

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**Ecole Nationale Supérieure Polytechnique**



**Département d'Electrotechnique**  
**Projet de fin d'études**

**Pour l'obtention du diplôme**  
**D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique**



**COMMANDE D'UNE MACHINE**  
**ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION**  
**PILOTEE PAR UN CONVERTISSEUR**  
**MATRICIEL APPLIQUE DANS UNE CHAINE**  
**DE PRODUCTION D'ENERGIE**  
**ELECTRIQUE -EOLIENNE-**

*Proposé et dirigé par :*

**Professeur : MO. MAHMOUDI**

*Présenté par:*

**BELRECHID Raouf**

**BELMOKHTAR Boualem**

Devant le jury composé de :

**Président : S. MEKHTOUB Maître de conférences ENP**

**Examineur : O.TOUHAMI Professeur ENP**

**Promotion: Juin 2011**

**10, Avenue Hassen Badi El Harrach Alger. Tel: (021) 52.14.94 Fax: (021) 52.29.73**

بسم الله الرحمن الرحيم  
الحمد لله وحده والصلاة والسلام على من لا نبي بعده

## Remerciements

*Nous remercions, avant tout, notre Dieu de nous avoir donné la force et le courage pour réaliser ce travail.*

*Nous remercions notre encadreur*

*Monsieur **M.O.MAHMOUDI**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour son aide, sa patience avec laquelle il a bien travaillé avec nous en nous guidant et nous corrigeant durant toute l'année.*

*Nous adressons nos chaleureux remerciements aux membres du jury. Nous souhaitons également remercier tous les enseignants ayant assurés nos cours pendant nos années d'études.*

*Enfin, nous remercions nos familles pour leurs aides, compréhensions, encouragements et soutiens, le long du parcours de nos études, et à tous nos amis.*

# DEDICACE

Je dédie mon Travail avant tous A mes Chères Parents, Mon cher PERE qui ne cesse pas de M'encourager, et qui Ma toujours soutenu.

A ma très chère MERE, le joyau de ma vie et qui est tout pour moi, pour Sa Tendresse profonde. « Que Dieux me les protègent ».

Je dédie ce travail également:

A mes grands parents, que je les souhaite une longue vie.  
Plus profond , mon chère grand père "BABA HAMOU" en témoignage de leur amour et de leur sacrifices sans limites, je leur souhaite une bonne santé, que Dieu le garde pour nous .

A mes sœurs

A mes oncles et mes tantes

A toute ma famille "BELRECHID "et "BENAMAR"

A tout mes amis



# *Dédicaces*

*Je dédie ce travail :*

*A mes parents,*

*A ma sœur,*

*A mes frères,*

*A mes amis.*

**ملخص :**

هذا العمل يعالج مشكلة النمذجة , المراقبة والمحاكاة لنظام تحويل الكهروميكانيكي للطاقة الكهربائية استنادا إلى الماكينة اللامتزامنة الثنائية التغذية , جزءها الساكن متصل مباشرة بالشبكة الكهربائية يتحكم فيها عن طريق الدوار بواسطة محول مصفوفي مراقب بواسطة تقنية MLI. هذه الفكرة ، تتمثل في تنفيذ نظام تحكم منفصل للاستطاعة الفعالة و المتفاعلة المتولدة عن الجزء الساكن من الآلة لضمان الكفاءة العالية و اعلى تنفيذ . ثم دمج نظام (الماكينة اللامتزامنة الثنائية التغذية - المحول المصفوفي ) في توربين هوائي ، سعيا لتعظيم طاقتها المستخرجة. طريقة MPPT هي وضع مهمة للحصول على مرجعية للطاقة الفعالة متصلة بالطاقة القصوى الممنوحة من قبل الناعورة الهوائية.

**الكلمات المفتاحية:** الماكينة اللامتزامنة الثنائية التغذية - المحول المصفوفي - استراتيجية النمذجة MLI المحسوبة - نظام التحكم المنفصل للاستطاعة الفعالة و المتفاعلة - ناعورة هوائية - MPPT

**Résumé :**

Ce travail traite la modélisation, le contrôle et la simulation d'un système de conversion électromécanique d'énergie électrique à base d'une machine à double alimentation connectée directement au réseau et pilotée par son rotor via un convertisseur matriciel contrôlé par la technique de MLI calculé . L'idée, consiste à implémenter un système de contrôle découplé des puissances active et réactive générées par le stator de la machine, afin d'assurer de hautes performances et une meilleure exécution. On intègre le système machine asynchrone à double alimentation - convertisseur matriciel dans une turbine éolienne, Afin de maximiser sa puissance extraite, la méthode MPPT (Maximum Power Point Tracking) est mise en œuvre pour obtenir la référence de la puissance active au stator relative à la puissance maximale fournie par l'éolienne pour un régime du vent.

**Mots - clés:** machine asynchrone à double alimentation, convertisseur matriciel, Stratégie de modulation MLI calculée, commande par découplage des puissances active et réactive, éolien, MPPT.

**Abstract:**

This work treats modeling, the control and the simulation of an electromechanical conversion system of electrical energy containing a double fed induction machine connected directly to the grid by the stator and controlled by its rotor via a matrix converter controlled by technique MLI to calculate. The idea consists in implementing a control system uncoupled from the powers active and reactive power generated by the stator of the machine, in order to ensure of high efficiencies and a better execution. One integrate the system double fed induction machine - matrix converter in a Wind turbine, In order to maximize its extracted power, method MPPT (Maximum Power Point Alignment) is implemented to obtain the reference of the active power to the stator relating to the maximum power provided by the wind mill for a mode of the wind

**Key- words:** Double fed induction machine, matrix converter, Strategy of calculated modulation MLI, order by decoupling of the active and reactive power, wind, MPPT.

# Table des matières

## TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

### CHAPITRE 1

#### Etude des système de conversion d'énergie par la machine asynchrone double alimentation

1.1 Introduction.....	5
1.2 Description de la machine asynchrone à double alimentation.....	5
1.3 Classification des machines asynchrones à double alimentation.....	6
1.3.1 Machine asynchrone à double alimentation a rotor bobiné.....	6
1.3.2 Machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone.....	7
1.3.3 Machine asynchrone à double alimentation sans balais.....	8
1.4 Comparaison entre les différentes variantes de Machine asynchrone à double Alimentation.....	8
1.5 Régimes de fonctionnement de la Machine asynchrone à double alimentation....	9
1.6 Etude de puissance pour la Machine asynchrone à double alimentation....	10
1.7 Convertisseur.....	13
1.7.1 Fonctionnement en moteur hypo synchrone.....	13
1.7.2 Fonctionnement en moteur hyper synchrone.....	13
1.7.3 Fonctionnement en génératrice hypo synchrone.....	13
1.7.4 Fonctionnement en génératrice hyper synchrone.....	13
1.8 Avantages et inconvénients de la Machine asynchrone à double alimentation ..	13
1.8.1 Avantages de la Machine asynchrone à double alimentation.....	14
1.8.2 inconvénients de la Machine asynchrone à double alimentation.....	14
1.9 Les différentes configurations de l'association MADA/convertisseur de puissance.	14
1.9.1 MADA avec un convertisseur AC/AC associé au rotor.....	14
1.9.2 MADA avec deux convertisseurs AC/AC.....	15
1.10 Convertisseurs de puissance associés à la MADA .....	16
1.10.1 Redresseur non/et contrôlable associé à un onduleur MLI à thyristors .....	16
1.10.2 Cycloconvertisseur.....	17
1.10.3 Redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension.....	18
1.10.4 Convertisseur Matriciel .....	19
1.11 Domaine d'application de la Machine asynchrone à double alimentation.....	20
1.11.1 Dans les systèmes d'entraînement a vitesse variable.....	20
1.11.2 Dans les système de génération éolienne a vitesse variable.....	21
1.12 Application de la MADA dans les systèmes éoliens.....	22
1.12.1 Type de machin électrique utilisée.....	22
1.12.2 Les différentes structures d'alimentation de la MADA dans	

les systèmes éoliens .....	23
1.12.2.1 Machine asynchrone à double alimentation « type brushless ».....	23
1.12.2.2 Machine asynchrone à double alimentation « type rotor bobinée » .....	24
1.12.2.3 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée ...	24
1.12.2.4 Machine asynchrone à double alimentation pont à diodes et pont à thyristor: structure de kramer.....	24
1.12.2.5 Machine asynchrone à double alimentation pont à diodes et pont à transistor : structure de Kramer.....	25
1.12.2.6 Machine Asynchrone à Double Alimentation : Structure de Scherbius avec Cycloconvertisseur.....	25
1.12.2.7 Machine asynchrone à double alimentation : structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	26
1.13 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation.....	27
1.13.1 Equations générales de la MADA.....	27
1.13.2 Equations des flux.....	27
1.13.3 Mise en équation matricielle.....	28
1.13.4 Utilisation de la transformation de PARK.....	29
1.13.4.1 Application de la transformation de Park sur les tensions et les courants...	29
1.13.4.2 Application de la transformation de Park sur les Flux.....	30
1.13.5 Expression du couple.....	31
1.13.6 Couple électromagnétique et puissance.....	32
1.14 Résultats des simulations de la MADA avec rotor en court-circuit.....	33
1.15 Conclusion.....	33

## CHAPTER 2

### **Convertisseur Matriciel : Modélisation et Stratégie de Commande**

2.1 Introduction.....	36
2.2 Principe de fonctionnement de convertisseur matriciel.....	37
2-2-1 Fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.....	39
2-2-2 Réseau de Petri d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.....	40
2.3 Modélisation en vue de la commande.....	41
2.3.1 Hypothèses.....	41
2.3.2 Fonction de connexion des interrupteurs.....	41
2.3.3 Fonctions génératrices de connexion des interrupteurs.....	42
2.3.4 Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.....	42
2.3.4.1 Commande complémentaire.....	42
2.3.4.2 Fonction de conversion.....	43

2.3.5	Modèle de commande du convertisseur matriciel.....	45
2.4	Modélisation du filtre d'entrée.....	46
2.5	Stratégies de modulation.....	48
2.5.1	Les méthodes directes.....	48
2.5.2	Les méthodes indirectes.....	51
2.5.2.1	La MLI calculée.....	54
2.5.2.1.1	Fonctions génératrices de connexion .....	54
2.5.2.1.2	Principe de la stratégie de modulation calculée.....	55
2.5.2.1.3	Résultats de simulation.....	56
2.6	Conclusion.....	60

## **CHAPITRE 3**

### **utilisation d'un convertisseur matriciel et une MADA dans une chaîne de production électrique**

3.1	Introduction.....	62
3.2	Modèle de la machine dans le repère Park.....	63
3.3	Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique.....	63
3.3.1	Choix du référentiel pour le modèle diphasé.....	63
3.3.1.1	Relations entre les courants statorique et rotorique.....	64
3.3.1.2	Expressions des puissance active et réactive statoriques.....	65
3.3.1.3	Expressions des tensions rotoriques en fonction de courants rotoriques.....	66
3.4	Réglage direct des puissances active et réactive.....	67
3.4.1	Schéma bloc de la régulation.....	67
3.4.2	Calcul des paramètres du régulateur PI.....	68
3.4.3	Schéma synoptique du contrôle de la MADA.....	69
3.4.4	Résultats de simulation et interprétations.....	70
3.5	Réglage indirect des puissances active et réactive.....	73
3.5.1	Commande indirecte sans retour de puissance.....	73
3.5.1.1	Calcul des paramètres du régulateur PI.....	74
3.5.1.2	Schéma synoptique.....	74
3.5.1.3	Résultats de simulation et interprétations.....	75
3.5.2	Commande indirecte avec retour de puissance.....	78
3.5.2.1	Calcul des paramètres du régulateur PI.....	79
3.5.2.2	Schéma synoptique.....	79
3.5.2.3	Résultats de simulation et interprétations.....	80
3.6	Contrôle et réglage du facteur de puissance.....	89



3.7	Interprétation.....	90
3.8	Conclusion.....	90

## **CHAPITRE 4**

### **Asservissement d'une chaîne éolienne à base d'une MADA pilotée par un convertisseur matriciel**

4.1	Introduction.....	93
4.2	Principales composantes d'une éolienne.....	93
4.3	Principe de fonctionnement.....	94
4.4	Intérêt de la vitesse variable.....	94
4.4.1	Applications des machines asynchrones à double alimentation.....	94
4.4.2	Éolienne à vitesse variable .....	96
4.5	Modélisation d'une turbine éolienne.....	96
4.5.1	Modélisation de la turbine.....	96
4.5.1.1	La puissance d'une éolienne.....	96
4.5.1.2	La puissance aérodynamique.....	97
4.5.1.3	Le coefficient de puissance.....	97
4.5.2	Modèle du Multiplicateur.....	98
4.5.3	Equation dynamique de l'arbre.....	98
4.5.4	Schéma bloc du modèle de la turbine.....	99
4.6	Les différentes zones de fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable.....	99
4.6.1	Maximisation de la puissance extraite MPPT (Maximum Power Point Tracking).....	101
4.7	Schéma globale illustrant le fonctionnement d'une éolienne à base d'une MADA pilotée par un convertisseur matriciel.....	102
4.8	Résultats de simulation.....	104
4.9	Conclusion.....	109
	CONCLUSION ET PERSPECTIVES.....	111
	ANNEXE.....	115
	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	117



# **Introduction Générale**

## Introduction Générale

Dans le cadre du développement durable, face au double enjeu planétaire posé par l'épuisement prochain des ressources énergétiques fossiles et les problèmes posés vis à vis du respect de l'environnement, de fortes incitations poussent au développement des énergies renouvelables. La filière d'énergie renouvelable est partagée en trois grandes familles : l'énergie d'origine mécanique (la houle, éolien), l'énergie électrique (panneaux photovoltaïques) ou l'énergie sous forme de chaleur (géothermie, solaire thermique,...)

La production de l'énergie renouvelable a connu des développements considérables au cours des dernières années. En effet, les modes de production reposant sur la transformation d'énergie renouvelable par exemple éolienne, sont appelés à être de plus en plus utilisés dans le cadre du développement durable, [1]. Pour réaliser ceci, il est important de disposer de différentes technologies de générateurs telles que les machines synchrones et les machines à aimants permanents. La machine à induction à cage est la plus utilisée, car elle est peut 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, [2]. 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 placé 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,[7]. Tout ceci explique pourquoi on recherche à remplacer ce système.

L'étude, que nous présentons, consiste à utiliser une machine asynchrone à double alimentation, (MADA) ;(Doubly-fed Asynchronos Machine (DFAM)) fonctionnant en génératrice non autonome et alimentée par un convertisseur au rotor.

Le schéma de raccordement le plus typique de cette machine consiste à raccorder le stator directement au réseau, alors que le rotor est alimenté à travers un convertisseur de puissance contrôlé. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse soient limitées autour de la vitesse de synchronisme vu que ce domaine de fonctionnement présente un faible glissement, et par conséquent le convertisseur associé au rotor doit être traité seulement une fraction de 20 à 30 % de la puissance nominale du système de conversion. Ceci signifie que les pertes dans le convertisseur est moindre, ainsi que le coût de celui-ci s'en trouve réduit. C'est la raison pour laquelle on trouve cette machine dans les systèmes de production en forte puissance à vitesse variable et fréquence constante (c'est-à-dire que la fréquence du réseau reste constante lors de la variation de la vitesse mécanique).

Afin d'obtenir avec la machine asynchrone à double alimentation des bonnes performances, il est nécessaire d'appliquer la commande par découplage des puissances active et réactive afin d'assurer le contrôle du courant générant le couple électromagnétique, est tous sa via le contrôle du convertisseur de puissance.

Bien que la conversion indirecte de fréquence en utilisant une cascade Redresseur-lien continu-Onduleur soit une technique bien établie, la conversion directe est toujours peu connue, même si dans beaucoup d'applications d'entraînements à courant alternatif, il est souhaitable de remplacer le convertisseur de tension conventionnel AC/DC/AC par un convertisseur plus compact, tout en gardant de bonnes formes d'ondes entrée/sortie et la possibilité de réglage du facteur de puissance à l'entrée. En effet, les récentes avancées en électronique de puissance ont permis l'émergence du convertisseur matriciel (MC) permettant une conversion directe AC/AC. Jusqu'à présent, l'intérêt pour ce convertisseur était d'une nature plutôt académique et ainsi il existe très peu de produit commercialisé du convertisseur matriciel en adéquation aux efforts fournis dans de nombreux laboratoires de recherche. [2]

Aujourd'hui, le convertisseur matriciel de puissance est devenu un axe de recherche important et plus attractif par beaucoup de chercheurs dans le domaine d'entraînement ou de génération à vitesse variable grâce aux avantages présentés par celui-ci par rapport aux convertisseurs classiques comme le cyclo-convertisseur et la cascade redresseur/liens continu/onduleur, notamment [2]

- ✚ la commande découplée de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie.
- ✚ un courant sinusoïdal à l'entrée avec un déphasage ajustable, donc la possibilité de fonctionner à un facteur de puissance unitaire pour n'importe quelle charge.
- ✚ le rapport entre la tension de sortie et celle de l'entrée est maximisé au possible.
- ✚ la possibilité d'avoir un écoulement de puissance bidirectionnel et par conséquent d'obtenir un fonctionnement dans les quatre quadrants;
- ✚ un taux d'harmoniques réduit aussi bien pour les courants d'entrée que pour les courants de sortie.
- ✚ une large gamme de fréquence opérationnelle pour la tension de sortie;
- ✚ l'absence d'un grand condensateur pour le stockage de l'énergie comme dans le cas d'une cascade redresseur/liens continu/onduleur, ce qui permet de réduire le coût et le dimensionnement du convertisseur.

Après avoir réunie tous les outils, on intègre la machine asynchrone à double alimentation avec le convertisseur matriciel qui est contrôlé par la méthode de modulation MLI calculée dans un système de production électrique telle que l'éolienne afin d'optimiser sa production, c'est-à-dire améliorer la qualité de l'énergie produite et son rendement énergétique.

Au cours de notre travail, nous allons présenter toutes les étapes à franchir pour parvenir à ce résultat. Les aspects concernant le choix de la configuration de la MADA, du convertisseur et la technique de commande rapprochée et éloignée,

jusqu'à la simulation du système de conversion, sont décrits dans cette étude. Dans ce contexte, notre mémoire est structurée comme suit:

Dans le premier chapitre nous allons présenter une étude des systèmes de conversion d'énergie par la machine asynchrone double alimentation double alimentation. En effet, à travers une synthèse bibliographique d'un certain nombre d'articles de revues et de conférences, en premier lieu, nous essayerons de mettre en évidence la machine à double alimentation afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, ainsi que les différents domaines d'application. En plus, une classification et une comparaison des différents types de cette machine seront présentées. D'autre part, une étude comparative des différents types des convertisseurs de puissance associés à la MADA rencontrés dans la littérature sera effectuée afin de dégager les principaux avantages et inconvénients de chaque type.

Le second chapitre portera sur la modélisation du convertisseur matriciel, après une description de son principe de fonctionnement, de sa structure. En plus, la stratégie de commande par modulation de MLI calculée sera également détaillée. A la fin de ce chapitre et dont l'objectif d'évaluer les performances apportées par ce convertisseur commandé par la technique considérée, une étude par simulation sera prévue.

Le troisième chapitre sera l'objet d'une étude de modélisation de la MADA pilotée par le rotor. Un modèle mathématique biphasé de la partie mécanique et électrique de la MADA dans les différents repères sera introduit. Au cours de cette modélisation, notre choix sera porté sur la commande par découplage des puissances active et réactive. Le but visé dans ce chapitre consiste à introduire un algorithme de commande des puissances active et réactive pour un système de production de l'énergie électrique à la base de la MADA alimentée par un convertisseur matriciel contrôlé par la technique de modulation MLI calculer

Le dernier chapitre, sera réservé à l'asservissement de la chaîne éolienne (turbine-MADA-convertisseurs matriciel) pour assurer un rendement optimal et améliorer les performances de l'ensemble du système, une modélisation de la turbine et l'élaboration d'une commande adéquate pour le captage du maximum de puissance possible seront faites.

On terminera par une conclusion générale et quelques perspectives

# Chapitre 1:

**Etude des systèmes de conversion  
d'énergie par la machine asynchrone  
double alimentation**

### 1.1 Introduction:

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).

### 1.2 Description de la machine asynchrone à double alimentation:

La machine asynchrone double alimentation (MADA) en anglo-saxon "doubly fed induction machine (DFIM)" est, comme son nom l'indique, une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements [1]

Ce type de machine nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines d'entraînement et de génération à vitesse variable, dont le glissement peut être modifié au moyen de l'association des convertisseurs de puissance du côté statorique ou rotorique ou bien les deux à la fois. Ceci dépend essentiellement du facteur technoéconomique de construction. [2]

La machine asynchrone à double alimentation se compose principalement de deux parties. Le stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques (figure.1.1), et le rotor (figure 1.2) 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 est connecté à un convertisseur de puissance [2].



Fig. 1.1: stator à induction

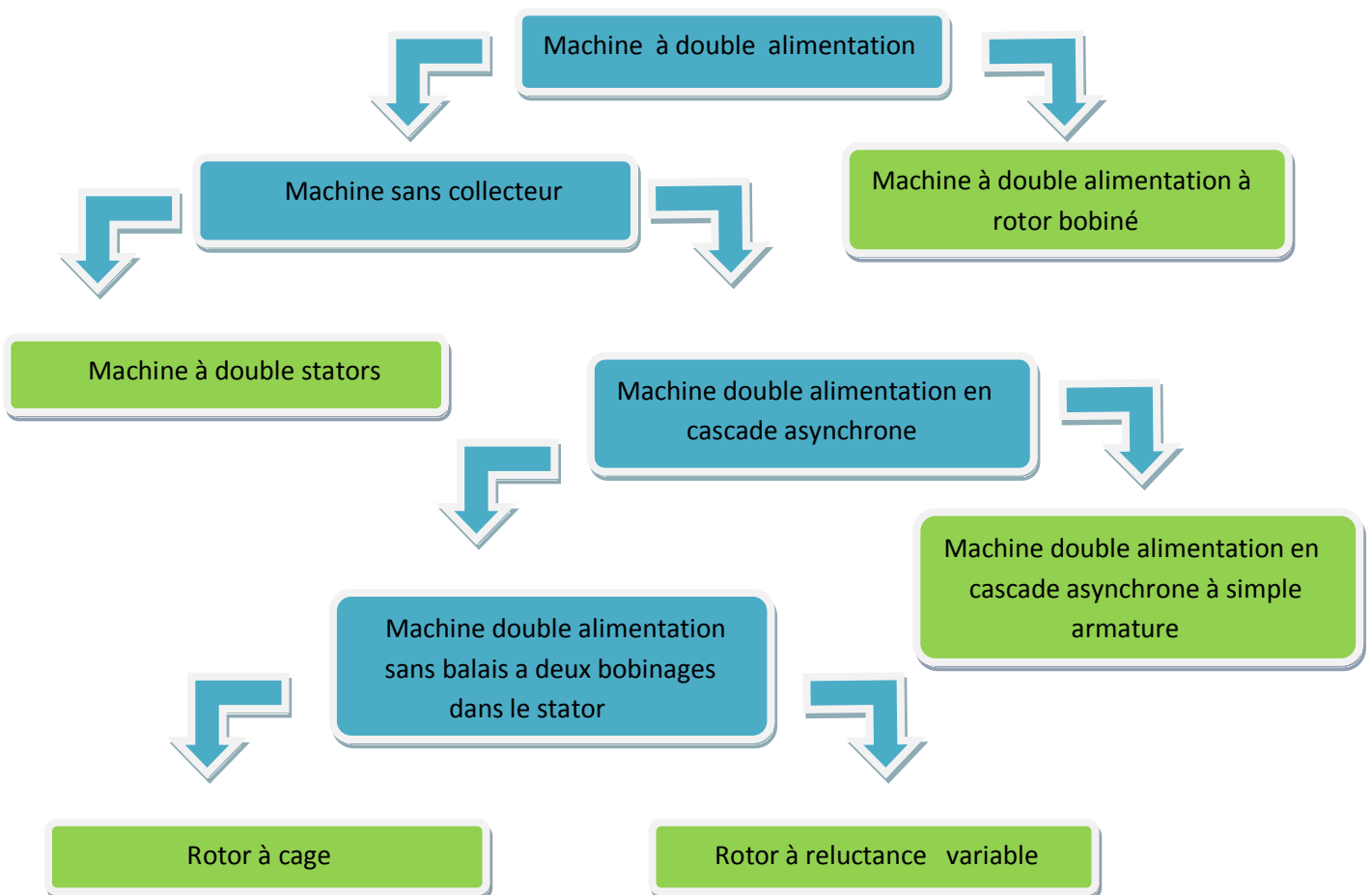


Fig.1.2: Rotor bobiné



### 1.3 Classification des machines asynchrone à double alimentation:

La classification de la machine à rotor bobiné est obtenue à partir d'une recherche bibliographique qui a été développée dans le domaine littérature du domaine des machines à double alimentation [1] [2]



Les différentes variantes de la machine à double alimentation les plus attractives et les plus développées dans la littérature sont classifiées par un organigramme donné précédemment. Le schéma de principe et la description de chaque variante seront détaillés ci-dessous

#### 1.3.1 Machine asynchrone à double alimentation a rotor bobiné:

La figure (1.3) montre que la machine à double alimentation à rotor bobiné est une machine asynchrone occupée par un système balais-bague qui alimente l'enroulement du rotor. la figure (1.4) illustre le schéma de principe de ce type de machine, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de cette machine devient une grandeur contrôlable. Il faut noter que le convertisseur bidirectionnel indiqué dans la figure peut être un convertisseur indirect (AC/DC/AC) composé d'un redresseur et d'un onduleur ou bien un convertisseur direct (AC/AC) cyclo-convertisseur ou convertisseur matriciel.[6][7]

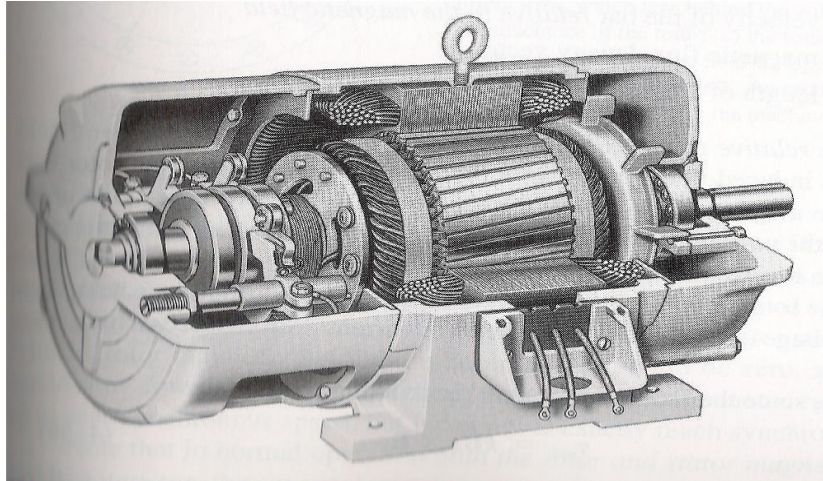


Fig. (1.3) : Coupe d'une machine asynchrone à rotor bobine (standard)

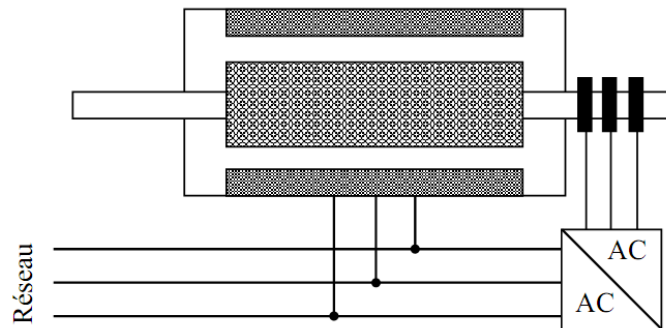


Fig. (1.4) : Schéma de principe de la machine à double alimentation à rotor bobiné (standard)

### 1.3.2 Machine asynchrone à double alimentation en cascade asynchrone:

La machine à double alimentation en cascade asynchrone consiste en deux machines avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme l'indique la figure (1.5). Le stator de l'un des deux machines est connectée directement au réseau alors que l'autre est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de fréquence (AC/AC).

Il est également possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par un convertisseur

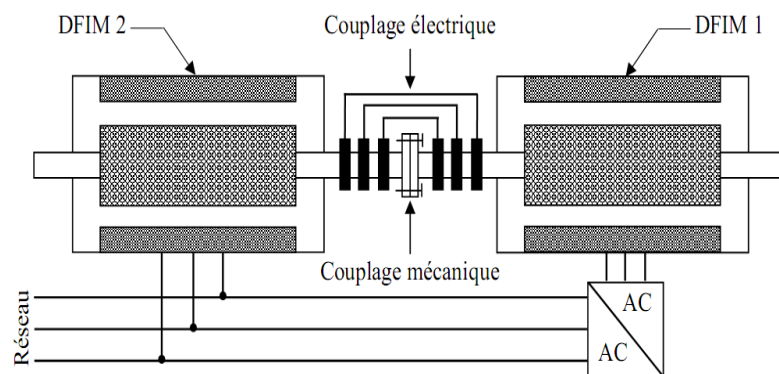


Fig. (1.5) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade asynchrone

Ce type de machine offre la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard. [5][8]

Pratiquement, il est aussi possible de combiner deux machines asynchrones à rotor bobiné dans une seule machine avec un comportement identique à celui de la machine à double alimentation en cascade asynchrone, tel que les deux enroulements des stators sont logés dans une seule armature et le rotor soit à cage d'écurueil, comme dans le cas de la machine à double alimentation sans balais.

### 1.3.3 Machine asynchrone à double alimentation sans balais:

C'est une machine asynchrone avec deux enroulements ayant des nombres de paires de pôles différents logés dans la même armature du stator.

L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre est alimenté au moyen d'un convertisseur de puissance (AC/AC) figure (1.6). Le rotor de cette machine possède un nombre de paire de pôles égale a la somme des deux nombre de paires de pôles des deux enroulements statoriques.

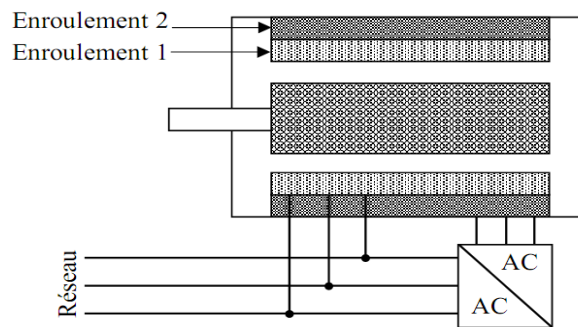


Fig. (1.6) : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais

Parmi les types les plus connus de machine à double alimentation sans balais, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable qui consiste en un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans balais et un rotor basé sur le principe de la réluctance [5][8].

## 1.4 Comparaison entre les différentes variantes de Machine asynchrone à double alimentation :

Le tableau (1.1) donne une brève classification et comparaison des différents variantes de la machine à double alimentation les plus attractives dans la littérature. Dans ce cas, les critères de comparaison sont fondés sur la complexité de la construction de la machine, la puissance traité par le convertisseur associé à la machine et la stratégie de contrôle [1] [5].

On peut conclure que, tous les machines à double alimentation citées dans le tableau (1.1) doivent fonctionner pour une vitesse autour de celle de synchronisme et nécessitent pour leur commande un convertisseur bidirectionnel de puissance .dans cette condition, plus la gamme opérationnelle est étroite (que doit être autour de la vitesse de synchronisme) plus la puissance traitée par le convertisseur est réduite. De vue stratégie de commande il n'ya pas de grande différence entre ces variante.

Type de la machine à double alimentation	Construction de machine	Convertisseur de puissance	Méthode de commande
Machine à rotor bobiné	Etablie	Dépend de la vitesse opérationnelle	Orientation du flux statorique avec le découplage entre la puissance active et réactive
Machine en cascade asynchrone	Difficile	Comme la machine à rotor bobiné	Orientation du flux statorique avec le découplage entre la puissance active et réactive
Machine sans balais	Spécial, prototypes disponibles et toujours en recherche	Comme la machine à rotor bobiné	Orientation du flux rotorique et orientation simplifiée du flux rotorique comme la machine à rotor bobiné
Machine à réluctance variable	Spécial, prototypes disponibles et toujours en recherche	Comme la machine à rotor bobiné	Comme la machine à rotor bobiné

Tab. (1.1) : Classification et comparaison des différentes variantes de la machine à double alimentation

Commercialement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussie. Cependant, nous pouvons affirmer d'après la littérature que la machine double alimentation à rotor bobiné standard et la machine à réluctance variable restent plus attractives par beaucoup de chercheurs. D'autre par, un intérêt de plus en plus croissant est accordé actuellement à la machine asynchrone en cascade et à la machine sans balais, vue que ces dernière présentent un rendement élevé du au courant réduit dans leurs rotors. [1]

Jusqu'à présent et grâce à l'évolution récente dans les domaines de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, la machine à double alimentation standard reste la machine la plus attractive de l'avis de nombreux chercheurs, vu qu'elle est bien adaptée dans plusieurs domaines d'application. En effet, elle présente une construction établie et simple par rapport aux autres types. Sa commande se fait sur la base d'un convertisseur de puissance disponible (AC/AC) ; de même elle possède une commande par orientation de flux statorique permettant d'obtenir un contrôle découplé des puissances active et réactive. [2]

### 1.5 Régimes de fonctionnement de la Machine asynchrone à double alimentation

La MADA est une machine asynchrone à rotor bobiné avec l'enroulement du stator connecté directement au réseau. Le rotor est occupé par des enroulements triphasés reliés à un convertisseur de puissance bidirectionnel par un système ballais-bague.

Dans le cas où les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor est définie par :

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r = n_p * \Omega_m \quad (1.1)$$

Avec:

$\Omega_m$  est la vitesse mécanique du rotor.

"s" et "r" désignent les grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

$n_p$  est le nombre de paires de pôles.

Le signe plus (+) dans l'équation (1.1) signifie que le champ tournant créé par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor ; c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hypo-synchrone ( $\omega_m < \omega_s$ ).

Le signe moins (-) signifie que les champs tournants créés par les enroulements du stator et du rotor tournent dans des sens opposés ; c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hyper-synchrone ( $\omega_s < \omega_m$ ) [9].

D'autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor, est donnée par [1] :

$$f_s = f_r + n_p f_m \quad (1.2)$$

avec  $f_m$  la fréquence de rotation du rotor. Dans ce cas, le glissement  $g$  est défini par :

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (1.3)$$

Donc, les différents régimes de fonctionnement de la MADA, peuvent être divisés en fonction de glissement comme suit [2] [3] :

#### ✚ Stationnaire ( $g=1$ ):

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

#### ✚ hypo synchrone ( $0 < g < 1$ ):

En tournant le rotor dans la direction du champ tournant du stator, la fréquence du courant rotorique  $f_r$  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 de courant rotorique  $f_r$  du rotor s'annule. Dans ce cas les enroulements du rotor tournent avec la même vitesse que celle du champ tournant ; 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. donc la puissance 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 courant rotorique 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.

### 1.6 Etude de puissance pour la Machine asynchrone à double alimentation:

Les puissances actives de la MADA (en ignorant les pertes) peuvent être écrites par les expressions suivantes [1] [6]:

$$P_r = -g P_s \quad (1.4)$$

$$P_m = -(1-g) P_s \quad (1.5)$$

Avec  $P_s$ ,  $P_r$  et  $P_m$  désignent respectivement les puissances du stator, du rotor et mécanique.

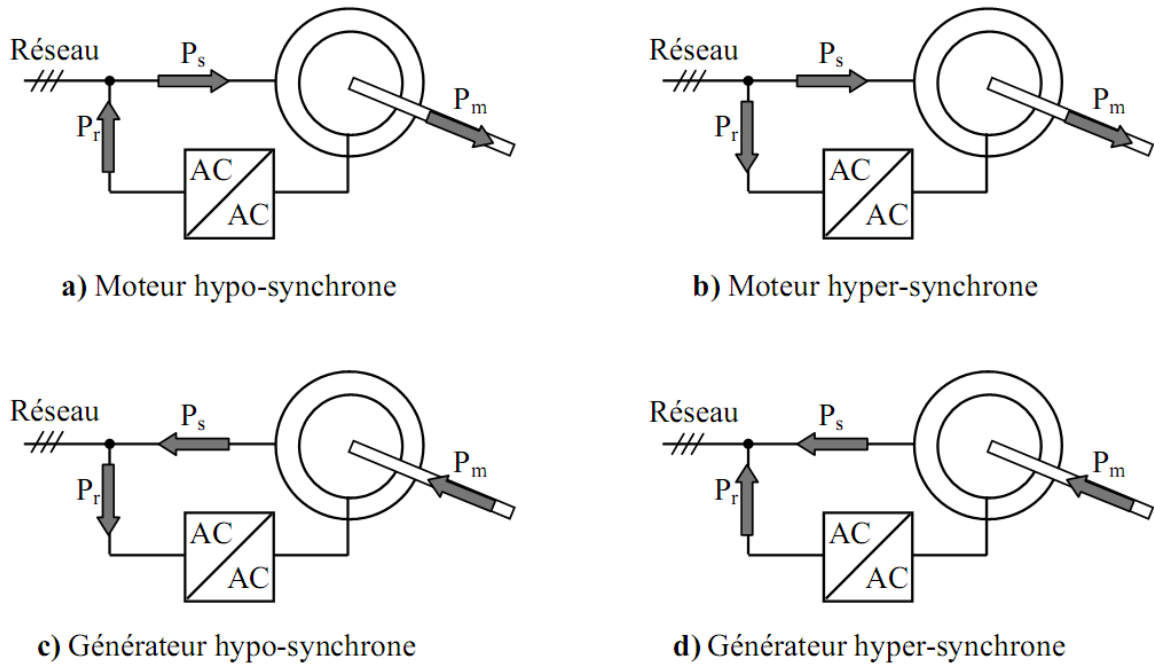


Fig. (1.7) : Modes et régimes de fonctionnement de la MADA

La figure (1.7) montre bien que, lorsque la MADA fonctionne en mode moteur et en régime hypo-synchrone, la puissance  $P_r$  est fournie au réseau par le rotor. Ce régime est connu dans la littérature comme mode de récupération d'énergie de glissement (fig. 1.7(a)). Si la vitesse augmente de sorte que le moteur fonctionne en régime hyper-synchrone (fig. (1.7.(b))), dans ce cas la puissance  $P_r$  est absorbée par le rotor. Lorsque la MADA fonctionne en mode générateur, et si elle est entraînée à une vitesse inférieure de la vitesse de synchronisme (régime hypo-synchrone), la puissance  $P_r$  est absorbée par le rotor de celle-ci (figure 1.7.(c)). Si la vitesse d'entraînement augmente au-delà de la vitesse de synchronisme (régime hyper-synchrone), la puissance  $P_r$  change sa direction et le rotor fournit de la puissance pour une éventuelle récupération (figure 1.7.(d)).

La figure (1.8), montre l'évolution des puissances mécanique et électrique en fonction de glissement qui sont fournies au rotor de la machine de telle sorte qu'on génère une puissance électrique constante transmise au réseau via le stator de celle-ci (MADA en mode générateur). A l'arrêt ( $g=1$ ), la machine se comporte comme un transformateur. Lorsque la vitesse augmente, la puissance mécanique évolue linéairement ; par contre la puissance transmise au rotor décroît. Une fois la machine atteint sa vitesse de synchronisme ( $g=0$ ), l'écoulement de la puissance se transmet seulement entre le stator et le rotor. Au delà de la vitesse de synchronisme, le rotor commence aussi à fournir la puissance au réseau avec une évolution linéaire. On peut conclure d'après cette figure que le convertisseur associé au rotor de la MADA ne traite qu'une petite fraction de la puissance générée par le stator dans le cas où la vitesse d'entraînement est proche de celle de synchronisme.

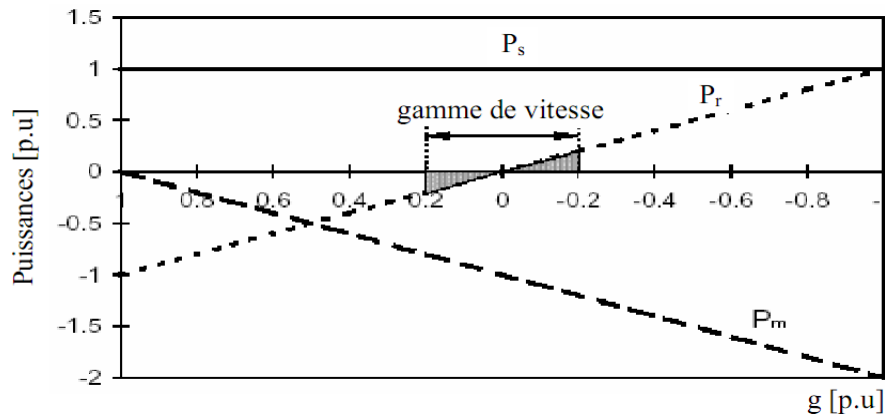


Fig. (1.8) : Evolution des puissances de la MADA (mode générateur) en fonction de glissement (pertes négligeables, couple constant)

Cette figure montre également l'avantage d'un système à double alimentation, en projetant un système à vitesse variable de sorte que la gamme opérationnelle de vitesse soit autour du point de synchronisme ; la manipulation de puissance du convertisseur de puissance bidirectionnel peut être considérablement réduite par rapport au système simple alimentation. Par exemple, une gamme de vitesse de  $\pm 20\%$  autour du point de synchronisme correspondant à une gamme de glissement de 0.2 à -0.2. Par conséquent, la puissance active maximale traitée par le convertisseur est de l'ordre de 20% de la puissance du stator [1] [2].

