotation de la turbine.

Le multiplicateur transforme la vitesse mécanique et le couple aérodynamique respectivement en vitesse de la turbine et en couple de multiplicateur (équation (5.6), (5.7))

Le modèle de l'arbre écrit la dynamique de la vitesse mécanique il a donc deux entrées :

- Le couple du multiplicateur
- Le couple électromagnétique fourni par la génératrice.

La vitesse de la turbine peut être contrôlée par action sur deux entrées :

- L'angle de la pale
- Le couple électromagnétique de la génératrice

La vitesse du vent est considérée comme une entrée perturbatrice à ce système.

## 5.6 Les différentes zones de fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable

Il y a quatre zones de fonctionnement pour une éolienne



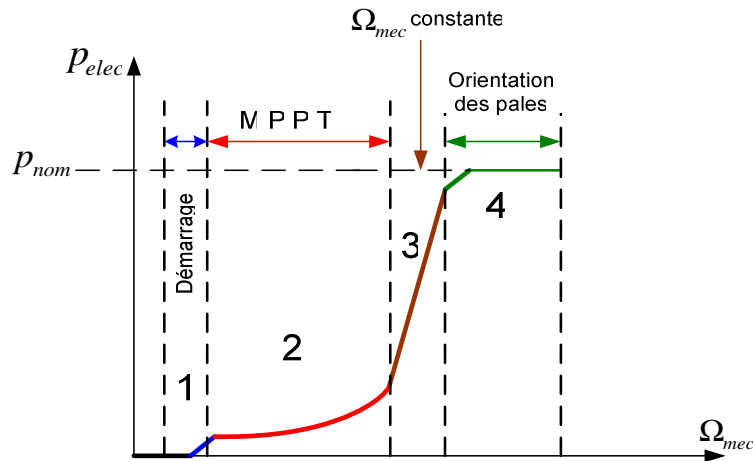


Fig.5.10 : Caractéristique puissance vitesse d'une éolienne de grande puissance

**Zone1** : C'est la zone de démarrage de la machine, elle commence lorsque la vitesse mécanique est supérieure à une certaine vitesse  $\Omega_{dé}$ . (C'est la vitesse mécanique de la génératrice pour la quelle éolienne a démarré)

**Zone2** : Lorsque la vitesse de la génératrice atteint une valeur seuil, un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale MPPT (Maximum Power Point Tracking). Pour extraire le maximum de puissance, l'angle de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale afin d'obtenir un  $C_p$  maximal. Dans cette zone, la vitesse mécanique varie et peut atteindre une valeur proche de la vitesse nominale, la puissance électrique augmente rapidement.

**Zone3** : Dans cette zone l'éolienne fonctionne à vitesse constante, et la puissance de la génératrice atteint des valeurs plus importantes, jusqu'à 90% de la puissance nominale  $P_{nom}$ .

**Zone4** : Arrivée à la puissance nominale  $P_{nom}$ , une limitation de la puissance générée est effectuée à l'aide d'un système d'orientation des pales.

Par sécurité, si la vitesse du vent devient trop importante et risque d'endommager l'éolienne, l'angle de calage des pales se fixe à  $90^\circ$ . C'est la mise en drapeau qui met fin au fonctionnement de l'éolienne jusqu'à ce que la vitesse du vent devienne moins importante.

En pratique le passage de la zone 2 à la zone 4 est un peu particulier. En effet la vitesse de rotation est contrôlée par le couple électromagnétique  $C_{em}$  en zone 2 et, en zone 4 c'est la puissance qui doit être contrôlée par le dispositif d'orientation des pales.

Dans ce qui suit nous sommes intéressés à la zone 2 ou la maximisation de l'énergie électrique extraite, cette opération est réalisée par le contrôle du couple électromagnétique générer.

### 5.7.1 Maximisation de la puissance extraite

Le vent est une grandeur stochastique, de nature très fluctuante. Ces fluctuations constituent la perturbation principale de la chaîne de conversion éolienne et créent donc des variations de puissance.

Pour cette étude, on supposera que la machine électrique et son variateur sont idéaux et donc, que quelle que soit la puissance générée, le couple électromagnétique développé est à tout instant égale à sa valeur de référence.

$$C_{em} = C_{em-ref} \tag{5.11}$$

Les techniques d'extraction du maximum de puissance consistent à déterminer la vitesse de la turbine qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée.

Comme à été expliqué auparavant, la vitesse est influencée par l'application de trois couples : Un couple éolien, un couple électromagnétique et un couple résistant. En regroupant l'action de ces trois couples, la vitesse mécanique n'est plus régie que par l'action de deux couples, le couple issu du multiplicateur  $C_g$  et le couple électromagnétique  $C_{em}$ .

$$\frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \frac{1}{J} (C_g - C_{em}) \tag{5.12}$$

La structure de commande consiste à régler le couple apparaît sur l'arbre de la turbine de manière à fixer sa vitesse à une référence

le couple électromagnétique de référence  $C_{em}$  permettant d'obtenir une vitesse mécanique de la génératrice égale à la vitesse de référence  $\Omega_{ref}$  obtenu par la relation suivant :

$$C_{em-ref} = PI.(\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \tag{5.13}$$

- PI : est le régulateur de vitesse ;
- $\Omega_{ref}$  : est la vitesse mécanique de référence.

Cette vitesse de référence dépend de la vitesse de la turbine à fixer ( $\Omega_{turbine-ref}$ ) pour maximiser la puissance extraite. En prenant en compte le gain du multiplicateur, on a donc :

$$\Omega_{ref} = G.(\Omega_{turbine-ref}) \tag{5.14}$$

La référence de la vitesse de la turbine correspond à celle correspondant à la valeur optimale du ratio de vitesse  $\lambda_{C_{pmax}}$  (à  $\beta$  constant) permettant d'obtenir la valeur maximale du  $C_p$ . la figure (5.11) représente le schéma bloc de cette maximisation.

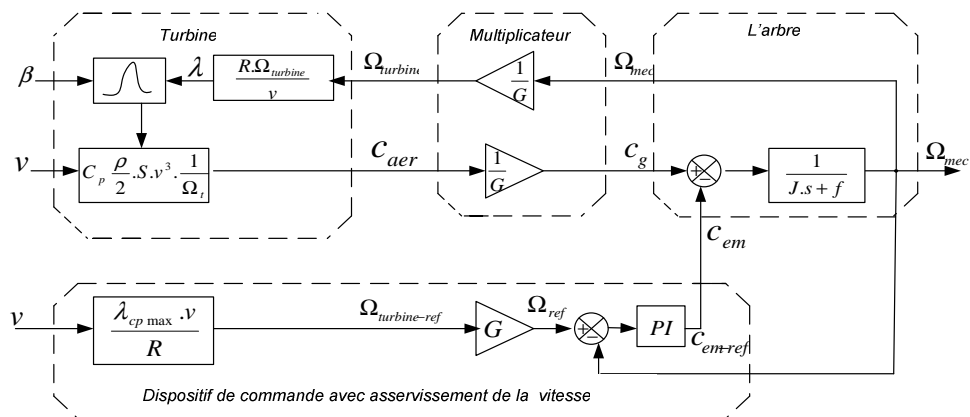


Fig.5.11 Schéma bloc de la maximisation de la puissance

La structure globale du système constituée d'une MADA entraînée par une turbine éolienne et présentée sur la figure 5.12