		MODES	
		Moteur $P_m > 0$	Générateur $P_m < 0$
Régimes	Hypo-synchrone $P_s = -(P_m + P_r)$	$P_s < 0$ $P_r > 0$	$P_s > 0$ $P_r < 0$
	Hyper-synchrone $P_m = -(P_s + P_r)$	$P_s < 0$ $P_r < 0$	$P_s > 0$ $P_r > 0$

Tab. (1.2) : Modes opérationnels de la MADA

Le tableau (1.2) résume les différents modes et régimes de fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants. Le signe plus (+) attribué à une telle puissance signifie que celle-ci est fournie par la MADA, alors que le signe moins (-) est attribué dans le cas où la puissance est fournie de l'extérieur à la MADA.

La puissance réactive absorbée par la MADA est définie comme suit [11] :

$$Q_{sr} = Q_s + \frac{Q_r}{|g|} \tag{1.6}$$

$Q_s$  et  $Q_r$  sont les puissances réactives respectivement du stator et du rotor ;  $Q_{sr}$  est la somme des puissances réactives requises pour établir les flux de fuite et magnétisant dans la MADA.

Il est clair que la puissance réactive demandée par la MADA est fournie par le stator ou le rotor, ou bien les deux à la fois, équation (1.6).

La puissance apparente maximale du rotor  $S_r$  est liée à celle du stator  $S_s$  par l'expression suivante [1] :

$$S_r = |g_{max}| * S_s \tag{1.7}$$

Avec  $g_{max}$  le glissement maximal pour une gamme de vitesse autour de la vitesse de synchronisme.

### 1.7 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 (1.9). 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. [3]

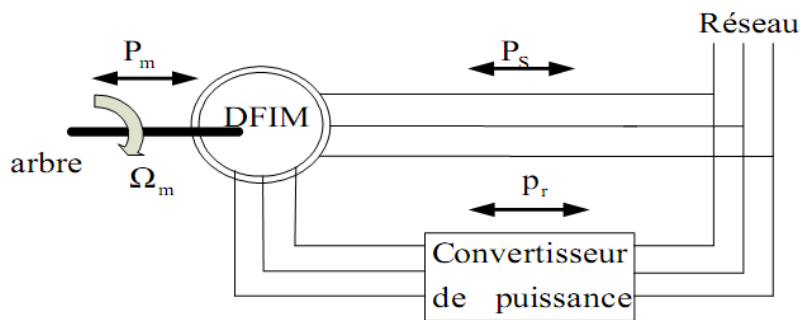


Fig. (1.9) : Machine asynchrone double alimenté

#### 1.7.1 Fonctionnement en moteur hypo synchrone:

La puissance du stator est constante et la puissance du glissement (puissance rotorique) est envoyée de nouveau au réseau. 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  $\omega_r = \omega_s - \omega_g$ .

#### 1.7.2 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. 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.

#### 1.7.3 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.

#### 1.7.4 Fonctionnement en génératrice hyper synchrone:

Ici la puissance est injecté par le stator, le rotor fournit alors la puissance de glissement

### 1.8 Avantages et inconvénients de la Machine asynchrone à double alimentation:

Nous introduisons brièvement dans ce paragraphe les avantages principaux et inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son utilisation dans le domaine des vitesses variables. [1][10][11]



### 1.8.1 Avantages de la Machine asynchrone à double alimentation

Les principaux avantages de la MADA sont :

- ✚ l'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision pour le contrôle de flux et du couple électromagnétique.
- ✚ elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application .
- ✚ elle présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances.
- ✚ fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- ✚ le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine pour une vitesse de fonctionnement autour de celle de synchronisme, dans ce cas les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles, et par conséquent un rendement élevé du système de conversion.

### 1.8.2 inconvénients de la Machine asynchrone à double alimentation:

Comparativement à la machine asynchrone à cage, la MADA présente des inconvénients liés essentiellement au système balais-bague comme :

- ✚ Machine plus volumineuse que celle à cage grâce à la présence du système balais –bague.
- ✚ La présence du système engendre des effets indésirables sur la machine comme les frottements.
- ✚ Elle est moins fiable que celle à cage à cause de la présence du système balais-bague et le bobinage du rotor.
- ✚ Nécessite une maintenance périodique, ce qui va augmenter le coût d'exploitation.

## 1.9 Les différentes configurations de l'association MADA/convertisseur de puissance:

La MADA offre plusieurs possibilités de configuration avec son association avec les convertisseurs de puissance. Ces configurations dépendent essentiellement du domaine d'application de la MADA. D'après la littérature, on peut distinguer les configurations suivantes:

### 1.9.1 MADA avec un convertisseur AC/AC associé au rotor:

Cette configuration qui est l'objectif de notre travail, est largement répondue dans les applications à vitesse variable. Elle consiste à connecter le stator de la MADA directement au réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur AC/AC (figure 1.10). En plus, cette dernière offre la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive, de même qu'elle a un coût d'investissement réduit par rapport aux autres configurations. Ces avantages expriment l'utilisation très vaste de cette configuration de la MADA dans l'industrie et surtout dans les domaines des éoliennes à vitesse variable. La configuration considérée utilise des différents types des convertisseurs de puissances qui seront exposés par la suite [13] [9].

Les travaux présentés dans la littérature de la MADA montrent les bonnes performances de cette dernière avec cette configuration. Ces travaux s'intéressent principalement aux stratégies de commande. Dans notre travail nous nous intéressons non seulement aux stratégies de commande de la MADA mais aussi aux convertisseurs de puissances associés à cette dernière. Un choix adéquat et convenable sera fait en fonction de notre problématique.

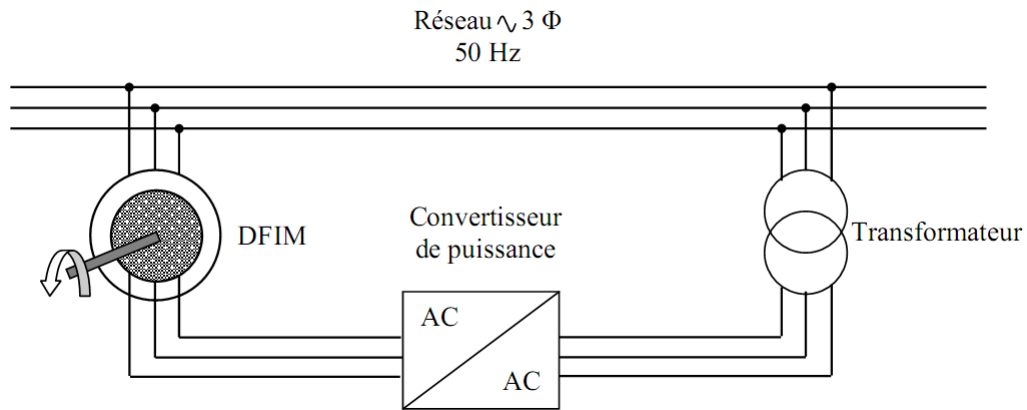


Fig. (1.10) : Schéma synoptique de la MADA avec un convertisseur AC/AC associé au rotor

### 1.9.2 MADA avec deux convertisseurs AC/AC :

Cette solution consiste à alimenter la MADA par deux convertisseurs AC/AC, l'un au stator et l'autre au rotor (figure 1.11). Cette dernière est généralement plus répandue dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable que ceux de génération. Cette configuration offre une grande souplesse à la commande que celle précédente (figure 1.10), ainsi qu'elle permet de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs, ce qui réduit les pertes fer dans la machine et par conséquent augmente le rendement [10].

En plus, elle présente dans les applications de grandes puissances de bonnes performances à très basses vitesses pour un fonctionnement sans capteur de vitesse, ainsi qu'elle offre la possibilité de fonctionner en survitesse sans démagnétisation. Cependant, cette configuration présente des inconvénients majeurs notamment [11] [7] :

- ✚ Elle est plus volumineuse. L'aspect multi-convertisseurs augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent, le prix
- ✚ Le marché traditionnel est dominé par la première configuration (figure 1.11) qui est très étudié et très connue.
- ✚ Elle nécessite une commande plus ou moins compliquée par rapport à la première configuration.

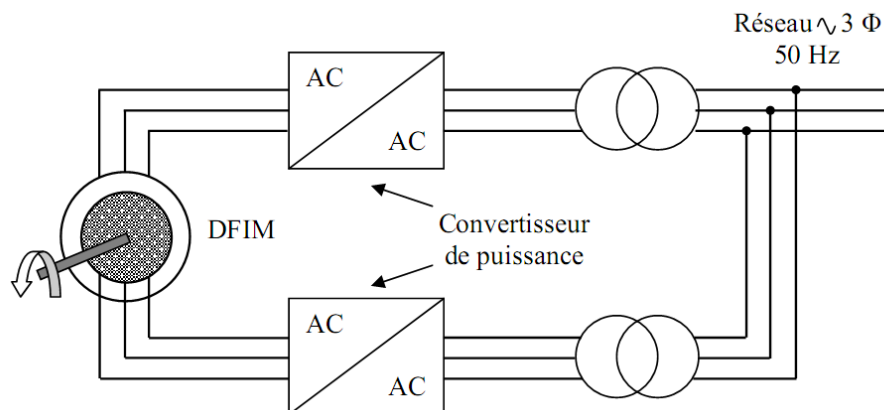


Fig. (1.11) : Schéma synoptique de la MADA avec deux convertisseurs AC/AC

### 1.10 Convertisseurs de puissance associés à la MADA:

Bien que la puissance du rotor (de glissement) de la MADA peut être contrôlée à partir de la vitesse et du couple de celle-ci. Une simple et primitive méthode de contrôle de la vitesse de la MADA en mode moteur consiste à modifier la résistance rotorique. Si l'on utilise pour cela un rhéostat, on dissipe l'énergie active comme des pertes et on abaisse de façon inacceptable le rendement du système. Les avantages de cette méthode font que la machine peut avoir un démarrage souple avec un couple maximale sans pic de courant et sans harmoniques transmis au réseau avec un facteur de puissance élevé. Par conséquent et pour que le procédé soit viable, il faut faire appel à un convertisseur de puissance qui permet la récupération de l'énergie correspondante en la réinjectant dans le réseau dont le but d'améliorer le rendement. D'après la littérature de la MADA, on trouve deux types de convertisseur qui sont utilisés pour contrôler la puissance de glissement, notamment celui proposé par Kramer qui consiste à utiliser un convertisseur AC-AC unidirectionnel en régime hypo-synchrone et celui utilisé dans la méthode de Scherbius qui emploie un convertisseur bidirectionnel en régimes hypo/hyper synchrone. Pour une gamme de vitesse de fonctionnement de la MADA autour de sa vitesse de synchronisme. [2]

La MADA présente une puissance de glissement réduite et ce qui permet également de réduire les dimensions du convertisseur de puissance.

Le convertisseur statique est connecté aux enroulements du rotor de la MADA par un système ballast-bague. Il est dimensionné pour une puissance rotorique  $P_m = |g_{max}|P_{sn}$ .

Avec  $g_{max}$ : la valeur maximale de glissement et  $P_{sn}$  la puissance nominale du stator.

En général,  $|g_{max}| < 0.2$  à  $0.3$  et diminue avec les grandes puissances jusqu'au  $0.05$  à  $0.1$  pour des puissances de l'ordre (MW) dont l'objectif de limiter le dimensionnement de ce dernier et par conséquent le coût [9].

Généralement, les convertisseurs statiques appropriés à la MADA sont :

- ✚ le Redresseur non contrôlable (ou contrôlable) associé à un onduleur de courant MLI à thyristors (convertisseur indirect AC-AC avec un bus continu);
- ✚ le Cycloconvertisseur : convertisseur direct AC-AC de tension à thyristors avec un rapport limité de fréquences sortie/entrée  $f_2/f_1 < 0.33$  ;
- ✚ redresseur de tension contrôlable à modulation de largeur d'impulsion MLI associé un onduleur MLI à IGBTs (insulated gate bipolar transistors) ou IGCTs (integrated gate commutated thyristor) : convertisseur indirect AC-AC avec un bus continu;
- ✚ le convertisseur matriciel : convertisseur direct AC-AC de tension avec IGBTs ou IGCTs ou bien MCTs (mosfet-controlled thyristor) avec un rapport librement contrôlable des fréquences sortie / entrée  $f_2/f_1$ .

Les configurations des convertisseurs de puissances mentionnées précédemment diffèrent en termes de coûts, des quadrants opérationnels (deux ou quatre quadrants), des régimes de fonctionnement (régime hypo-synchrone ou hyper-synchrone), des harmoniques du courant, et de la rapidité de réponse à la commande [9].

#### 1.10.1 Redresseur non/et contrôlable associé à un onduleur MLI à thyristors:

Si le redresseur non contrôlable (à diodes) est utilisé dans le côté rotorique de la machine, l'écoulement de la puissance du glissement est unidirectionnel, il se fait du rotor vers le réseau par

l'intermédiaire d'un transformateur élévateur. Dans ce cas, la MADA peut fonctionner comme moteur hypo-synchrone ( $g > 0$ ) et comme générateur hyper-synchrone ( $g < 0$ ), c'est-à-dire qu'il y a deux quadrants opérationnels possibles de la MADA. Cependant, il est impossible de faire fonctionner cette dernière en régime de synchronisme ( $g = 0$ ). En plus, cette configuration de la MADA présente un taux d'harmoniques élevé du courant au niveau du rotor et du stator et un facteur de puissance modeste du côté réseau [9] [2].

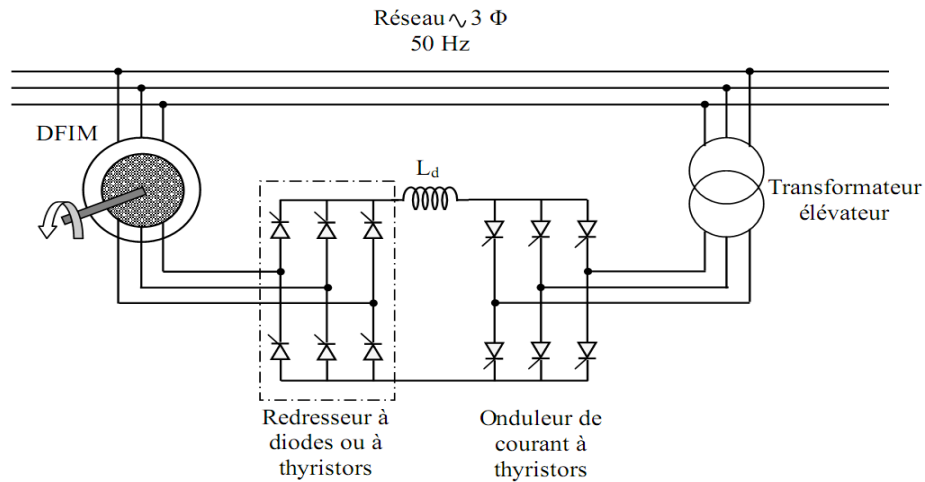


Fig. (1.12) : Redresseur à diodes ou à thyristors associé à un onduleur de courant à thyristors

Pour un fonctionnement plus flexible de la MADA, le redresseur de courant du côté rotorique doit être à thyristors pour autoriser l'écoulement de puissance dans les deux sens, ce qui mène à un fonctionnement en quatre quadrants. Cette configuration présente aussi un taux d'harmoniques de courant dominant et ceci évolue avec le glissement. L'opération de la machine au point de synchronisme n'est pas faisable, mais le passage par ce point est possible [11]

Le convertisseur AC-AC indirect montré par la figure (1.12) a deux types de commutation soit naturelle ou bien forcée. La commutation forcée peut améliorer la situation en terme de commutation plus rapide et plus sûre et en terme de facteur de puissance contrôlable, alors que le coût d'exploitation devient important. La présence d'une grande bobine de lissage dans le bus continu demeure un inconvénient sérieux en termes du coût et de dimensionnement du convertisseur.

### 1.10.2 Cycloconvertisseur:

Dans la configuration de la figure (1.12), le convertisseur redresseur/ondeur est remplacé par un cycloconvertisseur de sorte que l'écoulement de la puissance de glissement puisse être commandé dans les deux directions (figures 1.13 et 1.14). Par conséquent, on obtient un fonctionnement en quatre quadrants de la MADA. Dans ce cas la gamme opérationnelle de la vitesse est typiquement limitée à  $\pm 50\%$  de la vitesse de synchronisme. La fréquence maximale à la sortie du cycloconvertisseur à base d'un redresseur triphasé à point médian est de l'ordre de  $1/3$  de la fréquence d'entrée (figure 1.13), alors qu'elle est de l'ordre de  $1/2$  de la fréquence d'entrée pour le cycloconvertisseur à base de deux redresseurs triphasés en pont (figure 1.14). L'inversement du sens de rotation de la machine n'est pas possible dans ce cas (de même que pour la configuration avec redresseur-ondeur), parce que cette situation nécessite l'inversion de l'ordre des phases d'alimentation du stator.

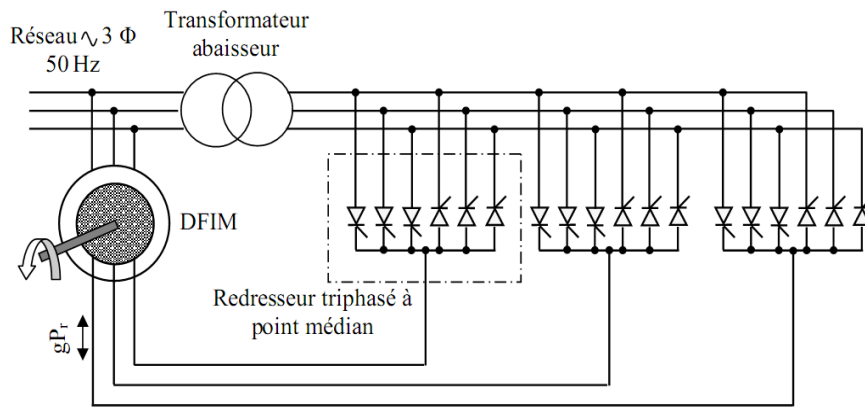


Fig. (1.13) : Cycloconvertisseur à base d'un redresseur triphasé à point médian par phase

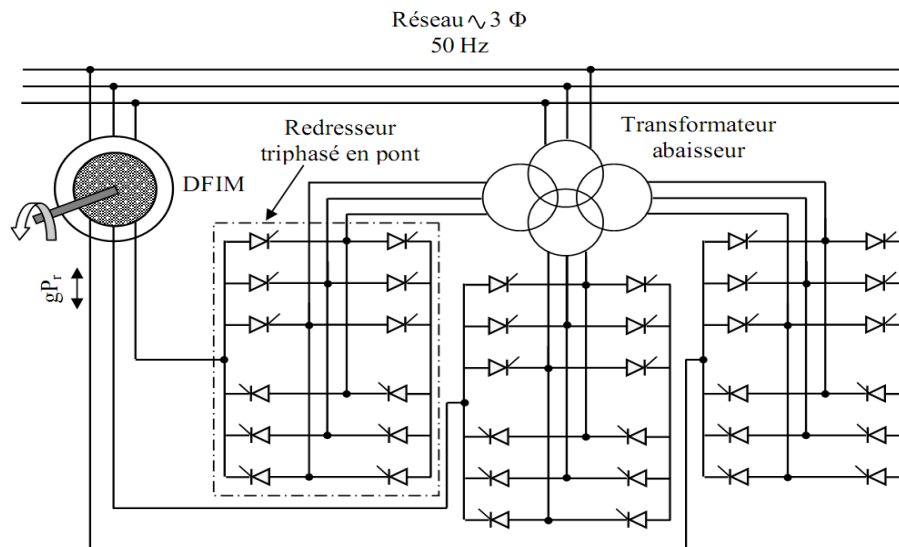


Fig. (1.14) : Cycloconvertisseur à base d'un redresseur triphasé en pont par phase

Le coût trop cher et la complexité de la commande constituent les principaux inconvénients pour le cycloconvertisseur ; cependant celui-ci offre des avantages comme celui du courant rotorique qui est proche de la forme sinusoïdale, ce qui conduit à des pertes d'harmoniques réduites, et un facteur de puissance totalement contrôlable au niveau du stator [9][13].

### 1.10.3 Redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension:

Les configurations présentées précédemment (figures 1.13 et 1.14) peuvent amener des améliorations considérables aux performances si le cycloconvertisseur est remplacé par un redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension. Dans ce cas, il est possible de contrôler l'écoulement de puissance de glissement dans les deux directions, par l'implémentation d'une commande vectorielle aux deux convertisseurs. En plus, la fréquence de sortie du côté rotorique  $f_r$  est limitée seulement par la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance qui peuvent être des GTOs, IGBTs et IGCTs.

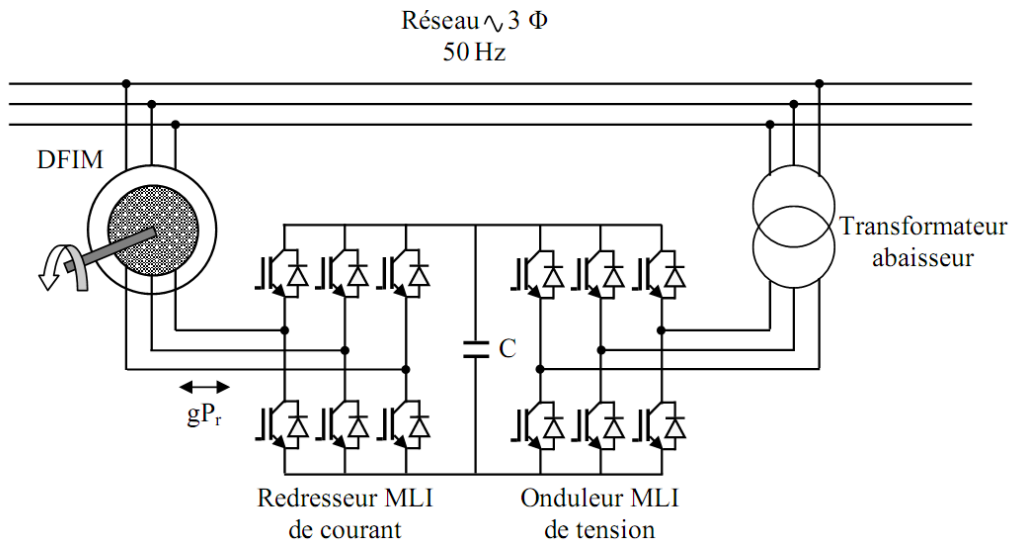


Fig. (1.15) : Redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension

Le convertisseur à deux niveaux à base des transistors IGBTs (figure 1.15) est généralement utilisé aujourd'hui jusqu'à 2 à 3 MW pour une tension de sortie de 690 V par ligne. Pour des puissances supérieures à 10 MW et des tensions supérieures à 10 kV, les convertisseurs multi-niveaux AC-AC avec un bus de tension continu sont adoptés pour l'alimentation de la MADA

La présence d'un grand condensateur dans le bus de tension continu a pour objectif de générer une puissance réactive contrôlable ; la haute fréquence de commutation (au-dessus de 1 kHz) permet de décaler les harmoniques du courant dans le côté rotorique vers les hautes fréquences et ce qui facilite le procédé de filtrage. D'autre part, la commutation rapide des commutateurs de puissance prévoit une réponse très rapide des puissances active et réactive.

Le convertisseur AC/AC avec un bus continu considéré, constitue une solution adéquate pour un fonctionnement de la MADA à vitesse variable dans les quatre quadrants tout en assurant son fonctionnement à une vitesse de synchronisme. [2].

#### 1.10.4 Convertisseur Matriciel :

Le convertisseur matriciel est une nouvelle génération de convertisseurs directs AC/AC, qui est constitué par des interrupteurs de puissance bidirectionnels ultra rapides. Généralement il a une topologie d'une source de tension. L'apparition des IGBTs et de contrôleurs puissants DSP permettent de mettre en évidence le convertisseur matriciel et d'exploiter les hautes performances apportées par celui-ci par rapport aux convertisseurs de puissances traditionnels. La tension à la sortie de celui-ci est formée par des sections de tensions d'entrée à l'aide de techniques de commande MLI intelligentes.

A l'entrée du convertisseur matriciel, on place un filtre LC pour le filtrage des harmoniques [2].

Le convertisseur matriciel offre plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs AC/AC présentés précédemment notamment :

- ✚ l'absence d'éléments de stockage de puissance (comme dans le cas de l'association Redresseur-Onduleur), ce qui augmente sa durée de vie.
- ✚ fonctionnement dans les quatre-quadrants et en grandes puissances, une commande souple et découplée des puissances active et réactive, de même qu'on obtient un fonctionnement avec un facteur de puissance ajustable.
- ✚ ultra rapide.

- ✚ un taux d'harmoniques modéré et une fréquence de sortie contrôlable indépendamment de celle de l'entrée.
- ✚ fonctionnement possible avec un facteur de puissance unitaire à l'entrée.

La réalisation pratique du convertisseur matriciel exige des interrupteurs bidirectionnels capables de bloquer la tension et le courant dans les deux directions, mais jusqu'à nos jours ce genre d'interrupteurs ne sont pas disponibles ce qui mène à réaliser ces derniers par la combinaison d'interrupteurs comme les IGBTs, MCTs, IGCTs et MOSFETs avec les diodes [14] (figure.1.16).

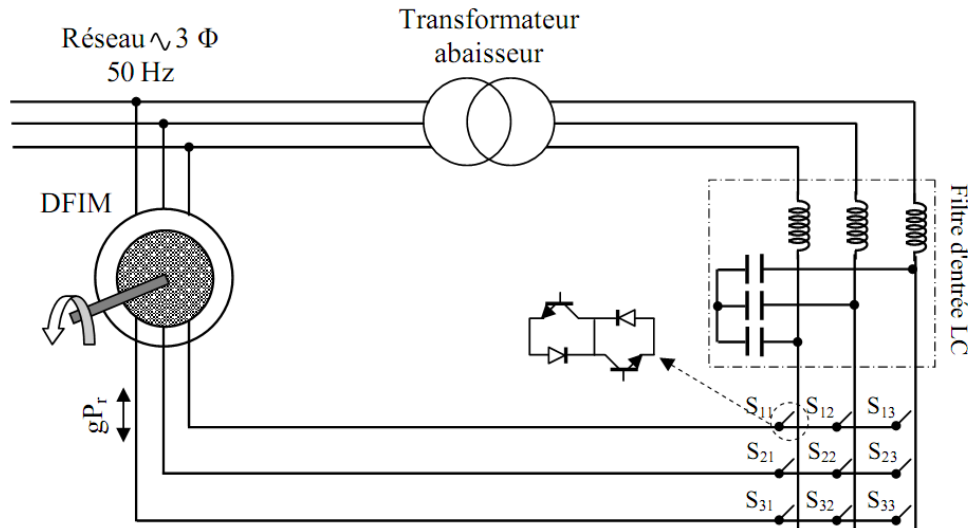


Fig. (1.16) : Convertisseur matriciel

## 1.11 Domaine d'application de la Machine asynchrone à double alimentation:

### 1.11.1 Dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable:

Les systèmes d'entraînement électriques transforment l'énergie électrique en énergie mécanique pour des applications utiles. Dans ce cas, le moteur électrique est le composant noyau d'un tel système d'entraînement électrique. Généralement, il y a trois critères essentiels pour la sélection des moteurs électriques pour les applications dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable :

- ✚ Rendement énergétique.
- ✚ Exigence de la commande en vitesse ou en position.
- ✚ Amélioration de la réponse en régime transitoire.

Le moteur, le convertisseur statique et le système de commande sont les trois éléments constructifs dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable (figure 1.17). Dans ce cas, le moteur doit assurer la rotation dans un sens ou l'autre avec la possibilité de freinage dans les deux sens. Le convertisseur de puissance a pour objectif de contrôler l'écoulement de puissance entre la source d'alimentation et le moteur. Son choix est affecté par le niveau de puissance, les quadrants opérationnels du moteur et la qualité de puissance. L'algorithme de commande est utilisé pour générer les signaux de commande pour le convertisseur de puissance, afin de contrôler le couple, la vitesse ou la position [2].

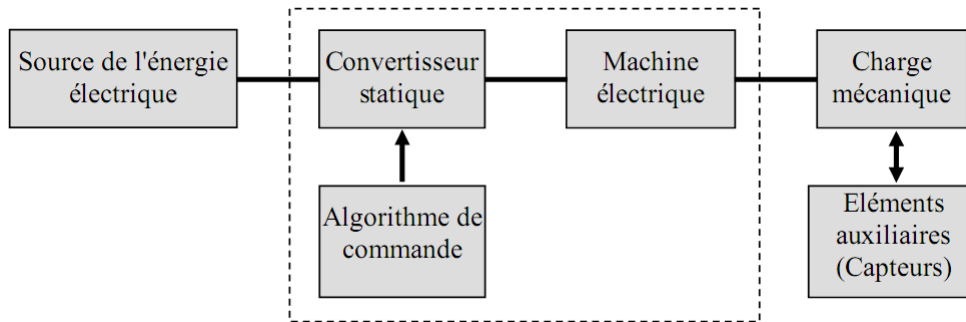


Fig. (1.17) : Architecture d'un système d'entraînement à vitesse variable

Grâce au développement rapide du moteur, du convertisseur et de la commande et leur intégration, le domaine d'entraînement à vitesse variable a connu ces dernières années un essor considérable notamment ce qui concerne l'amélioration du rendement énergétique et les hautes performances dynamiques offertes par celui-ci. Par conséquent, le choix d'un tel système d'entraînement à vitesse variable s'appuie généralement sur les critères suivants :

- ✚ le coût.
- ✚ la fiabilité.
- ✚ les performances (rapidité, précision et robustesse).
- ✚ le rendement énergétique.
- ✚ la taille et le poids.

Le moteur asynchrone à rotor bobiné offre des nombreux avantages par rapport au moteur asynchrone et synchrone surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement. De plus, il présente un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste tel que le laminoir, la traction ferroviaire, la propulsion des navires, le véhicule électrique, le ventilateur et la pompe d'eau.

### 1.11.2 Dans les système de génération éolienne a vitesse variable:

Une éolienne à vitesse variable a pour rôle de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique avec un rendement optimisé. Par conséquent, les différents éléments du système éolien sont conçus pour maximiser cette conversion énergétique et d'une manière générale, une bonne adéquation entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice électrique est indispensable. La figure (1.18), présente la caractéristique de la puissance maximale captée en fonction de la vitesse de la turbine pour des différentes vitesses du vent, dans le cas où l'orientation des pales est parfaitement réalisée [2].

Dans les systèmes éoliens de production de l'énergie électrique à vitesse variable, il existe une solution nouvelle et originale, utilisant la machine asynchrone à rotor bobiné. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse sont limitées autour de celle de synchronisme dont l'objectif d'avoir un convertisseur de puissance dimensionné à une fraction de 20-30 % de toute la puissance de système, et ce qui permet de minimiser les pertes et réduire le coût de celui-ci, [10][8].



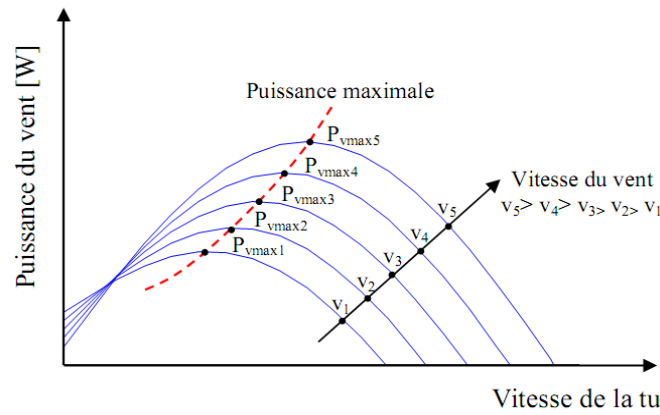


Fig. (1.18) : Caractéristique puissance-vitesse de la turbine pour des différentes vitesses du vent.

### 1.12 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 de la de la vitesse de synchronisme, la machine est capable de débiter une puissance allant de 0,7 à 1,3 fois la puissance nominale [15].

#### 1.12.1 Type de machin 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 (1.18.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 (1.18.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 (1.18.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

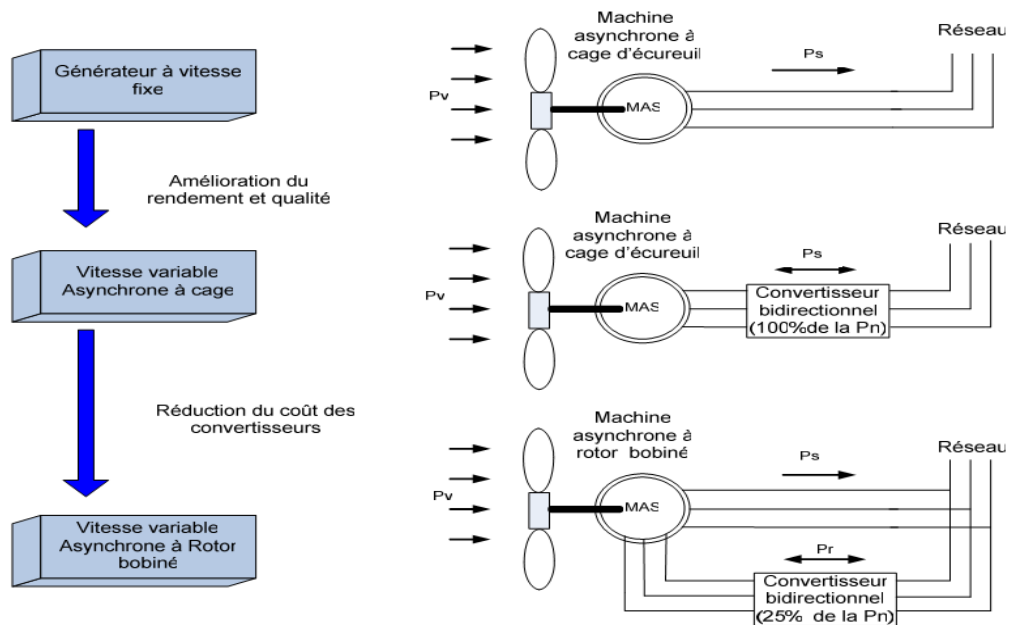


Fig.1.18 : Evolution de la configuration électrique

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 [15]

**1.12.2 Les différentes structures d'alimentation de la MADA dans les systèmes éoliens:**

**1.12.2.1 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 (1.19). 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 [15].

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

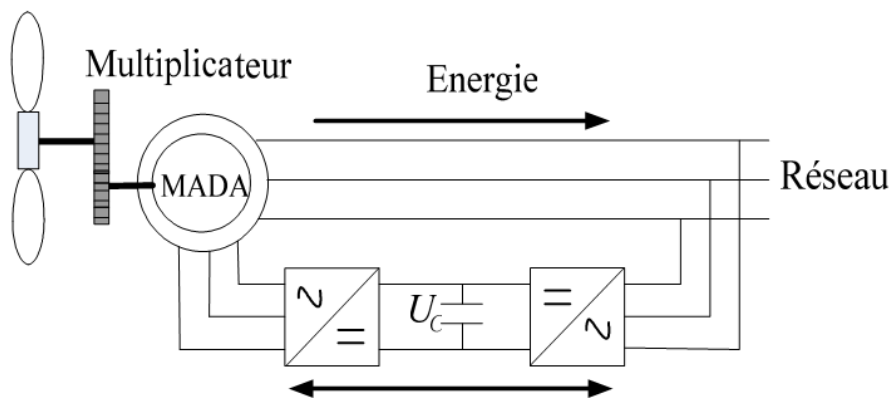


Fig.1.18 : Machine asynchrone à double bobinage statorique

### 1.12.2.2 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. 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. [16]

La figure (1.19) montre le schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobine pilotée par le rotor.

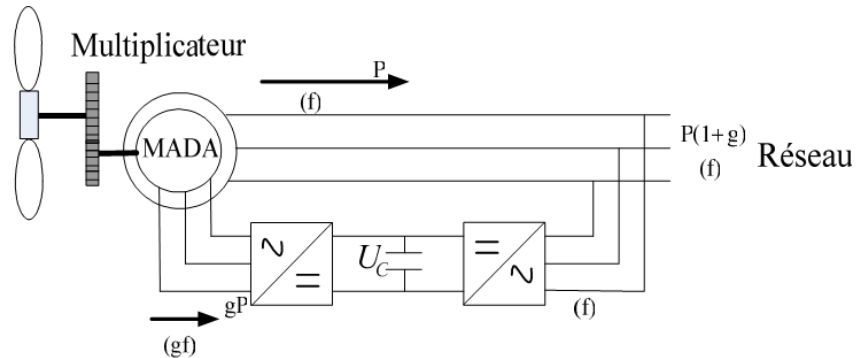


Fig.1.19 : Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor

### 1.12.2.3 Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée:

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la figure (1.20), 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.

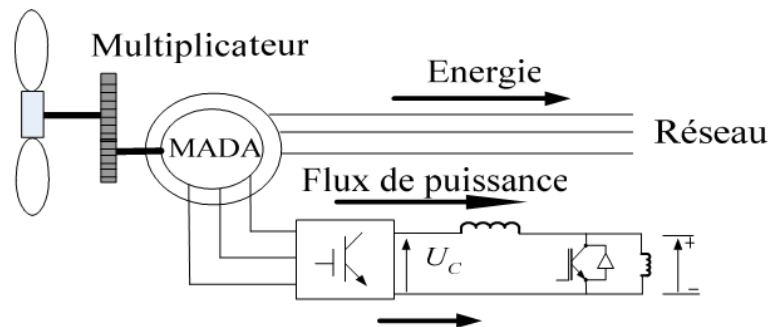


Fig.1.20 : MADA avec un control du glissement par dissipation de la puissance rotorique

### 1.12.2.4 Machine asynchrone à double alimentation pont à diodes et pont à thyristor: structure dekramer

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 appliqué à ce redresseur applique à ce redresseur une tension qui varie par action sur l'angle d'amorçage. 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 (1.21). 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. [3]

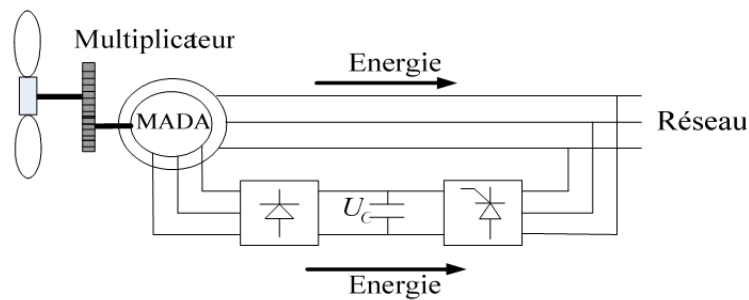


Fig.1.21: MADA alimentée par un pont à diodes et thyristor

### 1.12.2.5 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 (1.22).

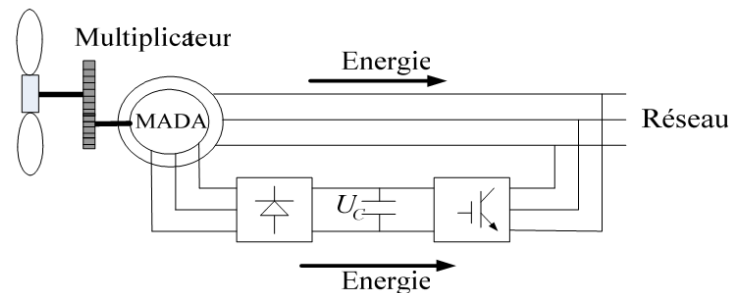


Fig.1.22 : MADA alimentée par un pont à diodes et un onduleur MLI

#### 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.

#### 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 œuvre. Les enroulements statoriques du moteur sont alors soumis à des  $(dv/dt)$  importants qui peuvent réduire leur durée de vie.

### 1.12.2.6 Machine Asynchrone à Double Alimentation : Structure de Scherbius avec Cycloconvertisseur

L'association redresseur- onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur figure (1.23), 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

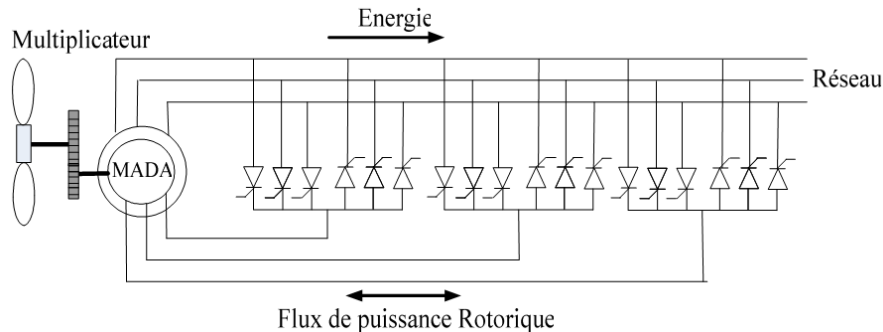


Fig.1.23 : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

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

Une autre structure intéressante, figure (1.24) 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 [4].