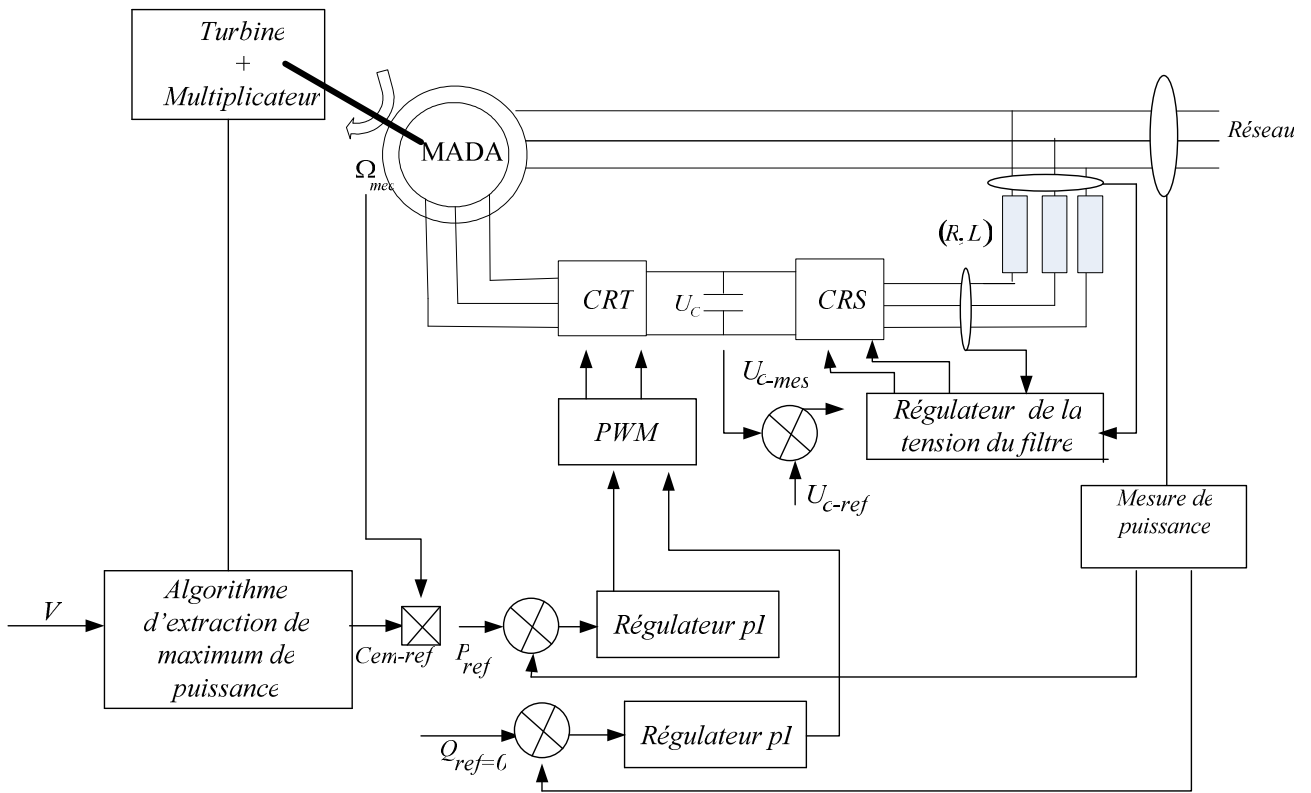
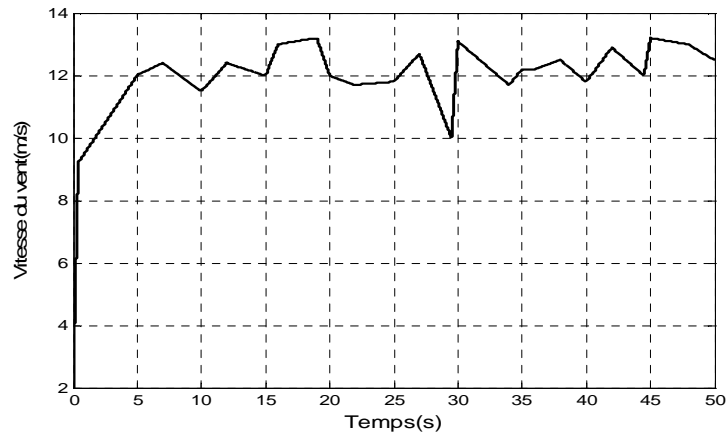
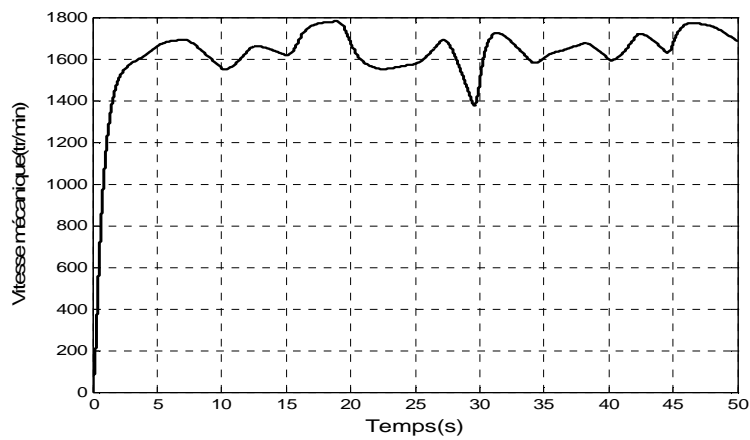