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. [3]

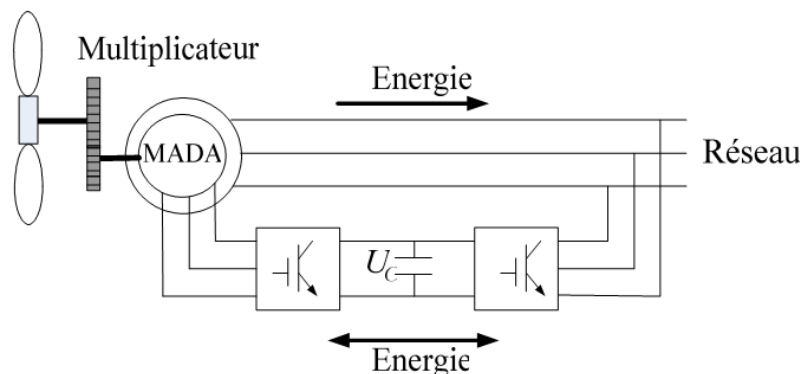


Fig.1.24 : structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

### 1.13 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation:

Le modèle de la MADA est équivalent au modèle de la machine asynchrone à cage. En effet lors de cette modélisation, on assimile la cage d'écureuil 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
- ✚ Entre fer constant
- ✚ Effet des encoches est négligé
- ✚ L'inductance de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte

#### 1.13.1 Equations générales de la MADA

La machine possède 6 enroulements (3 au stator et 3 au rotor) couples magnétiquement.

Pour chacun des d'eux on peut écrire une équation :

$$V = RI + \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.7)$$

Où  $\Phi$  représente le flux total à travers l'enroulement. Pour l'ensemble des enroulements statorique et rotoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_{s3} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ \Phi_{r3} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

#### 1.13.2 Equations des flux

On désigne par :

$L_s$  : Le coefficient d'inductance propre d'un enroulement statorique

$M_s$ : Le coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statorique.

$M_1, M_2$  et  $M_3$ : Les coefficients d'inductance mutuelle avec les 3 bobinages rotoriques. Compte tenu du schéma ci-dessus, on écrira :

$$\begin{cases} M_1 = M \cos(\alpha) \\ M_2 = M \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) = M \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ M_3 = M \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) = M \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.10)$$

L'expression du flux total à travers le bobinage statorique 1 sera la suivante :

$$\Phi_{s1} = L_{s1}i_{s1} + M_s(i_{s2} + i_{s3}) + M_1i_{r1} + M_2i_{r2} + M_3i_{r3} \quad (1.11)$$

L'écriture matricielle ci-dessous résume les 3 équations de flux statorique :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M\cos(\alpha) & M\cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & M\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & M\cos(\alpha) & M\cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ M\cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & M\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & M\cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

De façon similaire, on aura au rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ \Phi_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M\cos(\alpha) & M\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & M\cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ M\cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & M\cos(\alpha) & M\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & M\cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & M\cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

### 1.13.3 Mise en équation matricielle

En reprenant les résultats du paragraphe précédent (1.4) et (1.5) (équations des flux), il vient avec des notations évidentes :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (1.14)$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

On constate que ce sont des matrices diagonales.

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \end{cases} \quad (1.16)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \text{ et } [M_{sr}] = \begin{bmatrix} M\cos(\alpha) & M\cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & M\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & M\cos(\alpha) & M\cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ M\cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & M\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & M\cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

La matrice  $L_s$  est symétrique et l'on a une notation analogue pour  $L_r$ .

La matrice  $M_{rs}$  est la transposée de  $M_{sr}$ .

### 1.13.4 Utilisation de la transformation de PARK:

#### 1.13.4.1 Application de la transformation de Park sur les tensions et les courants

Pour chaque vecteur défini précédemment (tension, courant, flux), on va faire un changement de repère de PARK aussi bien au stator qu'au rotor,  $\theta_s$  désignera l'angle pour le stator et  $\theta_R$  celui pour le rotor.

$$[P_1(\theta_s)][V_{sr}] = [R_s][P_1(\theta_s)][i_{sr}] + \frac{d}{dt}([P_1(\theta_s)][\phi_{sr}]) \quad (I.18)$$

Avec:

$$[P_1(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

En multipliant à gauche par  $[P_1(\theta_s)]^{-1}$  :

$$[V_{sr}] = [R_s][i_{sr}] + [P_1(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt}([P_1(\theta_s)][\phi_{sr}]) \quad (1.19)$$

$$[V_{sr}] = [R_s][i_{sr}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sr}] + [P_1(\theta_s)]^{-1} \left( \frac{d}{dt} [P_1(\theta_s)] \right) [\phi_{sr}] \quad (1.20)$$

C'est le dernier terme de la somme qui pose problème. On a:

$$\frac{d}{dt} [P_1(\theta_s)] \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{s0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{s0} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$\frac{d}{dt} [P_1(\theta_s)] \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{s0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \omega_s \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) \phi_{sd} & -\cos(\theta_s) \phi_{sq} \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \phi_{sd} & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \phi_{sq} \\ -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \phi_{sd} & -\cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Avec :  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$

D'où le résultat final :

$$[V_{sr}] = [R_s][i_{sr}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sr}] + \omega_s \begin{bmatrix} -\phi_{sq} \\ \phi_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.23)$$



En développant les composantes de PARK pour le stator.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{s0} = R_s i_{s0} + \frac{d}{dt} \phi_{s0} \end{cases} \quad (1.24)$$

On notera le couplage de  $V_{sd}$  avec  $\phi_{sq}$  et  $V_{sq}$  avec  $\phi_{sd}$  [16].

On aura les mêmes équations au niveau du rotor en changeant partout l'indice « S » en « R »

$V_{s0}$  Est considéré nul puisque le rotor est couplé en triangle et le neutre n'est plus accessible [18].

Le même pour  $V_{r0}$  qui est considéré nul.

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \\ V_{r0} = R_r i_{r0} + \frac{d}{dt} \phi_{r0} \end{cases} \quad (1.25)$$

$$\text{Avec : } \omega_r = \frac{d\alpha}{dt}$$

#### 1.13.4.2 Application de la transformation de Park sur les Flux

$$[\phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (1.26)$$

$$[P_1(\theta_s)][\phi_{sp}] = [L_s][P_1(\theta_s)][i_{sp}] + [M_{sr}][P_1(\theta_s)][i_{rp}] \quad (1.27)$$

$$[\phi_{sp}] = [P_1(\theta_s)]^{-1}[L_s][P_1(\theta_s)][i_{sp}] + [P_1(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][P_1(\theta_r)][i_{rp}] \quad (1.28)$$

On remarquera ici l'angle  $\theta_s$  pour le stator et l'angle  $\theta_r$  pour le rotor

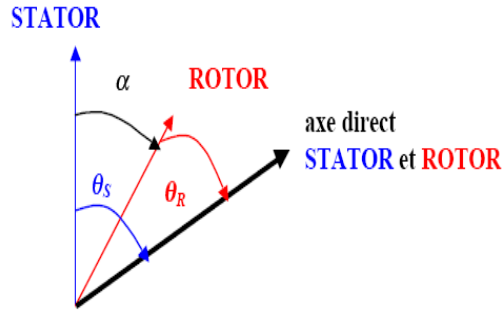
La matrice  $[P_1(\theta_s)]^{-1}[L_s][P_1(\theta_s)]$  ne pose pas de problème, compte tenu de la formule de changement de base pour les matrices :

Soit :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

$[P_1(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][P_1(\theta_r)]$  Est moins simple à obtenir à cause des deux angles  $\theta_s$  pour le stator et l'angle  $\theta_r$  pour le rotor qui interviennent.

En faisant coïncider les axes directs rotor et stator, le calcul se simplifie.



On a alors :  $\theta_S = \theta_R + \alpha$

**Fig. 1.25 Coïncidassions des axes directs de rotor et de stator**

$$[M_{sr}][P_1(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} M \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & 0 \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

$$[P_1(\theta_s)]^{-1}[M_{sr}][P_1(\theta_r)] = \frac{3}{2} M \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Où l'on constate que l'on a ici aussi une matrice diagonale, ce qui justifie l'intérêt de la transformée de PARK. En reprenant les notations  $L_s = L_s - M_s$  et  $M_c = \frac{3}{2} M$ , et en développant chaque ligne, on obtient les composantes de PARK du flux statorique :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_c i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_c i_{rq} \\ \phi_{s0} = (L_s - 2M_s) i_{s0} \end{cases} \quad (1.32)$$

Avec :  $\phi_{s0}=0$  ;

On notera cette fois, l'absence de couplage entre les axes d et q de la transformation [18].

Au rotor, on aura les mêmes équations en substituant l'indice « S » à l'indice « R ».

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_c i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_c i_{sq} \\ \phi_{r0} = (L_r - 2M_r) i_{r0} \end{cases} \quad (1.33)$$

Avec :  $\phi_{r0}=0$  ;

### 1.13.5 Expression du couple.

Puisque la transformation de PARK orthonormée conserve la puissance instantanée.

$$P_E = [V_s]^t [i_s] = V_{s1} i_{s1} + V_{s2} i_{s2} + V_{s3} i_{s3} = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \quad (1.34)$$

En tenant compte du fait que le terme homopolaire sera nul. Faisons intervenir les lois des mailles

$$P_E = \left( R_s + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \right) i_{sd} + \left( R_s + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \right) i_{sq} \quad (1.35)$$

$$P_E = (R_s i_{sd}^2 + R_s i_{sq}^2) + \left( \frac{d}{dt} \Phi_{sd} i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} i_{sq} \right) + \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (1.36)$$

Le premier terme entre accolades est facilement identifiable aux pertes joules. Le second terme correspond à de la puissance électromagnétique stockée dans le champ. Reste donc le 3ème terme: ce terme ne peut donc représenter que la puissance électrique transformée en puissance mécanique puisque notre modélisation néglige les pertes fer.

Cette puissance peut se mettre sous la forme :

$$P_{mec} = C_{em} \Omega_s = \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (1.37)$$

### 1.13.6 Représentation sous forme d'équation d'état

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (1.38)$$

Soit  $(i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq})$  le vecteur d'état choisit:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} (L_s i_{sd} + M_c i_{rd}) - \omega_s (L_s i_{sq} + M_c i_{rq}) \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} (L_s i_{sq} + M_c i_{rq}) + \omega_s (L_s i_{sd} + M_c i_{rd}) \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} (L_r i_{rd} + M_c i_{sd}) - \omega_r (L_r i_{rq} + M_c i_{sq}) \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} (L_r i_{rq} + M_c i_{sq}) + \omega_r (L_r i_{rd} + M_c i_{sd}) \end{cases} \quad (1.39)$$

### 1.13.7 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 puissances active et réactive du stator et du rotor sont respectivement données par :

- Pour le stator :

$$\begin{cases} P_s = R_e(u_s \cdot i_s^*) \\ Q_s = I_m(u_s \cdot i_s^*) \end{cases} \quad \begin{cases} P_s = (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs}) \\ Q_s = (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} \cdot i_{qs}) \end{cases}$$

- Pour le rotor :

$$\begin{cases} P_r = R_e(u_r \cdot i_r^*) \\ Q_s = I_m(u_r \cdot i_r^*) \end{cases} \quad \begin{cases} P_s = (v_{dr} i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{qr}) \\ Q_s = (v_{qr} i_{dr} - v_{dr} \cdot i_{qr}) \end{cases}$$

**1.14 Résultats des simulations de la MADA avec rotor en court-circuit:**

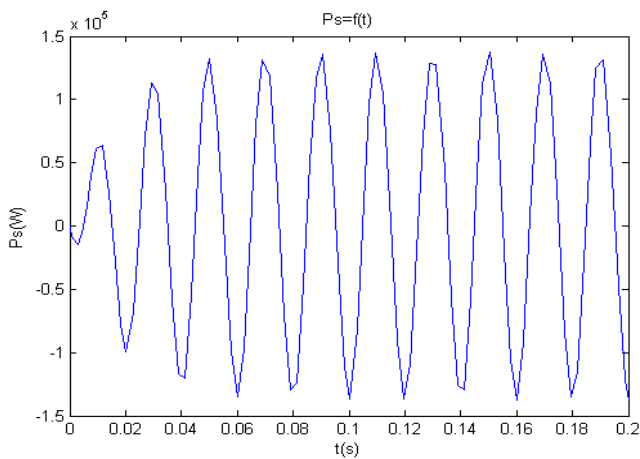


Fig. 1.25 : allure de  $P_s$

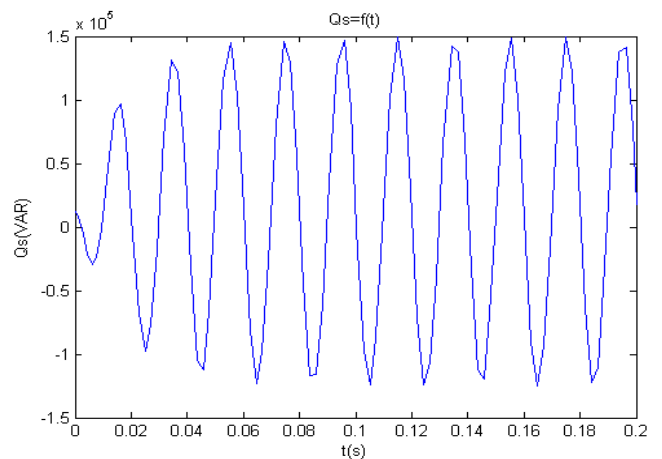


Fig. 1.26 : allure de  $Q_s$

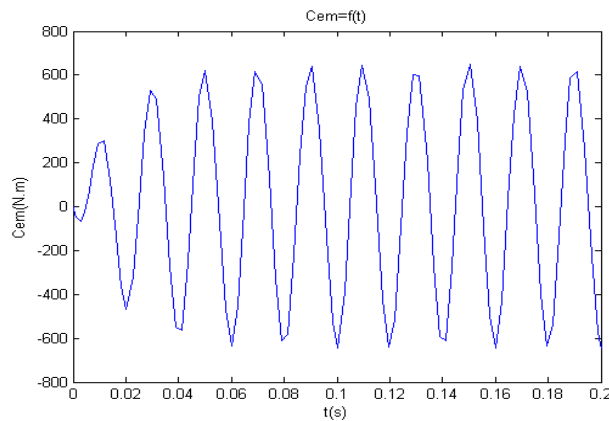
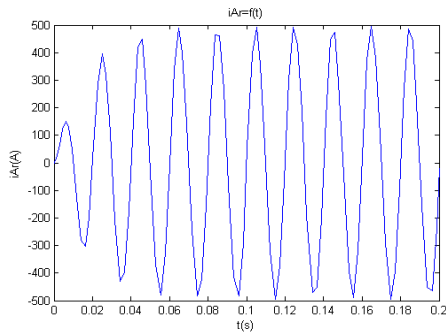
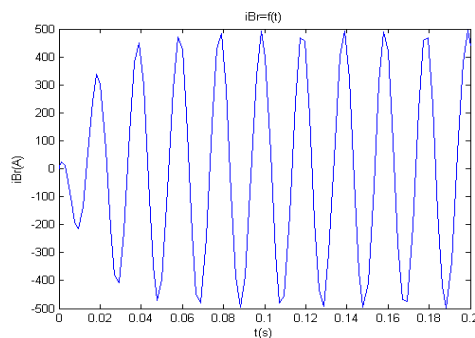
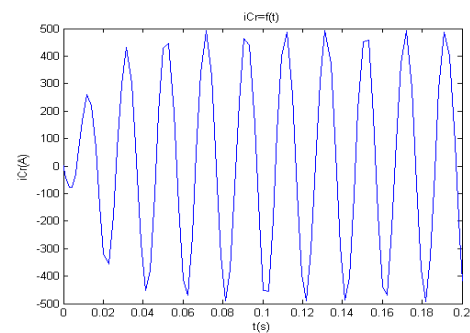


Fig. 1.27 : allure de  $Cem$

Fig. 1.28 : allure de  $i_{ar}$ Fig. 1.29 : allure de  $i_{br}$ Fig. 1.30 : allure de  $i_{cr}$ 

### 1.15 Conclusion:

Au cours de ce chapitre, nous avons effectué une étude de comparaison et de classification des différentes variantes de la machine à double alimentation, ainsi qu'une présentation des différentes configurations de la machine asynchrone à double alimentation et des différents types de convertisseur de puissance associé à cette dernière.

D'après cette étude, on constate que la MADA offre des avantages remarquables, ce qui permet à cette dernière de trouver un domaine d'application très vaste, notamment dans les systèmes de génération de l'énergie électrique. L'avantage principal de la MADA est que le convertisseur de puissance associé à son rotor ne traite qu'une fraction de 20 à 30% de toute la puissance du système, ce qui permet de minimiser les pertes et le coût de production de l'énergie électrique.

Cette étude montre aussi bien que les différentes caractéristiques de la machine MADA dépendent directement du glissement ainsi que de l'alimentation du stator et du rotor. Dans ce cas, on trouve dans la littérature les deux méthodes les plus courantes pour l'ajustement de la caractéristique couple-vitesse de la MADA suivantes :

- ✚ la méthode des résistances additionnelles au niveau du rotor provoque des pertes dans le circuit rotorique, de même qu'elle présente un mauvais rendement et une gamme de réglage limitée ;
- ✚ la méthode du convertisseur AC/AC associé au rotor permet d'obtenir un réglage fin du glissement, ainsi qu'une meilleure gestion de la puissance transmise au rotor.

Effet, la MADA offre des performances considérables par rapport à la machine à induction, ce qui ouvre à cette dernière un large domaine d'application, notamment dans les systèmes de production de l'énergie électrique.

# Chapitre 2:

## **Convertisseur Matriciel : Modélisation et Stratégie de Commande**

**2-1 Introduction :**

Le convertisseur matriciel est une nouvelle génération du convertisseur direct de puissance alternatif/alternatif. Il permet d'assurer un écoulement bidirectionnel de puissance entre le réseau et le récepteur, ainsi qu'il permet de contrôler la tension de sortie en amplitude et en fréquence grâce à une matrice des interrupteurs de puissance bidirectionnels en courant et en tension reliant  $n$  phases d'entrée à  $m$  phases de sortie; cela conduit à avoir  $n \times m$  interrupteurs bidirectionnels. Par conséquent, le convertisseur matriciel triphasé/triphasé nécessite neuf interrupteurs bidirectionnels.

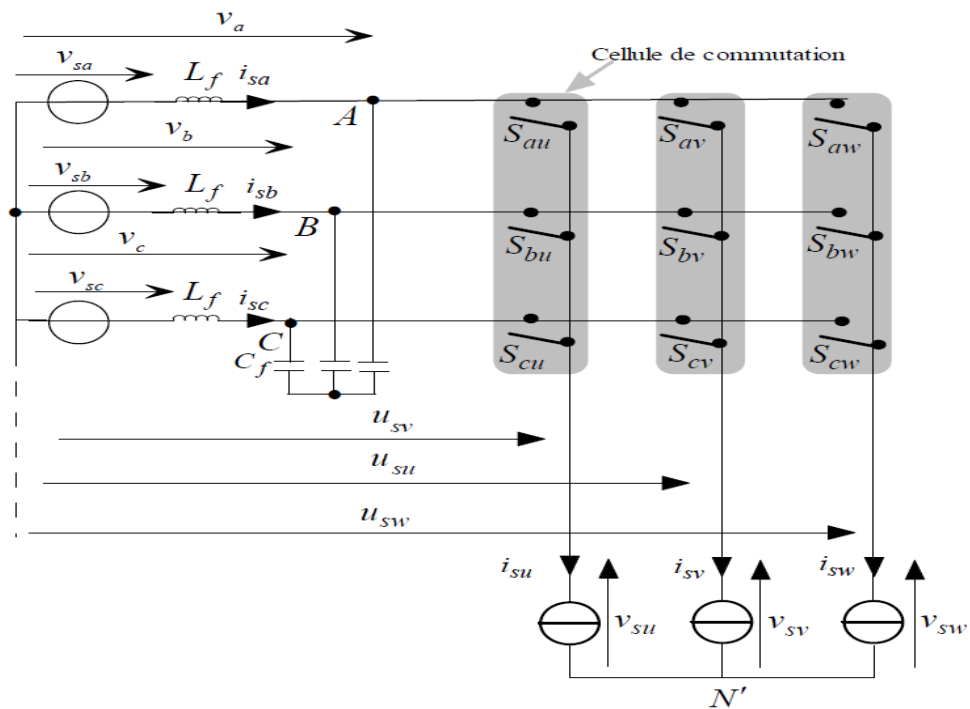
Aujourd'hui, le convertisseur matriciel est devenu un axe de recherche important et plus attractif par beaucoup de chercheurs dans le domaine d'entraînement ou de génération à vitesse variable grâce aux avantages présentés par celui-ci par rapport aux convertisseurs classiques comme le cyclo-convertisseur et le cascade redresseur/lien continu/onduleur notamment :

- ✚ la commande découplée de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie.
- ✚ un courant sinusoïdal à l'entrée avec un déphasage ajustable, donc la possibilité de fonctionner à un facteur de puissance unitaire pour n'importe quelle charge.
- ✚ le rapport entre la tension de sortie et celle de l'entrée est maximisé au possible.
- ✚ la possibilité d'avoir un écoulement de puissance bidirectionnel et par conséquent d'obtenir un fonctionnement dans les quatre quadrants.
- ✚ un taux d'harmoniques réduit aussi bien pour les courants d'entrée que pour les courants de sortie.
- ✚ une large gamme de fréquence opérationnelle pour la tension de sortie.
- ✚ l'absence d'un grand condensateur pour le stockage de l'énergie comme dans le cas d'une cascade redresseur/lien continu/onduleur, ce qui permet de réduire le coût et le dimensionnement du convertisseur.

### 2-2 Principe de fonctionnement de convertisseur matriciel : [29] [2]

Le CONVERTISSEUR MATRICIEL est un convertisseur (Alternatif/Alternatif) direct sans circuit intermédiaire continu. Le schéma de principe d'un convertisseur matriciel illustré par la figure (fig.2.1), consiste à utiliser neuf commutateurs bidirectionnels en courant (car la charge étant bidirectionnel en courant) et en tension (car la source étant bidirectionnel en tension) reliant les trois phases d'entrée à celles de la charge. La topologie du convertisseur matriciel montre l'existence de trois cellules de commutation (cellule U, cellule V, cellule W). Chaque cellule est formée de trois commutateurs.

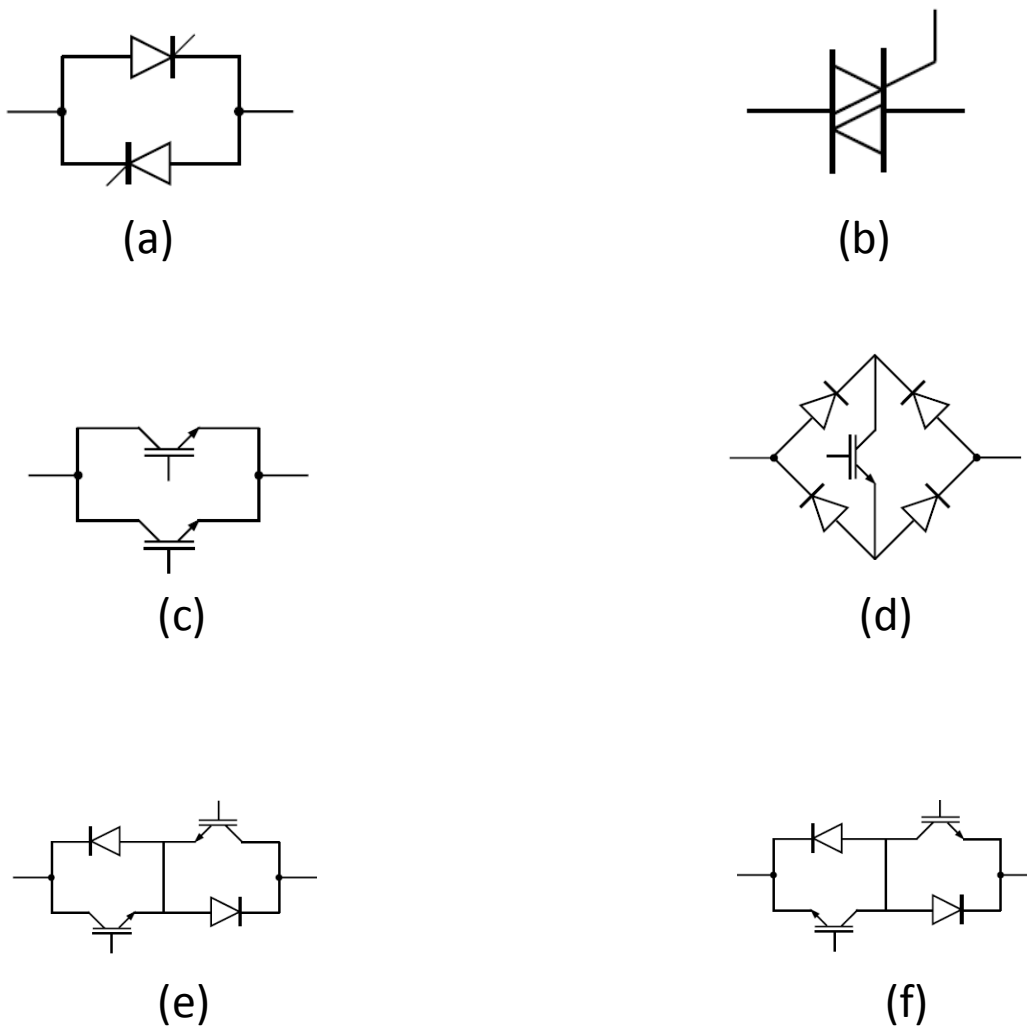
Un filtre passe bas doit être insère à l'entrée du convertisseur matriciel dont l'objectif d'empêcher la propagation des courants harmoniques dans le réseau.



**Fig.2.1 Structure d'un convertisseur matriciel**

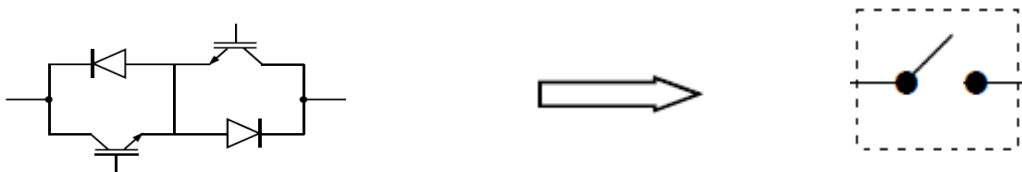
Les commutateurs de puissance utilisés dans ce convertisseur sont réversibles en courant et en tension. C'est-à-dire, ils permettent de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer les tensions des deux polarités. Pour obtenir cette réversibilité il faut associer des composants élémentaires (diodes, thyristors, IGBT,...). La figure (2.2) montre les diverses possibilités d'association des composants à partir d'éléments disponibles actuellement sur le marché.





**Fig.2.2 Interrupteurs bidirectionnels à base de: (a) deux thyristors montés en antiparallèle, (b) triac, (c) deux IGBT montés en antiparallèle, (d) pont de diodes avec IGBT, (e) deux diodes et deux IGBT avec émetteur commun, (f) deux diodes et deux IGBT avec collecteur commun**

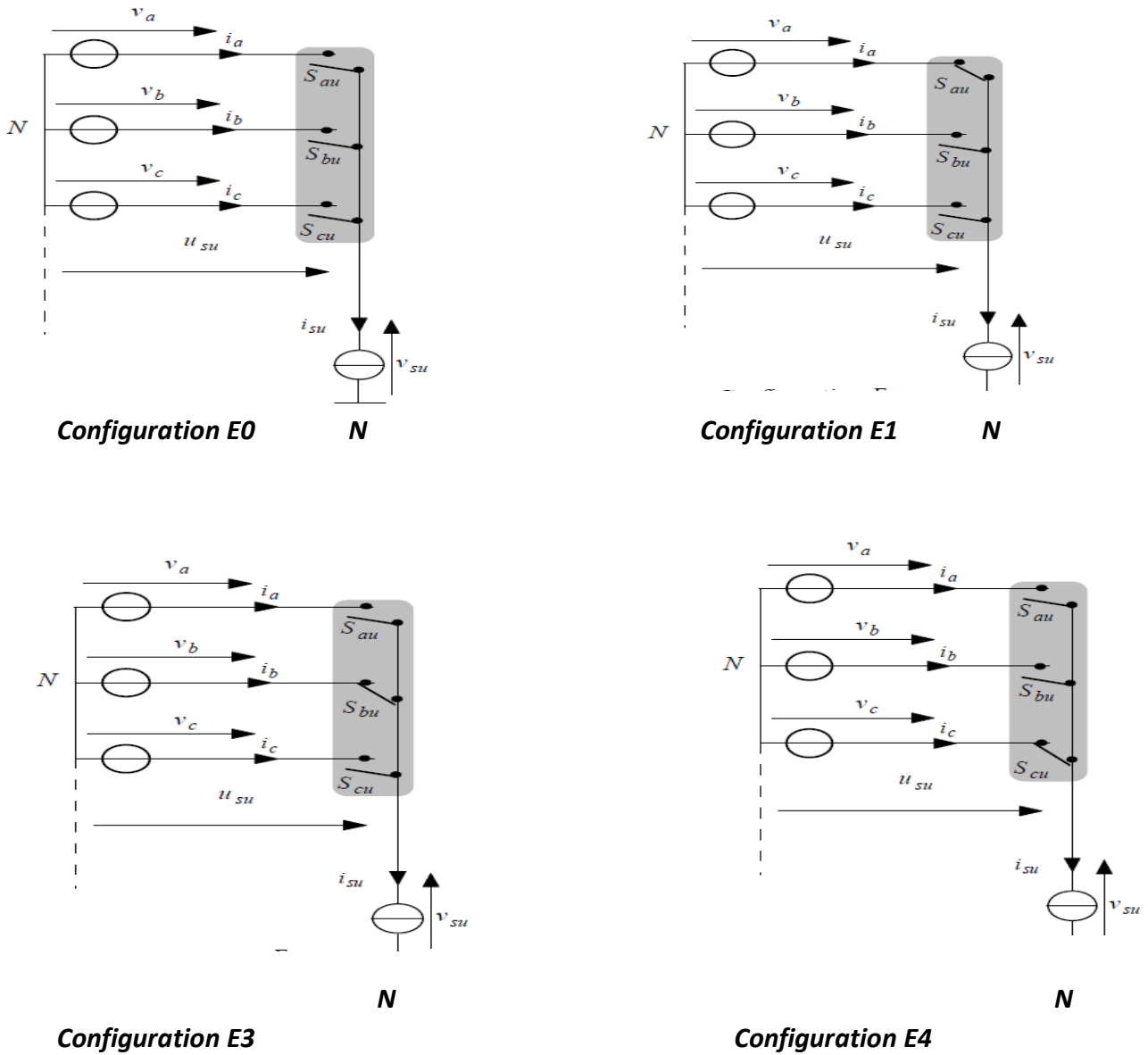
Dans notre étude, nous supposons que chaque commutateur est modélisé par un interrupteur bidirectionnel commandable à l'ouverture et à la fermeture (fig 2.3).



**Fig.2.3 Interrupteur bidirectionnel équivalent**

**2-2-1-Fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel : [28] [31]**

On a vu précédemment qu'un convertisseur matriciel comporte trois cellules de commutation, chaque cellule présente quatre configurations caractérisée par des grandeurs électriques comme le montre le tableau 2.1.



**Fig.2.4 Schéma de principe d'une cellule de commutation**

**De convertisseur matriciel**

Configuration	Etats électrique de la cellule
$E0$	$i_{su}=0$
$E1$	$U_{su}=V_a$
$E2$	$U_{su}=V_b$
$E3$	$U_{su}=V_c$

**Tableau 2.1 Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'une cellule.**

### 2-2-2-Réseau de Petri d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel : [31]

D'après les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation, on peut présenter le réseau de Petri par la figure (2.4). La variable  $R_{MN}$  représente la réceptivité de transition de la configuration  $EM$  à la configuration  $EN$ , d'après ça on a les douze réceptivités suivantes :

$$R_{01}=(E0) \& (T_{au}=1)$$

$$R_{02}=(E0) \& (T_{bu}=1)$$

$$R_{03}=(E0) \& (T_{cu}=1)$$

$$R_{10}=(E1) \& (i_{su}=0)$$

$$R_{12}=(E1) \& (T_{au}=0) \& (T_{bu}=1)$$

$$R_{13}=(E1) \& (T_{au}=0) \& (T_{cu}=1)$$

$$R_{20}=(E2) \& (i_{su}=0)$$

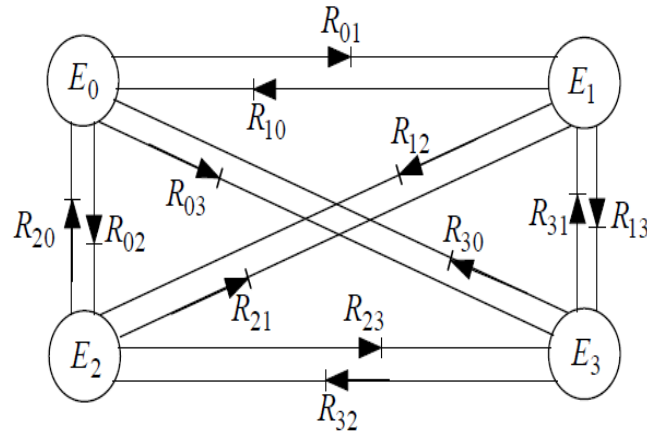
$$R_{21}=(E2) \& (T_{bu}=0) \& (T_{au}=1)$$

$$R_{23}=(E2) \& (T_{bu}=0) \& (T_{cu}=1)$$

$$R_{30}=(E3) \& (i_{su}=0)$$

$$R_{31}=(E3) \& (T_{cu}=0) \& (T_{au}=1)$$

$$R_{32}=(E3) \& (T_{cu}=0) \& (T_{bu}=1)$$



**Fig.2.5 Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule de commutation**

Si les transitions entre ces différentes configurations possibles dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs), on dit que le convertisseur est en mode commandable.

Par la suite, nous supposons que cette condition est toujours vérifiée.

### **2-3-modélisation en vue de la commande : [28]**

#### **2-3-1-hypothèses :**

- La source de tension triphasée est idéale.
- le convertisseur est en mode commandable.
- La commande des interrupteurs est supposée parfaite.
- Les courants de fuite des semi-conducteurs à l'état bloqué et sans chute de tension à l'état de conduction sont négligeable.

#### **2-3-2-Fonction de connexion des interrupteurs : [33]**

On peut caractériser l'état de chaque interrupteur  $S_{ij}$  par une variable logique égale à 1 si l'interrupteur est conducteur et 0 s'il est bloqué. On appelle cette variable la fonction de connexion  $F_{ij}$  de l'interrupteur  $S_{ij}$ .

- $F_{ij} = 1$  si l'interrupteur  $S_{ij}$  est fermé
  - $F_{ij} = 0$  si l'interrupteur  $S_{ij}$  est ouvert
- (2.1)
- avec  $i = \{a, b, c\}$  et  $j = \{u, v, w\}$

### 2-3-3- Fonctions génératrices de connexion des interrupteurs : [28] [33]

On définit la fonction génératrice de connexion  $F_{ij}^g$  des interrupteurs  $S_{ij}$  comme étant la valeur moyenne sur une période de commutation  $T$  ( $T$  supposée infiniment petite) de la fonction de connexion discontinue  $F_{ij}$ .

$$F_{ij}^g = \frac{1}{T} \int_0^T F_{ij} dt \quad (0 \leq F_{ij}^g \leq 1) \quad (2.2)$$

### 2-3-4- Modèle de connaissance du convertisseur matriciel : [28]

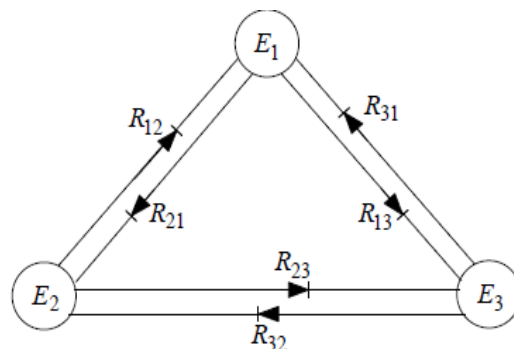
#### 2-3-4-1- Commande complémentaire :

Les interrupteurs d'une même colonne doivent être en commande complémentaires pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit et pour que la charge ne soit jamais en circuit-ouvert.

et dans ce cas on a :

$$F_{aj} + F_{bj} + F_{cj} = 1 \quad \text{avec } j = \{u, v, w\} \quad (2.3)$$

Ainsi que le réseau de Petri du fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel se simplifie de quatre configurations à trois configurations. Le réseau de Petri obtenu dans ces conditions est représenté à la figure (2.6)



**Fig.2.6** Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel en mode commandable

**2-3-4-2-Fonction de conversion :**

Les fonctions de conversion sont des coefficients permettant en général d'établir une relation entre grandeurs commutées et grandeurs modulées de même nature.

Ces coefficients se rangent dans une matrice dite matrice de conversion.

Nous allons définir les notations suivantes :

- $V_a, V_b$  et  $V_c$  : Tensions simples des phases A,B,C par rapport au neutre N de la source de tension.
- $V_{su}, V_{sv}$  et  $V_{sw}$  : Tensions simples des phases U,V,W par rapport au neutre N' de la source de courant.
- $u_{su}, u_{sv}$  et  $u_{sw}$  : Tensions simples des phases U,V,W par rapport au neutre N de la source de tension.

Les tensions triphasées instantanées d'entrée et de sortie peuvent être représentées sous la forme matricielle par :

$$V_{TE} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad V_{TS} = \begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

la relation entre les tensions instantanées de sortie et celles d'entrée suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{au} & F_{bu} & F_{cu} \\ F_{av} & F_{bv} & F_{cv} \\ F_{aw} & F_{bw} & F_{cw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

On peut également exprimer la relation (2.5) par :

$$V_{TE} = F_T V_{TS} \quad (2.6)$$

Avec  $F_T$  sous matrices de conversion pour les tensions.

Les courants instantanés d'entrée et de sortie peuvent être représentés sous la forme matricielle par :

$$\mathbf{V}_{IE} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{V}_{IS} = \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

La relation entre les courants instantanés d'entrée et ceux de sortie est donnée par:

$$\begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{au} & F_{av} & F_{aw} \\ F_{bu} & F_{bv} & F_{bw} \\ F_{cu} & F_{cv} & F_{cw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

On peut également exprimer la relation (2.8) par :

$$\mathbf{V}_{CE} = \mathbf{F}_C \mathbf{V}_{CS} \quad (2.9)$$

Avec  $\mathbf{F}_C$  sous matrices de conversion pour les courants, si la matrice transposée de  $\mathbf{F}_T$

Les tensions  $v_{su}$  ,  $v_{sv}$  et  $v_{sw}$  sont données en fonction des tensions  $u_{su}$ ,  $u_{sv}$  et  $u_{sw}$  comme suit :

$$\begin{aligned} v_{su} &= \frac{1}{3} [2 u_{su} - u_{sv} - u_{sw}] \\ v_{sv} &= \frac{1}{3} [2 u_{sv} - u_{su} - u_{sw}] \\ v_{sw} &= \frac{1}{3} [2 u_{sw} - u_{su} - u_{sv}] \end{aligned} \quad (2.10)$$

Des relations (2.5) et (2.10), on peut écrire :

$$\begin{aligned} v_{su} &= \frac{1}{3} [(2 F_{au} - F_{av} - F_{aw})v_a + (2 F_{bu} - F_{bv} - F_{bw})v_b + (2 F_{cu} - F_{cv} - F_{cw})v_c] \\ v_{sv} &= \frac{1}{3} [(2 F_{av} - F_{au} - F_{aw})v_a + (2 F_{bv} - F_{bu} - F_{bw})v_b + (2 F_{cv} - F_{cu} - F_{cw})v_c] \\ v_{sw} &= \frac{1}{3} [(2 F_{aw} - F_{av} - F_{au})v_a + (2 F_{bw} - F_{bv} - F_{bu})v_b + (2 F_{cw} - F_{cv} - F_{cu})v_c] \end{aligned} \quad (2.11)$$

Pour le convertisseur matriciel, le vecteur des grandeurs modulées est :

$$\begin{bmatrix} u_{su} & u_{sv} & u_{sw} & i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^t \quad (2.12)$$

Le vecteur des grandeurs commutées est :

$$\begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c & i_{su} & i_{sv} & i_{sw} \end{bmatrix}^t \quad (2.13)$$

Donc pour le système global on écrit :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} F_{au} & F_{bu} & F_{cu} & 0 & 0 & 0 \\ F_{av} & F_{bv} & F_{cv} & 0 & 0 & 0 \\ F_{aw} & F_{bw} & F_{cw} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{au} & F_{av} & F_{aw} \\ 0 & 0 & 0 & F_{bu} & F_{bv} & F_{bw} \\ 0 & 0 & 0 & F_{cu} & F_{cv} & F_{cw} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

La matrice  $[N(t)]$  est la matrice de conversion du convertisseur matriciel.

### **2-3-5-Modèle de commande du convertisseur matriciel : [28]**

Vu la présence du bloc discontinu, Le modèle de connaissance global présenté précédemment n'est pas adapté à la commande, donc pour passer du modèle de connaissance du convertisseur matriciel à son modèle de commande, on doit rendre le bloc discontinu un bloc continu. Pour cela on va introduire la notion de la fonction génératrice de connexion définie précédemment.

On définit la matrice génératrice de conversion  $[N_g(t)]$  comme suit :



$$N^g(t) = \frac{1}{T} \int_k^{(k+1)T} N(t) dt \quad (2.16)$$

Avec  $T$  la période de commutation des interrupteurs.

En utilisant ces fonctions génératrices de connexion et de conversions, on aboutit au système suivant :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F^g_{au} & F^g_{bu} & F^g_{cu} & 0 & 0 & 0 \\ F^g_{av} & F^g_{bv} & F^g_{cv} & 0 & 0 & 0 \\ F^g_{aw} & F^g_{bw} & F^g_{cw} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F^g_{au} & F^g_{av} & F^g_{aw} \\ 0 & 0 & 0 & F^g_{bu} & F^g_{bv} & F^g_{bw} \\ 0 & 0 & 0 & F^g_{cu} & F^g_{cv} & F^g_{cw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

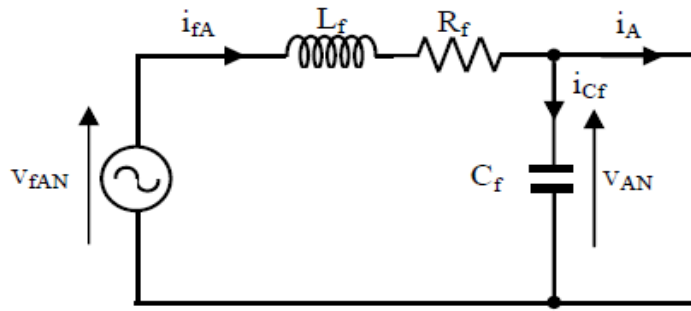
#### 2-4- Modélisation du filtre d'entrée :

Pour empêcher la propagation des courants harmoniques créés par le convertisseur matriciel vers le réseau, on utilise un filtre passif LC. C'est un circuit résonant série accordé sur la fréquence des harmoniques et monté en dérivation aux bornes du convertisseur matriciel (figure 2.1), il offre aux courants harmoniques un trajet de très faible impédance et les absorbe. A la fréquence fondamentale, ce filtre se comporte comme un compensateur de la puissance réactive. L'utilisation des topologies plus complexes des filtres passifs a été recommandée dans la littérature afin de réaliser une bonne atténuation des courants harmoniques. [2].

La conception du filtre passif LC d'entrée doit répondre aux critères suivants [2] :

- la fréquence de résonance du filtre doit être plus faible que celle de commutation du convertisseur :  $\omega_{rf} \ll \omega_c$   
avec  $L_f C_f = 1 / \omega_{rf}^2$ , où  $L_f$ ,  $C_f$  et  $\omega_{rf} = 2 \pi f_{rf}$  sont les valeurs de l'inductance, du condensateur et de la pulsation de résonance du filtre respectivement .
- le facteur de puissance à l'entrée du filtre doit être proche à l'unité.
- les dimensions et le poids du filtre doit être réduits au minimum.
- la chute de tension dans l'inductance du filtre doit être réduite afin de fournir un rapport de transformation en tension plus élevé.
- garantir la stabilité du système complet.

Le filtre d'entrée LC peut être modélisé à l'aide du circuit équivalent par phase illustré par la figure (2.7).



**Fig. (2.7) : Circuit équivalent par phase du filtre d'entrée LC.**

Si on applique la loi de Kirchhoff au circuit équivalent (2.7), on obtient [6]:

$$v_{sa} = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + v_a \quad (2.18)$$

Ainsi que :

$$i_{fa} = i_a + C_f \frac{dv_a}{dt} \quad (2.19)$$

En remplaçant (2.19) dans (2.18), on obtient :

$$v_{sa} = L_f C_f \frac{d^2 v_a}{dt^2} + R_f C_f \frac{dv_a}{dt} + L_f \frac{di_a}{dt} + R_f i_a + v_a \quad (2.20)$$

Si on applique le transformé de Laplace à l'équation (2.20), nous aurons :

$$v_a = \frac{1}{L_f L_f p^2 + R_f C_f p + 1} v_{sa}(p) + \frac{L_f p + R_f}{L_f L_f p^2 + R_f C_f p + 1} i_a(p) \quad (2.21)$$

Avec:  $p$  est désigné l'opérateur de Laplace.

En remplaçant (2.21) dans (2.19), on obtient:

$$i_{fa} = \frac{1}{L_f L_f p^2 + R_f C_f p + 1} i_a(p) + \frac{C_f p}{L_f L_f p^2 + R_f C_f p + 1} v_{sa}(p) \quad (2.22)$$

Finalement, on obtient les fonctions de transfert (2.21) et (2.22) qui décrivent la topologie du filtre passif LC. Dans ce cas, les paramètres du filtre doivent être calculés de telle sorte que la fréquence de résonance de celui-ci doit être accordée sur l'harmonique que l'on veut éliminer.

### **2-5-stratégies de modulation :**

Pour le convertisseur matriciel, la méthode de commutation choisie doit assurer des tensions de sortie de formes sinusoïdales ayant une fréquence, une amplitude et un angle de phase désirée. Ainsi, les courants d'entrée doivent être sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire, et pourquoi pas désirée pour certaines méthodes (cas de la modulation vectorielle). En général, la mise en œuvre de la modulation commence par le choix de la fonction de modulation continue pour les interrupteurs du convertisseur matriciel.

Dans la littérature spécialisée, il existe principalement deux types d'algorithmes de modulation pour contrôler les interrupteurs dans un convertisseur matriciel : les méthodes directes et les méthodes indirectes.

#### **2-5-1-les méthodes directes**

##### **- Méthode de modulation de Venturini**

Venturini a proposé une stratégie de commutation à haute fréquence généralisée pour les convertisseurs matriciels. Cette méthode a été modifiée par la suite dont l'objectif d'augmenter le rapport de transformation entre la tension de sortie et celle de l'entrée de 0.5 à 0.866. De même elle permet produire des courants sinusoïdaux à l'entrée du convertisseur avec un facteur de puissance unitaire indépendant de la charge [2].

Le principe de cette méthode consiste à synthétiser la tension triphasée désirée de sortie à partir de celle d'entrée pour chaque période de commutation bien définie. Dans ce cas, la tension de sortie est formée dans chaque période de commutation par des segments des trois tensions d'entrée, alors que le courant d'entrée est formé par des segments des trois courants de sortie [2].

Les tensions triphasées équilibrées à l'entrée du convertisseur sont exprimées par la formule suivante :

$$v_e = V_{em} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) \\ \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

D'autre part, les courants triphasés équilibrés à la sortie du convertisseur sont exprimés par l'expression suivante :

$$i_s = I_{sm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \varphi_s) \\ \cos(\omega_s t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_s t + \varphi_s + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Avec:  $V_{em}$ ,  $I_{sm}$ ,  $\omega_e$  et  $\omega_s$  sont les valeurs maximales et les pulsations, de la tension d'entrée du convertisseur et du courant à la sortie de celui-ci respectivement, ainsi que  $\varphi_s$  est le déphasage entre le courant et la tension à la sortie du convertisseur.

En tenant compte du rapport entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel :

$$q = \frac{V_s}{V_e} = \frac{I_e}{I_s}$$

On obtient :

$$v_s = qV_{em} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) \\ \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_s t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Et :

$$i_e = qI_{sm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t + \varphi_e) \\ \cos(\omega_e t + \varphi_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_e t + \varphi_e + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Si on remplace  $V_e, V_s, I_e$  et  $I_s$  dans l'expression (2.17), la matrice de modulation admet les deux solutions suivantes [32]:

➤ Pour  $\varphi_e = \varphi_s$ , on obtient :

$$F_1(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Avec :  $\omega_{se} = \omega_s - \omega_e$

➤ Pour  $\varphi_e = -\varphi_s$ , on obtient :

$$F_2(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) \\ 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t) & 1 + 2q \cos(\omega_{se} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Avec :  $\omega_{se} = -(\omega_s + \omega_e)$ .

La solution (2.27) est obtenue pour un déphasage d'entrée égale à celui de sortie ( $\varphi_e = \varphi_s$ ), de même que la solution (2.28) est obtenue pour un déphasage d'entrée en opposition avec celui de sortie ( $\varphi_e = -\varphi_s$ ).

La méthode de modulation de Venturini basée sur les expressions (2.27) et (2.28) permet d'obtenir un rapport maximal entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel de 0.5 (ou 50 %). Cependant, cette méthode peut être optimisée afin d'atteindre un rapport maximal de  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  (Ou 87 %) grâce à une modification de la tension de sortie désirée, en ajoutant l'harmonique de l'ordre 3 de la tension d'entrée et de celle de sortie dans l'expression (2.27) : [2].

$$v_s = qV_{em} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_s t) - \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_e t) \\ \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_s t) - \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_e t) \\ \cos(\omega_s t + \frac{4\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_s t) - \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_e t) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

L'encombrement de la méthode primitive de Venturini basée sur le calcul des durées de conduction des interrupteurs directement à l'aide des équations (2.27) et (2.28) constitue une contrainte gênante à l'implémentation de celle-ci dans la pratique. Par conséquent, Il est recommandé d'exprimer directement les tensions d'entrée et celles de sortie dans l'équation (2.17) de telle sorte que le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur soit unitaire [32].

Si on tient compte de ces recommandations, on obtient :

$$F_{ij}^g = \frac{t_{ij}}{T} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2 v_{si} v_{sj}}{V^2_{em}} \right] \quad (2.30)$$

Avec  $i=\{a,b,c\}$  et  $j=\{u,v,w\}$

La méthode définie par l'équation (4.30) a un rapport significatif de transformation limité à 50%. Si on tient compte de la méthode optimisée de Venturini basée sur (4.29), l'équation (4.30) devient :

$$F_{ij}^g = \frac{t_{ij}}{T} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2 v_{si} v_{sj}}{V^2_{em}} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_e t - \beta_i) \sin(3\omega_e t) \right] \quad (2.31)$$

Avec :  $\beta = \{0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}\}$  pour  $i= \{a,b,c\}$

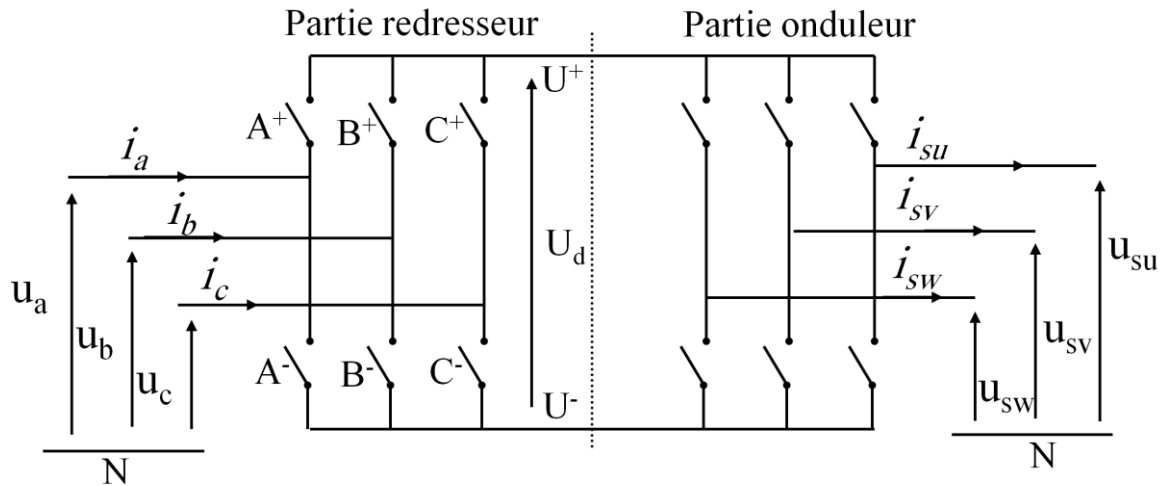
L'implémentation pratique en temps réel de la méthode de Venturini optimisée est fondée sur l'équation (2.31), et ceci nécessite l'utilisation des processeurs fonctionnant à des fréquences de l'ordre de dizaines de kilohertz. Dans ce cas, le contrôle du facteur de puissance peut être réalisé grâce à l'insertion d'un capteur de déphasage dans une phase à l'entrée du convertisseur matriciel.

### **2-5-2- les méthodes indirectes [33] [22]**

Le principe de commande du convertisseur matriciel est basé sur l'analogie avec le convertisseur indirect avec circuit intermédiaire fictive (redresseur-onduleur) (figure 2.8).

Compte tenu de la topologie du convertisseur matriciel, on ne peut pas réaliser physiquement cette répartition à cause de l'absence du circuit intermédiaire continu.

Comme le convertisseur matriciel possède neuf interrupteurs, alors sa commande nécessite neuf fonctions de modulation et celle-ci imposent directement la tension de sortie.



(Fig.2.8) Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictive

Le but d'introduction de la tension intermédiaire fictive est de pouvoir analyser et optimiser séparément le redressement et l'ondulation, et par la suite le développement séparé des algorithmes de commande. [31]

**-partie redressement :**

Dans la partie redressement de modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictive, il existe trois cellules de commutation :

(A<sup>+</sup>, A<sup>-</sup>), (B<sup>+</sup>, B<sup>-</sup>) et (C<sup>+</sup>, C<sup>-</sup>).

Nous avons :

$$U_d = U^+ - U^- \tag{2.32}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^+ & B^+ & C^+ \\ A^- & B^- & C^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \tag{2.33}$$

Les expressions des tensions d'alimentation de convertisseur sont :

$$\begin{cases} u_a = u_{im} \sin(\omega t) \\ u_b = u_{im} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_c = u_{im} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.34)$$

Pour le redressement, le travail nécessite de trouver une façon de commuter les interrupteurs de redresseur afin de rendre la tension sinusoïdale d'entrée a une tension de sortie continu.

- **partie ondulation :**

Dans la partie ondulation de modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictive, il existe trois cellules de commutation :

(A<sup>p</sup>, A<sup>m</sup>), (B<sup>p</sup>, B<sup>m</sup>) et (C<sup>p</sup>, C<sup>m</sup>).

Nous avons :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{vu} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^p & A^m \\ B^p & B^m \\ C^p & C^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Pour l'ondulation, le travail nécessite de trouver une façon de commuter les interrupteurs d'onduleur fictive afin de rendre la tension continu obtenir par le redresseur une tension sinusoïdale.

Et enfin, on pourra déterminer la manière de commutation des interrupteurs réels de convertisseur matriciel, comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{vu} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^p & A^m \\ B^p & B^m \\ C^p & C^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^+ & B^+ & C^+ \\ A^- & B^- & C^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Dans notre étude, on va présenter une des stratégies de modulation directe dite : la modulation calculée



**2-5-2-1-la MLI calculée [22] [31] [33] :**

Dans ce qui suit, en utilisant le modèle de commande du convertisseur matriciel, on proposera une stratégie de MLI.

**2-5-2-1-1-fonctions génératrices de connexion :**

Tout d'abord, nous définissons les tensions de référence de phase de sortie comme suit :

$$\begin{cases} u_{sur} = u_m \sin(\omega_s t) \\ u_{svr} = u_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_{swr} = u_m \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.37)$$

Avec :

$$u_m = r u_{im}$$

Où  $r$  est le taux de modulation et  $\omega_s$  est la pulsation des tensions de référence de phase de sortie.

Les expressions des tensions de convertisseur s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{vu} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F^g_{au} & F^g_{bu} & F^g_{cu} \\ F^g_{av} & F^g_{bv} & F^g_{cv} \\ F^g_{aw} & F^g_{bw} & F^g_{cw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

D'après la relation (2.38), on peut écrire le system suivant :

$$\begin{cases} u_{su} - u_c = F^g_{au}(u_a - u_c) + F^g_{bu}(u_b - u_c) \\ u_{vu} - u_c = F^g_{av}(u_a - u_c) + F^g_{bv}(u_b - u_c) \\ u_{sw} - u_c = F^g_{aw}(u_a - u_c) + F^g_{bw}(u_b - u_c) \end{cases} \quad (2.39)$$

Soit :

$$\begin{cases} V^+ = \max(u_a, u_b, u_c) \\ V^- = \min(u_a, u_b, u_c) \end{cases} \quad (2.40)$$

Donc il existe trois cas :

1.  $V^- < u_a < V^+ \Rightarrow F^{ga} = F^{gav} = F^{gaw} = 0$
2.  $V^- < u_b < V^+ \Rightarrow F^{gbu} = F^{gbv} = F^{gbw} = 0$  (2.41)
3.  $V^- < u_c < V^+ \Rightarrow F^{gcu} = F^{gcv} = F^{gcw} = 0$

Les différentes expressions de la matrice de conversion  $F^g$  sont données dans le tableau (2.2)

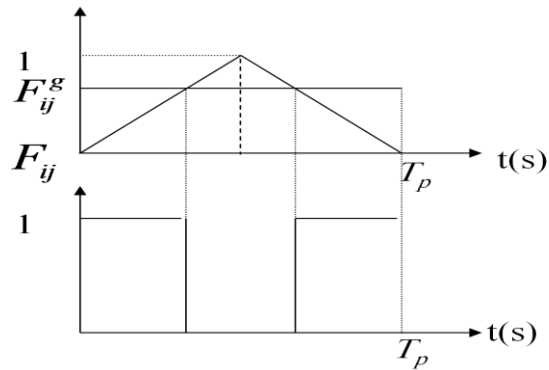
intervalles	$V^- < u < V^+$	$F^{ga}, F^{gav}, F^{gaw}$	$F^{gbu}, F^{gbv}, F^{gbw}$	$F^{gcu}, F^{gcv}, F^{gcw}$
$[0, \frac{\pi}{6}] \cup [\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}] \cup [\frac{11\pi}{6}, 2\pi]$	$u_a$	$F^{ga} = 0$ $F^{gav} = 0$ $F^{gaw} = 0$	$F^{gbu} = \frac{u_{sur} - u_c}{u_b - u_c}$ $F^{gbv} = \frac{u_{svr} - u_c}{u_b - u_c}$ $F^{gbw} = \frac{u_{swr} - u_c}{u_b - u_c}$	$F^{gcu} = \frac{u_{sur} - u_b}{u_c - u_b}$ $F^{gcv} = \frac{u_{svr} - u_b}{u_c - u_b}$ $F^{gcw} = \frac{u_{swr} - u_b}{u_c - u_b}$
$[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}] \cup [\frac{3\pi}{2}, \frac{11\pi}{6}]$	$u_b$	$F^{ga} = \frac{u_{sur} - u_c}{u_a - u_c}$ $F^{gav} = \frac{u_{svr} - u_c}{u_a - u_c}$ $F^{gaw} = \frac{u_{swr} - u_c}{u_a - u_c}$	$F^{gbu} = 0$ $F^{gbv} = 0$ $F^{gbw} = 0$	$F^{gcu} = \frac{u_{sur} - u_a}{u_c - u_a}$ $F^{gcv} = \frac{u_{svr} - u_a}{u_c - u_a}$ $F^{gcw} = \frac{u_{swr} - u_a}{u_c - u_a}$
$[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}] \cup [\frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2}]$	$u_c$	$F^{ga} = \frac{u_{sur} - u_b}{u_a - u_b}$ $F^{gav} = \frac{u_{svr} - u_b}{u_a - u_b}$ $F^{gaw} = \frac{u_{swr} - u_b}{u_a - u_b}$	$F^{gbu} = \frac{u_{sur} - u_a}{u_b - u_a}$ $F^{gbv} = \frac{u_{svr} - u_a}{u_b - u_a}$ $F^{gbw} = \frac{u_{swr} - u_a}{u_b - u_a}$	$F^{gcu} = 0$ $F^{gcv} = 0$ $F^{gcw} = 0$

**Tableau (2.2).expressions des fonctions génératrices de conversion**

**2-5-2-1-2-principe de la stratégie de modulation calculée :**

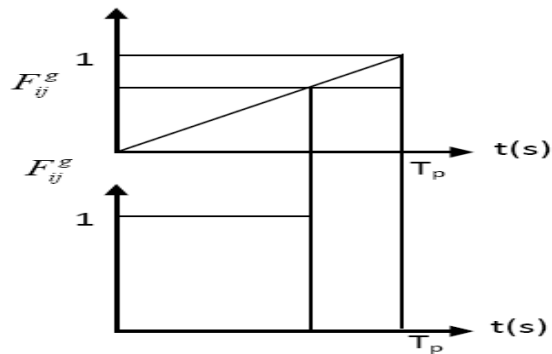
Pour déterminer les fonctions de connexion discontinue constante les éléments de la matrice de conversion  $F_{ij}$  qui attaquent les commutateurs du convertisseur matriciel, il faut comparer les fonctions génératrices (constituant la matrice de conversion  $F^g_{ij}$ ).

- *porteuse triangulaire :*



(Fig.2.9) Porteuse triangulaire

- *porteuse en dent scie :*

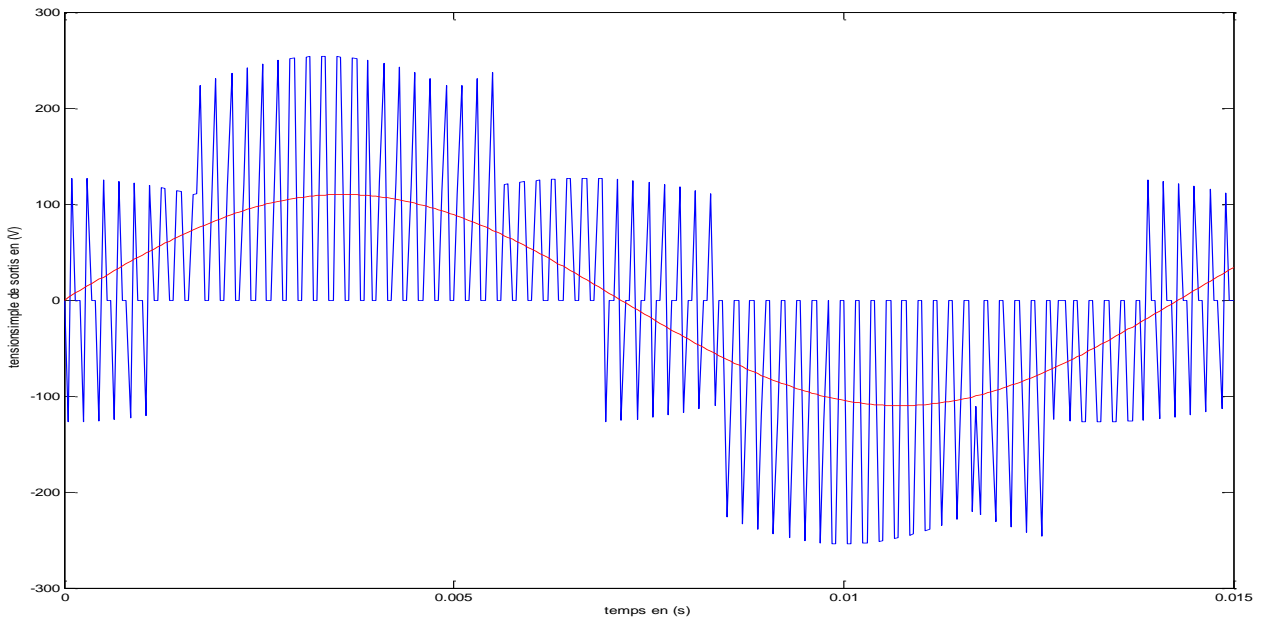


(Fig.2.10) Porteuse en dent de scie

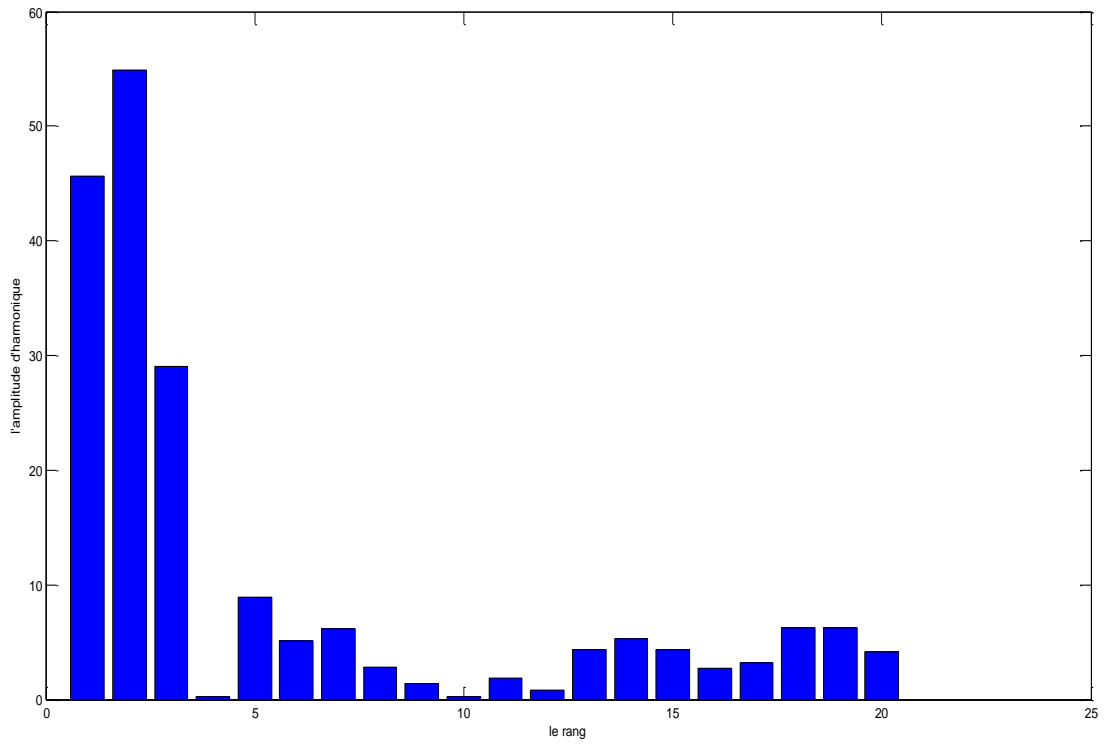
**2-5-2-1-3-Résultats de simulation :**

- le convertisseur matriciel est alimenté par une source de tension triphasée équilibrée d'amplitude 220 V et fréquence 50 Hz.
- L'indice de modulation de La porteuse de la MLI est fixé tel que  $m=100$ .

1) Pour la fréquence de 70 HZ et  $r=0.5$ :

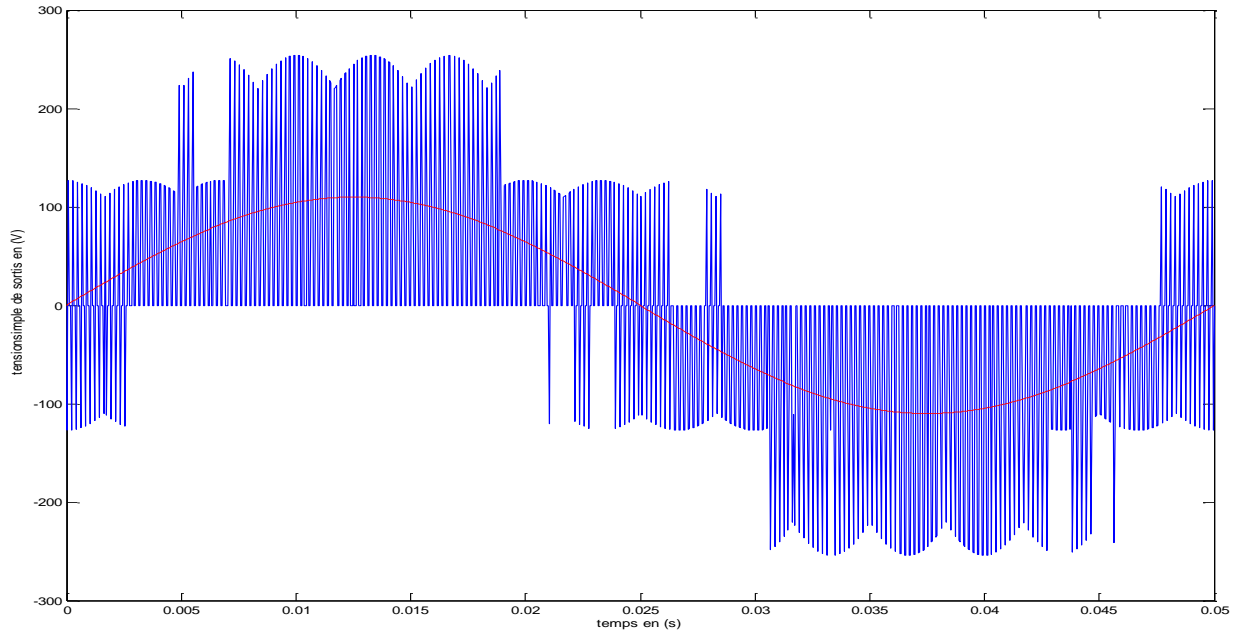


(Fig.2.11) Tension simple de sortie du convertisseur

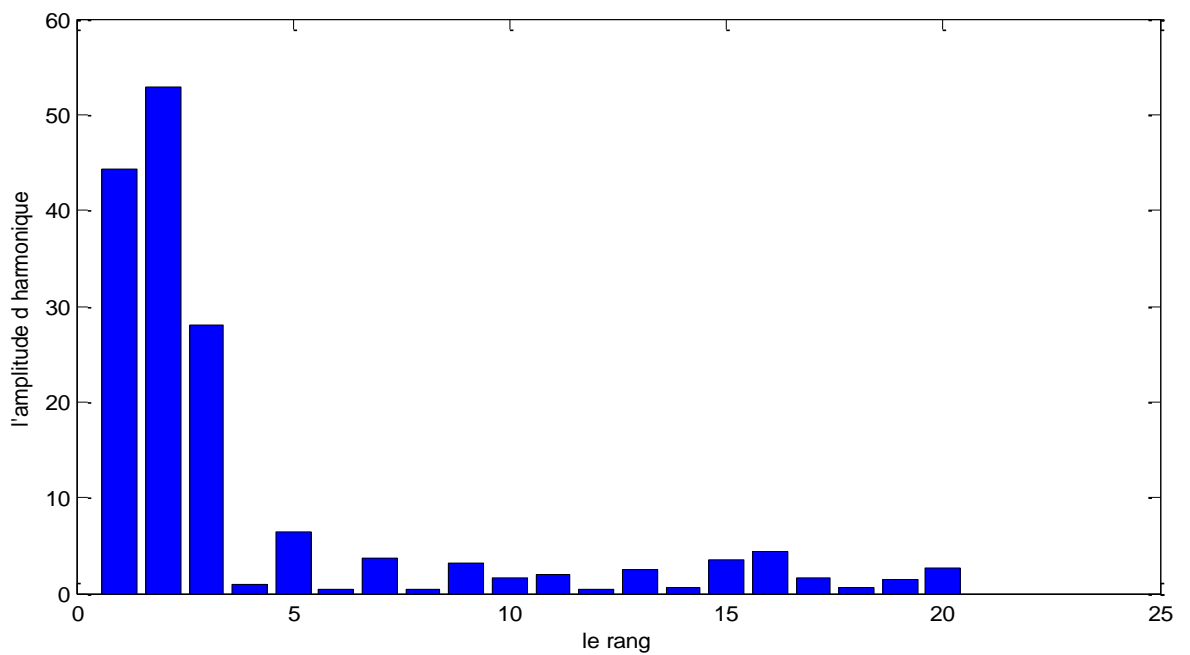


(Fig.2.12) Le spectre d'harmoniques

2) Pour la fréquence de 20 HZ et  $r=0.5$

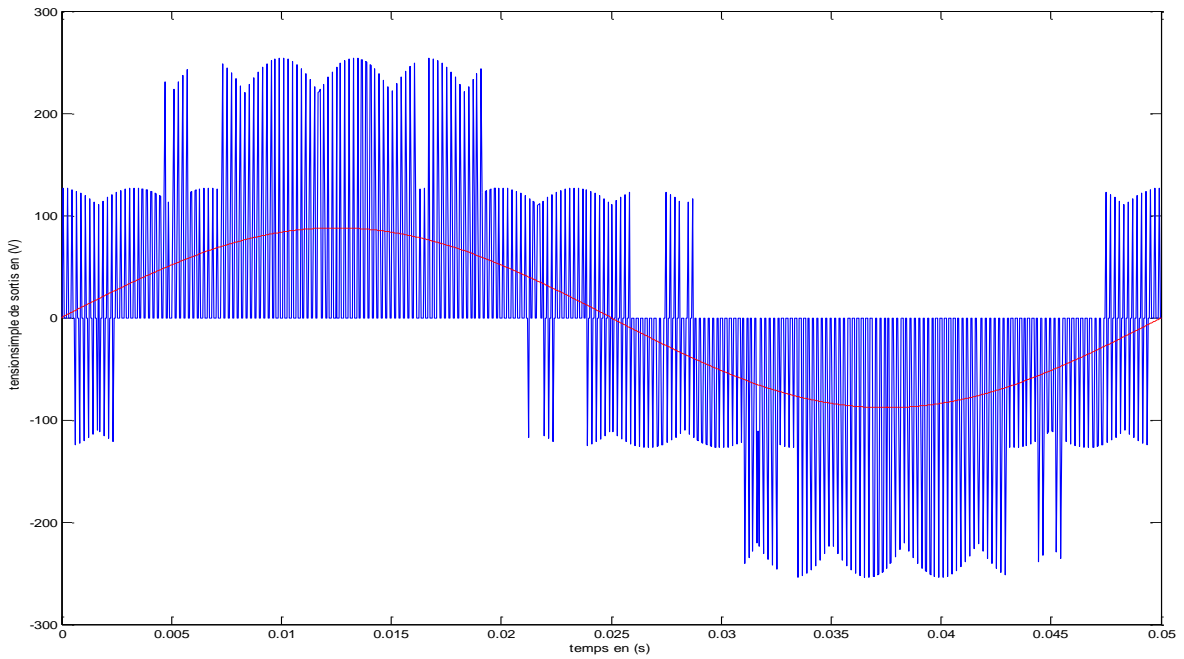


(Fig.2.13) Tension simple de sortie du convertisseur

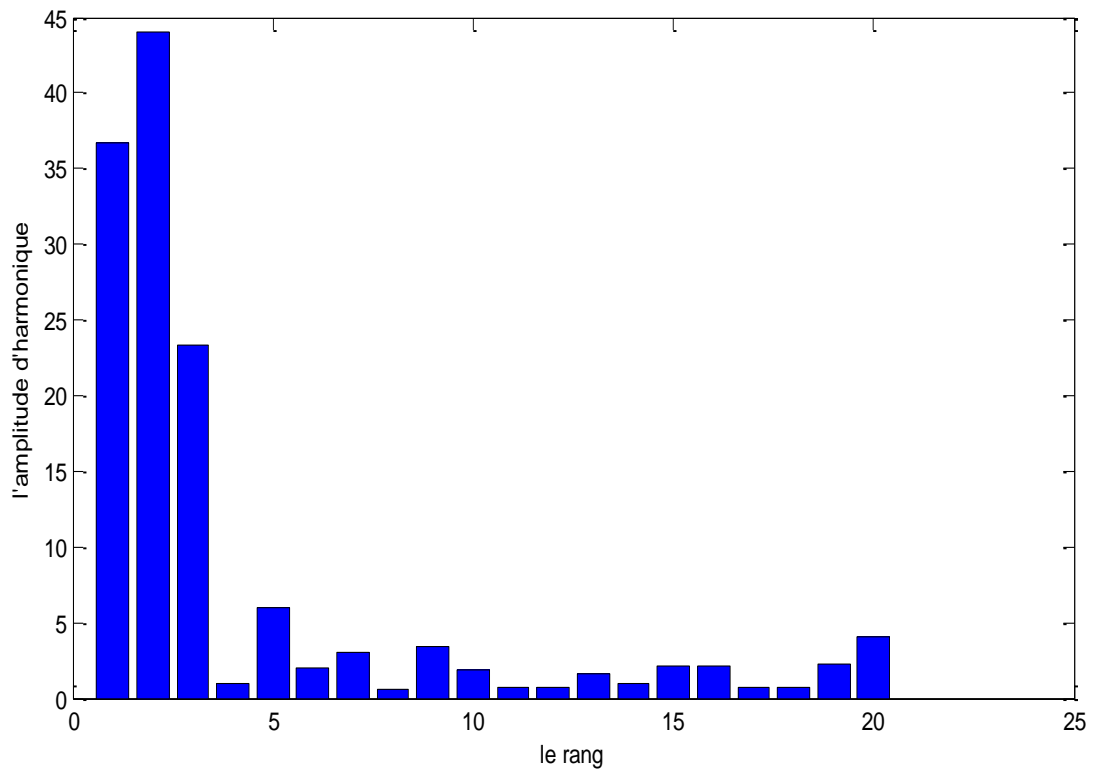


(Fig.2.14) Le spectre harmoniques

3) Pour la fréquence de 20 HZ et  $r=0.4$



(Fig.2.15) Tension simple de sortie du convertisseur



(Fig.2.16) Le spectre harmoniques

D'après les résultats de la simulation représentée par les Figures (2.11) à (2.16), on peut constater concernant cette méthode de commutation que:

- ✚ Le coefficient d'harmoniques diminue ; quant la fréquence de la tension désirée diminue.
- ✚ Le coefficient d'harmoniques diminue quant le taux de modulation diminue.
- ✚ L'amplitude du fondamental, lors de la décomposition en série de Fourier, est proche de la tension désirée.

### **2-6-Conclusion :**

Dans ce chapitre, on a présenté les différentes configurations d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel en exposant le réseau de Petri correspondant à son fonctionnement en mode normal et en mode commandable. On a montré également que du fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel (constitué de deux transistors et deux diodes) par un commutateur bidirectionnel en courant et en tension a permis de réduire largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel, ainsi le choix de la commande complémentaire ainsi définie est justifié.

En vue de la commande du convertisseur matriciel, on a élaboré son modèle de connaissance et de commande. On a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène où toutes les grandeurs sont continués.

En vue de la commande de convertisseur matriciel, on a étudié deux stratégies de modulation :

- ✚ La méthode de **Venturini**.
- ✚ La modulation calculée

# Chapitre 3:

**Utilisation d'un convertisseur  
matriciel et une MADA dans une  
chaîne de production électrique**



### 3.1 Introduction

La commande par découplage des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation est une solution plus attractive pour des applications à haute performance comme l'entraînement à vitesse variable et les systèmes de génération de l'énergie. La figure (3.1) représente le raccordement typique de cette machine. Cette solution convient à toutes les applications où les variations de la vitesse sont limitées autour de la vitesse de synchronisme. Puisque la puissance traitée par le côté rotorique est proportionnelle au glissement, une conversion d'énergie est possible en utilisant un convertisseur de puissance du côté du rotorique, celui-ci ne traite qu'une petite fraction de puissance du système global. Dans les entraînements à vitesses variables, dans le cas d'un fonctionnement moteur, la puissance de glissement est traitée par un convertisseur AC/AC placé au niveau du rotor. Les systèmes à vitesse variable de génération de l'énergie électrique ont plusieurs avantages en comparaison avec les générateurs synchrones à vitesse fixe et celle à induction. [23] [2]

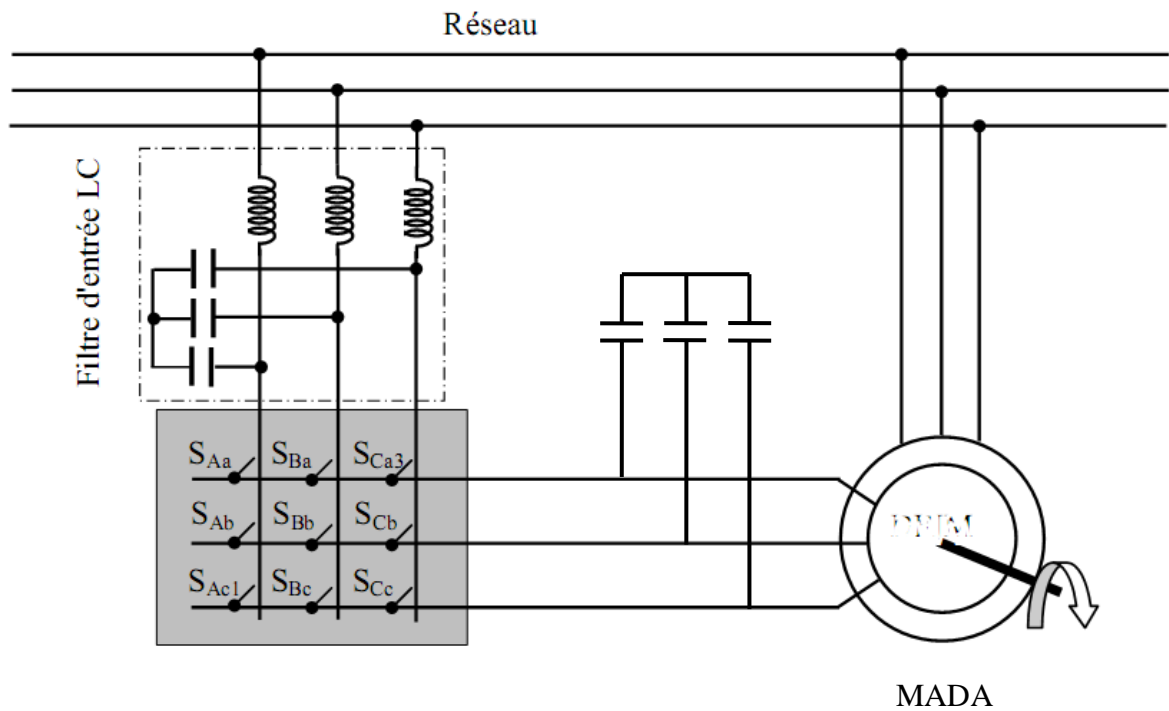


Fig. (3.1) : Schéma de connexion typique de la MADA

L'algorithme de commande du convertisseur présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances, a comme objectif, la possibilité de réaliser une commande découplée des puissances active et réactive du côté statorique pour des applications en mode moteur ou générateur. D'ailleurs, si le convertisseur contrôlé approprié AC/AC est utilisé pour l'alimentation du côté rotorique, les composantes de puissance du système global peuvent être contrôlées avec un taux d'harmoniques réduit de courant dans les deux côtés statorique et rotorique.