Fig.5.12 : Schéma structurel du système éolien global

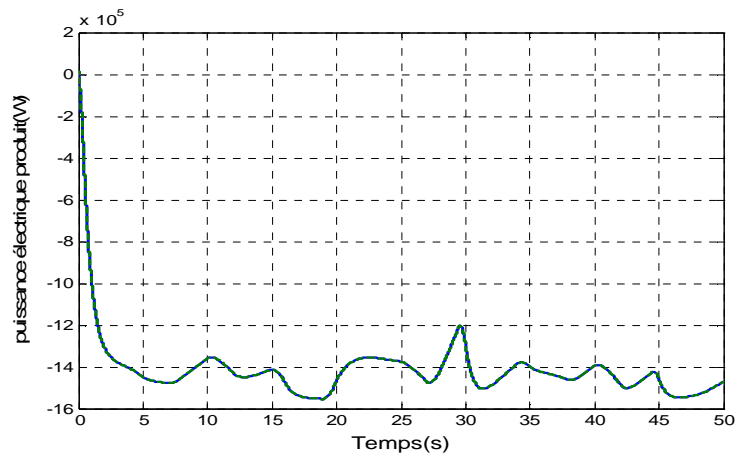
## 5.8 Résultats de simulation



-a-

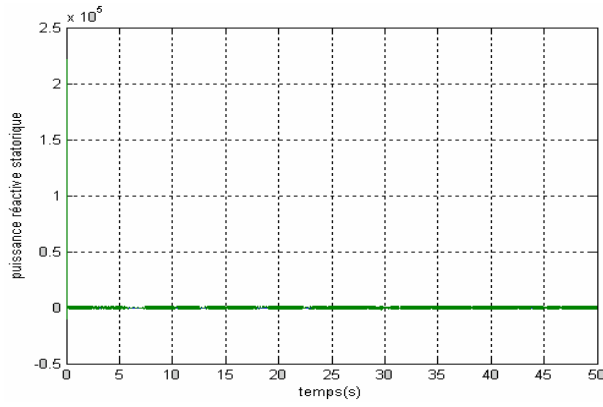


-b-

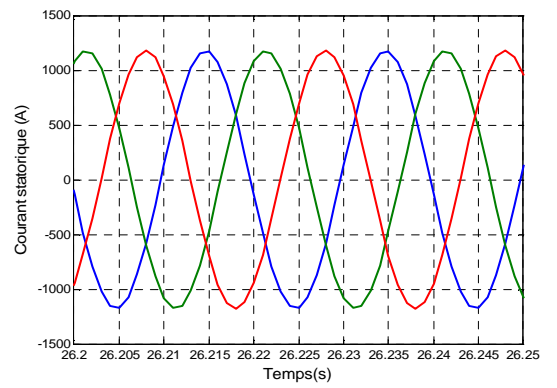
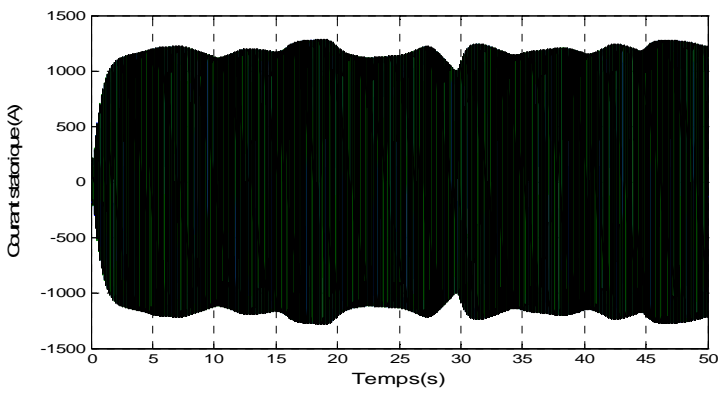


-c-

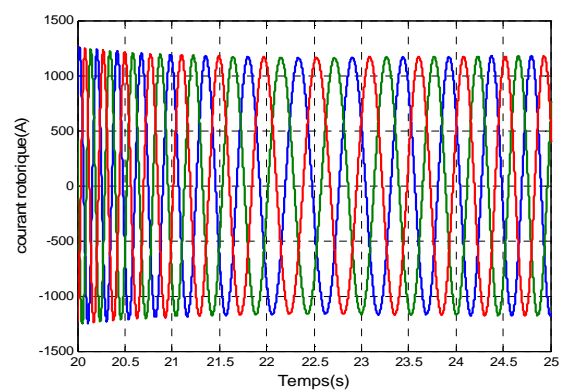
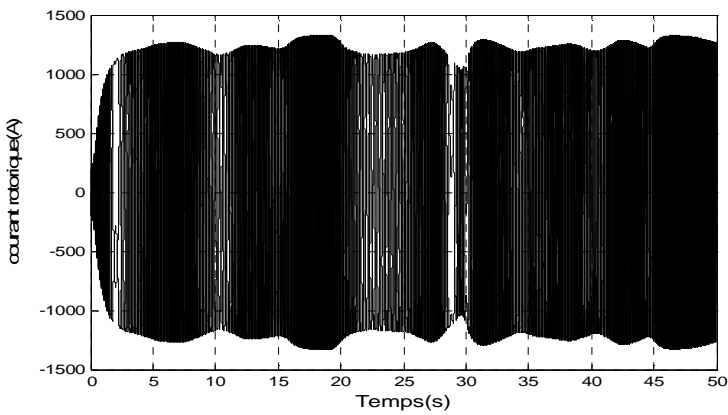
Fig.5.13 : Résultats de simulation de la vitesse mécanique et la puissance électrique produit suit à un application de profil du vent  
 a- Profil du vent appliqué  
 b- La vitesse mécanique  
 c- Puissance électrique produit