Le but visé dans ce chapitre consiste à introduire un algorithme de commande des puissances active et réactive pour un système de production de l'énergie électrique à la base de la machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur matriciel contrôlé par la technique de MLI calculer

### 3.2 Modèle de la machine dans le repère Park

Le modèle mathématique de la MADA se traduit dans le repère de Park, lié au champ tournant, par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} [v_{ds}] = [R_s][i_{ds}] + \frac{d(\Phi_{ds})}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ [v_{qs}] = [R_s][i_{qs}] + \frac{d(\Phi_{qs})}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} [v_{dr}] = [R_r][i_{dr}] + \frac{d(\Phi_{dr})}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ [v_{qr}] = [R_r][i_{qr}] + \frac{d(\Phi_{qr})}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (3.2)$$

### 3.3 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

#### 3.3.1 Choix du référentiel pour le modèle biphasé

En choisissant un référentiel diphasé d-q lié au champ tournant statorique et en alignant le vecteur flux statorique suivant l'axe direct ( $\Phi_{qs} = 0$  et  $\Phi_{ds} = \Phi_s$ ) le modèle obtenu de la MADA se simplifie et le dispositif de commande qui en résulte l'est également [4]

Et le système précédant s'écrit alors :

$$\begin{cases} [v_{ds}] = [R_s][i_{ds}] + \frac{d(\Phi_{ds})}{dt} \\ [v_{qs}] = [R_s][i_{qs}] + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\begin{cases} [v_{dr}] = [R_r][i_{dr}] + \frac{d(\Phi_{dr})}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ [v_{qr}] = [R_r][i_{qr}] + \frac{d(\Phi_{qr})}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (3.4)$$

L'équation de couple électromagnétique sera donnée par:

$$C_{em} = -p \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{qr} \cdot \Phi_{ds} \quad (3.5)$$

Dans l'hypothèse où le réseau auquel est connecté la MADA est stable, le flux  $\Phi_{ds}$  alors constant, et par conséquent la le couple uniquement dépendant de courant rotoriques d'axe q. [26].[4].

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d(\Phi_s)}{dt} \quad (3.6)$$

Avec :

$R_s$  : Négligeable pour les machines de forte puissance, l'expression de la tension statorique devient alors :

$$v_s = \frac{d(\Phi_s)}{dt} \quad (3.7)$$

Dans le même référentiel et dans l'hypothèse où le flux statorique est constant grâce à une alimentation par un réseau stable, les équations des tensions s'exprimeront par :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = v_s = \omega_s \Phi_s \end{cases} \quad (3.8)$$

En utilisant les simplifications précédentes, les équations des flux s'exprimeront comme suit:

$$\begin{cases} \Phi_s = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ 0 = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (3.9)$$

### 3.3.1.1 Relations entre les courants statorique et rotorique

A partir des équations des composantes direct et quadrature du flux statorique, nous pouvons écrire les équation liant les courants statorique au courants rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (3.10)$$

En remplaçant dans les expressions des composantes directes et quadratures des équations des flux rotoriques, on aura :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{dr} + \frac{M}{L_s} \frac{v_s}{\omega_s} \\ \phi_{qr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{qr} \end{cases} \quad (3.11)$$

### 3.3.1.2 Expressions des puissance active et réactive statoriques

Dans un repère biphasé quelconque les puissances active et réactive sont exprimé par :

$$\begin{cases} P_s = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (3.12)$$

L'adaptation de ces équations au système d'axes 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  $i_{qs}$  et  $i_{ds}$  par leurs expressions données l'équation, nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive :

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

$$\phi_s = \frac{v_s}{\omega_s} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} P_s &= -v_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s &= -v_s \frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{v_s^2}{L_s \omega_s} \end{aligned} \quad (3.16)$$

### 3.3.1.3 Expressions des tensions rotoriques en fonction de courants rotoriques

Dans le cas où les nombres de pôle statorique et rotorique sont égaux les expressions des tensions rotoriques en fonction de courants rotoriques donné par :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{qr}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g \frac{M v_s}{L_s} \end{cases} \quad (3.17)$$

Ces équations montrent que nous pouvons mettre en place une commande de puissance active et réactive, étant donné qu'il y a l'influence des couplages présents, chaque axe peut-être commandé 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 renvoyé sur le réseau.

L'étude précédemment établie nous permet de définir le schéma bloc du système à réguler :

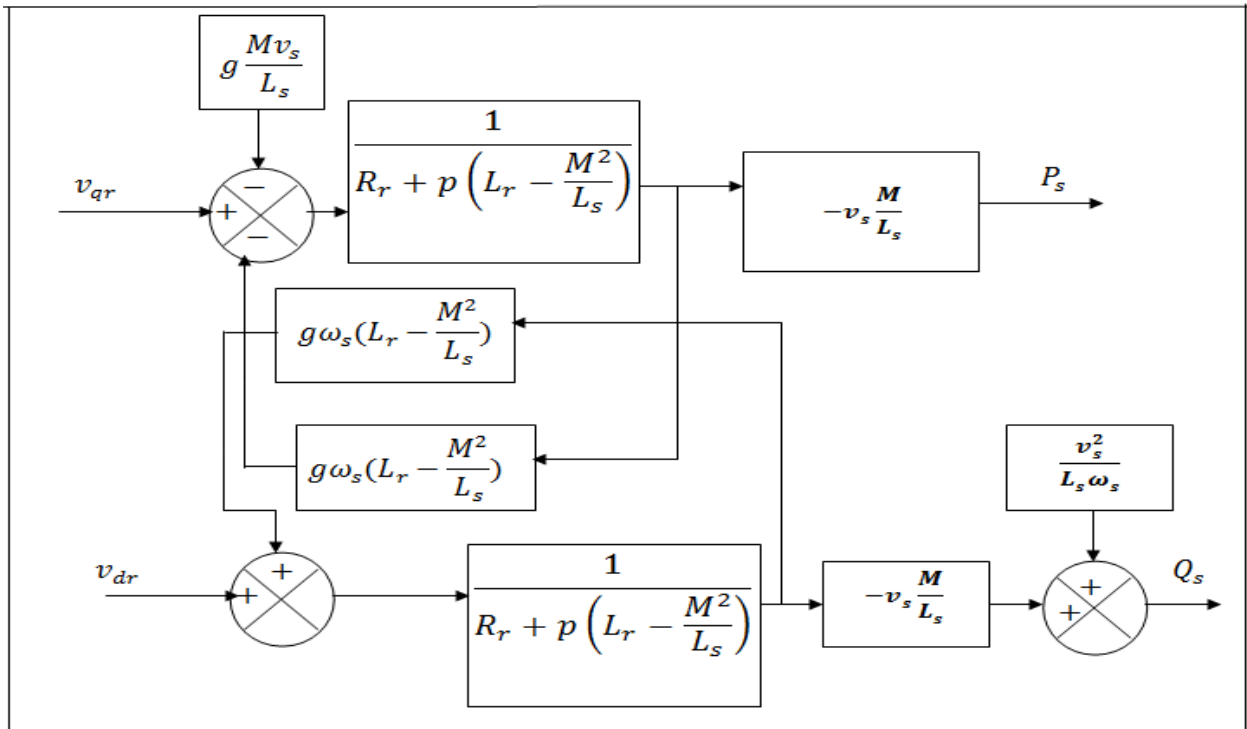


Fig.3.2: schéma bloc du système à réguler

### 3.4 Réglage direct des puissances active et réactive

Dans cette technique, nous présentons la régulation indépendante des puissances active et réactive au niveau du stator de la MADA en utilisant des régulateurs PI (Proportionnel Intégral)

#### 3.4.1 Schéma bloc de la régulation

Pour réguler la MADA, nous avons mis en place une boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur PI, tout en compensant les termes de perturbation qui sont présents dans l'équation (3.20). [27], [2], [4]

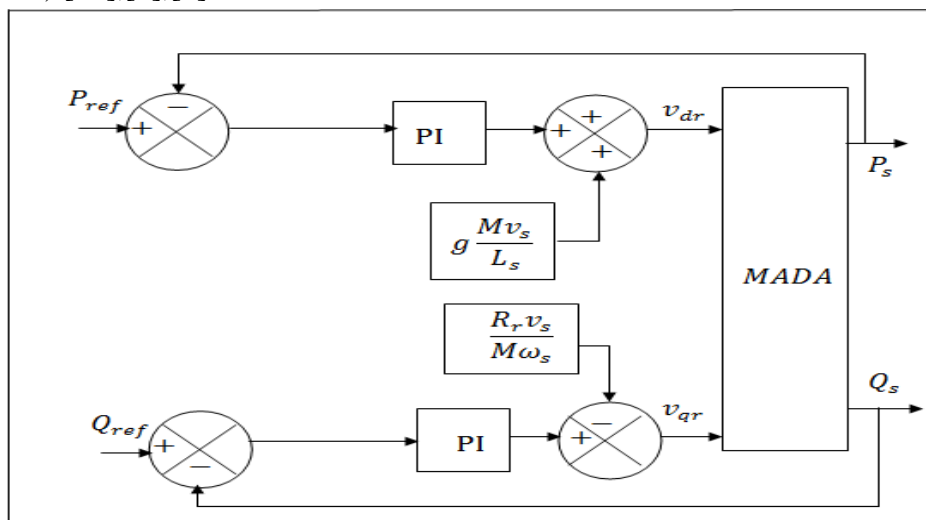


Fig. 3.3 : schéma bloc de la commande directe de la MADA

### 3.4.2 Calcul des paramètres du régulateur PI

Dans ce type de correcteur le signal de commande est réalisé à partir de l'association d'un terme d'action proportionnelle et un terme d'action intégrale, ce type de correcteur à une fonction de transfert qui s'écrit sous la forme générale suivante :

$$C(p) = K_p + \frac{k_i}{p} \quad (3.18)$$

Ce régulateur possède une intégration, il convient donc bien lorsque l'on souhaite annuler l'erreur statique d'un système. De plus ce correcteur est tout a fait réalisable physiquement, c'est d'ailleurs le correcteur le plus utilisé. En revanche, il présente l'inconvénient de saturation de l'entrée du système due à son action intégrale c'est pour ça qu'il faut toujours l'associer à un dispositif d'anti-saturation.

Le correcteur à action proportionnelle et intégrale donne:

- ✚ Permet d'améliorer la précision statique par augmentation de la classe du système.
- ✚ Diminue la stabilité par perte de phase.
- ✚ Généralement il ralentit le système par diminution de la bande passante.

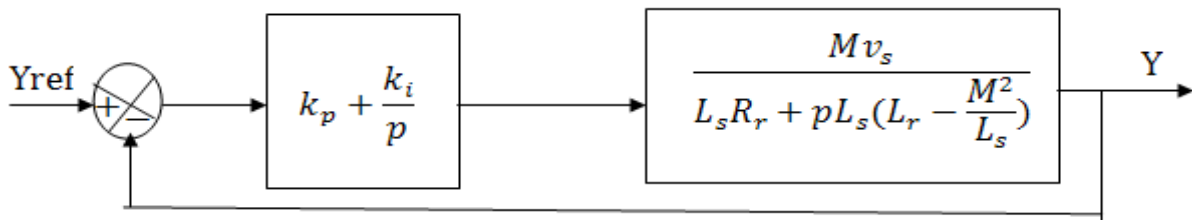


Fig.3.4 : schéma bloc du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouverte *FTBO* avec le régulateur PI s'écrit comme suit :

$$FTBO = \frac{p + \frac{k_i}{k_p}}{\frac{p}{k_p}} * \frac{\frac{Mv_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p + \frac{L_s R_r}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}} \quad (3.19)$$

En boucle fermée on aura :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r p}$$

Avec :

Avec  $\tau_r$  le temps de repense du système que l'on fixe de l'ordre de 10ms. Correspondant à une valeur suffisamment pour l'utilisation de l'énergie éolienne ou les variations du vent sont peu rapides et les constants de temps mécaniques sont importantes [27].

Ainsi les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse s'écrit :

$$\begin{cases} k_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{Mv_s} \\ k_i = \frac{1}{\tau_r} * \frac{R_r L_s}{Mv_s} \end{cases} \quad (3.20)$$

### 3.4.3 Schéma synoptique du contrôle de la MADA

La figure ci-dessous représente le schéma synoptique de la simulation. La machine est connectée directement au réseau du côté statorique; de plus, le circuit rotorique est alimenté à travers un convertisseur matriciel contrôlé par la technique de MLI calculé. Les erreurs entre les puissances de références et celles mesurées au niveau du stator sont traitées par l'algorithme de commande considéré, afin de concevoir les tensions de références du rotor. Ces tensions de référence ainsi que celles à l'entrée du convertisseur matriciel sont utilisées pour la synthèse des signaux de commande pour les interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel (figure 3.5)



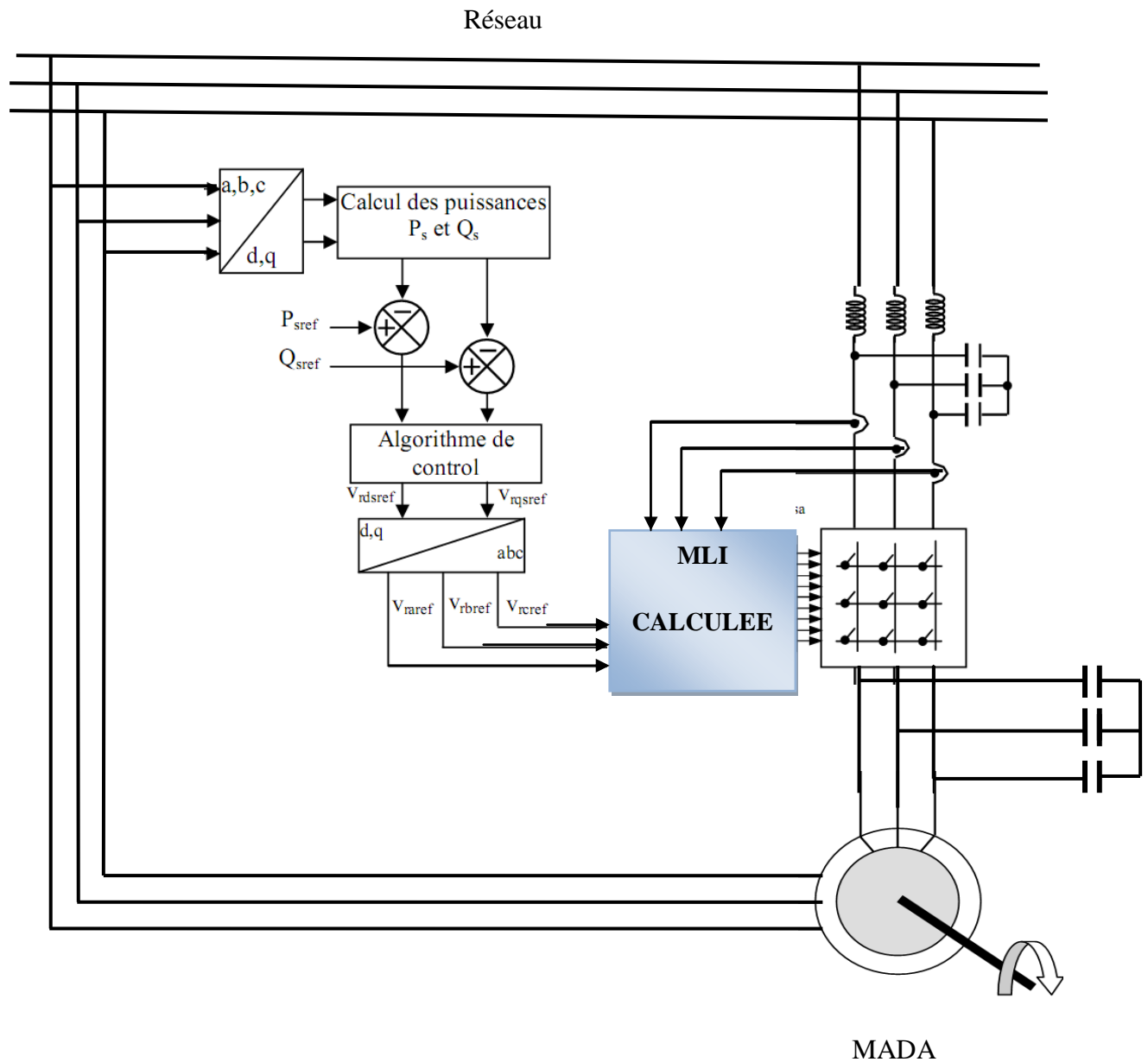


Fig.3.5 Schéma synoptique du contrôle direct des puissances active et réactive de la MADA

### 3.4.4 Résultats de simulation et interprétations

Le système de conversion est schématisé par la figure (3.5) implémentés dans l'environnement MATLAB afin d'évaluer et de tester le système complet pour un fonctionnement à vitesse constante . Dans ce cas nous avons des dynamiques appropriées pour les puissances actives et réactive de référence afin de tester le découplage de ces puissances .

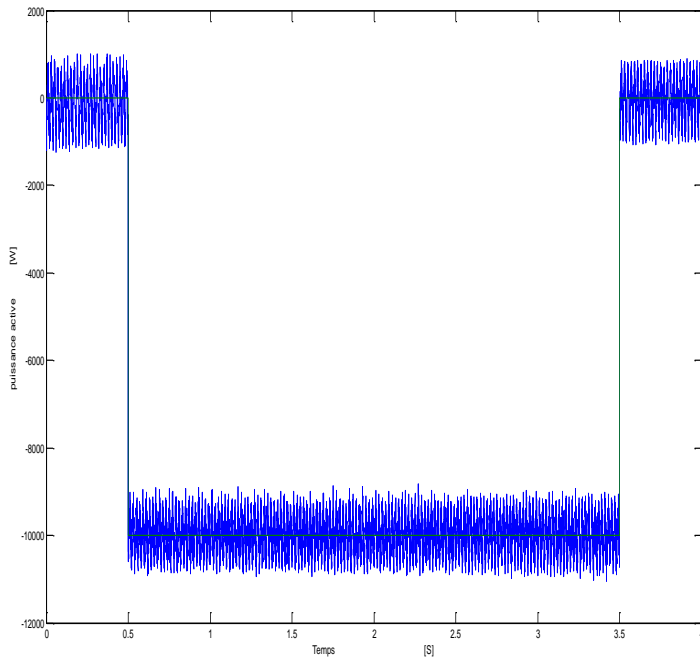


Fig. 3.6: allure de  $P_s$  et  $P_{ref}$

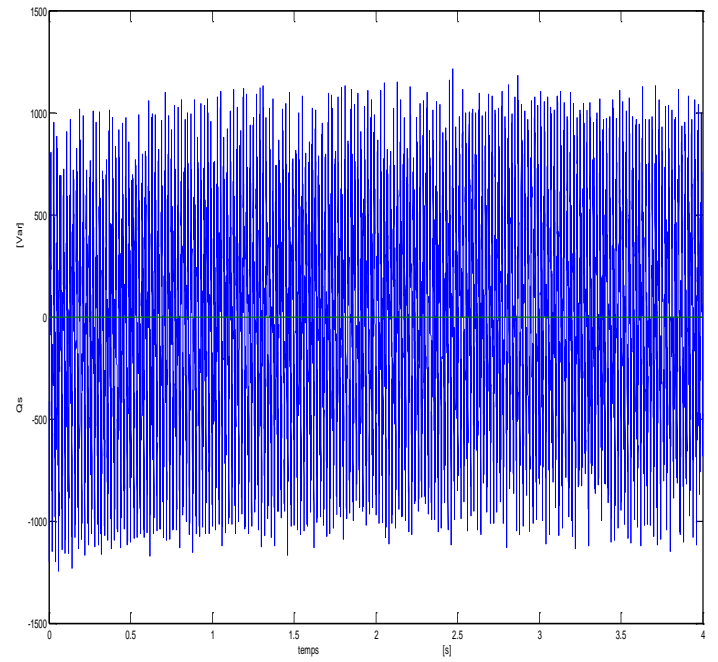


Fig. 3.7: allure de  $Q_s$  et  $Q_{ref}$

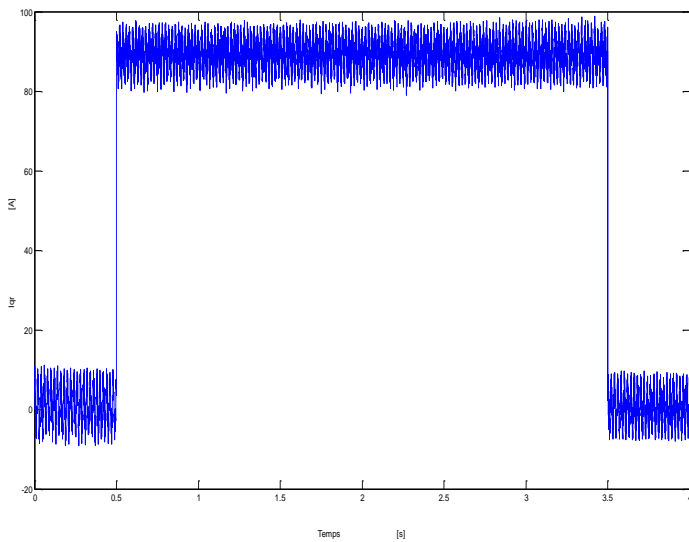


Fig. 3.8: allure  $I_{qr}$

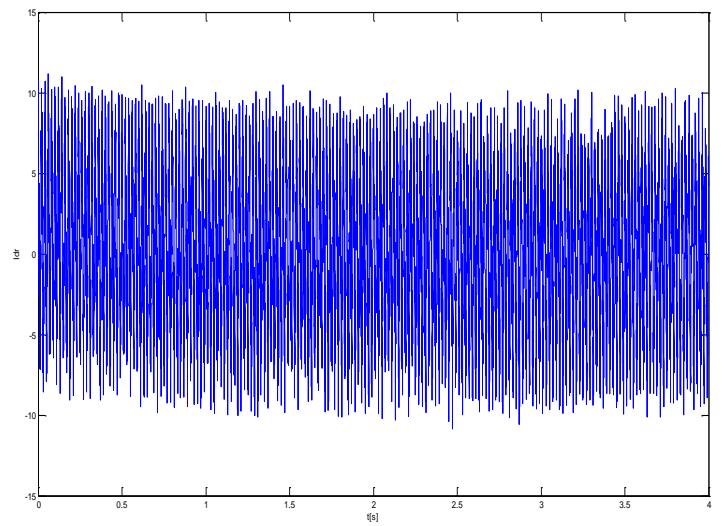


Fig. 3.9: allure  $I_{dr}$

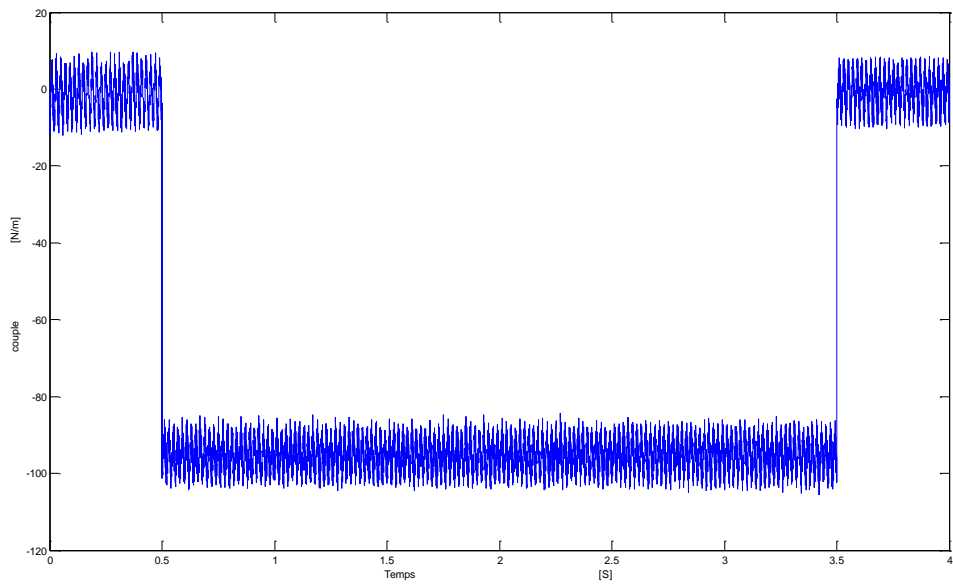


Fig. 3.10: allure couple électromagnétique

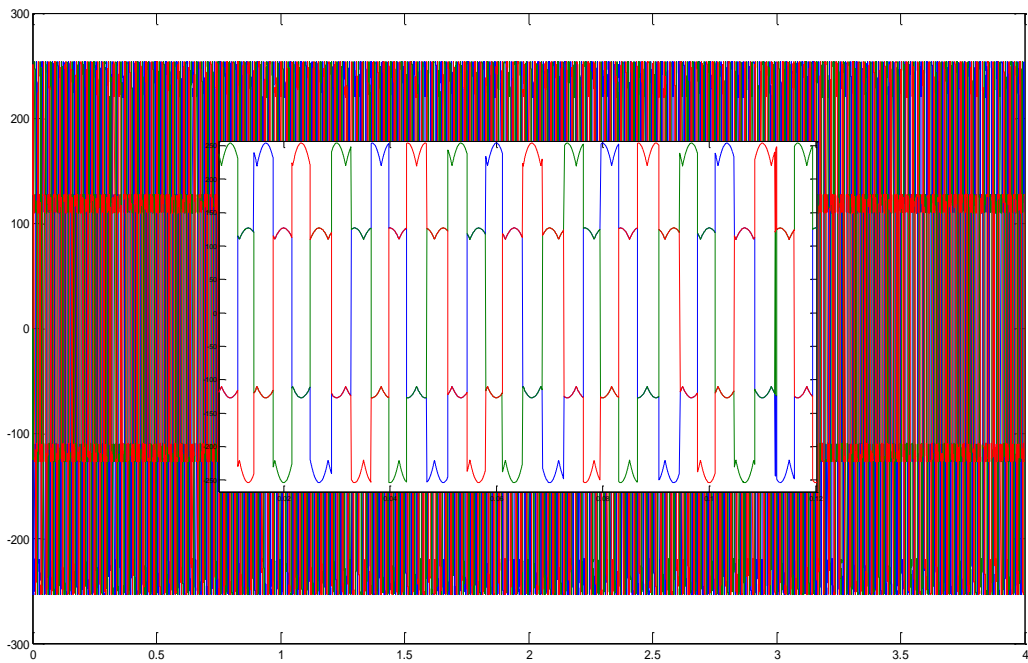


Fig. 3.11 Les tensions à la sortie de convertisseur matriciel

D'après les résultats obtenus, dans les figures précédentes on constate que le contrôle direct utilisant des régulateurs PI présente un bon découplage au réglage des puissances active et réactive au niveau du stator et une bonne poursuite à leurs valeurs de références imposées . Cependant, cette méthode est moins performante pour un fonctionnement à vitesse variable c-à-d. cette méthode de contrôle est moins rependue dans les applications à vitesse variable.

En peut remarque que les échelons de puissance sont bien suivie par la génératrice aussi bien par la puissance active que pour la puissance réactive ,se la est due en nos présence des condensateur entre le rotor et le convertisseur matriciel

Figure (3.13) montre la nécessité des condensateur entre le rotor et le convertisseur matriciel car ils présentent une source d'énergie réactive pour le convertisseur matriciel et la machine en mode génératrice.

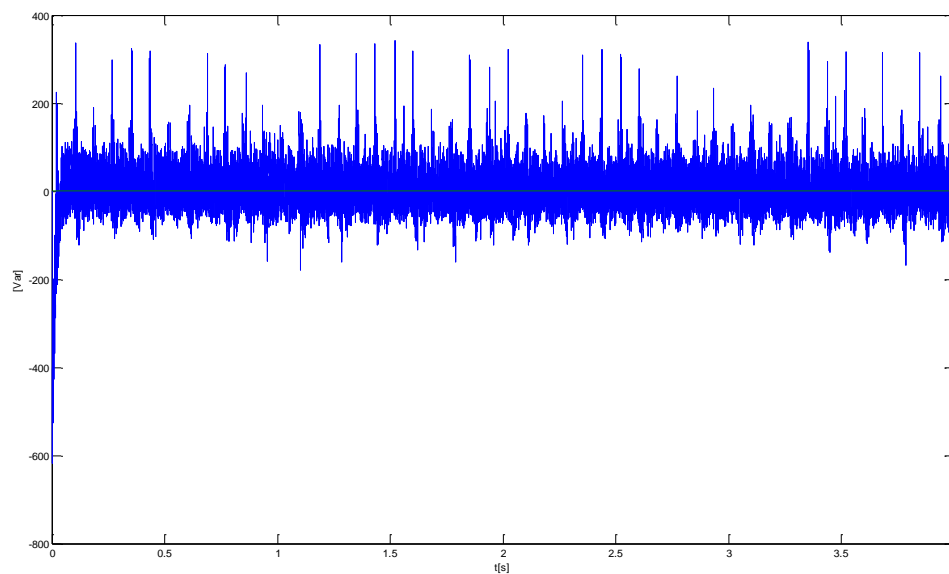


Fig. 3.12: allure de  $Q_s$  et  $Q_{ref}$  après emplacement des condensateurs

### 3.5 Réglage indirect des puissances active et réactive

Cette technique consiste à synthétiser l'algorithme de contrôle à partir de l'inversement de la fonction de transfert du système à réguler afin d'élaborer les tensions rotoriques de référence en fonction des puissances active et réactive au niveau du stator. On cherche donc à établir les expressions des puissances active et réactive d'une part et des tensions rotoriques d'autre part en fonction des courants rotoriques tout en tenant compte le modèle mathématique de la MADA.[4]

#### 3.5.1 Commande indirecte sans retour de puissance

La figure (3.13) représente le schéma bloc du système de régulation sans boucle de puissance. Ce schéma consiste à contrôler ces puissances indirectement par le réglage des deux composantes directe et en quadratique du courant rotorique par des régulateurs PI dont les

consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine.

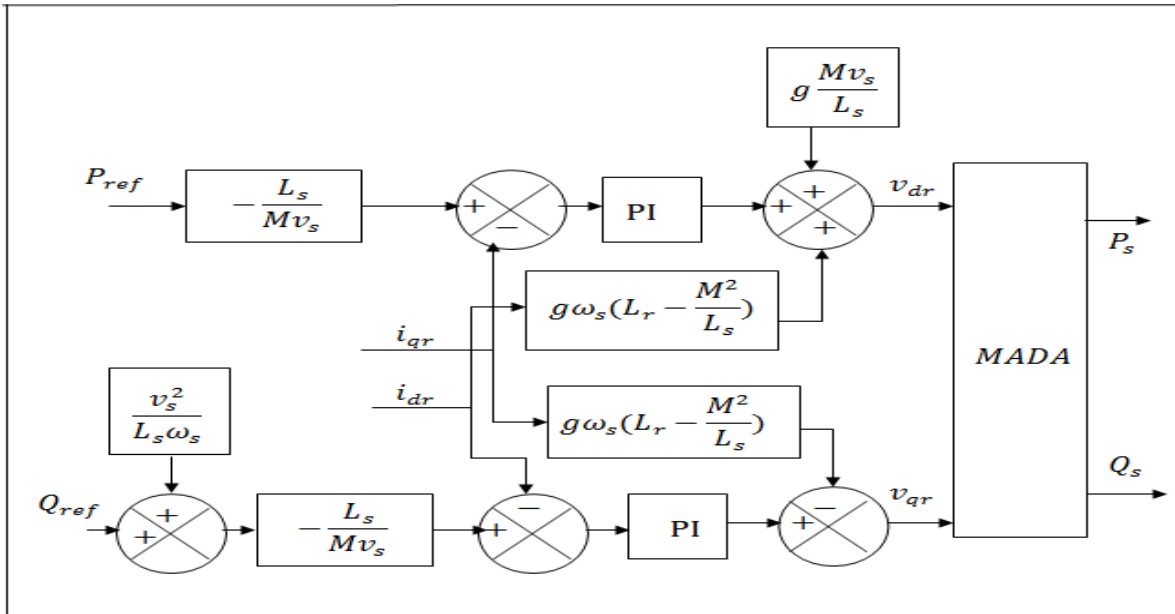


Fig.3.13 : schéma bloc de la commande indirecte sans retour de puissance de la MADA

### 3.5.1.1 Calcul des paramètres du régulateur PI

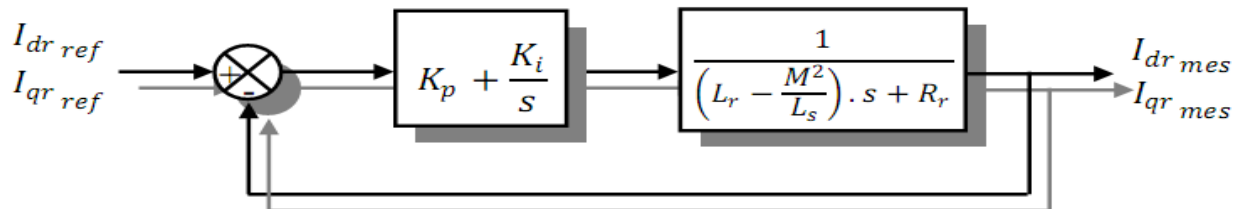


Fig.3.14: Schéma de la régulation des courants rotorique

Les gains de régulateurs PI sont calculés de la même manière qu'à la section (3.4.2).et ont été affinées après simulation. Ils sont identiques pour l'axe d et l'axe q

### 3.5.1.2 Schéma synoptique

Le schéma synoptique du contrôle indirect des puissances active et réactive de la figure (3.15) a été déduit de celui de la figure (3.5) grâce à une légère modification dans le système de contrôle. Dans ce cas, les erreurs entre les courants rotoriques de références et ceux mesurés sont traitées par l'algorithme de commande considéré afin de concevoir les tensions de références du rotor. Ces tensions de référence ainsi que celles à l'entrée du convertisseur matriciel sont utilisées par la technique MLI calculé pour la synthèse des signaux de commande des interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel.[2]

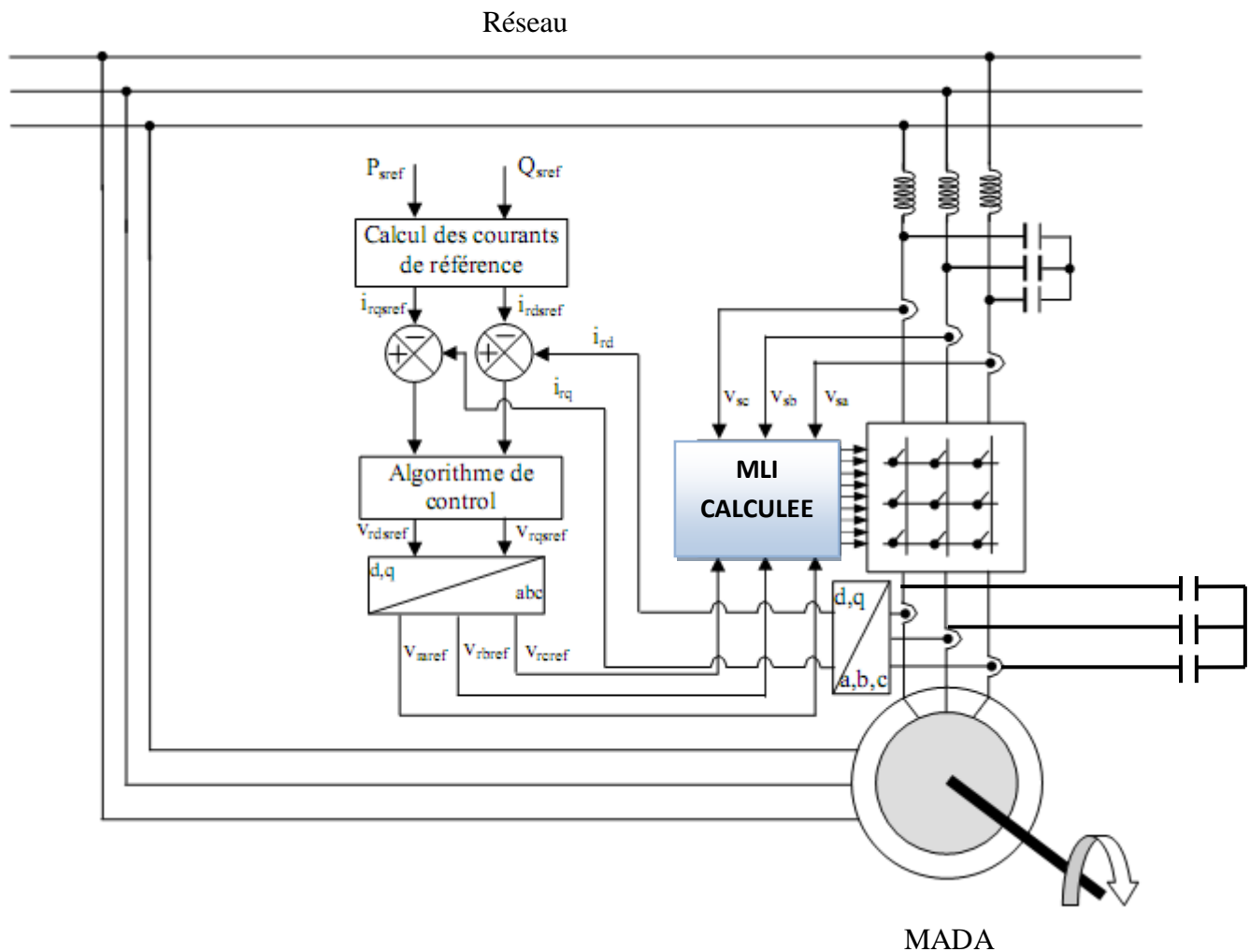


Fig.3.15 Schéma synoptique du contrôle indirect sans boucle de puissance

### 3.5.1.3 Résultats de simulation et interprétations

Le système de conversion est schématisé par la figure (3.15) implémentés dans l'environnement MATLAB afin d'évaluer et tester la technique de contrôle indirecte par des régulateurs PI sans boucle de puissance, une étude de simulation a été effectuée, la simulation a été exécutée avec les mêmes paramètres du contrôle direct à l'exception des régulateurs PI

Les résultats de simulation présentent les différentes courbes Fig [(3.16) (3.17) (3.18) (3.19) (3.20) (3.21)] obtenus par la commande des puissances actives et réactives direct générées au niveau du stator de la MADA

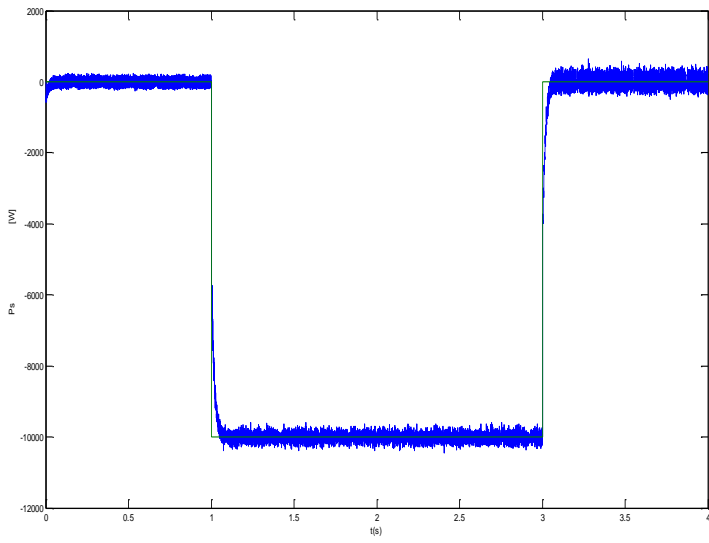


Fig. 3.16.: allure de  $P_s$  et  $P_{ref}$

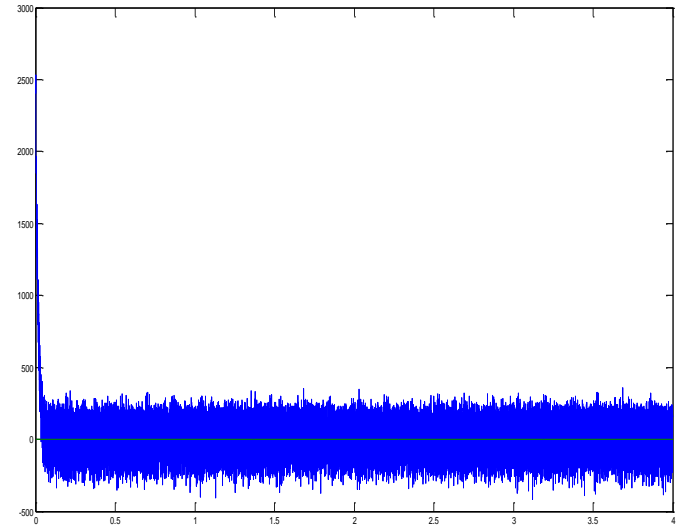


Fig. 3.17: allure de  $Q_s$  et  $Q_{ref}$

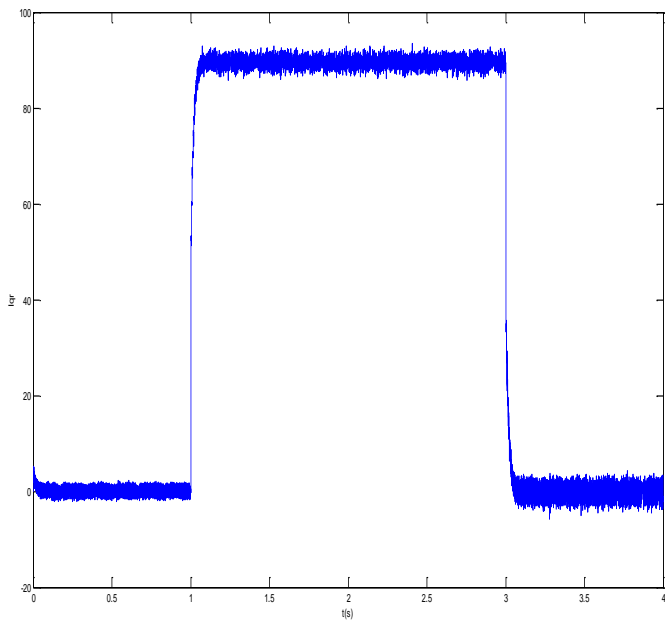


Fig. 3.18: allure  $I_{qr}$

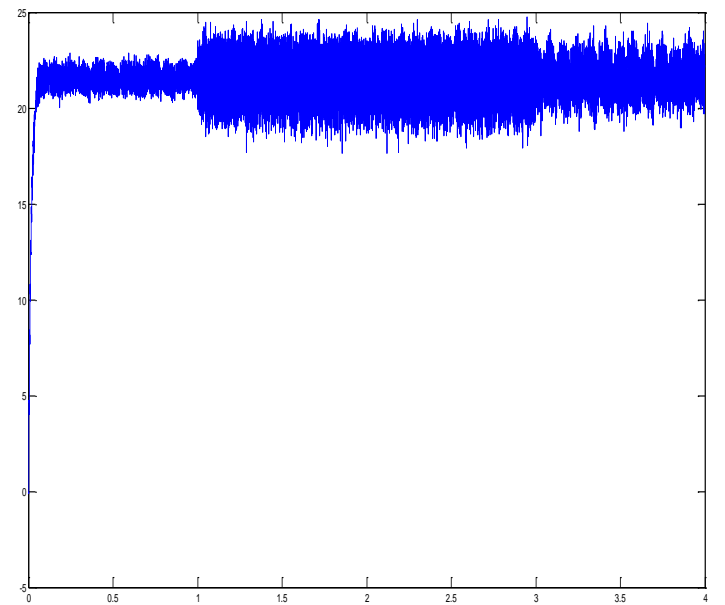


Fig. 3.19: allure  $I_{dr}$

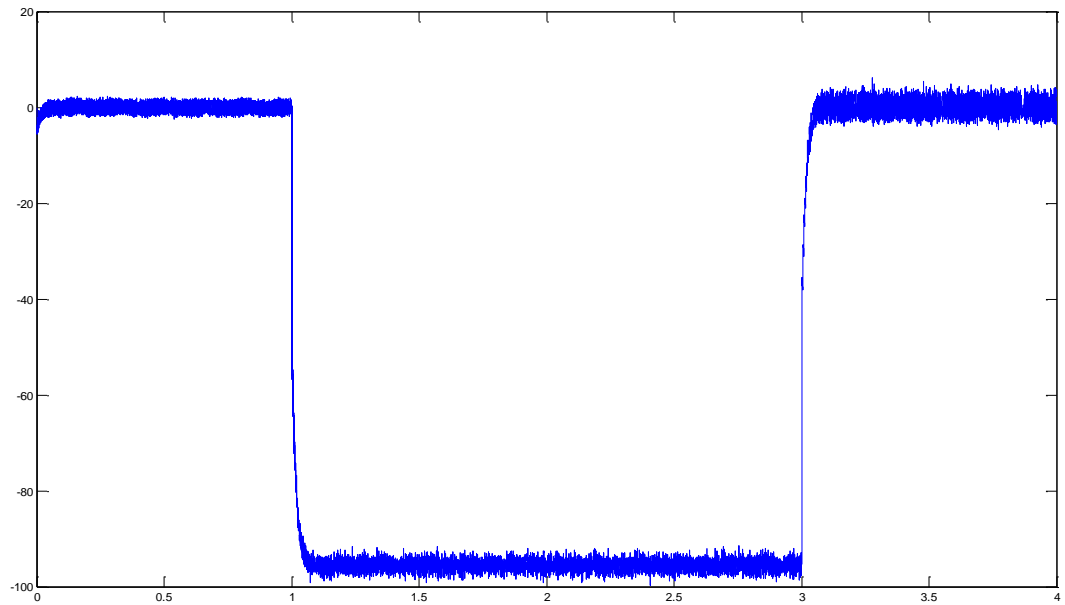


Fig. 3.20: allure couple électromagnétique

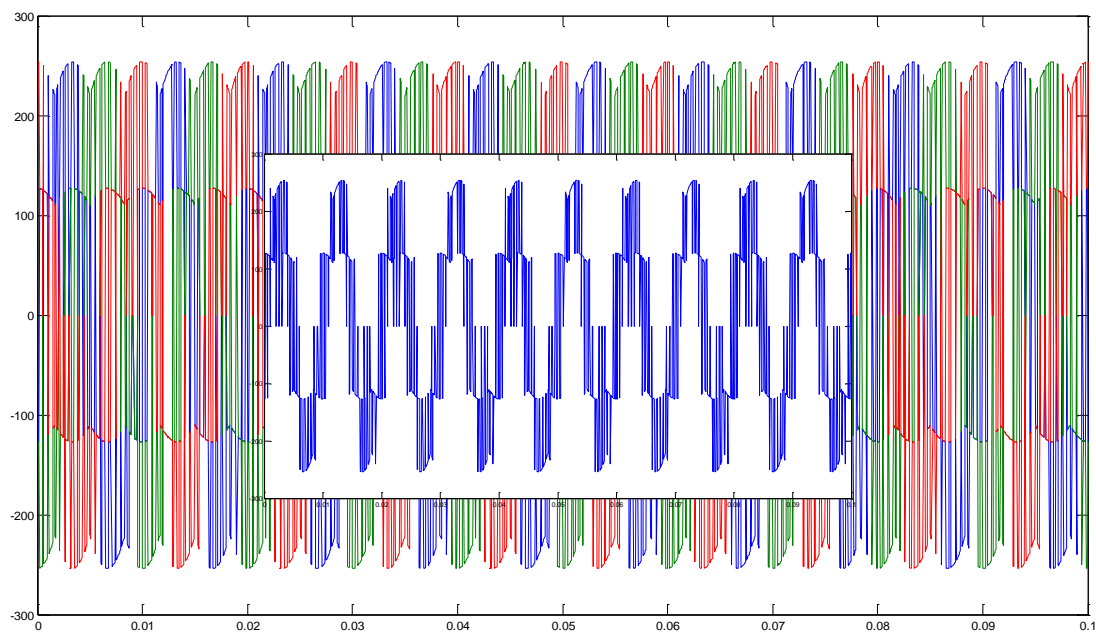
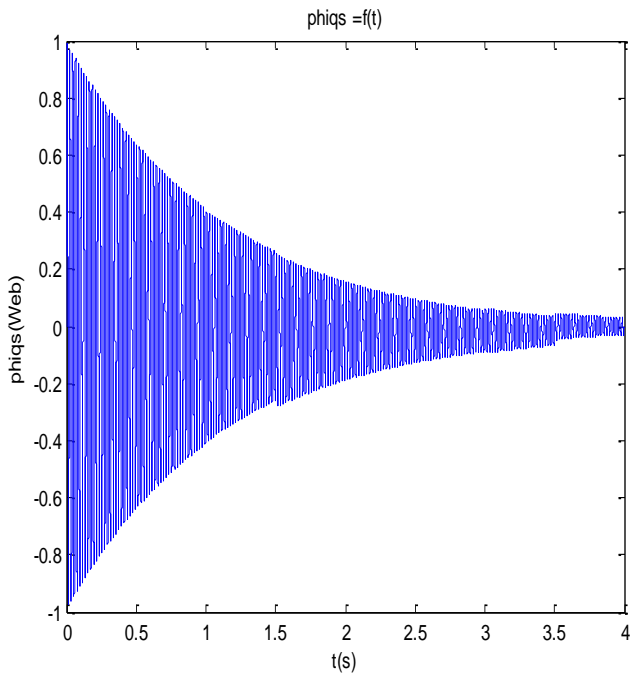
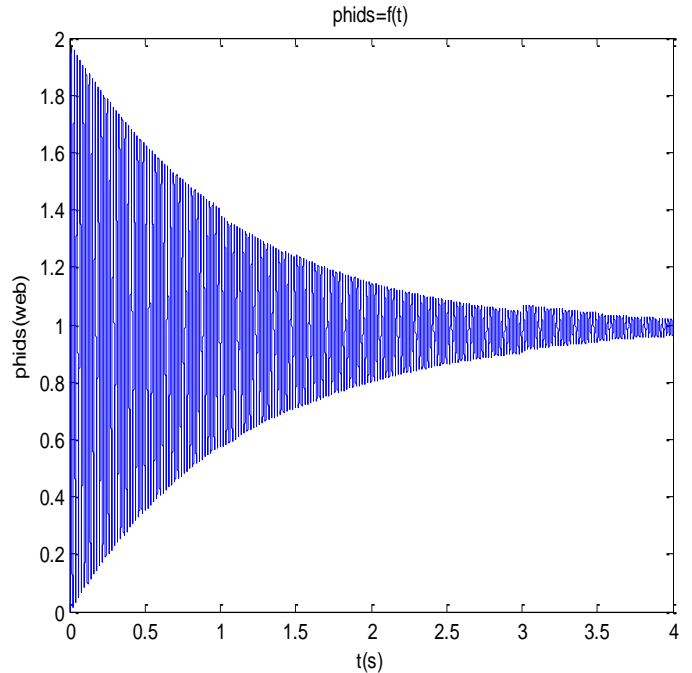


Fig. 3.21 Les tensions a la sortie de convertisseur matriciel



Les résultats obtenus montrent bien les grandes performances du contrôle indirecte des puissances active et réactive sans boucle de puissance dans le cas d'un fonctionnement à vitesse constante, ceci a été confirmé par le découplage parfait et la bonne poursuite. Cependant, la grande sensibilité de ce type de contrôle à la variation de la vitesse constitue un inconvénient majeur à l'application de celui-ci dans les systèmes à vitesse variable.

Fig. 3.22: allure  $\Phi_{qs}$ Fig. 3.23: allure  $\Phi_{ds}$ 

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.

### 3.5.2 Commande indirecte avec retour de puissance

Pour améliorer le système de contrôle précédent, nous allons introduire une boucle de régulation supplémentaire des puissances active et réactive dans le schéma bloc (3.13) de telle sorte que chaque axe de régulation contient deux régulateurs PI, l'un pour contrôler la puissance et l'autre le courant rotorique (figure 3.24) [2][4].

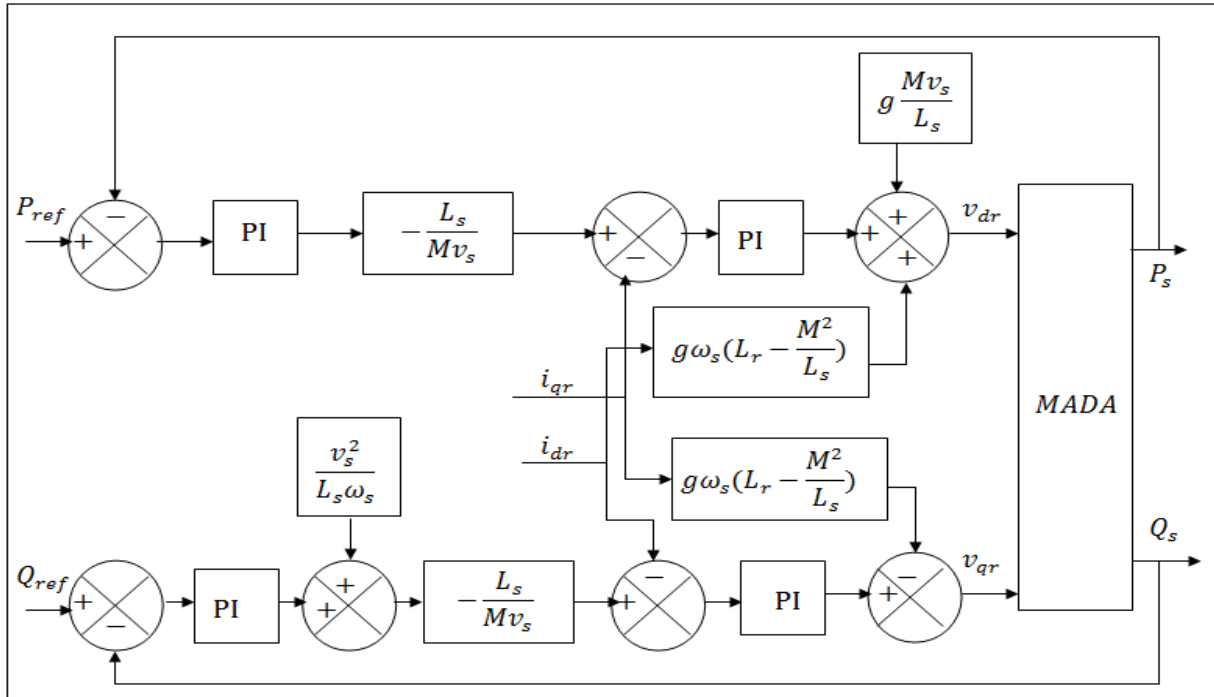


Fig. 3.24: schéma bloc de la commande indirecte avec retour de puissance de la MADA

### 3.5.2.1 Calcul des paramètres du régulateur PI

Les gains de régulateurs PI sont calculés de la même manière qu'à la section (3.4.2) et (3.5.1.1), et ont été affinés après simulation. Ils sont identiques pour l'axe d et l'axe q.

### 3.5.2.2 Schéma synoptique

Le schéma synoptique du contrôle indirect des puissances active et réactive de la figure (3.25) a été déduit de celui de la figure (3.15) grâce à une légère modification dans le système de contrôle. Dans ce cas, les erreurs entre les courants rotoriques de références et ceux mesurés sont traitées par l'algorithme de commande considéré afin de concevoir les tensions de références du rotor. Ces tensions de référence ainsi que celles à l'entrée du convertisseur matriciel sont utilisées par la technique de MLI calculée pour la synthèse des signaux de commande des interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel.

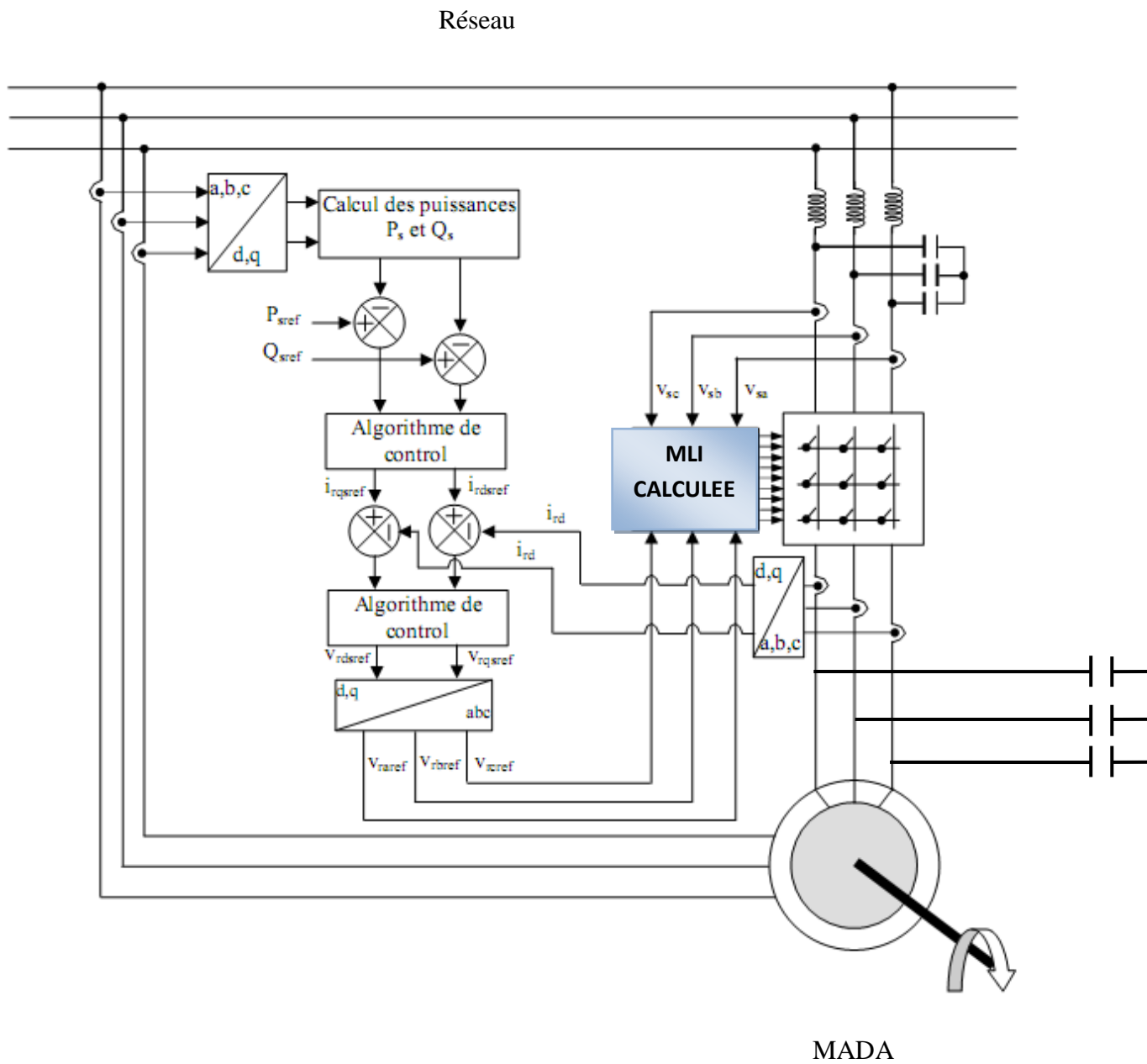


Fig.3.25: Schéma synoptique du contrôle indirect avec boucle de puissance

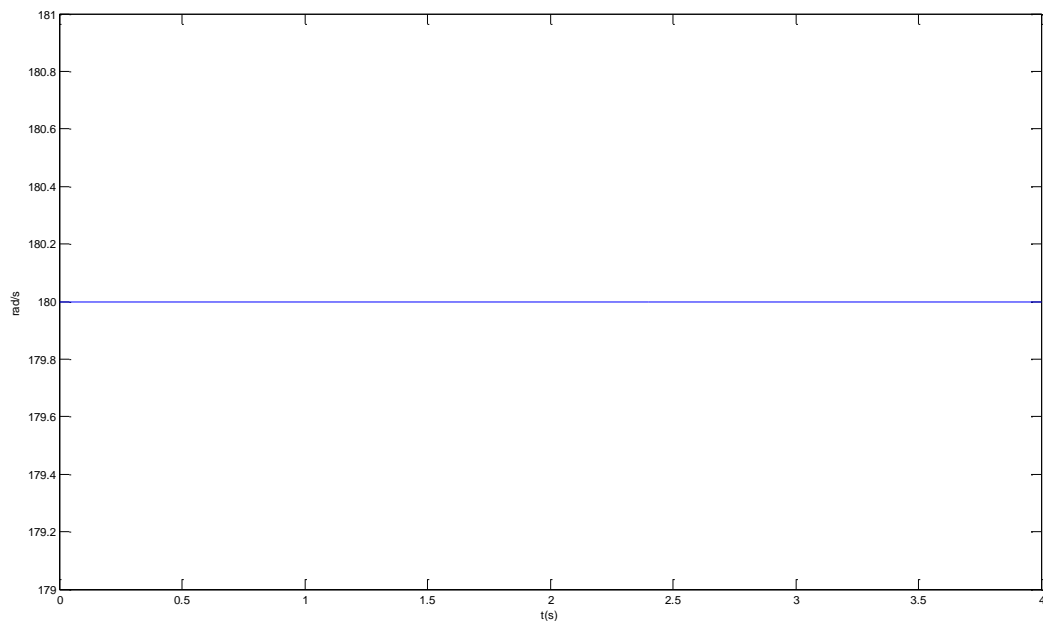
### 3.5.2.3 Résultats de simulation et interprétations

Pour cette commande, nous avons utilisé deux boucles de régulation : une boucle régule les puissances active et réactive et un autre régulateur les courants (régulateurs PI) en orientant le flux statorique selon l'axe d, par conséquent la puissance active sera dépendante uniquement du courant  $I_q$ .

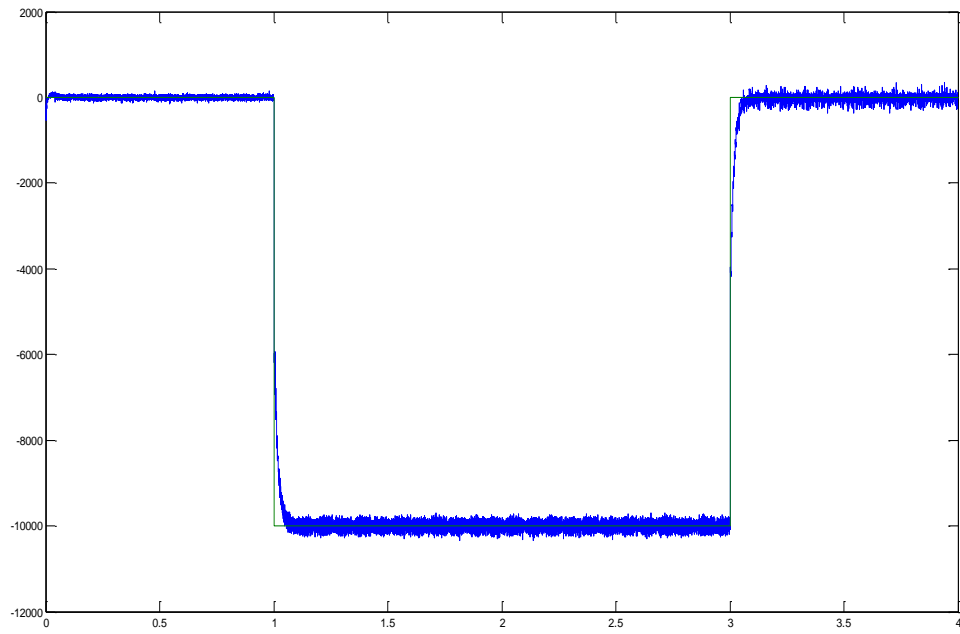
Pour évaluer et tester la technique de contrôle indirecte des puissances active et réactive par des régulateurs PI, une étude de simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB. Dans ce cas, les gains des régulateurs PI sont donnés dans l'annexe

Dans cette section, on est amené à représenter toutes les figures de simulation qui nous permettent d'évaluer les performances apportées par le système de réglage considéré pour un fonctionnement à vitesse variable et constante, vu que les figures représentées dans les sections précédentes sont insuffisantes pour évaluer ce type de contrôle.

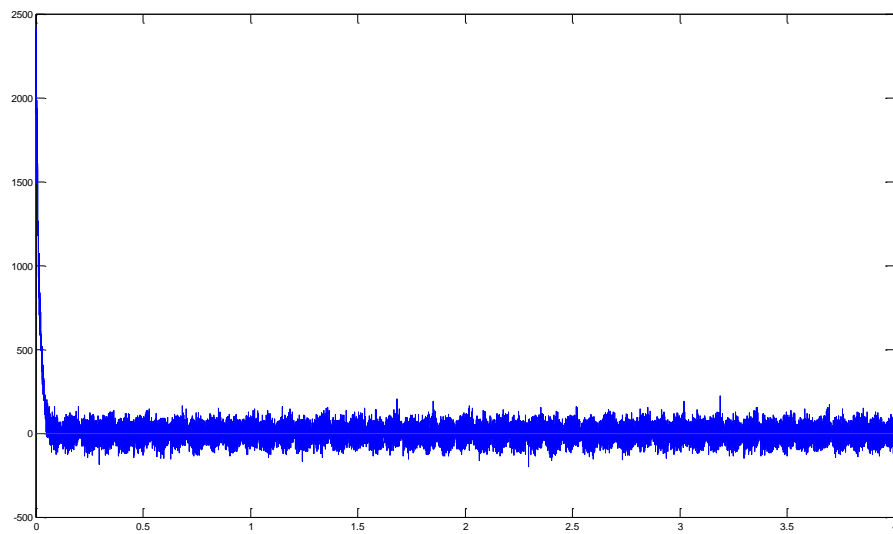
**a) Courbes obtenues pour un fonctionnement à vitesse constante :**



**Fig. (3.26) : Vitesse d'entraînement**



**Fig. (3.27) : Puissances active du stator ( $P_S$  et  $P_{ref}$ )**



**Fig. (3.28) : Puissances réactive du stator ( $Q_S$  et  $Q_{ref}$ )**

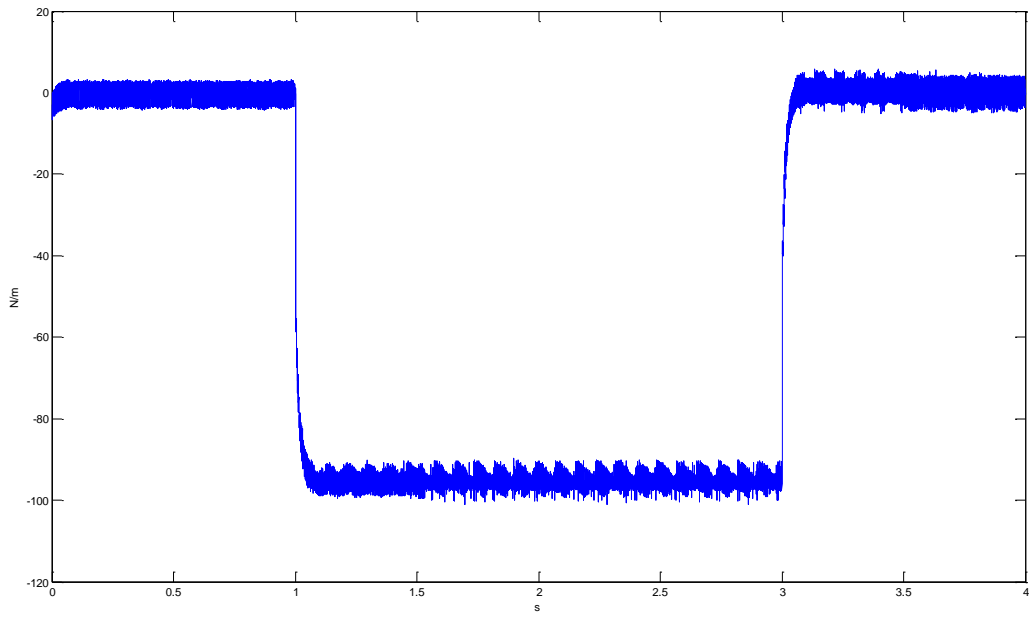
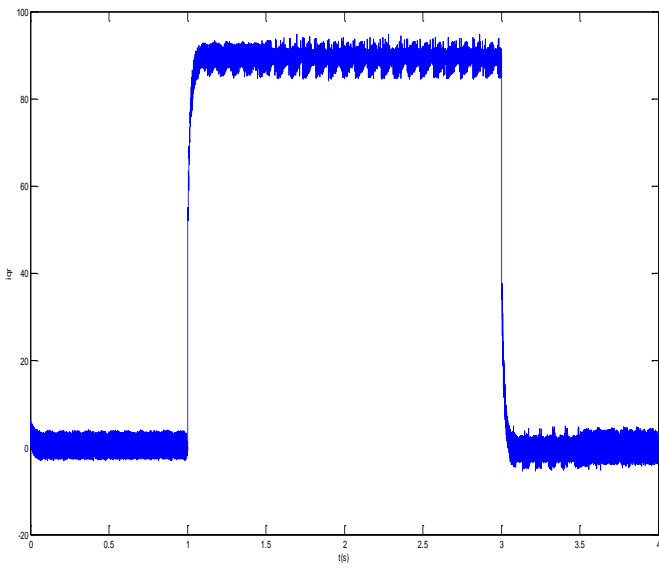
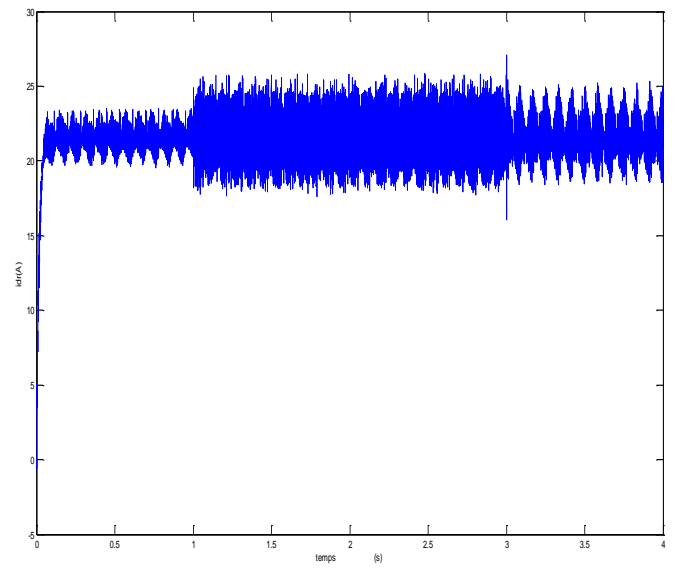


Fig. (3.29) couple électromagnétique développé par la MADA



$I_d$



$I_q$

Fig. (3.30) : Courants rotorique dans le référentiel (d,q)

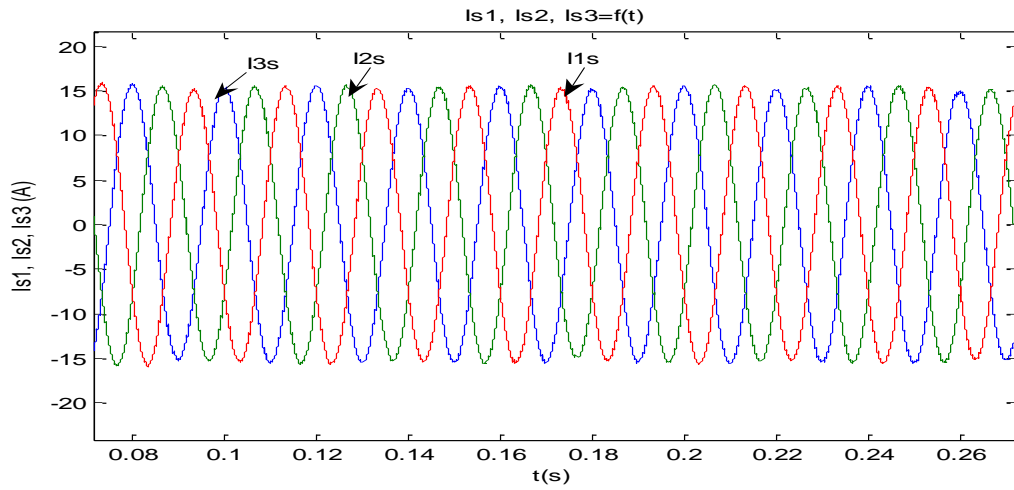


Fig. 3.31: allure des courants statorique avec un zoom  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$  et  $i_{s3}$

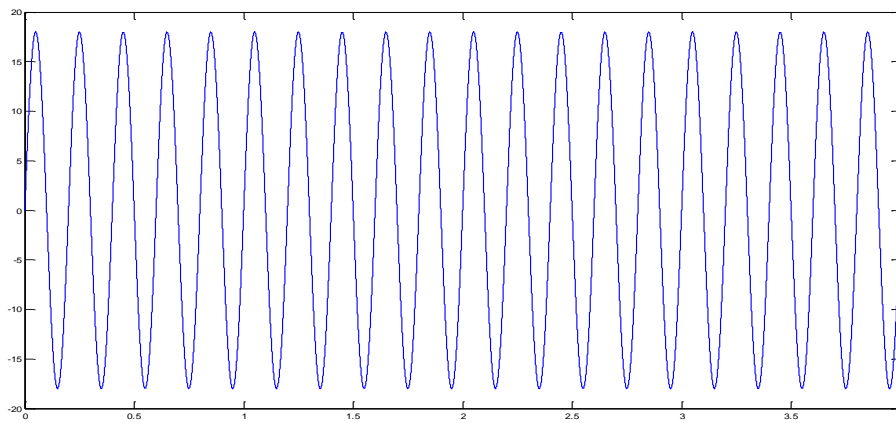


Fig. 3.32: allure des courants rotoriques

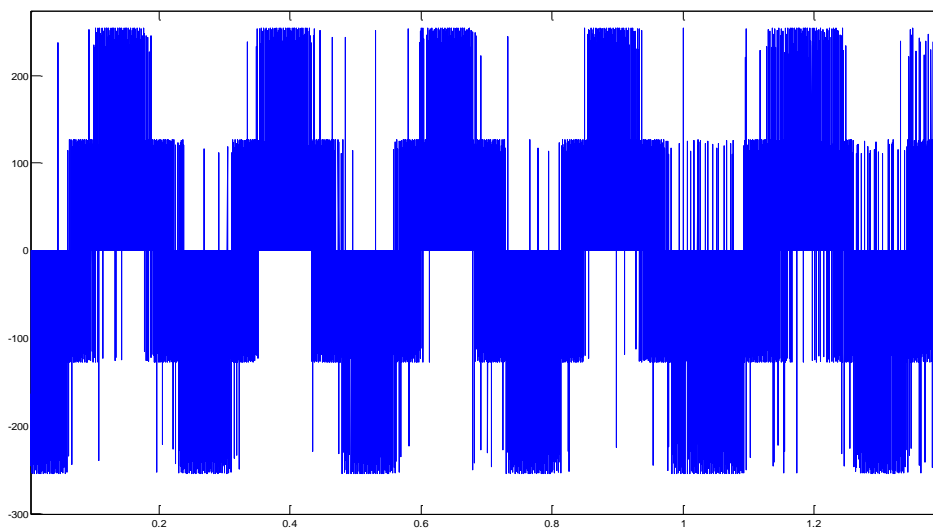


Fig. (3.33) : Tension simple à la sortie du convertisseur matriciel

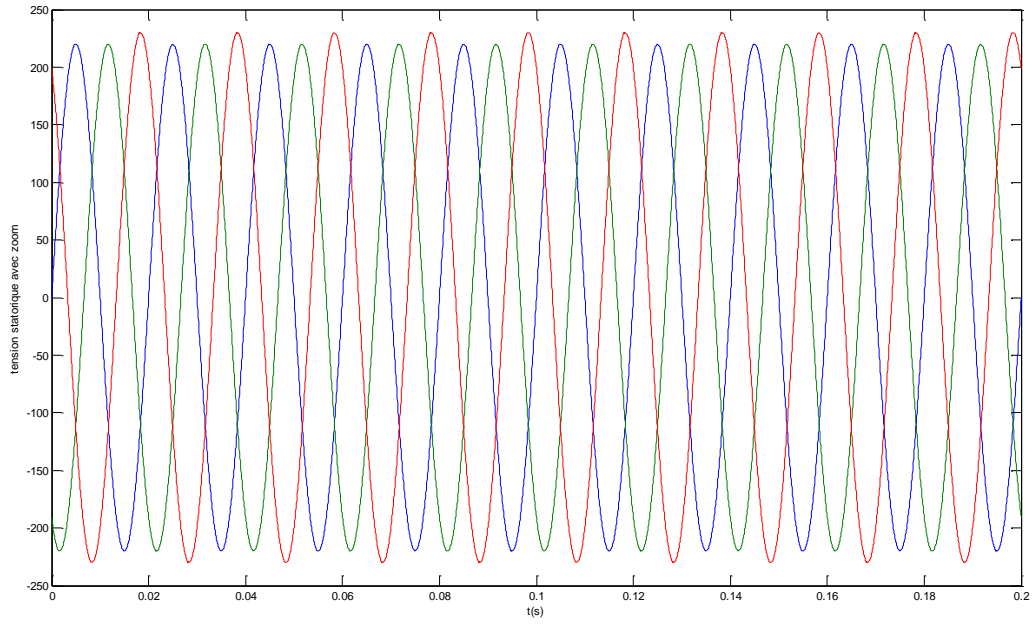


Fig. (3.34) : les Tensions simples statoriques

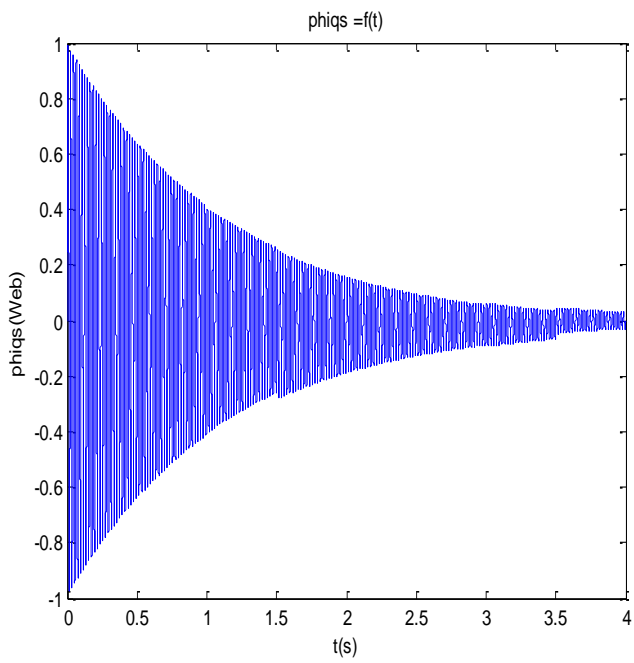


Fig. 3.35: allure  $\Phi_{qs}$

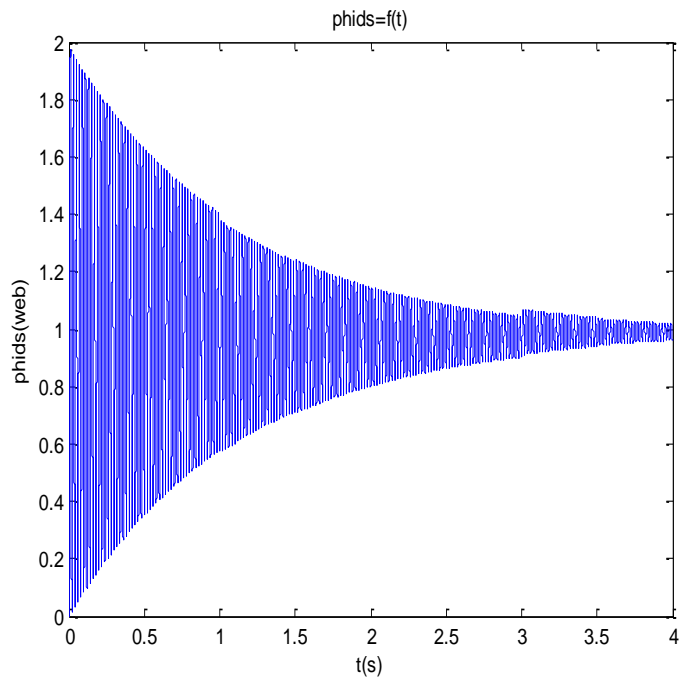
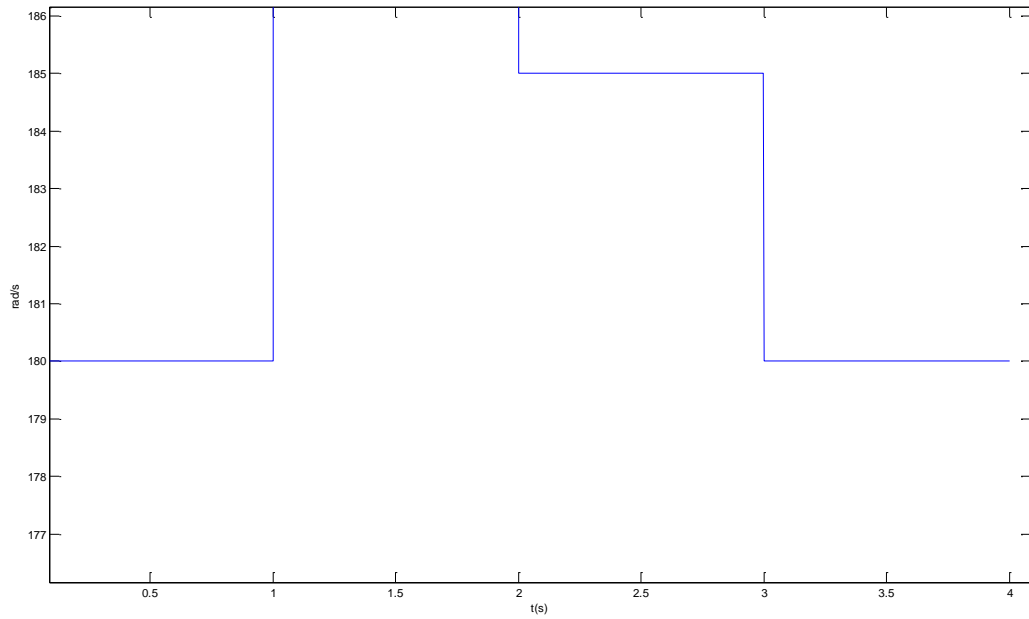
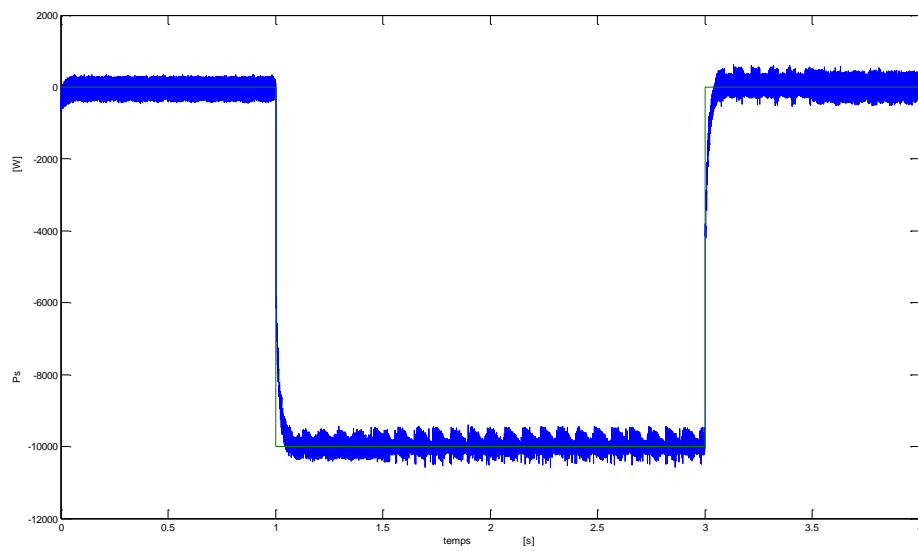
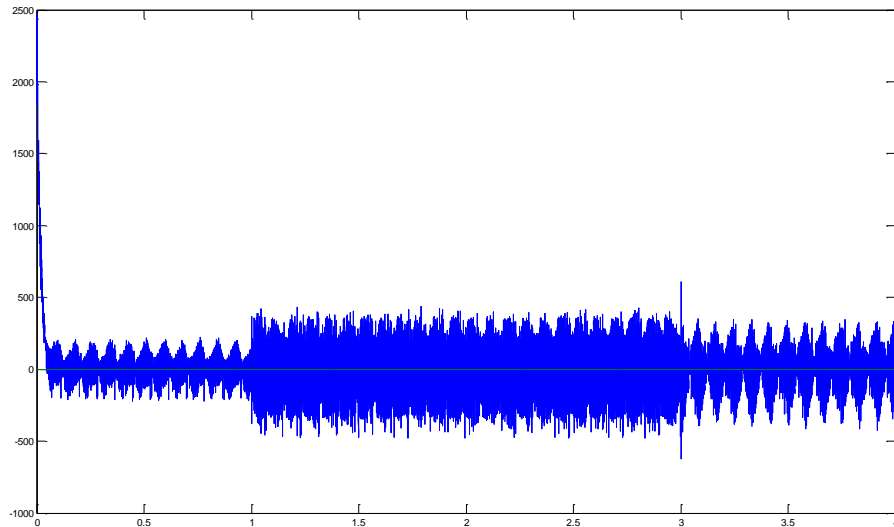


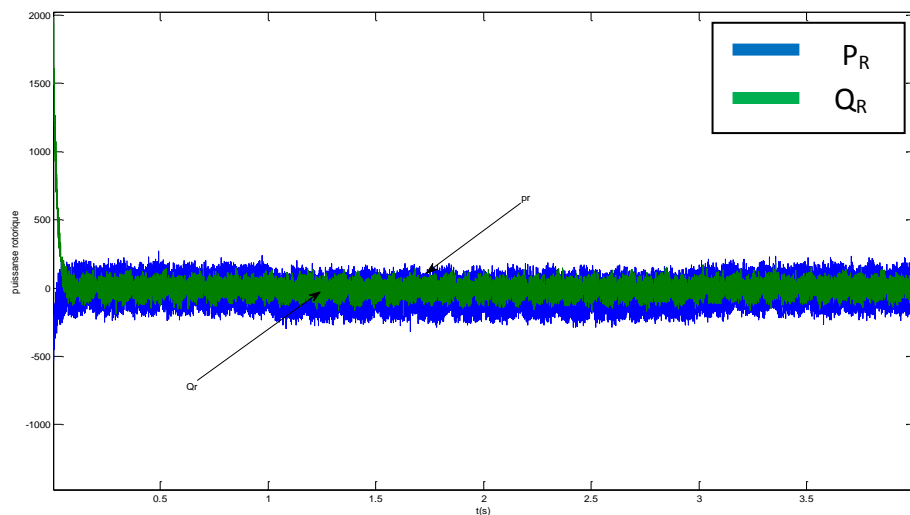
Fig. 3.36: allure  $\Phi_{ds}$



**b) Courbes obtenues pour un fonctionnement à vitesse variable:****Fig. (3.37) : Vitesse d'entraînement de la MADA****Fig. (3.38) Puissances active du stator ( $P_S$  et  $P_{ref}$ )**



**Fig. (3.39) : Puissances réactive du stator ( $Q_s$  et  $Q_{ref}$ )**



**Fig. (3.40) : Puissances active et réactive rotorique**

D'après ces résultats on constate que :

**Pour un fonctionnement à vitesse constante:**

On obtient des bons résultats en termes de dynamique et de réponse aux consignes des puissances active et réactive imposées, comme on peut le voir sur les figures (3.27) et (3.28).