-a-



-b-



-c-

Fig.5.14 : Résultats de simulation suit à une application de profile du vent

- a- La puissance réactive statorique
- b- Le courant statorique avec un zoom
- c- Le courant rotorique avec un zoom

## 5.9 Interprétation des résultats

La figure (5.13.a) présente le profile du vent qui sera appliqué pour la turbine éolienne sa valeur moyenne est autour de (12.5m/s).

Les résultats de simulation montrent que la variation de la puissance électrique figure (5.13.c) est adaptée à la variation de la vitesse de la génératrice figure (5.13.b), et cette dernière est adaptée à la variation de la vitesse du vent. Ceci montre l'influence de la variation de la vitesse mécanique en fonction de la vitesse du vent sur la puissance électrique produite.

On constate aussi sur les résultats de simulation une bonne suite de consigne pour puissance active ainsi que la puissance réactive statorique qui est maintenue nulle par les puissances réelles débitées par la MADA. La fréquence rotorique dépend de la vitesse de rotation de l'éolienne.

## 5.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons écrit en premier lieu les différents éléments d'une éolienne utilisant un multiplicateur, ainsi que son principe de fonctionnement. Nous avons modélisé la turbine, par la suite nous l'avons associée à un système de conversion d'énergie constitué d'une machine asynchrone à double alimentation. Après avoir présenté les différentes zones de fonctionnement d'une éolienne, nous avons détaillé la zone particulière, où la maximisation de l'énergie extraite du vent est effectuée. Cette opération est réalisée par le contrôle du couple électromagnétique généré.

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a été consacré à l'étude de deux modes de fonctionnement des machines asynchrone utilisées pour la production de l'énergie électrique. Les machines de petites puissances sont très souvent autonomes et celles de grandes puissances, où l'énergie électrique produite est envoyée directement sur le réseau de distribution.

En ce qui concerne le fonctionnement autonome, la machine asynchrone à cage d'écureuil auto-excitée par un banc de capacités apparaît comme une solution intéressante du point de vue du coût relativement faible et de la maintenance facilitée grâce à l'absence de contacts glissants. Dans le premier chapitre nous avons établi un bilan des performances et des limites d'utilisation de cette machine. Une modélisation nous a permis de simuler son comportement en régime équilibré et déséquilibré. En effet, la simulation du phénomène d'auto-excitation nécessite la prise en compte de la saturation par une inductance magnétisante variable en fonction du courant magnétisant.

Le deuxième chapitre de ce mémoire est consacré à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), ses applications, ses variantes de fonctionnement et ses avantages. Nous avons développé la modélisation de cette machine en utilisant la transformation de PARK. Une étude comparative entre les deux types de fonctionnement Moteur et Générateur a été faite et ceci a pour l'objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement. Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab nous confirment la possibilité de double alimentation par la stabilité des différentes grandeurs de la machine étudiée pour un fonctionnement générateur que moteur.

Le troisième chapitre de ce mémoire est consacré à l'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation connectée au réseau et fonctionnant en mode générateur à vitesse constante. La génératrice asynchrone été destinée pour la production d'énergie, il est donc très utile de raisonner en terme de puissance. Pour cela, la commande vectorielle élaborée dans ce chapitre et en puissance active et réactive statoriques. Dans cette partie, on a présenté l'étude théorique de la commande vectorielle, ou on a exprimé les grandeurs statoriques de la Machine Asynchrone à Double Alimentation en fonction des grandeurs rotoriques ayant pour but le pilotage de la MADA par le rotor. Le bon suivi des consignes pour les deux puissances actives et réactives statoriques a montré l'efficacité de la commande appliquée à priori la stratégie de régulation en MLI par un onduleur à deux niveaux alimenté par une source continue supposé parfaite.

On a supposé que la tension du filtre capacitif de l'onduleur est constante, dans le troisième chapitre. Or cela n'est vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance qui utilisent des batteries. Pour cela, on a proposé dans le quatrième chapitre l'asservissement d'un redresseur de courant à deux niveaux comme dispositif pour générer la source de tension pour l'alimentation de l'onduleur à deux niveaux.

Dans la dernier chapitre, Le modèle de la MADA et intégrer dans un système éolien, la modélisation de la turbine et présentée. Un algorithme de maximisation de la puissance captée du vent a été mis en œuvre, ou on a supposé que la vitesse du vent varie légèrement au régime permanent. Le fonctionnement de l'éolienne en fonction de la vitesse du vent été illustrée et la puissance est effectivement maximisé.

A la lecture des résultats obtenus, il serait intéressant d'envisager quelques perspectives pour la continuation de ce travail telle que :

- L'étude et l'évaluation d'autres types de MADA proposés dans ce mémoire pour l'application dans les systèmes de productions de l'énergie électrique.
- L'adaptation d'autres techniques de commande pour la MADA
- Etablissement d'un modèle de la MADA prenant en compte la saturation magnétique
- Une réalisation expérimentale du système éolien
- L'application de la commande par les réseaux de neurones.



## Annexe

Donnée de la première machine à induction double alimentée

Valeurs nominales : 4KW ; 220/380V- 50Hz ; 15/8.6A ; 1440 tr/min.

Paramètre :

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

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

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

$$L_r \text{ (Inductance du rotor)} = 0.1568\text{H}$$

$$M \text{ (Inductance Mutuelle)} = 0.15\text{H}$$

Constantes mécaniques :

$$J \text{ (Moment d'inertie)} = 0.2 \text{ Kg.m}^2$$

$$f \text{ (Coefficient de frottement)} = 0.001\text{N.m.s/rd}$$

Donner de la deuxième machine à induction double alimentée

Valeurs nominales : 1.5MW ; 690V/15KV ; 50Hz ;

Paramètre :

$$R_s \text{ (Résistance du stator)} = 0.012 \Omega$$

$$R_r \text{ (Résistance du rotor)} = 0.021 \Omega$$

$$L_s \text{ (Inductance stator)} = 0.0137\text{H}$$

$$L_r \text{ (Inductance du rotor)} = 0.0137\text{H}$$

$$M \text{ (Inductance Mutuelle)} = 0.135\text{H}$$

Les paramètres de la turbine éolienne utilisée :

$$\text{Nombre de pale} = 3$$

$$\text{Diamètre d'une pale } R = 35.25$$

$$\text{Gain du multiplicateur : } G = 90$$

$$\text{Inertie } J = 1000 \text{ Kg.m}^2$$

$$\text{Coefficient } f = 0.0024 \text{ N.m.s/rd}$$

## Dimensionnement du régulateur PI

La figure (1.1) montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI.

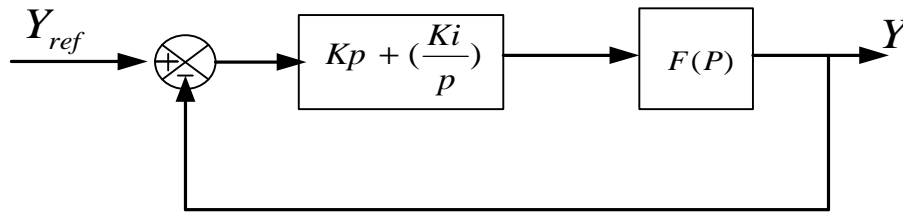


Fig.1.1 : Schéma bloc d'un système réglé par un PI

La forme du correcteur est la suivante :

$$Cp = Kp + \left(\frac{Ki}{p}\right)$$

Avec

$Kp$  : est le gain proportionnel du régulateur ;

$Ki$  : est le gain intégral du régulateur.

Si on considère la fonction du transfert suivante :

$$F(p) = \frac{K}{1 + \tau p}$$

En boucle ouvert on aura la fonction de transfert suivante :

$$F_{BO}(p) = \frac{Kp + \left(\frac{Ki}{P}\right)}{1 + \tau p} = \frac{k(KpP + ki)}{P(1 + \tau p)} = Kki \frac{1 + \frac{kpP}{ki}}{P(1 + \tau p)}$$

On prend 
$$\tau = \frac{Kp}{ki}$$

Alors 
$$F_{BO}(p) = \frac{kiK}{P}$$

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$F_{BF}(p) = \frac{kiK}{kiK + P} = \frac{1}{1 + \frac{1}{kiK}P}$$

Pour attendre 95% de la consigne, le temps de repense  $t_r$  du système bouclé vaut :  $t_r = 3 \frac{1}{kiK}$

Or, 
$$ki = \frac{kp}{\tau}$$

Alors 
$$t_r = 3 \frac{1}{kpK}$$

D'où 
$$\begin{cases} kp = 3 \frac{\tau}{t_r K} \\ ki = \frac{3}{t_r K} \end{cases}$$