On peut remarquer aussi que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active et ceci traduit par sa forme identique de celle de la puissance active figures(3.29).

Dans ce cas, on peut conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique; alors que la puissance réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique.

On constate d'après la figure (3.30) que les composantes directes et quadratiques du courant rotorique en les mêmes allures de puissance active et réactive .

La figures (3.31) et (3.32) montrent que les courants obtenus au stator sont de formes sinusoïdales, ce qui implique une énergie propre sans harmoniques fournie la MADA.

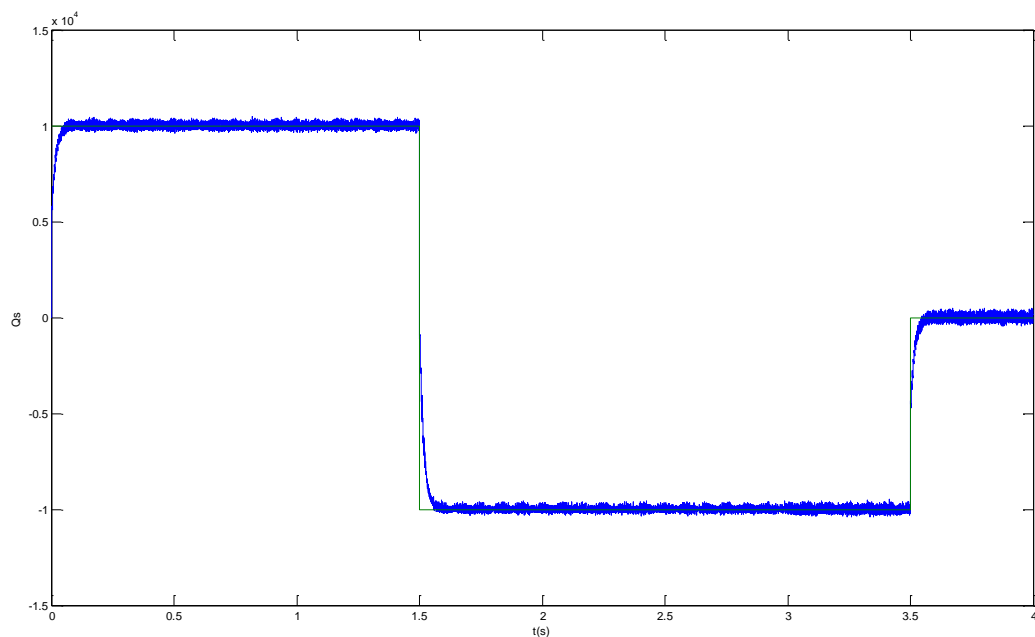
La figure (3.33) représente les formes d'ondes de la tension simple et composée appliquées au circuit rotorique. Ces tensions sont formées par des créneaux dans lesquels les largeurs sont imposées par l'algorithme de commande de MLI calculée

### Pour un fonctionnement à vitesse variable:

Dans le cas d'un fonctionnement à vitesse variable, le contrôle indirect des puissances actives et réactives avec la boucle de puissance offre presque les mêmes performances en termes de découplage et de réponse aux consignes de références que celui à vitesse constante

Fig.(3.40) montre bien le fonctionnement hyper synchrone en mode génératrice de la MADA , C'est-à-dire que la variation de la vitesse d'entraînement de la machine entraîne également une variation de la puissance transmise ou extraite du rotor

D'après la figure Fig.(3.41) en peut dire que, le fonctionnement du contrôle de puissance réactive nous permet d'avoir une puissance réactive négative (comportement capacitif ) ou positif (comportement inductif)



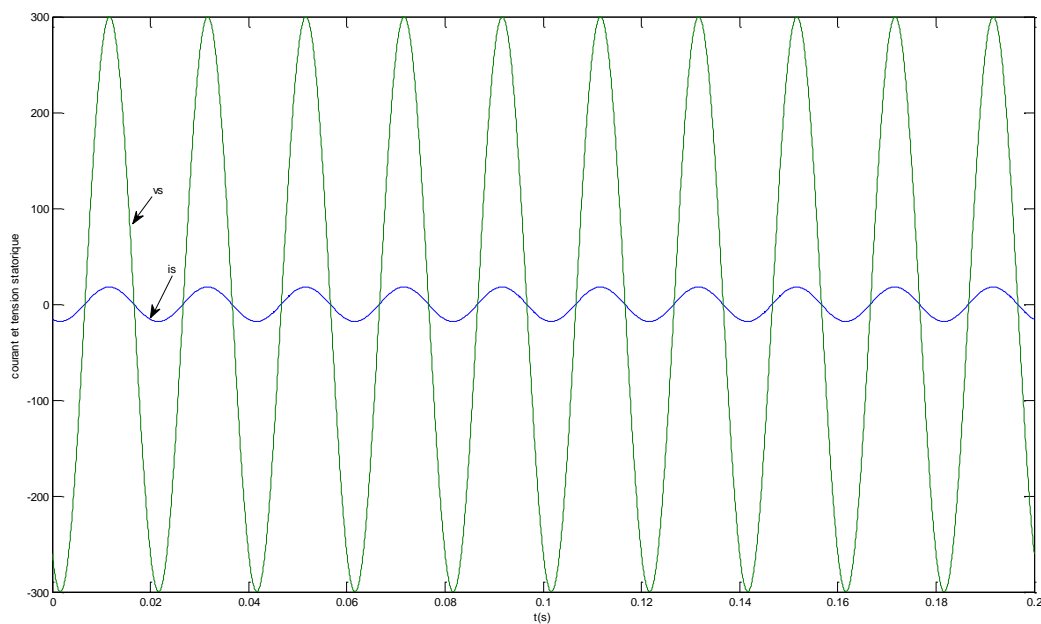
**Fig. (3.41) :Puissance réactive comportement capacitif ou bien inductif**

D'après les résultats obtenus dans cette section, on peut conclure que ce type de contrôle est plus performant que le contrôle direct en terme d'un fonctionnement à vitesse variable, vu que ce dernier est capable d'assurer un contrôle découplé des puissances active et réactive quelle que soit la vitesse d'entraînement. De plus, il permet de pouvoir limiter simplement les courants rotoriques de la machine en introduisant des limiteurs dans la boucle des courants

### 3.6 Contrôle et réglage du facteur de puissance

En voix bien la consigne de puissance réactive est maintenue à zéro afin d'assurer un facteur de puissance unitaire coté statorique.,de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau.

La figure (3.42) montre l'efficacité de cette méthode pour la correction du facteur de puissance. c'est-à-dire un déphasage  $\phi = 0^\circ$ . On peut ainsi compenser la consommation de la puissance réactive de la machine et fournir au réseau de la puissance réactive en fonction de la demande.



**Fig.3.42 : tension et courant d'une phase statorique avec  $\phi = 0^\circ$ .**

### 3.7 Interprétation:

- ✚ 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 actives et réactives 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, c'est une condition de fonctionnement de la MADA pour avoir un facteur de puissance unitaire.
- ✚ on analyse les signaux statoriques, on remarque que la tension et le courant sont en phase; ce qui correspond bien à un facteur de puissance unitaire
- ✚ L'utilisation de la technique de modulation MLI calculée pour le contrôle du convertisseur matriciel associé des condensateur a permis la bon commande et un parfaitement pilotage de la MADA par le rotor.
- ✚ La présence d'une boucle des courants dans la commande indirecte offre un avantage, par rapport à a commande directe, permettant la limitation des courants rotorique pour protéger la machine et aussi la possibilité de superposer des références de courants harmoniques pour une éventuelle application de la MADA en un filtre actif.
- ✚ la commande indirecte avec boucle de puissance est nettement plus performante que la commande directe. Le système de contrôle pilote non seulement la fréquence  $f_r$ , mais règle aussi l'angle de phase du courant rotor, ce qui permet de faire fonctionner la machine à rendement optimal

### 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté et appliqué la commande par découplage des puissance active et réactive statorique de la MADA utilisée en génératrice, ce qui permet de simplifier le modèle de la machine et de découpler la régulation du couple et celle du flux.

Et nous avons aussi évalué et examiné par simulation les performances des différents systèmes de régulations des puissances active et réactive au niveau du stator de la MADA en mode générateur pour un fonctionnement à vitesse constante et variable. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que la méthode directe de réglage des puissances présente la simplicité à mettre en œuvre ainsi que de hautes performances dans le cas d'un fonctionnement à vitesse constante. D'autre part, la méthode indirecte avec boucle de puissance permet d'obtenir un système de réglage performant pour un fonctionnement à vitesse constante ou bien variable de la MADA, ainsi qu'elle présente l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permet d'assurer la protection de la MADA en limitant les courants. Cette dernière, permet de d'obtenir un fonctionnement optimal du système de conversion électrique en minimisant les éventuels soucis liés aux variations des paramètres. Cependant, elle présente une complexité à mettre en œuvre.

Bien que la commande directe nous ait donné des résultats satisfaisants avec une simplicité de mise en œuvre, la commande indirecte en boucle fermée sur la puissance, certes plus complexe, nous permettait d'obtenir un système plus performant. Nous tiendrons donc la méthode indirecte avec boucle de puissance pour la commande de la MADA au sein d'un système éolien dans le reste de notre travail.

# Chapitre 4:

**Asservissement d'une chaîne éolienne  
à base d'une MADA pilotée par un  
convertisseur matriciel**

#### 4.1 Introduction:

L'intérêt pour l'utilisation des énergies renouvelables augmente car les populations sont de plus en plus concernées par les problèmes environnementaux. Parmi les énergies renouvelables, l'énergie éolienne est maintenant largement utilisée d'où notre but et l'exploitation maximale pour une maintenance de moindre coût et l'évolution de l'éolienne dans le futur par la stratégie de l'amélioration de la technique de production.

La turbine éolienne permet la conversion énergie cinétique du vent en énergie mécanique transmise à l'ordre de la génératrice. Les différents éléments constituant une éolienne sont conçus pour maximiser la conversion énergétique.

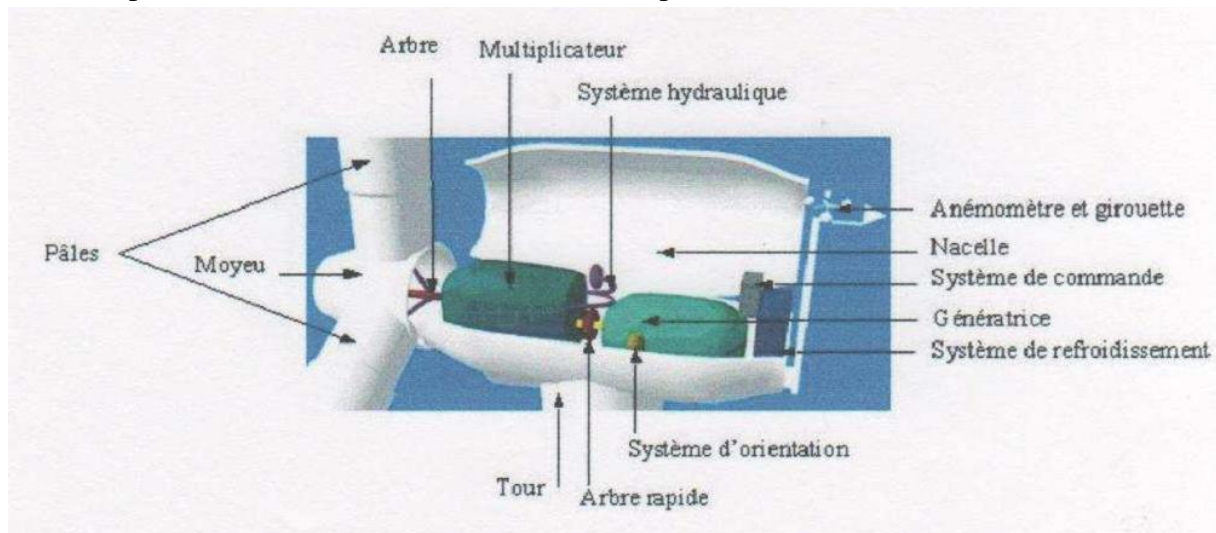
L'énergie éolienne possède de nombreux avantages, elle ne pollue pas et c'est une source inépuisable. Cependant, le coût de cette énergie est encore trop élevé pour concurrencer les sources fossiles traditionnelles, notamment sur les sites moins ventés. Le rendement d'une éolienne dépend essentiellement de trois paramètres : la puissance du vent, la courbe de puissance de la turbine et l'habileté de la génératrice à répondre aux fluctuations du vent.

On propose alors une commande robuste d'une chaîne éolienne à base d'une MADA pilotée par un convertisseur matriciel, qui permet d'optimiser sa production, c'est-à-dire améliorer la qualité de l'énergie produite et son rendement énergétique. [3]

La commande proposée comme on la voit dans le chapitre 3, que la commande par découplage des puissances active et réactive (la méthode indirecte avec boucle de puissance) permet d'obtenir un système de réglage performant et robuste pour un fonctionnement à vitesse variable de la MADA.

#### 4.2 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.



**Fig.(4.1) : Éléments constituant une éolienne**

**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 [19]. 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 puis qu'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 (4.1).

### 4.3 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 est 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 [20].

### 4.4 Intérêt de la vitesse variable:

#### 4.4.1 Applications des machines asynchrones à double alimentation:

La figure (4.2) donne la configuration de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation dont le stator est relié directement au réseau et dont le rotor est relié au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur, ( $P_{RES} = P_s \mp P_R$ ) est la puissance délivrée au réseau,  $P_s$  La puissance transitant par le stator,  $P_R$  la puissance transitant par le rotor, et  $P_{MEC}$  la puissance mécanique [4]. En fonctionnement générateur, la puissance fournie à la machine par

le dispositif qui l'entraîne est une puissance mécanique. En mode hypo synchrone, une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.

En mode hyper synchrone, la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à  $P_{MEC} g$  est transmise par l'intermédiaire du rotor.

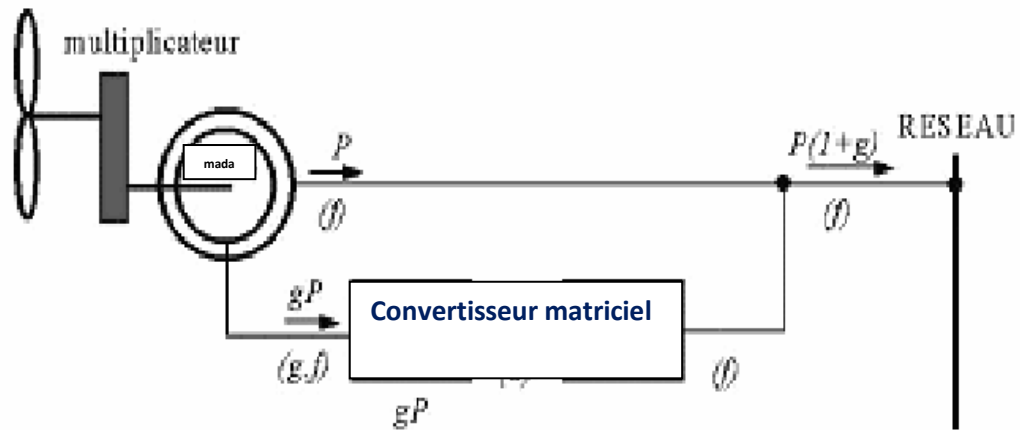


Fig.(4.2) model de raccordement

Pour une utilisation dans un système éolien, le mode hypo et hyper synchrone sont intéressants. En effet si la plage de variation de vitesse ne dépasse pas  $30 \pm \%$  en deçà ou au delà de la vitesse de synchronisme (ce qui représente un compromis entre la taille du convertisseur et la plage de variation de vitesse), la machine est capable de débiter une puissance allant de 0,7 à 1,3 fois la puissance nominale ; le convertisseur est alors dimensionné pour faire transiter uniquement la puissance de glissement c'est-à-dire au maximum 0,3 fois la puissance nominale de la machine [4]. Il est alors moins volumineux, moins coûteux, nécessite un système de refroidissement moins lourd et génère moins de perturbation que s'il est placé entre le réseau et le stator d'une machine à cage.

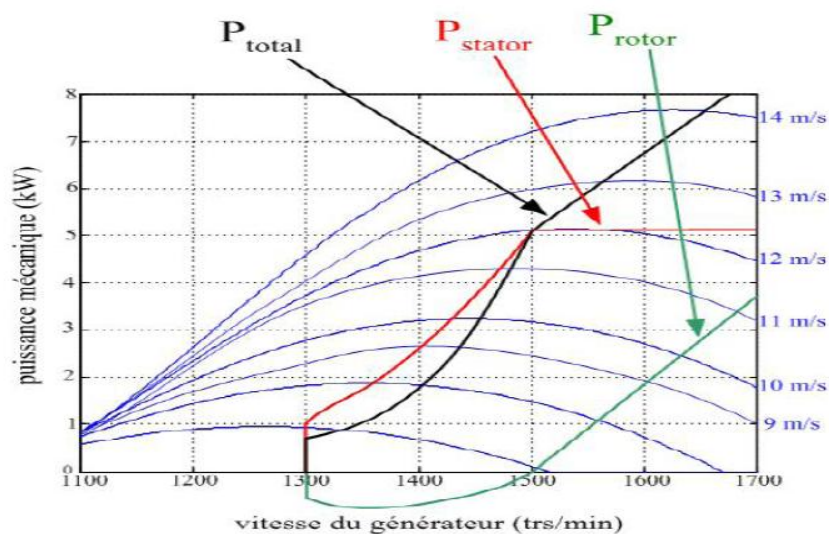
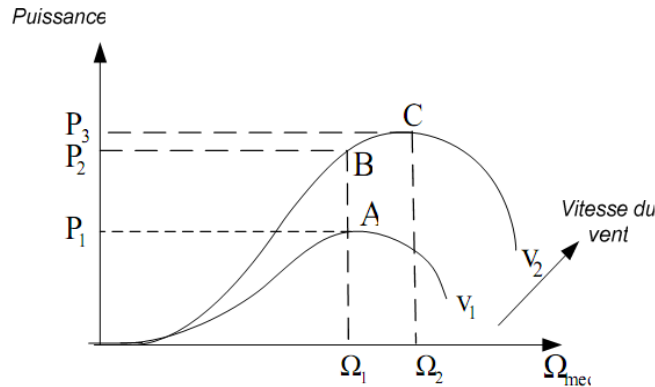


Fig.(4.3) puissance capter par la MADA en fonctionnement vitesse variable

#### 4.4.2 Éolienne à vitesse variable:

On donne sur la figure (4.4) la caractéristique générale de la puissance convertie par une turbine éolienne en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent.



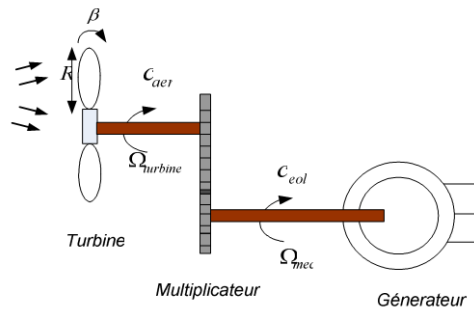
**Fig.(4.4) Caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent**

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 deuxième 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 supérieure  $\Omega_2$ , il faut donc rendre la vitesse mécanique variable en fonction de la vitesse du vent pour extraire le maximum de la puissance générée

#### 4.5 Modélisation d'une turbine éolienne

##### 4.5.1 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  $G$ .



**Fig.(4.5) : Schéma de la turbine éolienne**

##### 4.5.1.1 la puissance d'une éolienne

La puissance cinétique du vent à travers un disque éolien de rayon  $R$ , est donnée par la relation suivante [20] :

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V^3 = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_{vent}^3 \quad (4.1)$$

- ✚  $\rho$  : 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. [3]

#### 4.5.1.2 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 [21] [4] [3].

La puissance sur l'arbre du rotor ou la puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit :

$$P_{aéro} = C_p P_V = C_p \cdot (\lambda, \beta) \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2} \quad \text{et} \quad P_{elec} = P_{aéro} - P_{pertes} \quad (4.2)$$

- ✚  $C_p$  : coefficient de puissance défini comme suit :

$$C_p = (0.05 - 0.0167 \cdot (\beta - 2)) \cdot \sin \frac{\pi(\lambda + 0.1)}{18.1 - 0.3 \cdot (\beta - 2)} - 0.00184 \cdot (\lambda - 3) \cdot (\beta - 2) \quad (4.3)$$

- ✚  $\beta$  : 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  $V$ .

$$\lambda = \frac{\Omega_{turbine} \cdot R}{V} \quad (4.4)$$

- ✚  $\Omega_{turbine}$  : Vitesse de la turbine.

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

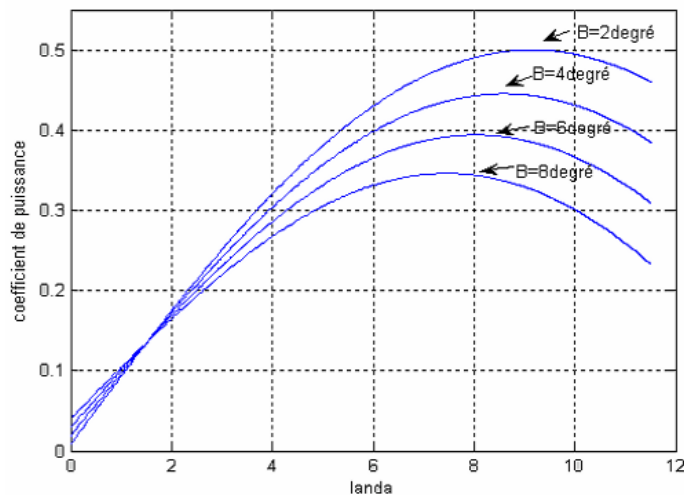
$$C_{aéro} = \frac{P_{aéro}}{\Omega_{turbine}} = C_p \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad (4.5)$$

#### 4.5.1.3 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 [4] [3]. 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 (4.6).

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 [20].



**Fig.(4.6) : Evolution du coefficient de puissance de l'éolienne (angle de calage fixe)**

#### 4.5.2 Modèle du Multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse de la génératrice figure (4.6), elle est modélisée mathématiquement par les équations suivantes :

$$C_G = \frac{C_{aéro}}{G} \quad (4.6)$$

- ✚  $C_G$ : couple issu du multiplicateur.
- ✚  $C_{aéro}$ : couple aérodynamique.
- ✚  $G$ : Gain du multiplicateur.

Pour la vitesse, on aura :

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_{méca}}{G} \quad (4.7)$$

#### 4.5.3 Equation dynamique de l'arbre :

La modélisation de la transmission mécanique se résume donc comme suit [3]

$$J_t \frac{d\Omega_{méc}}{dt} = \sum des\ couples = C_{méc} \quad (4.8)$$

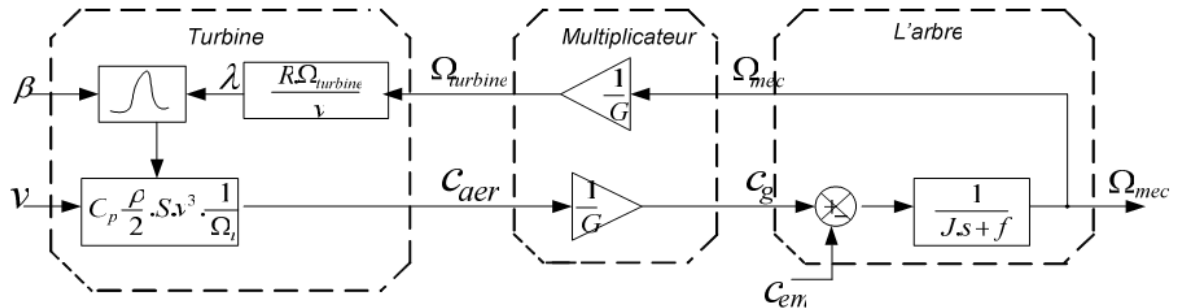
- ✚  $J_t$  : c'est l'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice
- ✚  $C_{méc}$  : c'est le couple mécanique, ce dernier prend en compte :
  - Le couple électromagnétique produit par la génératrice  $C_{em}$  ;
  - Le couple de frottement visqueux  $C_{vis}$  ;
  - Et le couple issu du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

$$C_{méca} = C_G - C_{em} - C_{VIS} \quad (4.9)$$

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

$$C_{VIS} = f\Omega_{méca} \quad (4.10)$$

#### 4.5.4 Schéma bloc du modèle de la turbine:



**Fig.(4.7):Schéma bloc du modèle de la turbine**

La turbine génère le couple aérodynamique (équation (4.5)) 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 (4.6), (4.7))

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

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

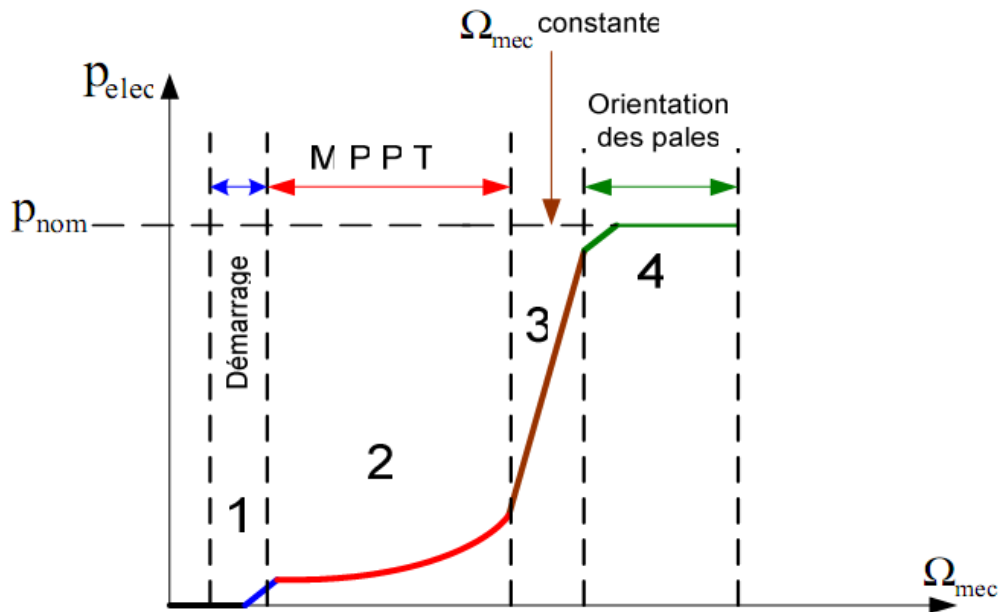
La vitesse de la turbine peut être contrôlée par action sur deux entrées :

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

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

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

Il y a quatre zones de fonctionnement pour une éolienne [3]



**Fig.(4.8) : 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  $\Omega_{démarrage}$ . (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.

#### 4.6.1 Maximisation de la puissance extraite MPPT (Maximum Power Point Tracking):

Le vent est une grandeur aléatoire, de nature très fluctuante. Ces fluctuations constituent la perturbation principale de la chaîne de conversion éolienne et créent donc des variations de puissance. [3][4]

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.

$$C_{em} = C_{em\ ref} \quad (4.10)$$

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. [23]

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  $C_{em}$ . [21]

$$\frac{d\Omega_{méca}}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (C_G - C_{em}) \quad (4.11)$$

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 :

$$C_{em\ ref} = PI. (\Omega_{ref} - \Omega_{méca}) \quad (4.11)$$

- 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 :

$$\Omega_{ref} = G. (\Omega_{turbine-ref}) \quad (4.12)$$

$$P_{méca-opt} = -\frac{1}{2} * C_{p\ max} * \frac{\rho * \Pi * R^3}{G^3 * \lambda^3} * \Omega_{méca}^3 \quad (4.13)$$

La référence de la vitesse de la turbine correspond à celle correspondant à la valeur optimale du ratio de vitesse  $\lambda_{max\ PC}$  (à  $\beta$  constant) permettant d'obtenir la valeur maximale du  $C_p$ . la figure (4.11) représente le schéma bloc de cette maximisation.



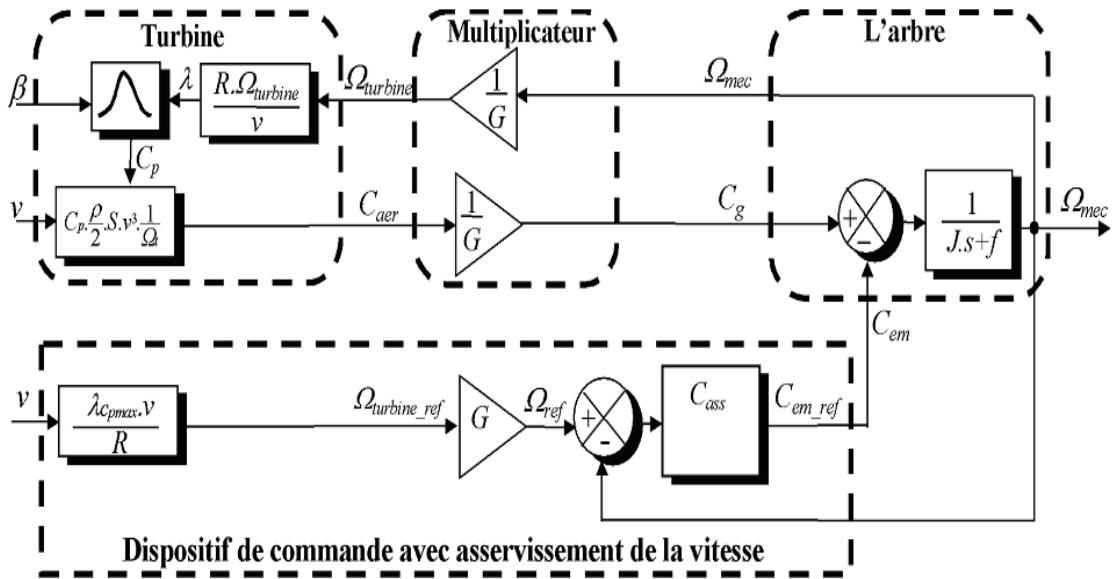


Fig.(4.9) Schéma bloc de la maximisation de la puissance MPPT

4.7 Schéma globale illustrant le fonctionnement d'une éolienne à base d'une MADA pilotée par un convertisseur matriciel:

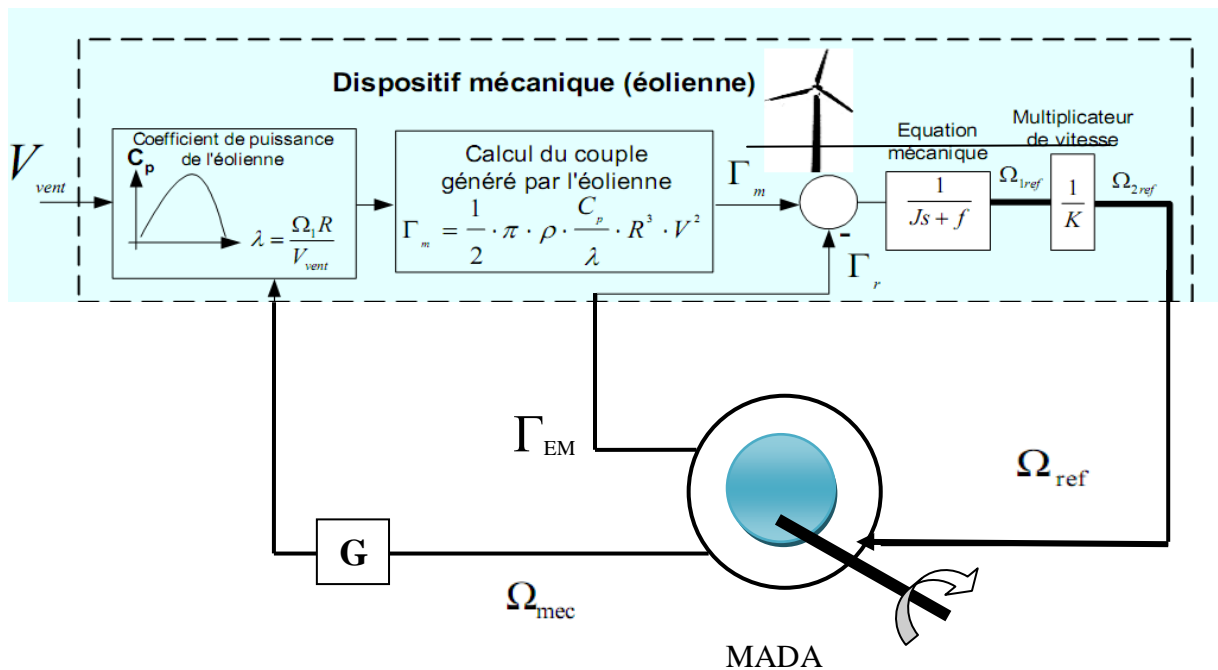


Fig.(4.10) dispositif mécanique de l'éolienne

réseau

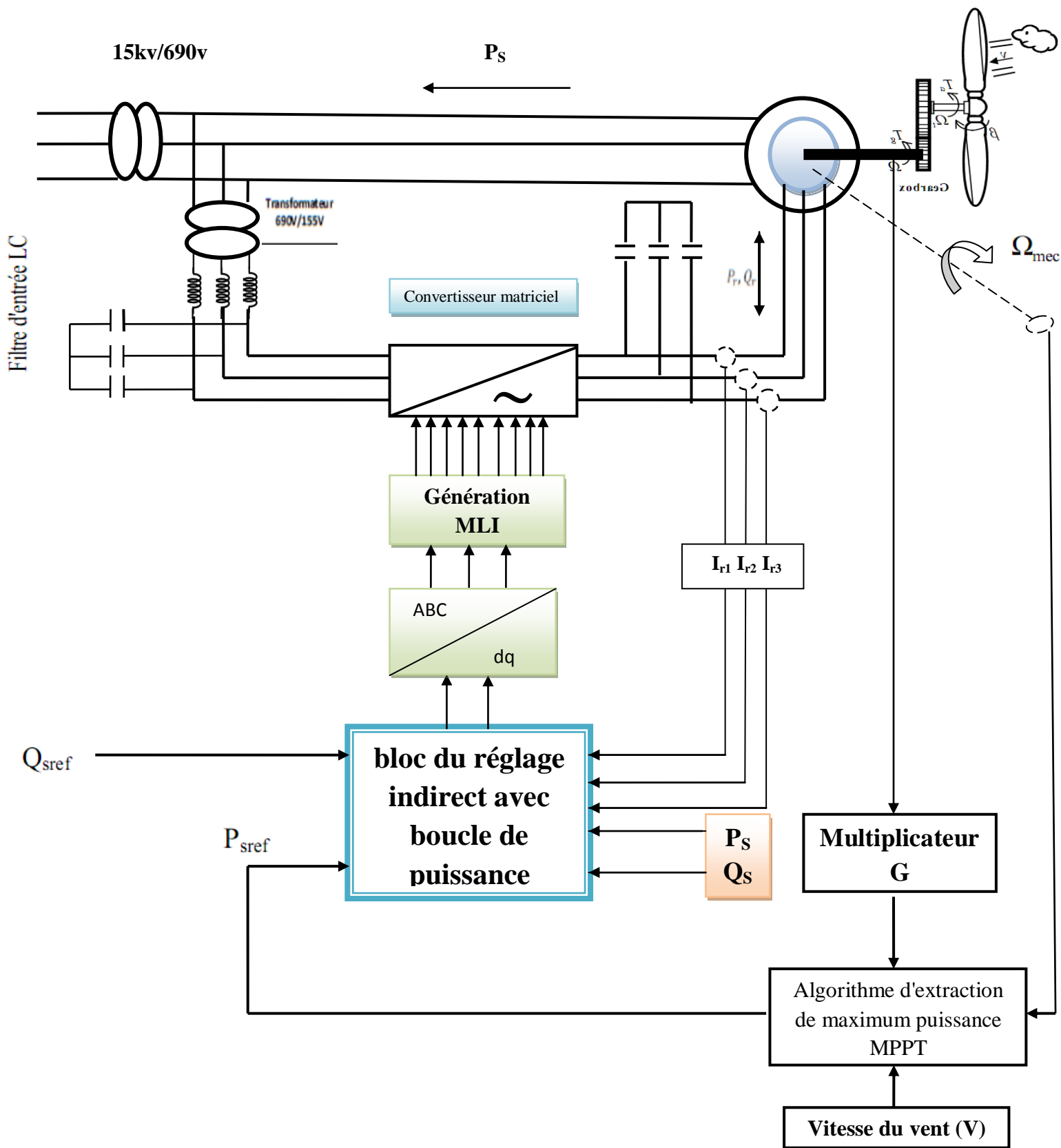
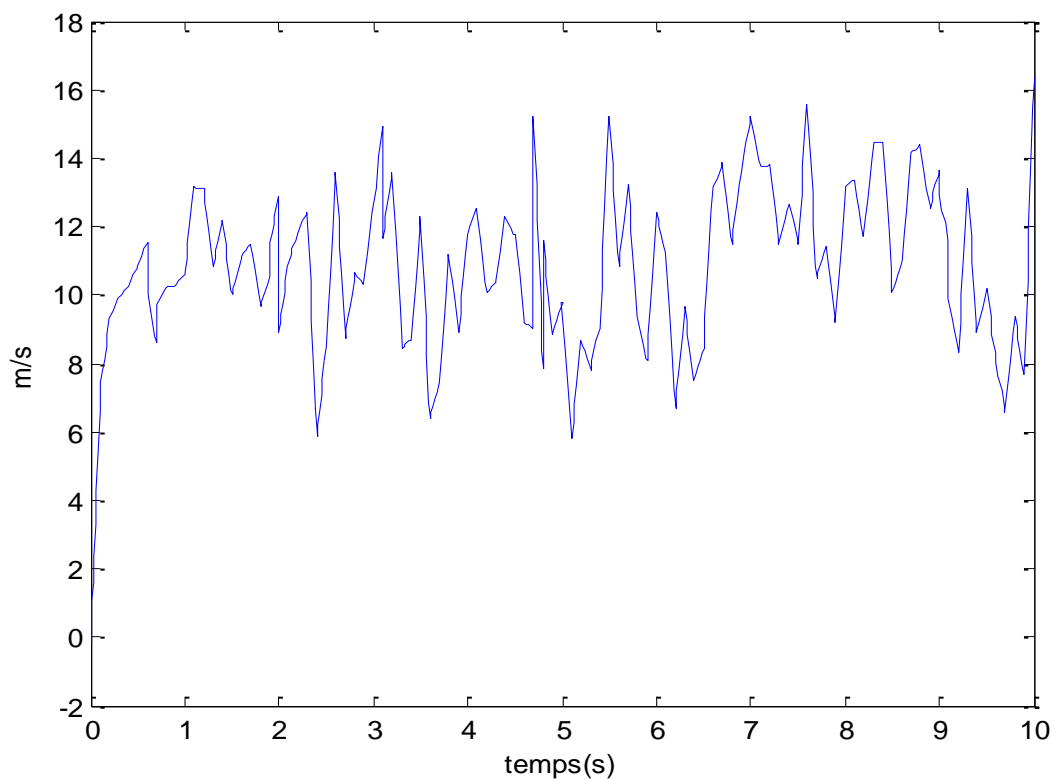
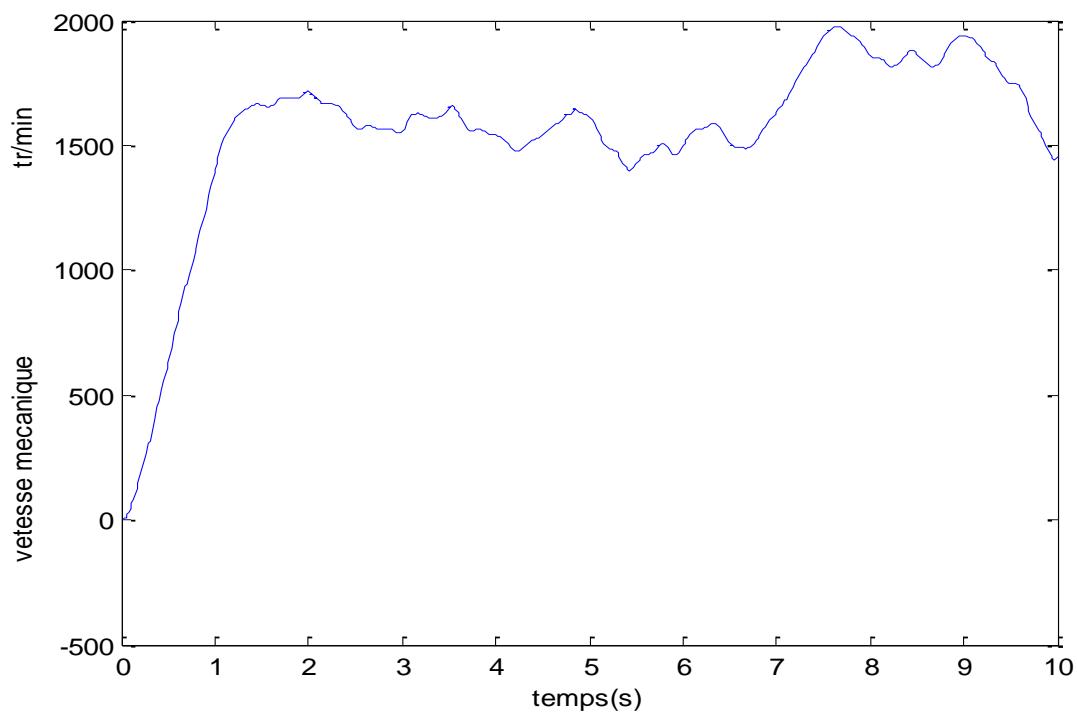