## Références bibliographiques

- [1] H.Camblong, "Minimisation de l'impact des perturbations d'Origine Eolienne dans la Génération d'Electricité par des Aérogénérateurs à vitesse variable", Thèse de Doctorat d'Etat en Automatique. Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2003
- [2] S.EL Aimani "Modélisation de Différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension ", Thèse de Doctorat, d'Etat en Electronique et Génie Electrique. Ecole Centrale de Lille (ECL), 2005.
- [3] D.forchetti,G.garcia,M.I.valla, "Vector Contrôle Strategy for a doubly-Fed Stand-Alone Induction Generator Vecteur ", IEEE Trans.Energy onversion 2002, pp991-995.
- [4] M.Machmoum, F.Poitieres, C.Darengosse and A.Queric, "Dynamic Performances of a doubly –Fed Induction Machine for a variable-Speed Wind Energy Generation ", IEEE Trans.Energy onversion, 2003, pp.2431-2436.
- [5] Leclercq. Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue D'assurer des Services systèmes, Thèse de doctorat. Ecole doctorale sciences pour L'ingénieur, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2004.
- [6] F. Poitiers "Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour L'utilisation de l'énergie Éolienne " thèse de Doctorat d'état en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes -2003.
- [7] A.Dendouga "Commande par Mode Glissante de la Machine à Double Alimentation Alimentée par un Onduleur de Tension ", thèse de Magister , Université de Batna .
- [8] A.Nesba, "Génératrice Asynchrone en Régime Dynamique : Extension du Modèle Linéaire A la Saturation", Thèse de magister, ENP, Alger, Novembre 1996.
- [9] A.Petersson, "Analyse, Modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines",Thèse de licence en électrotechnique, université technologique de Chalamer, Goteborg, Sweden2003.
- [10] D. Kairous, S. Mekhtoub, R. Ibtouen, O. Touhami, Modèle d'un générateur asynchrone auto-amorcé lors d'un retour réseau, Algerian Journal of Technology,P49-55, laboratoire de Recherche en Electrotechnique ENP,2005.
- [11] J.O.OJO,A.CONSOLO,T.A.LIPO, "An Improved Model of Saturated Induction Machines",IEEE Transactions on Indusry Applications, Vol.26,N° 2,March/April 1990, pp.212-221.
- [12] B.Multon, G.Robin,OGergaud et H.BenAhmed, " le génie Electrique dans le vent : état de l'art et Recherches dans le domaine de la génération éolienne", JCGE03 ,Saint-Nazaire, juin2003.
- [13] D. Lecocq, P. Lataire, W. Wymeersch, "Application pf the doubly fed asynchronous motor (DFAM) in variable speed drive", the EPE association, pp 419-423,Bughton, september 1993

- [14] S.EL Aimani "Modélisation de Différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", Thèse de Doctorat, d'Etat en Electronique et Génie Electrique. Ecole Centrale de Lille (ECL), 2005.
- [15] T. Khaldi , "Retour réseau sur un Autoamorçage Accidentel de la Machine Asynchrone", Thèse de Magister, E.N.P, Alger, Juillet 1999.
- [16] E.Levi, "Impact of Cross-Saturation on Accuracy of Saturated Induction Machine Models",  
IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.12, N<sup>o</sup> .3, Sept 1997, pp.211-216
- [17] Y.Zidani "Contribution à l'étude de la Génératrice Asynchrone Auto Amorcée", Master thesis, Ecole Mohammedia des ingénieurs, Rabat, Maroc 1999.
- [18] M .Cherkaoui ., " Contribution a la modélisation, à l'étude et à la commande des machines application à une machine asynchrone à double alimentation", thèse de doctorat, Polytechnique de Lorraine 1990, France
- [19] A.Chaiba "Commande par la Logique Floue de la Machine Asynchrone a Double Alimentation Alimentée en Tension", Thèse de Magister, Université de Batna-2004
- [20] O.Motoyoshi M.Yamamoto. Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction Generator, IEEE Transactions on Power Electronics. Vol.6, N<sup>o</sup>.4, pp. 624-629, October, 1991.
- [21] S.Noui, "Etude et réalisation d'un redresseur à MLI commandé par DSP. Application à l'alimentation d'un onduleur à 3 niveaux", Mémoire de magister. Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, 2001
- [22] S. Bouchakour," Commande Directe de Puissance d'un Convertisseur AC/DC Triphasé Sans Capteurs de Tension".thèse de magister, Ecole Militaire Polytechnique 2005.
- [23] M.Machmoum, "Contribution `a l'étude de la commande numérique de l'ensemble Cycloconvertisseur triphasé-Machine Asynchrone à Double Alimentation", Thèse de doctorat. Institut Nationale Polytechnique de Lorraine, 1989.
- [24] Ricardo J.Mantz Hernan de Battista and Carlos F.Chrstiansen, "Dynamical Sliding Mode Power Control of Wind Driven Induction Generators", IEEE Transactions On Energy Conversion. ol.15, N<sup>o</sup>.4, pp. 851-857, December, 2004.
- [25] R.A.Lakin B.Hopfensperger, D.J.Atkinson. Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder, IEE Proceedings on Electronic Power Applications. Vol.147, N<sup>o</sup>.4, pp. 354-362, July, 2000.
- [26] Janaka Ekanayake and Nick Jenkins, "Comparison of the Response of Doubly Fed and Fixed-Speed Induction Generator Wind Turbines to Changes in Network Frequency", IEEE Transactions On Energy Conversion. Vol.19, N<sup>o</sup>.4, pp. 800-802, December, 2004.

## ملخص:

الهدف من هذا العمل (المذكورة) هو دراسة حالتين لماكنة اللامتزامنة حالة ارتباطها و انعزالها عن الشبكة الكهربائية من أجل معرفة الفائدة التي يمكن أن يجلب تطبيقها في ناعورة هوائية فكان الهدف الأول دراسة هذه الماكنة في حالة انعزالها عن الشبكة لمعرفة محاسن و تحديد استعمالها في النطاق المحدود فقما بوضع النظام المتوازن و الغير المتوازن فنتبين أنه يمكن استعمالها من أجل سرعات محدودة و لأجل ذلك كانت الدراسة الثانية حول استعمال الماكنة اللامتزامنة ذات تزويد مضاعف فقد تم تمثيل هذه الماكنة و تطبيق التحكم الشعاعي بالقدرة الفعالة و قدرة رد الفعل للساكن، وبعدها تمت دراسة التحكم باستخدام المحول ، و في الأخير قمنا بضبط كل سلسلة التحويل الناعورة الهوائية بتطبيق الخوارزمية MPPT لرفع الحصيلة الطاقوية. كلمات مفتاحيه: الطاقة الهوائية- الماكنة اللامتزامنة - الماكنة اللامتزامنة ذات تزويد مضاعف - التحكم الشعاعي – محول.

## Résumé

La machine asynchrone présente des avantages comme la robustesse, la simplicité de construction donc un coût moindre etc. Le générateur asynchrone est utilisé dans la conversion de l'énergie éolienne, où celle-ci se divise en deux grandes catégories : l'éolien de proximité où les machines sont très souvent autonomes et de petites puissances (alimentation des endroits isolés), et le grand éolien où l'énergie électrique est produite directement sur le réseau de distribution avec des machines de plusieurs centaines de kW, voire de plusieurs MW. Dans la première partie de notre travail nous avons réalisé une étude sur les limites d'utilisation du générateur autonome. Nous avons modélisé la machine en tenant compte de son excitation et de la charge en régime équilibré. Le cas du régime déséquilibré est étudié en simulation. La deuxième partie de ce mémoire est consacrée à la production d'électricité sur un réseau grâce à une machine asynchrone à double alimentation. L'originalité de cette machine, utilisée dans un système éolien, et de pouvoir contrôler l'échange de puissance entre le stator et le réseau en agissant sur les signaux rotoriques via un convertisseur bidirectionnel. Dans cette optique une commande vectorielle en puissance active et réactive statoriques est mise en œuvre.

Mots clés : Eolienne –modélisation –machine asynchrone auto excitée - machine asynchrone a double alimentation –commande vectorielle –convertisseur

## Abstract

The asynchronous machine has advantages like the robustness, the simplicity of construction thus a cost less etc. One generally finds the asynchronous generator in the wind energy transformation, it appeared that the production of electrical energy by wind mills is divided into two main categories: the wind one of proximity where the machines are very often autonomous and of small powers, and the large wind one where the electric power is produced directly on the distribution network with machines of several hundred kW, even of several MW. Vis-à-vis these needs, we made in this work a first study consisting in establishing an assessment of the performances and operational limits of the asynchronous machine self-excited, we have to use a modelling original and simple or the model of the machine is completely independent of that of the load and of the capacities of excitation, the modes balanced and unbalanced are studied in simulation. The second part of this memory is devoted to the electrical energy production on the grid by using the doubly fed induction generator. The conception of the machine permits to control the power exchanged between the stator and the grid by modifying rotor voltage via a bidirectional converter. To achieve this, a vector control of the generator is done with active and reactive stator powers as control variables.

**Key words:** Wind turbine-modelling - self-excited induction machine-double fed induction machine. -Vector control - converter