Fig.(3.11 ) Schéma structurel du système éolien global

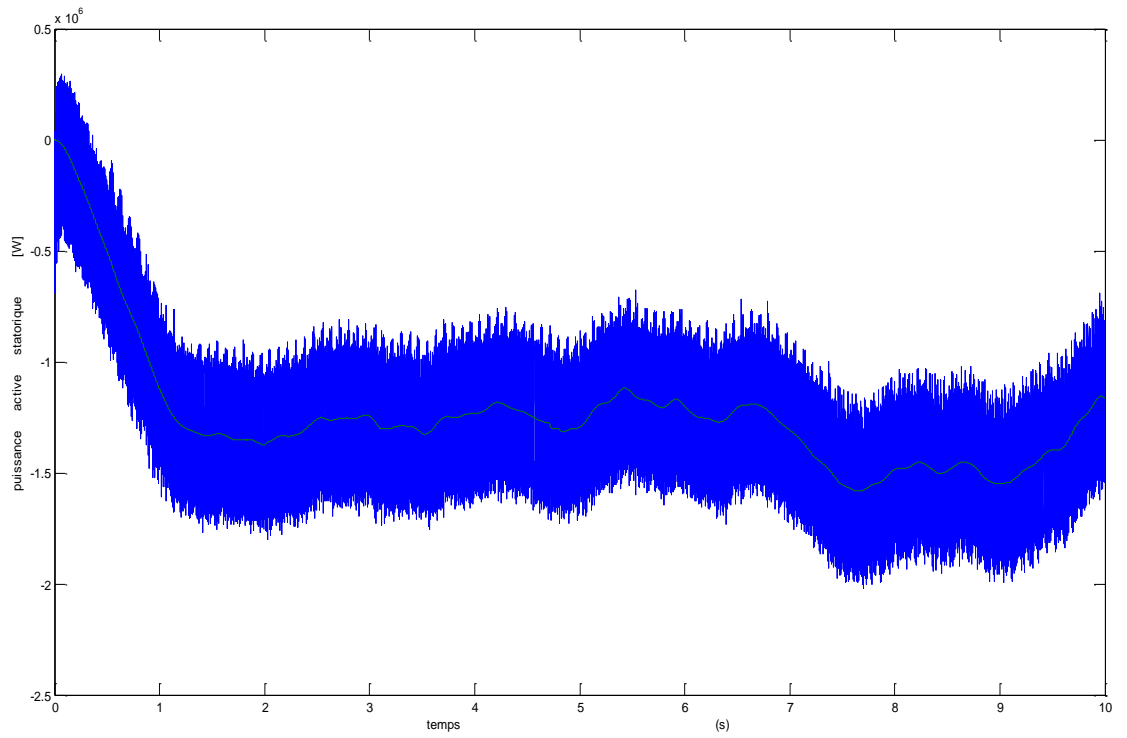
## 4.8 Résultats de simulation



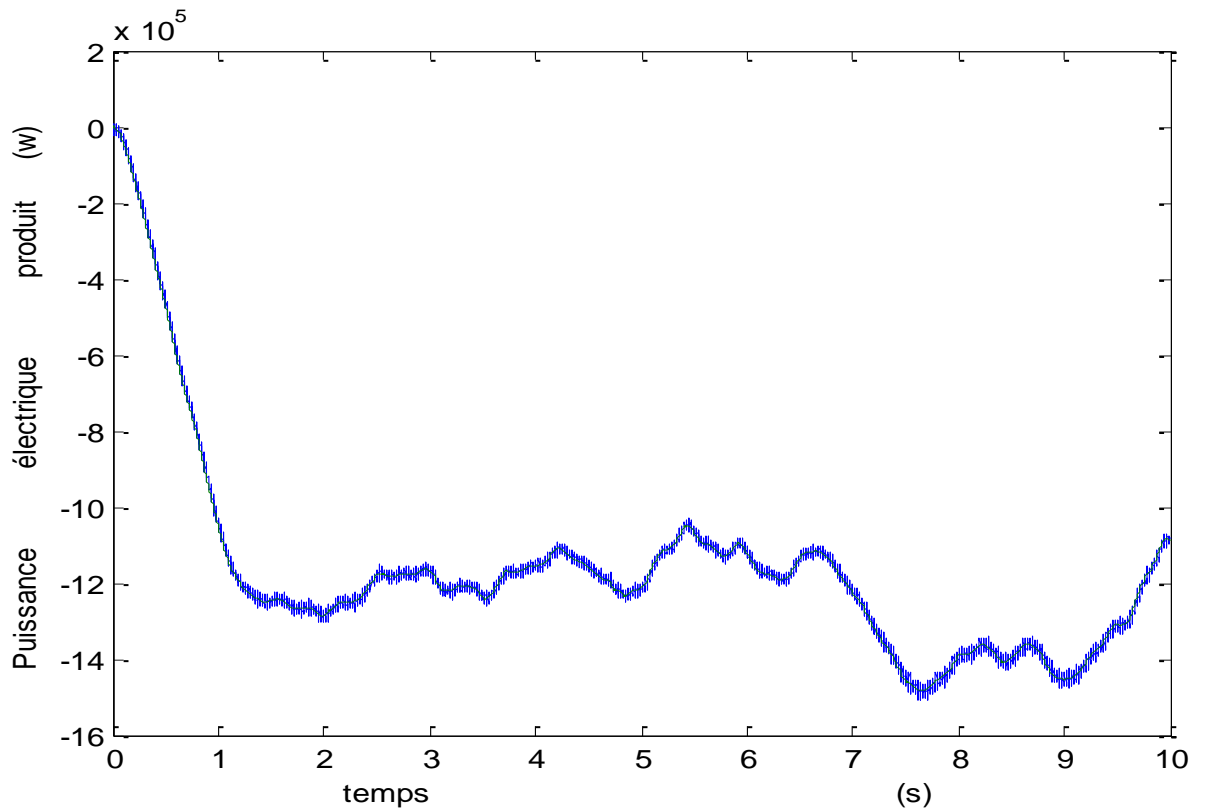
**Fig.(4.12) Profil du vent appliqué**



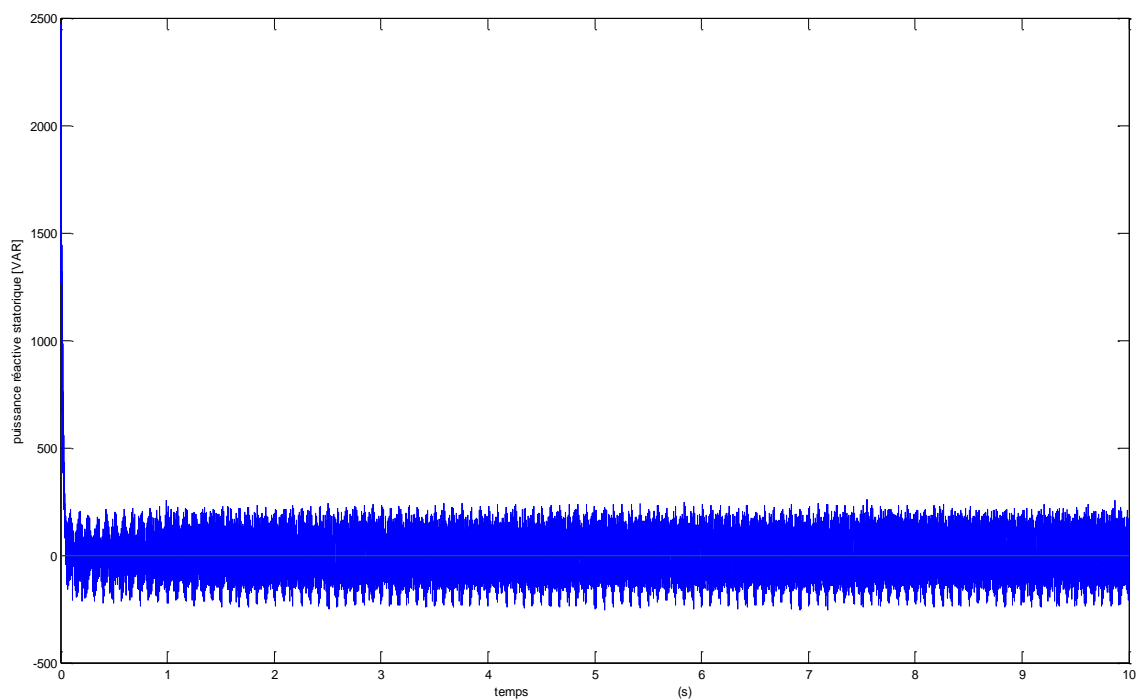
**Fig.(4.13) Profil du vitesse mécanique**



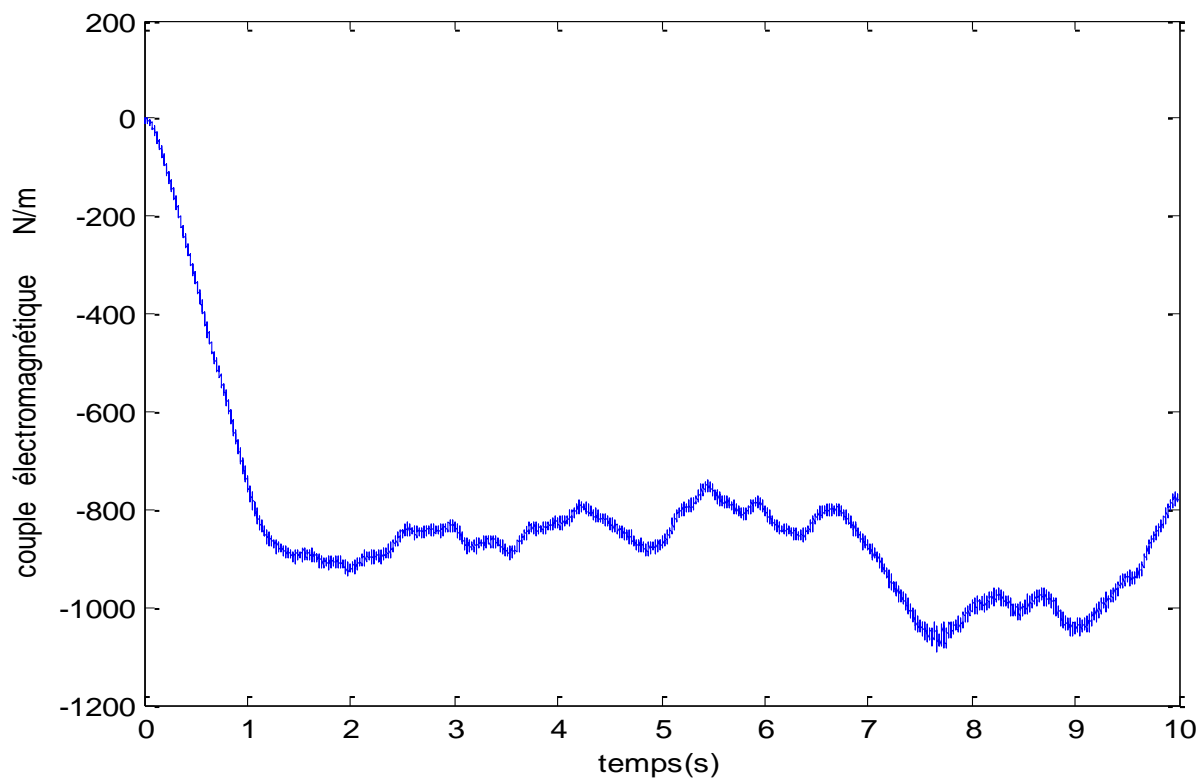
**Fig. (4.14) La Puissance électrique produit sans boucle de vitesse**



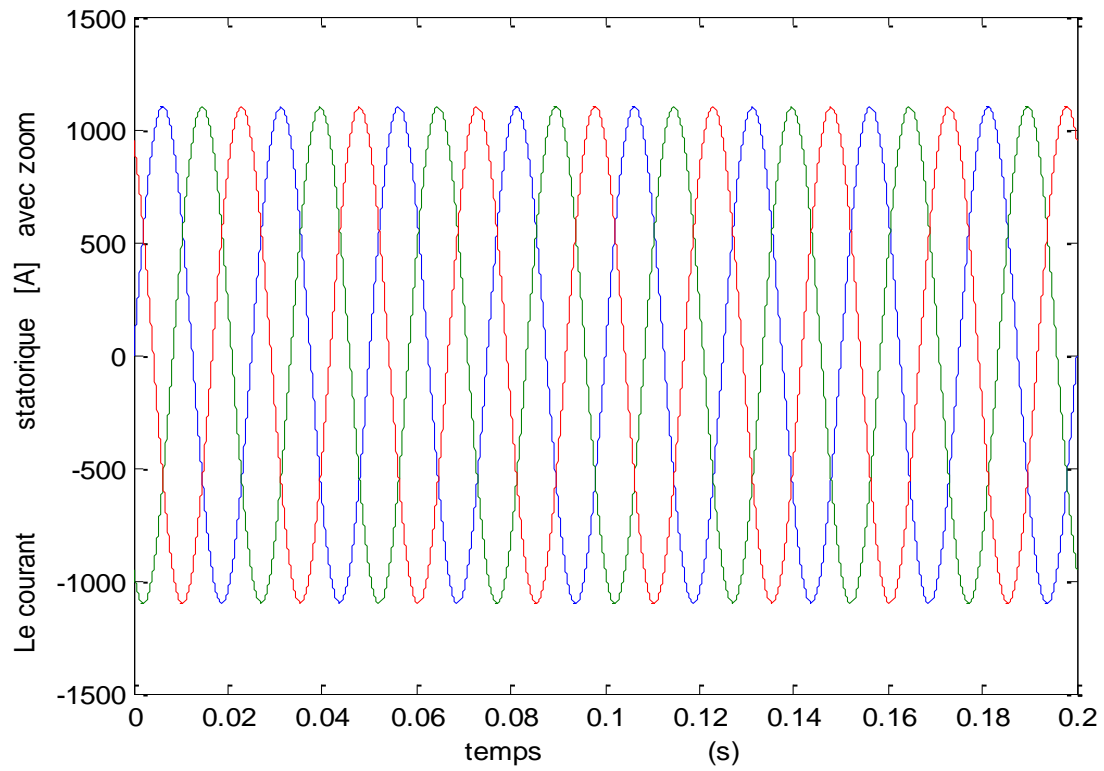
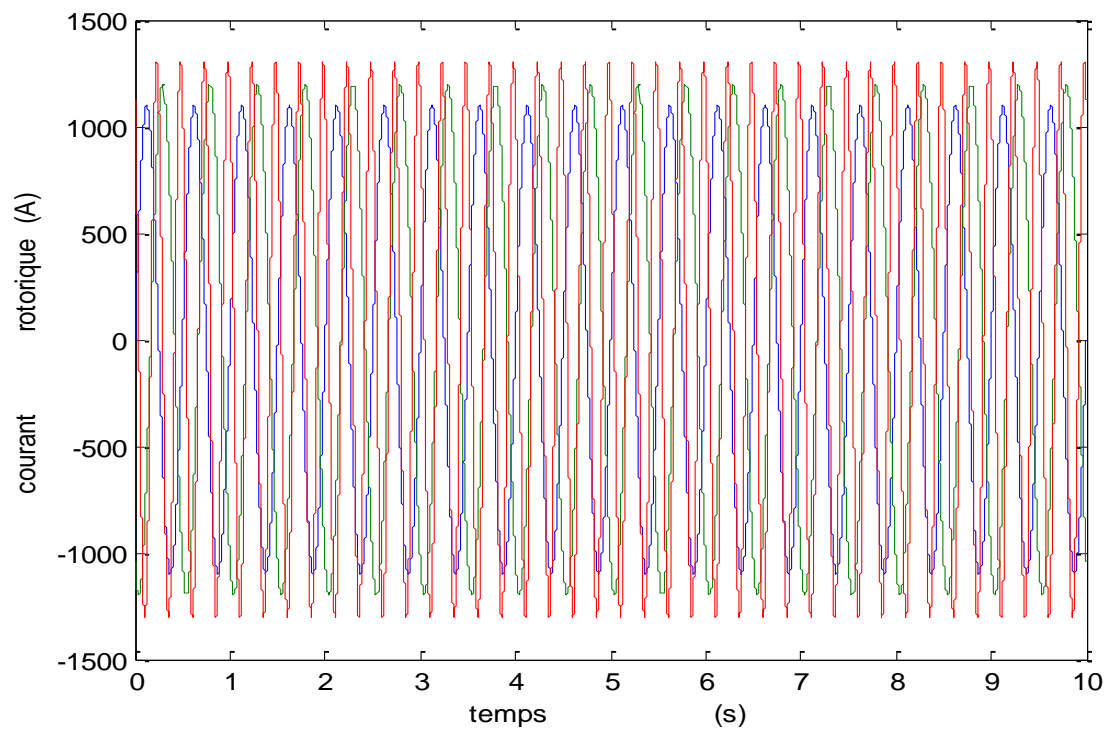
**Fig. (4.15) La Puissance électrique produit avec boucle de vitesse**

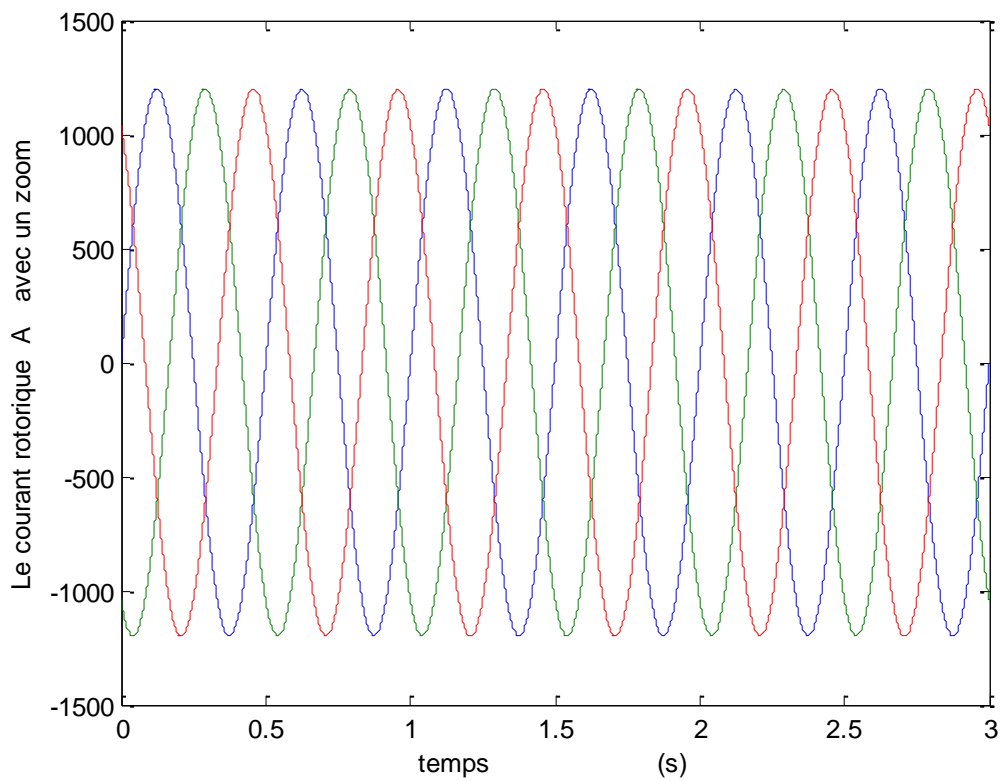


**Fig. (4.16) La puissance réactive statorique**

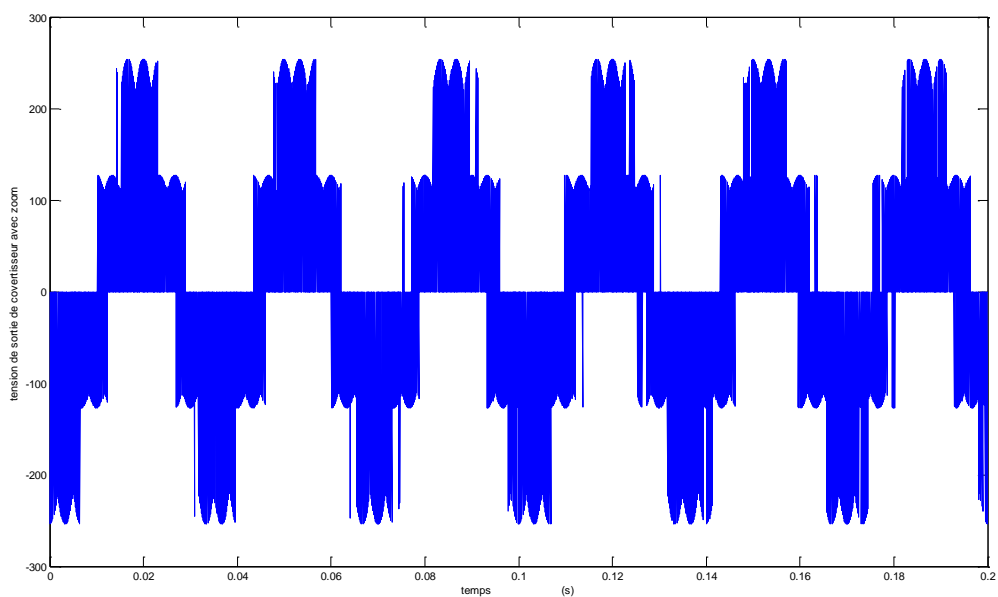


**Fig. (4.17) couple électromagnétique développée par la machine**

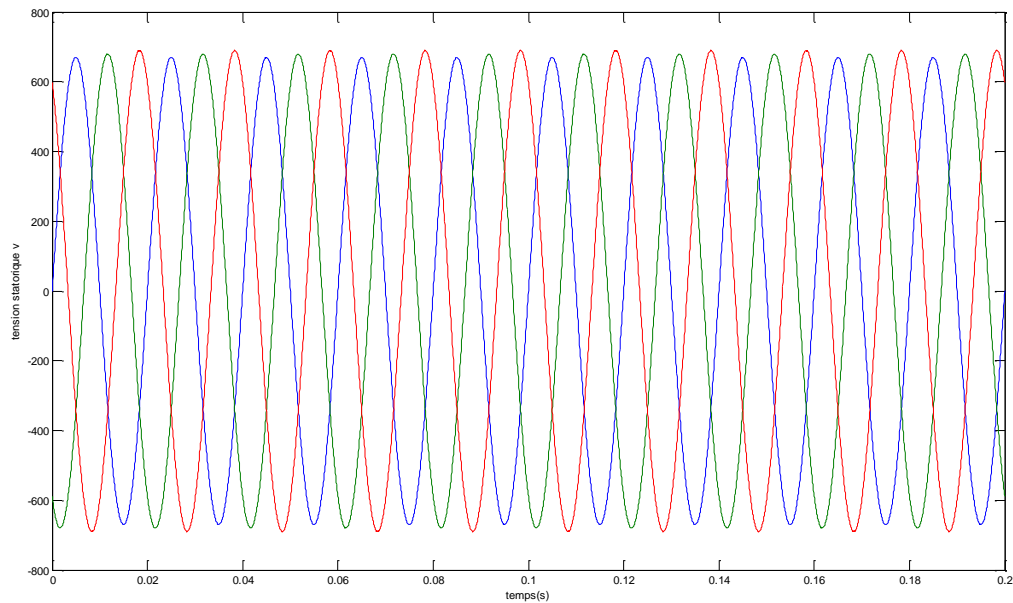
**Fig. (4.18) Le courant statorique****Fig. (4.19) Le courant rotorique**



**Fig. (4.20) Le courant rotorique**



**Fig.(4.21) la tension générée par convertisseur**



**Fig.(4.22) tension statorique**

La figure (4.12) présente le profil du vent qui sera appliqué pour la turbine éolienne sa valeur moyenne est autour de (10m/s).

Les résultats de simulation montrent que la variation de la puissance électrique figure (4.15) est adaptée à la variation de la vitesse de la génératrice figure (4.13), 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 suivi de consigne pour puissances 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.

## 4.9 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 et perspectives**

## Conclusion et perspectives :

Le travail présenté est consacré à l'étude des systèmes de conversion d'énergie par la machine asynchrone double alimentation, la modélisation, ainsi qu'au réglage découplé des puissances active et réactive de la machine à double alimentation alimentée par un convertisseur matriciel contrôlé par la technique de modulation de MLI calculée et tout l'enchaînement en a été appliqué sur une turbine éolienne.

Dans ce travail, la configuration adoptée pour le système de conversion de l'énergie électrique, est composée d'une machine asynchrone à double alimentation, alimentée par un convertisseur matriciel muni d'un filtre capacitif. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse sont limitées autour de celle de synchronisme et ceci grâce aux nombreux avantages sur les plans technique et économique qu'elle offre notamment:

- ✚ la possibilité du fonctionnement dans les quatre quadrants.
- ✚ la possibilité de produire de l'énergie électrique à fréquence constante avec une vitesse d'entraînement variable.
- ✚ L'accessibilité à la mesure de toutes les grandeurs électriques du stator et du rotor de la MADA, offre une grande flexibilité et précision au contrôle des courants, des flux, des puissances,...etc., et ce qui facilite également l'implémentation des différents algorithmes de commande.
- ✚ le convertisseur de puissance dans cette configuration ne traite seulement qu'une fraction de 20-30 % de toute la puissance du système et ce qui permet de réduire aussi bien les pertes que le coût de celui-ci.
- ✚ L'écoulement de puissance entre le rotor de la MADA et le réseau s'établit directement, cela est dû à l'absence d'élément de stockage dans la structure du convertisseur matriciel et ce qui permet d'augmenter la durée de vie et de réduire les dimensions de ce dernier.

D'après l'étude et la synthèse bibliographique des différents travaux établis sur la MADA, le convertisseur matriciel, les différentes configurations de l'association MADA/convertisseur ainsi que sur les différentes techniques de commande adoptées pour la commande éloignée et rapprochée pour le système de conversion considéré, on peut conclure que:

- ✚ La configuration de la MADA qui consiste à connecter le stator directement au réseau ainsi que le rotor est alimenté à travers un convertisseur de puissance bidirectionnel est majoritairement traitée dans la littérature, grâce aux avantages présentés par cette dernière dans le domaine de la génération à vitesse variable notamment dans les systèmes éoliens. L'avantage principal de cette configuration est réside dans le fait que le convertisseur de puissance au niveau rotorique traite seulement une fraction de 20 à 30 % de la puissance nominale du système complet de conversion pour une vitesse d'entraînement autour de celle de synchronisme. C'est cette configuration que nous avons retenue dans notre étude.

*f*

- ✚ L'étude portée sur les différents convertisseurs de puissance associés à la MADA, montre que le convertisseur matriciel offre des avantages considérables par rapport aux convertisseurs classiques sur les plans technique et économique.
- ✚ D'après les différentes stratégies de commande de la MADA nous avons adopté pour la commande par découplage des puissances active et réactive, car présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances.
- ✚ D'autre part, notre choix s'est porté sur la méthode de modulation MLI calculée en vue d'une commande rapprochée du convertisseur matriciel, vu que cette méthode présente des avantages exceptionnels, notamment en termes de taux d'harmoniques.

D'après l'étude de modélisation et de simulation du convertisseur matriciel commandé par la technique de modulation MLI calculée en tenant compte des capacités placées entre le convertisseur matriciel et le rotor de la machine, on constate que la technique de modulation de MLI calculée permet de moduler d'une manière très précise le courant d'entrée ainsi que la tension de sortie. L'insertion d'un filtre passif à l'entrée du convertisseur matriciel permet d'empêcher la propagation des courants harmoniques dans le réseau. Par conséquent, il est indispensable d'optimiser les paramètres du filtre passif en tenant compte de la plage de la fréquence de fonctionnement du convertisseur matriciel. L'avantage principal procuré par ce convertisseur est le fait d'avoir un facteur de puissance réglable, pouvant atteindre l'unité et par conséquent obtenir un réglage fin des puissances active et réactive fournies par le réseau. Cet avantage permet au convertisseur matriciel de trouver un large domaine d'application notamment dans les systèmes d'entraînement et de génération à vitesse variable.

Nous avons développé un contrôle découplé direct et indirect des puissances active et réactive générées par la MADA pour une vitesse d'entraînement fixe et variable, de même que nous avons simulé le système de conversion complet (MADA, Convertisseur matriciel, algorithmes de contrôles) afin de tester la validité et la robustesse de ce dernier. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que:

- ✚ la méthode directe de réglage des puissances présente la simplicité de mise en œuvre et de hautes performances dans le cas d'un fonctionnement à vitesse constante.

*f*

- ✚ la méthode indirecte avec boucle de puissance permet d'obtenir un système de réglage performant pour un fonctionnement à vitesse variable de la MADA; de même qu'elle présente l'avantage de contrôler les courants rotoriques permettant d'assurer la protection de la MADA en limitant les courants d'une part, et d'avoir un fonctionnement optimal du système de conversion électrique en minimisant les éventuels soucis liés aux variations des paramètres d'autre part. Cependant, cette méthode est plus complexe à mettre en œuvre.
- ✚ l'utilisation de la technique de modulation de MLI calculée pour le contrôle du convertisseur matriciel a permis d'obtenir des courants parfaitement sinusoïdaux sans conséquence de la pollution du réseau.

On intègre Le modèle de la MADA piloter par le convertisseur matriciel 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. Il est noté que l'utilisation de la MADA dans les éoliennes connaît une évolution très rapide à cause de ses performances vis-à-vis des autres machines, et aussi grâce aux progrès technologiques. Néanmoins, il en demeure quelques problèmes notamment liés aux contacts mécaniques (bagues). Ainsi la majeure partie des éoliennes modernes industrielles est constitué de génératrice asynchrone à double alimentation car elle apporte non seulement des solutions aux variations incessantes du vent, mais aussi permet un transfert optimale de la puissance au réseau.

Finalement, Il va sans dire, que le système de conversion à base de la MADA alimentée par un convertisseur matriciel du côté rotorique et connectée directement au réseau du côté statorique a un pouvoir d'application très vaste dans les applications d'entraînement ou de génération à vitesse constante et variable , notamment dans les systèmes éoliens.

# Annexe et Bibliographie

**Conditions de simulations :****1. La MADA utilisé dans les chapitres 1, 2 et 3 présente la plaque signalétique suivante**

- Valeurs nominales : 10kW, 220/380 V, 50 Hz, 1440 tr/min.
- Résistance statorique :  $R_s = 0.455 \Omega$
- Résistance rotorique :  $R_r = 0.19 \Omega$
- Inductance cyclique statorique:  $L_s = 0.07H$
- Inductance cyclique rotorique :  $L_r = 0.0213H$
- Inductance cyclique mutuelle :  $M = 0.034H$
- Le nombre de pair des pôles est :  $p = 2$

**Constantes mécaniques de la MADA:**

- Moment d'inertie :  $J = 0.05 \text{ kg.m}^2$ .
- Coefficient de frottement visqueux :  $f_r = 0.035 \text{ N.m.s/rd.}$

**Autre constante**

- Les puissances de références sont:  $P_{ref} = -100000 \text{ Watt}$

Et

$$Q_{ref} = 0 \text{ Var}$$

- Le réseau utilisé est réseau qui présente  $220/380V$  et  $f = 50Hz$  ;

**2. La MADA utilisé dans la turbine éolienne présente la plaque signalétique suivante**

- Valeurs nominales : 1.5MW, 690V/15KV, 50 Hz, 1450 tr/min.
- Résistance statorique:  $R_s = 0.012 \Omega$
- Résistance rotorique:  $R_r = 0.021 \Omega$
- Inductance cyclique statorique:  $L_s = 0.0137H$
- Inductance cyclique rotorique:  $L_r = 0.013H$
- Inductance cyclique mutuelle:  $M = 0.01H$
- Le nombre de pair des pôles est :  $p = 2$

**Les paramètres de la turbine éolienne utilisée :**

- Nombre de pale =3
- Diamètre d'une pale R=35.25
- Gain du multiplicateur : G=90
- Inertie J= 1000 Kg.m<sup>2</sup>
- Coefficient f=0.0024 N.m.s/rd

En effectuant le calcul des gains des régulateurs suivant la méthode détaillée dans le chapitre 2, on trouve les valeurs numériques, affinées pour obtenir les meilleures performances, suivantes.

Tableau 1 Gains des régulateurs utilisés

Méthode	Commande directe	Commande indirecte BO	Commande indirecte BF	
	Puissances	Courants	Courants	Puissances
$K_P$	0.5	7.32	7.32	1
$K_I$	0.2	10	10	125

## **REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

### **CHAPITRE 1**

- [1] **Hopfensperger B. et Atkinson D. J.**, "Doubly-fed a.c machines: classification and comparison", European conf. Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-17, Graz, 2001.
- [2] **DENDOUGA Abdelhakim**, "contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation (DFIM) ", docteur en science, en électrotechnique, université de Batna, 2010
- [3] **HAMZAOUI ihssen**, " Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur ", thèse de magister, école nationale polytechnique Alger, promotion, 2008.
- [4] **POITIERS F.**, "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.
- [5] **AZAIZIA R.**, "Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multi-niveaux", Mémoire de magister en genie électrique, Université de Boumerdes, Algérie, 2008.
- [6] **LINDHOLM M.**, " Doubly fed drives for variable speed wind turbines", Thèse de doctorat, Université Technique de Denmark, 2003, Denmark.
- [7] **SALLOUM G.**, " Contribution a la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation", Thèse de doctorat, I.N.P de Toulouse 2007, France.
- [8] **PETERSSON A.**, "Analyse, Modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines", thèse de licence en électrotechnique, université technologique de Chalamer, Göteborg, 2003, Sweden.
- [9] **BOLDEA I.**, " The electric generators Handbook: variable speed generators", CRC press Taylor & francis group, 2006, New York, U.S.A.
- [10] **VIDAL P. E.**, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", thèse de doctorat, I.N.P. de Toulouse, 2004, France.
- [11] **DRID S.**, "Contribution à la modélisation et à la commande d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: Théorie et expérimentation", thèse de doctorat, Université de Batna, 2005, Algérie.



- [12] **KHOUDJET EL KHIL,S** et **SLAMA-BELKHODJA I.**, Pietrzak-David M. et Fornel B. "Sensorless field oriented control of doubly fed induction speed drive", EUROCON Int. Conf. on Computer as a Tool, Warsaw, Proc. of the IEEE. Sept 2007.
- [13] **BONAL J. et SEGUIER G.**" Entraînements électriques à vitesse variable", Tec. & Doc Lavoisier, 1998, Paris, France.
- [14] **WHEELER P. W., CLARE J. C.**, Empringham L., Bland M. and Kerris K. G., " Matrix converters: A vector controlled MCT matrix converter induction motor drive with minimized commutation times and enhanced waveform quality ", IEEE industry applications magazine, pp. 59-65, JAN/FEB 2004.
- [15] **EL AIMANI S.** "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.
- [16] **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°4, pp. 800-802, December, 2004.
- [17] **ZERMANI Yacine** et **KERBOUAI. Hamza**, "étude dynamique d'une génératrice asynchrone auto-éxcité", PFE, école nationale polytechnique Alger, promotion, 2009.
- [18] **MERRAHI Farid**, " Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone `a Double Alimentation (Application `a l'Energie Eolienne)", thèse de magister automatique, école nationale polytechnique, 2007.
- [19] **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.
- [20] **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.
- [21] **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
- [22]**DAHMANE Kamal**," Contribution à la modélisation et à la commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentée Par Convertisseurs Matriciels ", thèse de magister, école nationale polytechnique Alger, promotion, 2004

- [23] **GERGAUD O.** "Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système éolien et photovoltaïque couple au réseau et associé à un accumulateur", Thèse de Doctorat, Ecole normale supérieure de Cachan, France, 2002.
- [24] **A.CHAIBA** "Commande par la Logique Floue de la Machine Asynchrone a Double Alimentation Alimentée en Tension", Thèse de Magister, Université de Batna-2004
- [25] **J.CHATLAIN**, "Machines Electriques ", Tome1, Dunod 1983.
- [26] **ABBAS Mourad et MECHENTEL Mohamed,** " Modélisation et Commande d'une MADA alimentée par une cascade à trois niveaux application à l'énergie éolienne", PFE, école nationale polytechnique Alger, promotion 2006
- [27] **ARMAND BOYETTE**, "contrôle et commande d'un générateur à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne", thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, décembre 2006.
- [28] **K.DAHMANE, R.CHIBAH** Analyse et Commande d'un Convertisseur Matriciel Triphasé : Application à la Conduite d'une Machine Asynchrone PFE ENP, Alger 2001
- [29] **YOUNG-DOO YOON, SEUNG-KI SUL, CARRIER-BASED** Modulation Technique for Matrix Converter, IEEE Transaction On Power Electronics, Vol. 21, No. 6, November 2006.
- [30] **PIRIYAWONG V.**, "Design and implementation of simple commutation method matrix converter", Thesis of Master science, King Mongkut's institute of technology north Bangkok. 2007, Thailand
- [31] **GHEDAMSI K.**, " Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence: Application à la conduite de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Ecole nationale polytechnique, Alger, Algérie, 2008.
- [32] **WHEELER P. W., RODRIGUEZ J., CLARE J. C., Empringham L., and Weinstein A.**, " Matrix converters: A Technology review", IEEE Trans. on industrial electronics, vol. 49, pp. 276-288, 2002.
- [33] **DJOUDI Abdelhak,** " Commandes Non Linéaires d'une Eolienne à Base d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Pilotée Par un Convertisseur Matriciel ", thèse de magister, école nationale polytechnique Alger, promotion, 2010